



1.1	Thermische elektronenemissie	blz.	1
1.2	De diode		3
1.3	Direct en indirect verhitte kathodes		4
1.4	Constructie van een diode		7
1.5	De werking van een diode		7
1.6	De karakteristiek van een diode		9
1.7	Steilheid en inwendige weerstand van een diode		11
2.1	Constructie en werking van een triode		13
2.2	De karakteristiek van een triode		15
2.3	De anodestroom-roosterspanningskarakteristieken van een triode		15
2.4	De karakteristieke grootheden van een triode		17
2.5	De anodestroom-anodespanningskarakteristieken van een triode		21
2.6	De karakteristieke grootheden uit de $I_a - U_a$ -karakteristieken van een triode		23
2.7	De roosterstroom-roosterspanningskarakteristieken		25
2.8	De triode als versterker		25
2.9	De triodevergelijking		27
2.10	De dynamische steilheid		29
2.12	De dynamische $I_a - U_g$ -karakteristiek		31
2.13	De belastingslijn		33
2.14	Automatische negatieve roosterspanning		37
3.1	Constructie en werking van de tetrode		41
3.2	De karakteristieken van een tetrode		43
3.3	De anodestroom-anodespanningskarakteristieken van een tetrode		45
3.4	De karakteristieke grootheden van de tetrode (buisconstanten)		47
4.1	Constructie van een pentode		49
4.2	Werkings van de pentode		49
4.3	De pentode als versterker		51
4.4	De karakteristieken van een pentode		53
5.1	Vervangschema's voor een buis		55
5.2	Verschillende frequentiegebieden		57
5.3	Spannings-, stroom- en vermogensversterking		57
5.4	Verschillende instellingen van versterkerbuizen		59
6.1	De weerstandsgekoppelde versterker		61
6.2	Het frequentiegebied van een weerstandsgekoppelde versterker		63
6.3	De versterking voor frequenties in het middenregister		64
6.4	De versterking van hoge frequenties		65
6.5	De versterking voor lage frequenties		65
6.6	De amplitudekarakteristiek van de weerstandsgekoppelde versterker		67
6.7	Vermindering van de versterking der lage frequenties ten gevolge van de invloed van de condensator die parallel staat aan de kathodeweerstand		69
6.8	De smoorspoelgekoppelde versterker		71
6.9	De transformatorgekoppelde versterker		74



7.1	De eindversterker	77
7.2	Versterker met uitgangstransformator, belast met een weerstand	77
7.3	Berekening van R_a voor maximaal vermogen bij gegeven ingangssignaal	79
7.4	Berekening van R_a voor maximaal afgegeven vermogen als de roosterwisselspanning naar wens kan worden ingesteld	81
7.5	Berekening van R_a voor maximaal afgegeven vermogen bij een pentode als de ingangsspanning naar wens kan worden ingesteld	83
7.6	De uitgangstransformator	85
7.7	De stroom door de belastingsweerstand voor het gebied de gemiddelde frequenties	87
7.8	De stroom door de belastingsweerstand voor het gebied der lage frequenties	87
7.9	De stroom door de belastingsweerstand voor het gebied der hoge frequenties	89
7.10	De invloed van de verliezen en eigen capaciteiten van de transformator	90
7.11	De eindbuis met luidspreker	91
7.12	Vervorming	92
8.1	Balansschakeling	101
8.2	Balansschakeling van twee in klasse A ingestelde triodes	105
8.3	Pentodes in balansschakeling volgens klasse B ingesteld	105
8.4	Twee triodes in balansschakeling volgens klasse B ingesteld	105
8.5	Instelling van pentodes volgens klasse B	109
8.6	Instelling volgens klasse A-B	111
8.7	Stuurtrappen voor balansschakelingen	111
9.1	Tegenkoppeling	115
9.2	Spanningstegenkoppeling	117
9.3	Stroomtegenkoppeling	119
9.4	De ingangswaerstand van een tegengekoppelde versterker	120
9.5	Enkele praktische tegenkoppelingsschakelingen	120
9.6	Tegenkoppeling die van de frequentie afhankelijk is	125
9.7	Invloed van de faseverschuiving bij een tegengekoppelde versterker	127
9.8	De invloed van tegenkoppeling op storingen	129
10.1	Detectie (inleiding)	131
10.2	Diodedetectie	131
10.3	De karakteristieken van een gelijkrichtdiode	134
10.4	Vervorming bij kleine signalen	136
10.5	Koppeling van de detector aan de volgende buis	137
10.6	Volumeregeling bij de diodedetectie	138
10.7	Belasting van diodedetector op de voorafgaande kringen	139
10.8	Gewijzigde schakeling van de diodedetector	140
10.9	Detectiekarakteristiek	141
10.10	Kristaldetectie	141
10.11	De roosterdetector	141
10.12	Anodedetectie	145
11.1	De diode als gelijkrichter	147
11.2	Het afvlakfilter	149
11.3	Dubbelfasige gelijkrichting	151

R.T.

Inhoud Elektronica

Nadruk verboden



HILVERSUM

11.4	Constantheid van de afgegeven spanning	151
11.5	Meerfasige plaatsspanningsapparaten	152
11.6	Gasgevulde gelijkrichtbuizen	153
11.7	De ratelcondensator	154
12.1	Het principe van een oscillator	155
12.2	Oscillatorschakeling	157
12.3	De negatieve roosterspanning bij een oscillator	161
12.4	Frequentiestabiliteit van de oscillator	162
12.5	Verschillende oscillatorschakelingen	163
13.1	Verschillende versterkers voor hoge frequenties	177
13.2	Hoogfrequent versterking in omroepontvangers	177
13.3	Het verband tussen versterking en bandbreedte	181
13.4	Vervorming en storingsverschijnselen bij hf-versterkers	182
13.5	Modulatieverdieping en modulatievervorming	183
13.6	Kruismodulatie	186
14.1	Additieve menging	189
14.2	Multiplicatieve menging	190
15.1	De oorzaken van ruis	197
15.2	Het hageleffect	197
15.3	De temperatuurbeweging	197
15.4	De ruisspanning in netwerken	198
15.5	De equivalente ruisweerstand van een versterkerbuis	199
15.7	Ruisfactor en ruisgetal	200
16.1	De wetten van Kirchhoff toegepast op buizen (inleiding)	201
16.2	De anodebasisschakeling of cathode follower	203
16.3	De roosterbasisschakeling	205
16.4	Buisschakelingen waarin impedanties voorkomen	207
17.1	Stroomstabilisatie	211
17.2	Spanningsstabilisatie	211
17.3	Spanningsstabilisatie door middel van elektronenbuizen	214
18.1	Versterkers in klasse C-instelling	217
18.2	Terugwerking	223
18.3	Neutrodyniseren	223
18.4	Parasitair oscilleren	225
18.5	Frequentievermenigvuldiging	227
19.1	Absorptiemodulatie	229
19.2	Stuurroostermodulatie	229
19.3	Scherfroostermodulatie	231
19.4	Keerroostermodulatie	233
19.5	Anodemodulatie	237

R.T.

Inhoud Elektronica

Nadruk verboden



HILVERSUM

19.6	Heisingmodulator	237
19.7	Seriemodulatie	239
19.8	Gecombineerde modulatiemethoden	239
19.9	Het versterken van in amplitude gemoduleerde spanningen	241
20.1	Het in frequentie- of fase-moduleren van een hf.-signaal	245
20.2	Detectie van het in frequentie gemoduleerde signaal	249
20.3	Begrenzing van het in frequentie gemoduleerde signaal	257

R.T.

Ea

Nadruk verboden

Elektronica, Les 1

Hoofdstuk 1

1.1. Thermische elektronenemissie

Vloeit door een draad een elektrische stroom, dan verplaatsen elektronen zich door de draad. Deze elektronen blijven echter binnen de draad. Een elektron dat de draad zou willen verlaten zou een positief ladingsoverschot achterlaten. Immers, met het elektron zou een negatieve lading de draad verlaten, dus blijft er een tekort aan negatieve lading, ofwel een positieve lading achter. Deze achterblijvende positieve lading zou het negatief geladen elektron aantrekken en het zodoende binnen de draad houden, want tegengestelde ladingen trekken elkaar aan.

De moleculen, atomen en elektronen van een lichaam zijn voortdurend in beweging. Met het blote oog, zelfs met een microscoop zien we daar niets van, omdat de deeltjes daarvoor veel te klein zijn. De beweging van die deeltjes is zeer onregelmatig. Zowel de snelheid waarmee de deeltjes zich bewegen als de richting waarin ze zich bewegen, verandert voortdurend. Daar de bewegende deeltjes herhaaldelijk tegen elkaar botsen, veranderen hun snelheid en richting steeds; ze blijven zich echter binnen een zekere ruimte bewegen.

Het feit dat de deeltjes zich bewegen, is een uiting van een zekere hoeveelheid energie die de deeltjes bezitten. Voor elke beweging is energie nodig, dus ook voor de bewegende moleculen, atomen en elektronen. Naarmate de energie die een bewegend deeltje bezit groter is, zal de bewegings-snelheid ook groter zijn.

Voeren we aan een zeker lichaam energie toe, dan zal dit een snellere beweging van de deeltjes, die in het lichaam voorkomen ten gevolge hebben. De snelheid van de elektronen zal meer toenemen dan de snelheid van de atomen of moleculen, daar de elektronen zeer veel lichter zijn dan de atoomkernen. Deze snellere beweging van de elektronen noemt men temperatuurbeweging.

Bereikt een elektron met grote snelheid de oppervlakte van het materiaal, dan kan dit elektron het materiaal verlaten en al buiten de invloedssfeer van de achterblijvende positieve lading zijn, voordat dit voldoende is afgeremd om, na tot stilstand te zijn gekomen, naar de geleider terug te keren.

Een veel toegepaste methode om energie aan de geleider toe te voeren, teneinde de snelheid van de elektronen zo op te voeren dat deze uit de stof treden, is het toevoeren van warmte. Men brengt het materiaal op hoge temperatuur. Hoe hoger de temperatuur wordt, des te groter zal de snelheid van de elektronen worden en des te groter het aantal dat het materiaal verlaat. Bij kamertemperatuur treedt bijna geen enkel elektron uit.

De gloeidraad van een brandende lamp heeft een temperatuur die hoog genoeg is om vele elektronen uit de gloeidraad te doen treden. Het was dan ook bij een gloeilamp, dat Edison*¹ het eerst elektronen ontdekte. We kunnen dus zeggen dat een lichaam waarvan de temperatuur hoog is, elektronen uitzendt of met andere woorden elektronen emitteert. Het uitzenden van elektronen wordt elektronenemissie genoemd. Daar deze emissie bij hoge temperatuur plaatsvindt, spreekt men van thermische emissie.

In de ballon van een vacuüm gloeilamp (dus een lamp waarbij de ballon geen lucht of ander gas bevat en luchtledig genoemd kan worden), bevindt zich een groot aantal door de gloeidraad uitgezonden elektronen. Deze elektronen vormen als het ware een wolk om de gloeidraad heen.

¹ De ontdekking van het elektron in 1897 wordt toegeschreven aan Joseph John Thomson. Bron: Wikipedia (FV)

R.T.

2 Ea

Nadruk verboden

Men spreekt ook van elektronenwolk. Daar de elektronen een negatief elektrische lading bezitten, vormen zij tezamen een negatief geladen wolk, men spreekt dan van ruimtelading.

De elektronen stoten elkaar af (gelijksoortige elektrische lading). Dus worden de elektronen die later worden geëmitteerd, teruggestoten door de elektronen die vroeger werden geëmitteerd, terwijl de elektronen tevens teruggetrokken worden door de positief achtergebleven gloeidraad.

Er worden dus elektronen weer naar de gloeidraad teruggedreven zodat ze weer in de gloeidraad komen.

Daar de gloeidraad, dankzij zij de hoge temperatuur, doorgaat met emitteren, wordt een evenwichtstoestand verkregen waarbij evenveel elektronen naar de gloeidraad worden teruggedreven als de gloeidraad emitteert.

Als we enige elektronen uit de ballon zouden nemen, dan zou de bovenbedoelde evenwichtstoestand worden verbroken. Daar het aantal elektronen dat zich in de ruimte lading bevindt even wordt verminderd, zullen minder elektronen naar de gloeidraad terugkeren en zal de emitterende gloeidraad na korte tijd de evenwichtstoestand weer hebben hersteld. Gedurende deze korte tijd krijgt de gloeidraad dus minder elektronen terug als hij uitzendt. We kunnen dus zeggen, dat ten gevolge van het wegnemen van enige elektronen uit de ballon, de gloeidraad evenveel elektronen meer gaat leveren als we wegnemen.

Om een bepaalde stof op een zodanige temperatuur te brengen dat er emissie optreedt, is dus een hoeveelheid warmte nodig. Voor de ene stof is meer warmtetoevoer nodig als voor de andere stof om tot emitteren te komen.

Aanvankelijk zouden we denken dat die stof het eerst in aanmerking komt die bij de kleinste warmtetoevoer reeds emitteert.

Er zijn echter andere factoren die bij de keuze van de materiaal soort een rol spelen: in de eerste plaats is dit de smelttemperatuur van het materiaal. De smelttemperatuur moet voldoende ver boven de emissietemperatuur liggen om het emitterende lichaam zijn vorm te doen behouden.

In de tweede plaats is het de grootte van de emissie die de stof kan leveren. De metalen natrium, kalium, rubidium en caesium zijn, ondanks het feit dat deze stoffen een lage emissietemperatuur hebben, praktisch onbruikbaar, daar hun smeltpunt te laag ligt en de verdampings-snelheid te groot is. Ook de metalen zirkonium en platina hebben een nog te laag smeltpunt om ze voor emissiemateriaal te gebruiken.

Alleen de metalen met een zeer hoog smeltpunt zoals wolfram, tantaal en molybdeen komen in aanmerking.

Belangrijk voor de keuze van het emitterend materiaal zijn de gedragingen onder invloed van gassen die in de omgeving voorkomen. Gassen als zuurstof, stikstof, kooldioxide, waterdamp enz. vormen chemische verbindingen met het emitterend materiaal en veranderen het oppervlak hiervan, zodat de emissie achteruit gaat. Zuurstof bijvoorbeeld kan een oxydelaagje op het emitterend materiaal vormen, zodat de emissie achteruit gaat.

Oplossingen inzenden van de opgaven Ea, nr. 1 t/m 4.

R.T.

Ea

Elektronica. Les 2

1.2. De diode

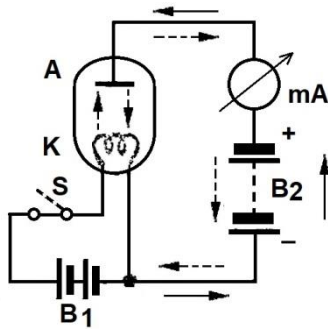


Fig. 1,1. Diode. K = gloeidraad (kathode); A = plaat (anode); B_1 = gloeistroom batterij; B_2 = anodestroombatterij; S = schakelaar; mA = milli-ampèremeter. De gestippelde pijlen geven de negatieve elektronenstroom aan. De getrokken pijlen geven de positieve elektrische stroom aan.

meter blijft nul aanwijzen.

Zodra de schakelaar gesloten wordt, zal de gloeidraad licht gaan geven, dit wil zeggen: deze heeft een hoge temperatuur gekregen. Rond de gloeidraad vormt zich een ruimtelading en een deel van de elektronen die geëmitteerd werden, wordt nu door de plaat A , die positief ten opzichte van de gloeidraad is gemaakt door de batterij B_2 aangetrokken. De elektronen bewegen zich naar A en treden in het materiaal van de plaat. Deze elektronen vloeien vervolgens door de draad, buiten de ballon, de mA -meter, de batterij B_2 naar de gloeidraad terug om daar weer opnieuw geëmitteerd te worden.

Het orgaan dat de elektronen emitteert, wordt in het algemeen kathode genoemd, terwijl de plaat A de naam anode draagt.

De elektronen doorlopen dus een gesloten baan van kathode door de ballon naar de anode, van anode buiten de ballon door de draad, meter en batterij B_2 terug naar de kathode enz. Deze elektronenstroom is door de gestippelde pijlen in fig. 1,1 weergegeven.

Daar de elektronenstroom een verplaatsing van negatieve lading is, zeggen we dat de positieve elektrische stroom in de tegengestelde richting vloeit, aangegeven door de getrokken pijlen.

Dat er inderdaad een elektrische stroom vloeit, zien we op de meter; de wijzer vertoont een uitslag. Daar een elektrische stroom alleen maar kan vloeien in een gesloten keten, maakt het gedeelte tussen anode en kathode van de gloeilamp deel uit van de stroomketen. De ballon was luchtledig, dus een koude kathode zou een verbreking van de keten betekenen. Dank zij de emissie van de kathode treedt door dat luchtledige gedeelte een stroom op.

We moeten echter wel bedenken dat in de ballon de elektronen alleen van kathode naar anode kunnen vloeien, dus de elektrische stroom alleen van anode naar kathode. In de ballon kan dus slechts in één richting stroom vloeien.

Nadruk verboden 3



Op de volgende wijze kunnen we het bovenbedoelde verschijnsel praktisch benutten.

We brengen in de ballon een metalen plaat aan die met een draad is verbonden die door het glas heen naar buiten is gevoerd (zie fig. 1,1).

Van een batterij B_2 wordt de negatieve pool met de gloeidraad en de positieve pool met de draad, dus met de plaat verbonden. Om te kunnen waarnemen wat er gebeurt, schakelen we een milli-ampèremeter in serie met de batterij. Met behulp van deze mA -meter kunnen kleine stroompjes van enige mA worden afgelezen.

De gloeidraad moet op hoge temperatuur gebracht worden. We veronderstellen gemakshalve dat dit plaatsvindt met behulp van een batterij B_1 .

Zolang de schakelaar S niet gesloten is, blijft de gloeidraad koud, want er treedt geen stroom op.

Nu vloeit in de keten waarin de mA -meter is opgenomen geen stroom; de

R.T.

4 Ea

Nadruk verboden

We noemen een luchtledige ballon, waarin zich een kathode en een of meer naar buiten uitgevoerde geleiders bevinden een elektronenbuis, de hier beschouwde buis wordt de twee-elektrodenbuis of diode genoemd.

1.3. Direct en indirect verhitte kathodes

In de eerste elektronenbuizen die in de radiotechniek werden toegepast werd voor de emissie van elektronen gebruik gemaakt van een gloeiende metalen draad. Als materiaal paste men wolfram toe, een materiaal dat ook voor gloeidraden van gloeilampen wordt gebruikt. Het vermogen van een zuiver metaal om elektronen te emitteren is echter vrij beperkt. Het moet tot een hoge temperatuur (wit gloeihitte) worden verhit om voldoende emissie te leveren. Dank zij de hoge temperatuur gaven de gloeidraden vrij veel licht en was het dus geen wonder dat men in die tijd sprak van radiolampen in plaats van de tegenwoordige naam: radiobuizen. Men gebruikte wolfram, omdat dit een zeer hoog smeltpunt heeft (3370 °C) en dus zonder grote bezwaren tot een hoge temperatuur kan worden verhit. Om die hoge temperatuur te verkrijgen, heeft men echter een grote gloeistroom nodig en het spreekt vanzelf dat men getracht heeft materialen te vinden die in staat zijn om bij lagere temperatuur voldoende elektronen te emitteren.

Een middel hiertoe is het toevoegen van een geringe hoeveelheid thoriumoxyde (een verbinding van zuurstof met het metaal thorium) aan het wolfram. Volgens een andere methode wordt de gloeidraad bedekt met een dun laagje van een stof die bij lagere temperatuur dan het materiaal van de gloeidraad, voldoende emissie levert. De meest gebruikte stoffen hiervoor zijn bariumoxyde en strontiumoxyde (verbindingen van zuurstof met de metalen barium en strontium). De gloeidraad behoeft nu niet meer tot een zo hoge temperatuur te worden verhit en kan ook uit een ander materiaal worden gemaakt als wolfram (bv. nikkel).

De benodigde gloeistroom is nu ook veel lager wat van veel belang is wanneer de gloeistroom door een batterij (veelal een accumulatorenbatterij) wordt geleverd. De accumulator behoeft dan minder vaak te worden geladen en een eventuele droge batterij minder vaak te worden vervangen.

Het laden van de gloeistroomaccu of het vervangen van een droge gloeistroombatterij kan worden vermeden, indien de gloeidraad uit het wisselstroomnet kan worden gevoed, dat doorgaans wel aanwezig is en met behulp van een transformator kan worden verkregen. Een transformator is in het algemeen nodig, omdat de spanning die voor de gloeidraden gebruikt wordt veel lager is dan die van het net.

Met een elektronenbuis die is ingericht voor gloeidraadvoeding met een accu is het zonder meer niet mogelijk deze te voeden met wisselstroom. De wisselstroom verandert sterk in waarde en wordt zelfs tweemaal per periode nul. De temperatuur van de gloeidraad zal eveneens tweemaal per periode nagenoeg tot nul dalen. Dit betekent dus, dat bij een wisselstroom van 50 Hz de gloeidraad 100 maal per seconde zal doven en evenveel per seconde minder zal gaan emitteren, waardoor ook veranderingen ontstaan in de stroom die de anodeketen voert.

Men heeft voor de voeding van gloeidraden met wisselstroom twee oplossingen gevonden, namelijk door een dikke gloeidraad of een afzonderlijk emitterend lichaam te gebruiken.

a. Het construeren van elektronenbuizen met een tamelijk dikke gloeidraad.

Bij een dikke gloeidraad zal het iets langer duren voordat deze een bepaalde temperatuur heeft gekregen dan bij een dunne gloeidraad. Het zal bij de dikke gloeidraad ook langer duren voordat deze afgekoeld is. De dikke gloeidraad geeft dank zij het grotere volume, een grotere warmtecapaciteit.

Ondanks het feit dat de gloeidraad tweemaal per periode nul wordt, is de tijd te kort om de gloeidraad veel te doen afkoelen en blijft de temperatuur hoog genoeg om de emissie normaal te doen doorgaan en dus wordt de stroom in de anodeketen ook niet noemenswaard veranderd.



In figuur 1,2 is een en ander grafisch weergegeven.

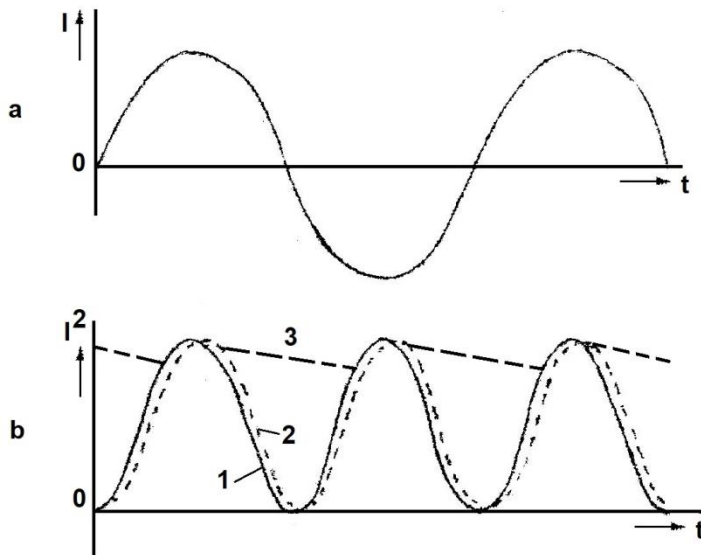


Fig. 1,2. Temperatuursverloop van een gloeidraad.

Het verloop van het kwadraat der momentele stroomwaarde is in fig. 1,2b door grafiek 1 weergegeven. (Zie hiervoor ook de fig. 1,13, Wt.) Deze figuur geeft dus ook een indruk hoe de warmte-ontwikkeling in de gloeidraden verandert.

Veronderstellen we een zeer dunne gloeidraad, dan zal bij toename van de warmte-ontwikkeling de temperatuur der draad ook direct stijgen en bij afname der warmte-ontwikkeling direct dalen. De temperatuur der gloeidraad volgt dan de grafiek 2 in fig. 1,2b. We veronderstellen hierbij dat de stroom voor het getekende tijdstip $t = 0$ al enige tijd optrad.

Maken we de gloeidraad dik, dat wil zeggen, deze heeft een grote warmtecapaciteit, dan zal, ook al weer als de stroom al enige tijd voor het tijdstip $t = 0$ heeft gevloeid, de temperatuur van de gloeidraad verlopen als de grafiek 3 in fig. 1,2b. De temperatuur zal nu minder snel op de veranderingen in de warmteproductie reageren en het blijkt dat de temperatuur een meer constante waarde behoudt.

Voor het verwarmen van een dikke gloeidraad is natuurlijk een grote stroom nodig, doch daar deze nu door het lichtnet kan worden geleverd, is dit geen bezwaar. Deze gloeidraad wordt natuurlijk weer bedekt met een materiaal dat gemakkelijk elektronen emitteert bij een niet te hoge temperatuur. Een boven omschreven uitvoering van het emitterend orgaan noemt men direct verhitte kathode.

- b. Een meer toegepaste methode is de volgende. De elektronen worden niet geëmitteerd door de gloeidraad zelf. Maar door een dun metalen buisje dat van binnen door de gloeidraad wordt verwarmd. Aan de buitenzijde wordt dit buisje bedekt door een dun laagje emitterend materiaal. De gloeidraad maakt geen elektrisch contact met het buisje en moet dus geheel met isolatiemateriaal worden bedekt.

Vloeit door de gloeidraad een sinusvormige wisselstroom, zoals fig. 1,2a dit weergeeft, dan kunnen we de elektrische energie die de stroom veroorzaakt op ieder moment bepalen door de momentele waarde van de stroom in het kwadraat te vermenigvuldigen met de weerstand van de gloeidraad, dus I^2R .

Deze energie wordt volledig omgezet in warmte, dus is de warmteproductie in de gloeidraad ook evenredig met I^2R . Daar R voor alle waarden van de stroom constant gedacht wordt, kunnen we dus ook zeggen dat de warmte-ontwikkeling evenredig is met de momentele waarde in het kwadraat.

De warmte moet nu eerst dit isolatiemateriaal doorlopen alvorens het buisje te verwarmen. Hierdoor duurt het na het inschakelen steeds even (10 à 30 sec) voordat dit type elektronenbuis 'warm' is.

Het dunne metalen buisje dat als drager van de emitterende laag dienst doet, noemt men de kathode en spreekt men in dit geval van een indirect verhitte kathode. Korthedshalve spreekt men ook van een direct en indirect verhitte radiobuizen. De gloeidraad is in de regel binnen de kathode spiraalvormig opgewikkeld en bedekt met een isolatiemateriaal, dat, doordat het voortdurend sterk wordt verhit, aan hoge eisen moet voldoen.

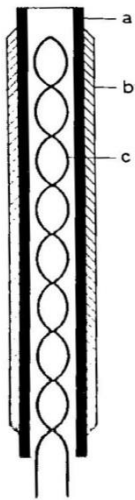


Fig. 1,3. Constructie van een indirecte verhitte kathode
a: metalen buisje;
b: emitterende laag;
c: geïsoleerde gloeidraad.

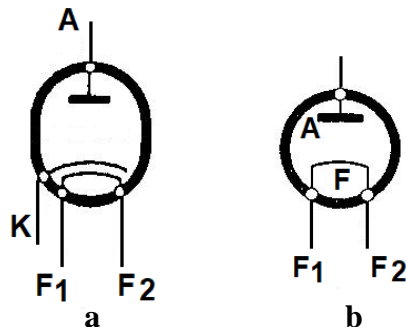


Fig. 1,4. Schemafiguur voor diode. a: indirect verhitte kathode;
b: direct verhitte kathode.

aansluitpennen, namelijk twee voor de gloeidraad, een voor anode en een voor kathode. In fig. 1,4 is weergegeven hoe de direct verhitte dioden in radioschema's wordt weergegeven, waarin dan A aansluiting anode, K aansluiting kathode en F_1, F_2 de aansluitklemmen van de gloeidraad betekenen. In gecompliceerde schema's tekent men bij de direct verhitte buis een deel van de gloeidraadleiding en bij de indirect verhitte buis laat men veelal de gehele gloeidraad weg. De schakeling van de gloeidraden geeft men bijvoorbeeld op afzonderlijke plaats in het schema aan. Het zal duidelijk zijn dat de emissie geleverd wordt door de kathode en de gloeidraad alleen voor de verwarming zorgt.

De elektronen komen dus uit de kathode, gaan door de buis naar de anode en van de anode door de geleidende verbinding buiten de buis naar de kathode.

De gloeidraad komt dus niet in het stroomcircuit voor. De anodestroom (elektrische stroom) vloeit dus van anode naar kathode en via de buitenketens terug naar de anode.

De kathode die gevormd wordt door de buis (meestal van nikkel) heeft een veel groter oppervlak dan de oppervlakte van de direct verhitte kathode. De emissie kan dus bij een bepaalde temperatuur veel groter zijn dan bij de direct verhitte kathode.

In fig. 1,3 is de constructie van een indirect verhitte kathode geschetst. Door de grote warmtecapaciteit van het geheel (gloeidraad, isolatiemateriaal en kathode) zijn indirect verhitte buizen steeds geschikt om te worden gebruikt met een wisselspanningsbron voor voeding van de gloeidraad. In de meeste gevallen wordt de kathode evenals de andere elektroden met een door de glaswand gevoerde draad of pen verbonden. Een indirect verhitte diode telt dus vier



Elektronica. Les 3

Een diode bestaat uit een cilindervormige glazen buis die aan de einden is dichtgesmolten waarbinnen zich de kathode en de anode bevinden. Een direct verhitte kathode is een recht- of V-vormig uitgespannen gloeidraad waarvan de beide einden door het glas naar buiten zijn gevoerd. Een indirect verhitte kathode is in 1,3 reeds beschreven. De kathode bevindt zich gewoonlijk in de as van de glazen buis. De anode is in de regel een nikkelen cilinder die de kathode omhult en die met een draad naar buiten is gevoerd. Een direct verhitte diode heeft dus drie, een indirect verhitte diode vier aansluitklemmen. De glazen ballon is luchtledig gepompt. Zou er zich lucht of een ander gas in de buis bevinden, dan zouden de elektronen botsen tegen de gasmoleculen en daardoor minder gemakkelijk de anode kunnen bereiken. Bovendien zouden door deze botsingen de gasmoleculen kunnen ioniseren, d.w.z. een elektron verliezen, dus een positieve lading verkrijgen. De positieve ionen zouden zich bewegen tegengesteld aan de richting waarin de elektronen zich bewegen. Ze zouden de kathode bereiken en deze kunnen beschadigen. Bij later te bespreken meer ingewikkelde buizen zullen we nog andere bezwaren van deze ionen ontmoeten. In fig. 1,5 is de constructie van een direct verhitte diode aangeduid.

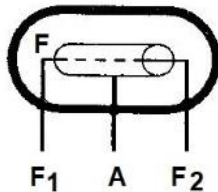


Fig. 1,5. Constructie van een direct verhitte kathode.

1.5. De werking van een diode

Wanneer de gloeidraad van een diode doormiddel van een elektrische stroom tot gloeien wordt gebracht, dan zal zich rondom de kathode een ruimtelading vormen. Een gedeelte der zich daarin bevindende elektronen komt op de anode terecht. Is deze geïsoleerd opgesteld, dus niet buiten de buis om met de kathode verbonden, dan zal zij een negatieve lading verkrijgen, daar de elektronen de anode niet meer kunnen verlaten. (Hiervoor zou de anode tot emitteren en dus tot gloeiing gebracht moeten worden.)

Is echter de anode geleidend met de gloeidraad verbonden, dan kunnen de elektronen langs de verbindingsdraad naar de gloeidraad terugkeren (fig. 1,6). Er zal dus een elektronenstroom door deze draad van de anode naar de gloeidraad vloeien en daar men de stroomrichting positief noemt, als zij tegengesteld aan de bewegingsrichting van de elektronen is, zegt men dat de elektrische stroom in de verbindingsdraad vloeit van gloeidraad naar anode. Deze stroom kan worden aangetoond door in de verbindingsleiding een micro-ampèremeter op te nemen. Het verschijnsel dat naar een metalen plaatje, dat in de nabijheid van een gloeidraad in een luchtledige ruimte is opgesteld, een elektronenstroom optreedt, is het eerst door Edison ontdekt en staat dan ook bekend als het Edison-effect. De stroom die in fig. 1,6 door de micro-ampèremeter wordt aangewezen noemt men de anodestroom of plaatstroom.

De anodestroom kan sterk vergroot worden wanneer men aan de anode een positieve spanning geeft, wat bijvoorbeeld kan gebeuren met behulp van een anodebatterij. Hiervan wordt dan de negatieve pool met de gloeidraad en de positieve pool met de anode verbonden, eventueel via een stroommeter (zie fig. 1,1). Door de positieve spanning die de anode nu krijgt, zullen de elektronen die zich in de ruimtelading bevinden, worden aangetrokken en als het ware worden 'weggezogen'. Doordat de ruimtelading verdwijnt, neemt de elektronenemissie van de gloeidraad toe, wat dus een vergroting van de anodestroom betekent. Deze stroom zal des te meer stijgen naarmate de positieve spanning op de anode groter wordt. (In fig. 1,1 is niet meer een micro-ampèremeter, maar een milli-ampèremeter aangegeven.)

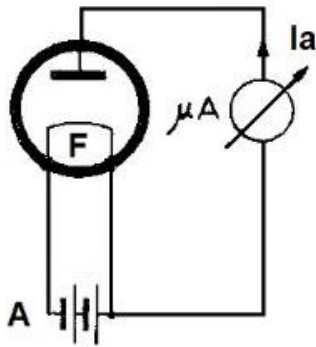


Fig. 1,6. Schakeling voor het waarnemen van het Edison-effect. A = gloeistroombatterij; I_a = anodestroom.

met de negatieve pool aan de anode en de positieve pool aan de kathode verbinden), dan zal de anodestroom afnemen, doordat de elektronen door de anode worden afgestoten. Wordt de negatieve spanning op de anode steeds groter gemaakt, dan wordt de anodestroom geheel onderdrukt. De anodestroom kan in de diode niet van gloeidraad naar kathode vloeien, hiervoor zou de anode elektronen moeten uitzenden, dus emitteren en dus op hoge temperatuur moeten zijn. Bij de gebruikelijke diodes is een negatieve anodespanning van ongeveer 1,5 V reeds voldoende om de anodestroom praktisch geheel te onderdrukken.

Bij diodes met een direct verhitte kathode (wolframgloeidraad) kan het verzadigingsverschijnsel goed worden waargenomen. Bij de tegenwoordig gebruikelijke diodes met indirect verhitte kathode is dit anders. Daar is de verzadigingsstroom zeer groot en is de buis gewoonlijk reeds beschadigd en onbruikbaar geworden voor de anodespanning zo ver is opgevoerd, dat de verzadigingsstroom is bereikt. De elektronen die de anode bereiken, botsen met een zekere snelheid tegen de anode. Daardoor wordt de anode verwarmd. Het vermogen waarmee de anode op deze wijze wordt verwarmd is het vermogen dat de anodebatterij levert, dus gelijk aan het product van anodespanning en stroom. Het materiaal waarvan de anode is vervaardigd, bevat insluitsels van lucht. Door de temperatuursverhoging komt deze lucht vrij, waardoor het vacuüm van de ballon slecht wordt. Hierdoor wordt de buis onbruikbaar. Tenslotte zal er zoveel lucht in de ballon zijn gekomen dat in de buis zogenaamde gasontlading optreedt met een zachtblauwe kleur.

De warmte die op de anode wordt ontwikkeld, komt daar tot stand ten gevolge van de elektronenstroom door de buis. Anders gezegd, heeft de elektrische stroom door de buis de warmte-ontwikkeling op de anode tot gevolg. Op de anode wordt dus elektrische energie omgezet in warmte. We noemen dit verschijnsel in de buis anodedissipatie (dissipatie is verwarming). De elektrische energie die gedissipeerd wordt, wordt geleverd door de batterij die in de anodeketen voorkomt. De warmte-ontwikkeling op de anode mag een bepaalde grens niet overschrijden, daar de anode dan zou worden beschadigd. Op de anode mag niet meer warmte worden ontwikkeld als door de anode zonder schadelijk gevolgen kan worden uitgestraald of afgevoerd. Ook de elektrische energie die op de anode mag worden omgezet, mag dus een bepaalde grens niet overschrijden en de keuze van de spanning van de anodebatterij is dus ook beperkt.

Wanneer men echter de anodespanning steeds verder laat stijgen, zal de anodestroom niet steeds blijven toenemen. Het vermogen van een gloeidraad om elektronen te emitteren is begrensd. Bij een bepaalde temperatuur kan de gloeidraad slechts een bepaalde hoeveelheid elektronen leveren. Deze hoeveelheid elektronen, de emissiewaarde van de gloeidraad kan vergroot worden door deze een hogere temperatuur te geven. Is eenmaal de emissiegrens bereikt, dan heeft een verdere verhoging van de anodespanning geen toename van de anodestroom ten gevolge.

We zeggen dan dat er verzadiging optreedt.

De verzadigingsgrens ligt dus hoger naarmate de temperatuur van de gloeidraad hoger is, hetgeen men met een grotere gloeistroom kan bereiken.

Wordt aan de anode een spanning gegeven die negatief is ten opzichte van de gloeidraad (de batterij

Elektronica. Les 41.6. De karakteristiek van een diode

In het voorgaande hebben we reeds gezien dat de anodestroom van een diode afhangt van twee factoren, namelijk van de temperatuur van de kathode en van de anodespanning. We veronderstellen eerst dat de kathode van onze diode een direct verhitte wolfram-gloeidraad is. De diode is geschakeld volgens fig. 1,7. De anodespanning kan worden ingesteld met het veranderlijke contact op de weerstand R , die verbonden is met de anodebatterij B_2 . Een dergelijke schakeling noemt men een spanningsdeler of potentiometer. De anodespanning lezen we af op de voltmeter V en de anodestroom op de milli-ampèremeter mA . De anodestroom vloeit nu van anode door de buis naar kathode, van kathode door de batterij B_2 , het bovendeeel van de weerstand R , via het schuifcontact en de mA-meter terug naar de anode.

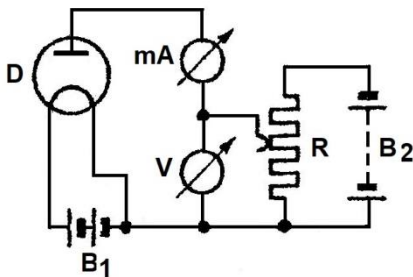


Fig. 1,7. Schakeling voor het opnemen van de karakteristiek van een diode.

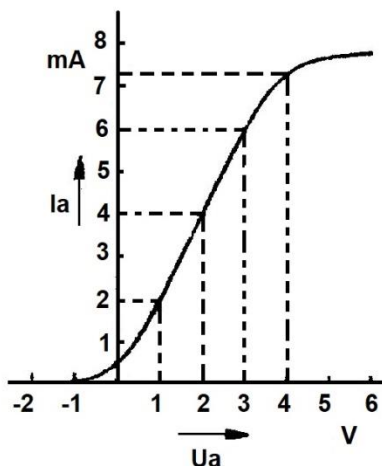


Fig. 1,8. Karakteristiek van een diode.
 U_a = anodespanning; I_a = anodestroom.

We geven de anodespanning aan met de letters U_a en de anodestroom met de letters I_a .

We gaan nu de anodestroom die op de mA-meter wordt afgelezen bij verschillende waarden van U_a in een grafiek weergeven.

Daartoe tekenen we twee assen loodrecht op elkaar (zie fig. 1,8). Langs de horizontale as zetten we de anodespanning U_a uit. We kiezen langs deze as de eenheid van lengte die dan de spanning van 1 volt aangeeft en geven vervolgens langs de as op onderling gelijke afstanden de spanningen 2, 3, 4 enz. volt aan. In het snijpunt van de assen ligt het nulpunt van de spanning. Links van het nulpunt geven we op gelijke wijze de spanningen -1 , -2 , -3 enz. volt aan. De verticale as verdelen we in een zeker aantal milli-ampères.

Plaatsen we het contact, de loper, van de weerstand R geheel aan het onderste eind van de weerstand, dan is de anodespanning nul; de meter V wijst niets aan. De stroom die de buis voert, lezen we af op de mA-meter; deze wijst 0,5 mA aan. Deze stroomwaarde tekenen we aan op de verticale as.

Vervolgens plaatsen we de looper zo dat de meter V 1 volt aanwijst. De stroom die de buis voert, zal nu groter zijn. De waarde hiervan (2 mA) tekenen we op door, vanuit de waarde 2 mA, een horizontaal lijntje en vanuit de spanning 1 volt een verticaal lijntje te tekenen. Het snijpunt geeft ons dan het verband aan tussen de anodespanning en de daarbij optredende stroom.

We schuiven de looper nu iets meer omhoog, totdat de voltmeter 2 volt aanwijst. De anodestroom die nu 4 mA wordt ondersteld, lezen we af en tekenen het betreffende punt door een horizontaal lijntje uit 4 mA en een verticaal lijntje uit 2 V te trekken. Zo kunnen we de anodespanning steeds verhogen en dan blijkt dat bij een anodespanning van ongeveer 5 volt de anodespanning 8 mA is geworden. Een verdere stijging van de anodespanning heeft geen verdere toename van de anodestroom ten gevolge. De verzadigingsstroom blijkt hier dus 8 mA te zijn. Indien we de batterij B_2 omkeren, dan zijn we in staat de anodespanning negatief ten opzichte van de kathode te maken. Bij een negatieve anodespanning van -1 volt blijkt de anodestroom nul te zijn. We zeggen nu de buis is dicht.

Door de gevonden punten door een lijn te verbinden, verkrijgen we de karakteristiek die het verband tussen U_a en I_a bij de diode aangeeft. De karakteristiek is nu onder te verdelen in drie delen: het gedeelte waarvoor de anodespanning kleiner is dan ongeveer 3 volt, het gedeelte waarvoor de anodespanning tussen 3 en 5 volt ligt en het gedeelte waarvoor de anodespanning groter is dan 5 V.

In het eerste gedeelte, U_a kleiner dan 3 volt, het ruimteladingsgebied, is de anodestroom sterk afhankelijk van de anodespanning en is de stroom te berekenen uit de formule van Langmuir.

$$I_a = KU_a^{\frac{3}{2}}.$$

Hierin is K een constante die bepaald wordt door de constructie van de buis

In deze formule is geen rekening gehouden met de snelheid waarmee de elektronen uit de kathode treden. Dat bij kleine negatieve waarde van de anodespanning reeds anodestroom optreedt, is een gevolg van deze uittreedsnelheid.

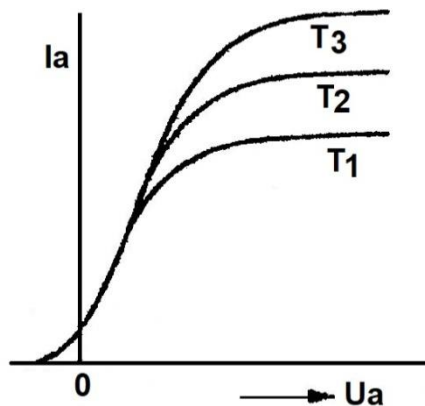


Fig. 1,9. Karakteristieken van een diode met wolframkathode bij verschillende temperaturen.

In het verzadigingsgebied (U_a groter dan 5 volt) is de anodestroom onafhankelijk van de anodespanning. In dit gebied worden de elektronen die de kathode verlaten zo sterk door de anode aangetrokken dat zij alle de anode bereiken. De anodestroom is dan afhankelijk van het aantal elektronen dat de kathode kan emitteren, dus afhankelijk van het materiaal waarvan de kathode is vervaardigd en de temperatuur daarvan, dus van de gloeidraadstroom.

In fig. 1,9 hebben we enkele karakteristieken van een diode met wolframgloeidraad voor verschillende waarden van de temperatuur van de gloeidraad weergegeven. Hoe hoger de temperatuur, des te groter de verzadigingsstroom.

Bij de tegenwoordige indirect verhitte kathodes wordt het gebied van de verzadigingsstroom niet bereikt. Bij het opvoeren van de anodespanning is de buis reeds beschadigd voor de verzadigingsstroom is bereikt.



Elektronica. Les 5

In fig. 1,8 zien we dat bij de diode waar deze karakteristiek betrekking op heeft de anodestroom begint te vloeien als $U_a = -1$ volt. Tussen -1 V en 0 V neemt I_a langzaam toe tot $0,5$ mA.

Wordt de anodespanning positief, dan neemt I_a aanvankelijk steeds sneller toe; de karakteristiek wordt geleidelijk steiler bij toename van U_a van 0 V tot $+1$ V.

Tussen $U_a = +1$ V en $U_a = +3$ V is de karakteristiek vrijwel recht. Wordt U_a nog groter dan gaat de kromme steeds minder steil verlopen. Bij waarden van U_a groter dan $+5$ V verloopt de kromme horizontaal. De verzadigingsstroom is ongeveer 8 mA.

We zien dat de toename van U_a van 0 tot $+1$ V een anodestroomtoename van $1\frac{1}{2}$ mA en de toename van U_a van $+1$ tot $+2$ volt een anodestroomtoename van 2 mA ten gevolge heeft.

Dat bij deze gelijke toenames van U_a geen gelijke anodestroomtoenames optreden. Is een gevolg van de kromming van de karakteristiek. Naarmate de karakteristiek steiler verloopt, zal bij een anodespanningstoename van 1 V de anodestroom meer stijgen.

We voeren nu in: de steilheid van de diodekarakteristiek, korthedshalve de steilheid van de diode, aangeduid met de letter S . Onder de steilheid van de diode wordt verstaan, de verhouding van de anodestroomverandering en de bijbehorende anodespanningsverandering.

Daar de karakteristiek in fig. 1,8 tussen $U_a = +1$ V en $U_a = +3$ V recht verloopt, mogen we in dit gebied de steilheid bepalen door de anodestroomverandering van 4 mA (van 2 tot 6 mA) te delen door de anodespanningsverandering van 2 V, dus $S = \frac{4 \text{ mA}}{2 \text{ V}} = 2 \text{ mA/V}$.

In de gebogen delen van de karakteristiek mogen we, indien we met enige nauwkeurigheid de steilheid willen bepalen, geen grote veranderingen van U_a en I_a gebruiken. In dit geval verkrijgen we de steilheid nauwkeuriger, naarmate de veranderingen van U_a en I_a kleiner gekozen worden.

Een kleine verandering van U_a en I_a duiden we aan met de Griekse hoofdletter 'delta' voor U_a en I_a te plaatsen. De hoofdletter delta wordt aangegeven met het teken Δ . De steilheid wordt dan als volgt aangegeven:

$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_a} \text{ mA/V}$. We spreken dit uit: de steilheid van de diode is delta I_a gedeeld door delta U_a .

Het meest nauwkeurig kunnen we de steilheid bepalen door in het punt, waar we de steilheid wensen te kennen, een raaklijn aan de kromme te tekenen. Immers in elk punt van de gebogen karakteristiek is de steilheid weer anders. Een raaklijn aan de kromme is een rechte lijn die slechts één punt met de kromme gemeenschappelijk heeft. De steilheid van de raaklijn is dus ook de steilheid van de karakteristiek in het raakpunt. Wensen we de steilheid in punt P van de karakteristiek volgens fig. 1,10 te bepalen, dan tekenen we de raaklijn AP . De loodlijn PB uit P op de horizontale as neergelaten, geeft de grootte van de anodestroom in het raakpunt aan. De steilheid van de raaklijn, dus ook die van de karakteristiek en punt P , is nu bepaald door de anodestroomverandering PB te delen door de bijbehorende anodespanningsverandering AB .

Dus de steilheid in punt P is $S = \frac{PB}{AB} \text{ mA/V}$.

De steilheid kunnen we ook uitdrukken in de hoek φ , die de raaklijn vormt met de horizontale as en wel in de tangens van hoek φ . De steilheid kan dus ook worden uitgedrukt als:

$$S = \tan \varphi = \frac{PB}{AB} = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_a} \text{ mA/V}.$$

Bepalen we de steilheid van de diode, indien deze in verzadigingstoestand verkeert, dan moeten we bedenken dat nu de anodestroom niet verandert bij verandering van de anodespanning.

R.T.

12 Ea

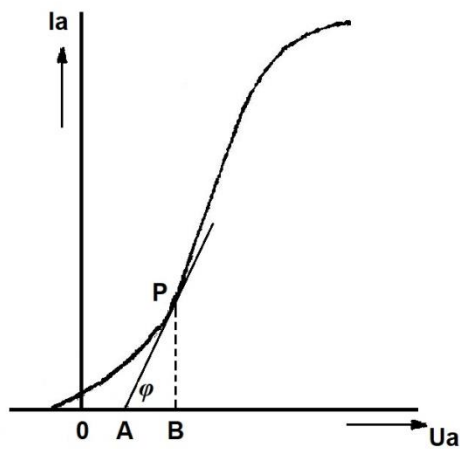


Fig. 1,10. Bepaling steilheid van een diode.

verandering. Dus $R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} \Omega$. Daar de karakteristiek een gebogen lijn is, is dus in elk ander punt de inwendige weerstand anders. We zien dat de inwendige weerstand van de diode het omgekeerde is van de steilheid.

Is de diode in verzadigingstoestand, dan zal de inwendige weerstand van de diode oneindig groot zijn, daar een anodespanningsverandering geen anodestroomverandering tot gevolg heeft.

Het activeren van de oxydekathoden:

Bij moderne buizen wordt de emitterende laag met een dikte van 20 – 80 micron (1 micron = 10^{-4} cm) op de metalen draad of het buisje aangebracht. Men gebruikt hiervoor een mengsel van barium- en strontiumcarbonaten. De op deze wijze gevormde kathoden noemt men oxydekathoden. De gloeidraad is dan meestal gemaakt van wolframdraad, nikkeldraad- of band en het buisje van nikkel. Voordat de oxydekathoden geschikt zijn voor hun functie, dat wil zeggen, een zo groot mogelijke emissie te leveren, moeten zij eerst geactiveerd worden.

Nadat de buis volledig is gemonteerd, vindt het activeren plaats gedurende het pompen en uitbranden van de buis. Het pompen is nodig om de buis zo goed mogelijk luchtledig te maken. Tegelijkertijd worden alle onderdelen van de buis op rode gloeihitte gebracht en een elektrische stroom door de gloeidraad gezonden, ten gevolge waarvan de kathode op hoge temperatuur wordt gebracht (± 1000 °C). Alle ongewenste dampen, ook die, die door de hoge verhitting ontstaan, worden nu weggezogen. Hierna wordt de buis dichtgesmolten. Ten slotte moet men de buis nog uitbranden. Dit vindt plaats door de gloeidraad nogmaals op zeer hoge temperatuur te brengen (1½ of 2 maal de normale gloeispanning gebruiken). De emissie wordt opgevoerd door de anode van de diode een positieven spanning ten opzichte van de kathode te geven. De kathode emitteert dan elektronen en de emissie wordt gedurende het activeren steeds beter. Na het uitbranden wordt de kathode lange tijd op hoge temperatuur gehouden waarbij de emissie op lage waarde wordt gehouden door een lage anodespanning te gebruiken. De laatste bewerking om de kathode de gewenste emissiewaarde te geven noemt men 'rustbranden'.

Nadruk verboden

De anodestroomverandering $\Delta I_a = 0$, dus is ook de steilheid $S = 0$.

Bij een diode kunnen we ook spreken van een inwendige weerstand. We mogen deze inwendige weerstand echter niet bepalen door zonder meer de anodespanning te delen door de anodestroom.

De inwendige weerstand van een diode is bepaald door het quotiënt van een kleine anodespanningsverandering en kleine anodestroom-

Hoofdstuk 2De triode2.1. Constructie en werking van een triode

In het voorgaande hebben we gezien dat de anodestroom van een diode gewijzigd kan worden door verandering van de anodespanning en door wijziging van de gloeistroom. In de praktijk wordt de mogelijkheid om de anodestroom te beïnvloeden door verandering van de gloeistroom niet gebruikt, omdat een dergelijke regeling te traag werkt; er is te veel tijd nodig voor een gloeidraad bij verandering van de stroom de bijbehorende temperatuur heeft aangenomen. Een verandering van de anodespanning doet de anodestroom onmiddellijk veranderen.

Er is echter nog een ander middel waarmee de grootte van de anodestroom kan worden verminderd. Daartoe wordt in de buis een derde elektrode aangebracht, waardoor een buis met drie elektroden wordt verkregen. Een dergelijke buis wordt triode genoemd. De meest gebruikelijke vorm voor deze derde elektrode is een schroefvormig gewikkelde draad die door een of meer staafjes wordt gesteund. Dit geheel, het rooster genaamd, wordt tussen de gloeidraad en de anode geplaatst. In fig. 2,1a is de constructie van een triode geschetst; in fig. 2,1b en c stellen de figuurtjes voor, op welke wijze de triode in schakelschema's wordt aangeduid. Het rooster (Engels: grid; Frans: grille) wordt gewoonlijk aangegeven met de letter *g*. In fig. 2,1a is de anode half weggesneden getekend om de constructie van het rooster te laten zien; in werkelijkheid bestaat de anode, evenals bij de diode uit een metalen cilindertje dat het rooster en de gloeidraad omhult.

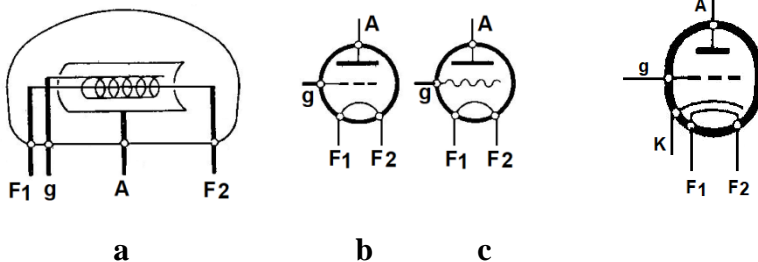


Fig. 2,1. a: Constructie van een triode; b en c: Schematekens voor een triode.

Fig. 2,2. Schemateken voor een triode met indirect verhitte kathode.

Het rooster is aan een uiteinde verbonden met een door het glas gevoerde pen of draad. De triode bezit dus vier aansluitpennen; twee voor de gloeidraad, een voor het rooster en een voor de anode. De gloeidraadpennen worden aangegeven met F_1 en F_2 , de roosterpen met g en de anodepen met A .

Evenals bij de diode wordt ook bij de triode een indirect verhitte kathode gebruikt (fig. 1,3). In fig. 2,2 is het schemateken voor een

triode met indirect verhitte kathode aangegeven. Een dergelijk triode bezit vijf aansluitpennen.

Worden aan een triode een gloeistroombatterij A en een anodespanningsbatterij B aangesloten, op dezelfde wijze als we dit bij een diode deden, dan zal een zekere anodestroom I_a vloeien. Doordat nu echter tussen anode en gloeidraad het rooster aanwezig is, zal een gedeelte der elektronen die onderweg zijn van kathode naar anode op het rooster terecht komen. Wordt het rooster buiten de ballon met de gloeidraad verbonden (fig. 2,3), dan zullen deze elektronen door deze verbindingsdraad naar de gloeidraad terugkeren. Er vloeit dus door deze draad een stroom, roosterstroom genaamd, van de gloeidraad naar het rooster. Een stroom kan alleen vloeien in een gesloten keten. Voor de roosterstroom wordt de keten gesloten door de ruimte tussen rooster en gloeidraad binnen in de buis.

Deze ruimte tussen rooster en gloeidraad is dus een gemeenschappelijk deel van het roosterstroomcircuit en het anodestroomcircuit.

Het ontstaan van roosterstroom kan voorkomen worden door aan het rooster een negatieve spanning ten opzichte van de gloeidraad te geven. Dit kan geschieden door tussen rooster en gloeidraad een derde batterij, de roosterspanningsbatterij of roosterbatterij *C* aan te brengen (fig. 2,4). De positieve pool van deze batterij wordt verbonden met de gloeidraad, de negatieve pool met het rooster. De (negatieve) elektronen worden door het rooster afgestoten, waardoor er minder elektronen op het rooster terecht komen. Wordt de negatieve roosterspanning voldoende groot gemaakt, dan

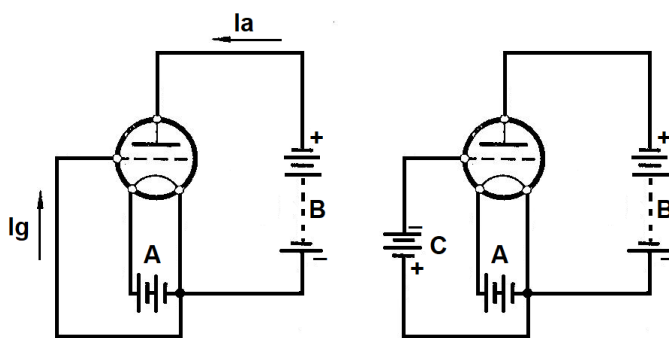


Fig. 2,3. Triode met gloeistroombatterij *A* en anodebatterij *B*.

Fig. 2,4. Triode met gloeistroombatterij *A*, anodebatterij *B* en roosterbatterij *C*.

wordt de roosterstroom geheel onderdrukt. Tussen de roosterdraden door bereiken nog wel elektronen de anode. Wordt aan het rooster een positieve spanning ten opzichte van de gloeidraad gegeven, door de polen van de batterij *C* te verwisselen, dan worden de elektronen door het rooster aangetrokken en zal de roosterstroom groter worden. Daar voor de meeste toepassingen roosterstroom ongewenst is, wordt een triode meestal met een negatieve roosterspanning gebruikt.

Behalve op de roosterstroom heeft de roosterspanning ook invloed op de anodestroom. Doordat de roosterdraden zich dicht bij de gloeidraad bevinden, wordt door een negatieve spanning op het rooster ten opzichte van de gloeidraad de emissie van

elektronen tegengewerkt. De elektronen die door de hoge temperatuur van de gloeidraad uit deze draad ontwijken en een elektronenwolk tussen gloeidraad en rooster vormen, kunnen door de afstotende werking van het negatieve rooster moeilijker door de openingen tussen de roosterdraden heen, worden aangetrokken, zodat de anodestroom kleiner wordt. Hoe groter de spanning is van de batterij die de negatieve roosterspanning levert, des te kleiner is de anodestroom.

Bij een voldoende grote waarde van de negatieve roosterspanning vloeit er in het geheel geen anodestroom meer. Hiervoor is een grotere negatieve roosterspanning nodig dan voor het onderdrukken van alleen de roosterstroom.

Het verkleinen van de negatieve roosterspanning heeft dus op de anodestroom dezelfde invloed als het vergroten van de positieve anodespanning. Doordat het rooster zich dicht bij de gloeidraad bevindt dan de anode, is voor het tot stand brengen van een bepaalde anodestroomverandering een grotere variatie van de anodespanning nodig dan van de roosterspanning. Is bv. bij een triode de anodespanning 200 V, de negatieve roosterspanning -3 V en de anodestroom 10 mA, en stijgt de stroom tot 12 mA, indien de anodespanning stijgt tot 220 V, dan zullen we dezelfde stroom van 12 mA kunnen verkrijgen bij 200 V anodespanning, door de roosterspanning van -3 V tot -2 V te laten stijgen.

Elektronica. Les 7

2.2. De karakteristieken van een triode

We spreken af dat we onder de anodespanning U_a altijd verstaan: de spanning tussen anode en kathode waarbij we U_a positief rekenen als de anode positief is ten opzichte van de kathode. Onder de roosterspanning U_g verstaan we de spanning tussen rooster en kathode waarbij we U_g positief rekenen als het rooster positief is ten opzichte van de kathode. Is, zoals in de praktijk gewoonlijk het geval is, het rooster negatief ten opzichte van de kathode, dan is U_g een negatieve grootheid. De positieve richting van de anodestroom I_a is van de anode naar de kathode door de buis en van de roosterstroom I_g van rooster naar kathode door de buis. Bij een triode is de anodestroom I_a zowel van de anodespanning U_a als van de roosterspanning U_g afhankelijk. Om de eigenschappen van de triode goed te leren kennen geven we het verband tussen anodestroom I_a en anodespanning U_a of het verband tussen I_a en de roosterspanning U_g in grafieken weer. We noemen de krommen die het bovengenoemde verband weergeven, de karakteristieken van de triode.

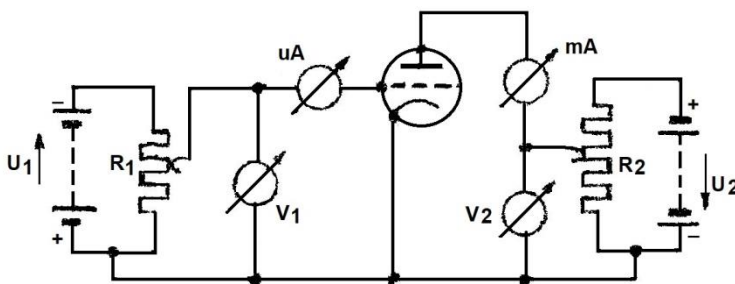


Fig. 2,5. Schakeling voor het opnemen van de karakteristieken van een triode.

In fig. 2,5 is een schakeling weergegeven waarmee de karakteristieken van een triode opgenomen kunnen worden.

In deze schakeling is een indirect verhitte kathode verondersteld. In schema's tekenen we dan gewoonlijk de gloeidraad niet, daar de gloeistroomketen alleen dient om de kathode de vereiste temperatuur te geven, doch verder op de schakeling geen invloed uitoefent.

Een batterij met spanning U_1 is aangesloten op een weerstand R_1 , voorzien van een schuifcontact (zogenaamde potentiometer). Hiermee kan de roosterspanning U_g , die wordt aangewezen door de voltmeter V_1 , worden ingesteld. In fig. 2,5 is de batterij zo aangesloten dat het rooster een negatieve spanning verkrijgt ten opzichte van de kathode. Om het rooster een positieve spanning te geven ten opzichte van de kathode, moeten de aansluitingen van de batterij worden verwisseld. De anodespanning U_a wordt op overeenkomstige wijze verkregen van de batterij met de spanning U_2 . Deze spanning wordt ingesteld met het schuifcontact van de potentiometer R_2 en gemeten met de voltmeter V_2 . In serie met de verbinding met de anode is een milli-ampèremeter opgenomen die de anodestroom I_a aanwijst. Wenst men ook de roosterstroom te meten, dan plaatst men micro-ampèremeter in serie met de leiding naar het rooster. Bij trioden, die in ontvangers worden gebruikt, is de anodestroom hoogstens enkele tientallen milli-ampères; de roosterstroom blijft ver beneden een mA. Daarom nemen we voor het meten van de anodestroom een mA-meter en voor het meten van de roosterstroom een μA -meter. De voltmeter V_1 moet aan die zijde van de μA -meter worden aangesloten, die in fig. 2,5 is aangegeven. Zouden we de voltmeter aan de andere zijde van de μA -meter, dus direct aan het rooster aansluiten, dan zou de stroom door de voltmeter ook door de μA -meter vloeien. Daar de roosterstroom in de regel kleiner is dan de stroom door de voltmeter, zouden we geheel onjuiste resultaten verkrijgen.

2.3. De anodestroom-roosterspanningskarakteristieken van een triode

Voor het opmeten van een $I_a - U_g$ - karakteristiek kiezen we eerst de anodespanning waarbij we de karakteristiek willen opmeten. Gedurende het opmeten van de karakteristiek houden we de anodespanning steeds op de gekozen waarde. Hierdoor verkrijgen we een kromme die het verband

tussen I_a en U_g aangeeft, terwijl voor alle punten van de karakteristiek dezelfde anodespanning geldt.

Voordat we gaan meten, maken we eerst het assenstelsel klaar waarin de karakteristiek getekend moet worden. We tekenen daartoe twee loodrecht op elkaar staande assen (zie fig. 2,6), en kiezen het snijpunt van de assen als nulpunt voor de roosterspanning op de horizontale as en eveneens als nulpunt voor de anodestroom op de verticale as. We kiezen de schaallengte voor 1 volt roosterspanningen zetten rechts van het nulpunt op de horizontale as enige volts uit, die dan de positieve roosterspanning aanduiden. Voor het aangeven van de negatieve roosterspanning geven we links van het nulpunt enige volts aan. Op de verticale as nemen we enige milli-amperes aan. Spreken we af, dat we eerst een $I_a - U_g$ - karakteristiek van een triode zullen opmeten bij een anodespanning van 150 V, dan stellen we U_g in op nul volt (schuifcontact onder aan R_1) en stellen het schuifcontact van R_2 zo in dat de voltmeter V_2 150 V aanwijst. Nu lezen we de anodestroom van de milli-amperemeter af en tekenen deze op in onze figuur. We nemen aan hiervoor 5 mA af te lezen en geven deze waarde loodrecht boven $U_g = 0$, dus op de verticale as aan. vervolgens stellen we de roosterspanning U_g in op -1 V. Deze handeling herhalen we bij $U_g = -2$ en -3 V. Denk er om; bij nieuw ingestelde U_g eerst de anodespanning corrigeren alvorens de mA-meter wordt afgelezen. Bij $U_g = -3$ V blijkt de anodestroom nul mA te zijn geworden. Bij deze negatieve roosterspanning blijkt het rooster geen elektronen meer door te laten in de richting van de anode. We zeggen nu de buis is "dicht". Het punt $U_g = -3$ V noemt men ook wel het afknippunt. Dan stellen we de roosterspanning eerst weer op nul volt in; om deze daarna van richting om te keren, verwisselen we de klemmen aan bron U_1 . Het rooster wordt nu positief ten opzichte van de kathode gemaakt. We stellen de U_g op $+1$ volt is, corrigeren de anodespanning, zodat deze weer 150 V is en lezen de anodestroom van de betreffende meter af. We geven de stroom (7 mA) in de grafiek aan. Hetzelfde herhalen we bij $U_g = +2$ V, $U_g = +3$ V en $U_g = +4$ V. De aldus verkregen punten verbinden we door een vloeiende lijn en verkrijgen dan de $I_a - U_g$ - karakteristiek van de triode bij $U_a = 150$ V.

We zien dat de karakteristiek een gebogen lijn is; aan de einden sterk gebogen en daartussen min of meer recht. Na het doorlopen van de bovenste bocht wordt de karakteristiek horizontaal. Bij verdere toename van U_g neemt de anodespanning niet meer toe, daar de buis in de verzadigings-toestand is gekomen. De waarde van de verzadigingsstroom is bepaald door de emissiewaarde van de kathode (zie ook de diode).

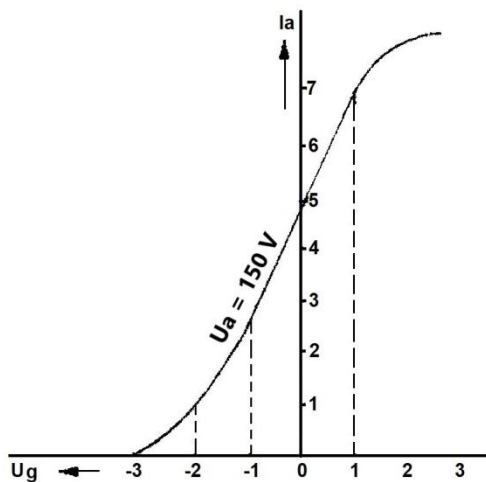


Fig. 2,6. Anodestroom-roosterspannings-karakteristiek van een triode.

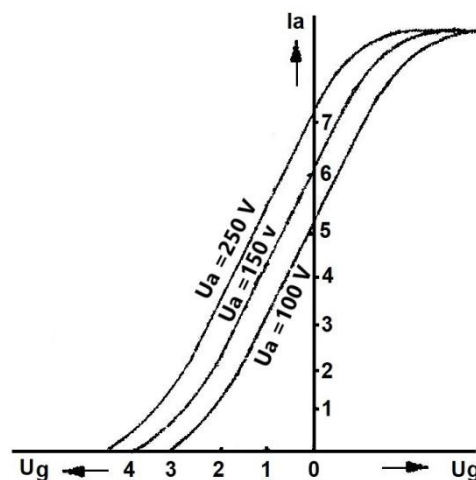


Fig. 2,7. Anodestroom-roosterspannings-karakteristiek van een triode.



De buiging van de karakteristiek voor het bereiken van de verzadigingsstroom is te danken aan het naderen van de verzadigingstoestand. Deze buiging wordt wel aangegeven als verzadigingsbocht. De onderste buiging in de karakteristiek is te danken aan de ruimtelading die in de buis optreedt. Bij negatieve waarden van de roosterspanning worden de elektronen door het rooster tegengehouden en verzamelen zich in de ruimte tussen rooster en kathode. Er vormt zich een ruimtelading. Deze buiging in de karakteristiek wordt wel ruimteladingsbocht genoemd. De negatieve roosterspanning waarbij de stroom door de buis nul wordt, noemt men de roosterruimte van de buis. De anodestroom die de buis voert bij nul volt roosterspanning, wordt ruststroom genoemd en de maximale anodestroom die de buis kan voeren duidt men aan met verzadigingsstroom. We kunnen meerdere $I_a - U_g$ - karakteristieken van een triode opnemen. Het verschil tussen de karakteristieken wordt dan bepaald door het verschil in anodespanning. In fig. 2,7 is wederom de karakteristiek volgens fig. 2,6 weergegeven en tevens twee karakteristieken die op dezelfde wijze als in het voorgaande wordt aangegeven, zijn opgemeten, echter nu met anodespanningen van respectievelijk 200 en 250 volt.

We zien dat de karakteristieken bij hogere anodespanningen als het ware naar links verschuiven. In fig. 2,7 kunnen we duidelijk zien dat naarmate de anodespanning hoger wordt, de roosterruimte groter wordt. De verzadigingsstroom is onafhankelijk van de anodespanning, dus is bij alle karakteristieken hetzelfde. De ruststroom wordt bij toenemende anodespanning ook groter; deze ruststroom kan echter niet groter worden dan de verzadigingsstroom.

2.4. De karakteristieke grootheden van een triode

a. De steilheid

Indien we de roosterspanning U_g van een triode met een klein bedrag ΔU_g veranderen en hierbij de anodespanning constant houden, zal de anodestroom eveneens een kleine verandering ΔI_a ondergaan. Laten we de roosterspanning toenemen (dus minder negatief worden), dan zal de anodestroom toenemen. Laten we de roosterspanning afnemen, dus meer negatief worden, dan zal de anodestroom afnemen.

De verhouding tussen een kleine anodestroomverandering en de daarbij benodigde kleine roosterspanningsverandering bij constante anodespanning wordt de statische steilheid van de buis genoemd.

Duiden we de steilheid aan met de letter S , dan noteren we de steilheid als volgt:

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} (U_a \text{ constant}).$$

Is de anodestroom aangegeven in mA en de roosterspanning in volts, dan wordt de steilheid uitgedrukt in mA/V of indien de stroomverandering gemeten wordt in μA , dan wordt de steilheid in $\mu\text{A/V}$ uitgedrukt.

Bepalen we de steilheid van een triode in de karakteristiek volgens fig. 2,8, dan is deze 2 mA/V. De roosterspanningsverandering van -2 tot -1 , dus $\Delta U_g = 1$ volt, heeft een anodestroomverandering van 4,8 tot 6,8 mA, dus $\Delta I_a = 2$ mA ten gevolge.

Evenals bij de diodekarakteristiek zal ook hier, dank zij het gebogen karakter van de karakteristiek, de steilheid in verschillende punten verschillend zijn. Voor een nauwkeurige bepaling van de steilheid is het nodig de verandering van U_g en I_a zo klein mogelijk te nemen. Nog nauwkeuriger kan dit gebeuren door de steilheid van de raaklijn, die in het punt waar de steilheid bepaald moet worden is getrokken, te bepalen. De steilheid van de raaklijn is gelijk aan de steilheid van de karakteristiek in het raakpunt.

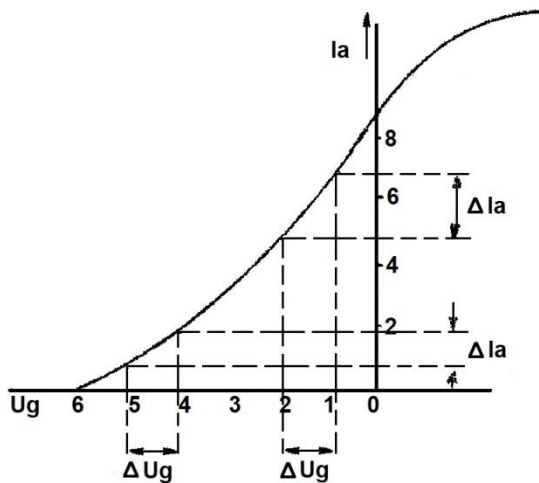
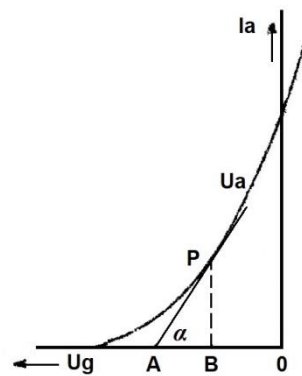


Fig. 2,8. Bepaling steilheid van een triode.

Fig. 2,9. De steilheid uitgedrukt in $\tan \alpha$.

De steilheid van de karakteristiek in punt P (zie fig. 2,9) is nu bepaald door de anodestroomverandering PB gedeeld door de roosterspanningsverandering AB , dus $S = \frac{PB}{AB} \text{ mA/V}$. We kunnen ook hier de steilheid uitdrukken in de hoek α , die de raaklijn maakt met de horizontale as.

Uit fig. 2,9 is gemakkelijk op te maken dat $S = \tan \alpha$. We moeten dus goed bedenken, dat indien de steilheid van een karakteristiek gegeven is, deze slechts geldt in één punt en voor bepaalde anodespanning. Is de buis in verzadigingstoestand, dan is de steilheid nul. Eveneens is de steilheid nul voor een negatieve roosterspanning groter dan de roosterruimte, dus links van het afknijppunt.

We kunnen bij de triode dus niet spreken van de steilheid, als bij een triode een steilheid wordt opgegeven, is dat in het algemeen de steilheid die met een gunstige instelling kan worden verkregen.

De steilheid wordt zeer veel beïnvloed door de constructie van het rooster. Het rooster kan nl. zo gewikkeld zijn dat de windingen van de roosterspiraal dicht of minder dicht naast elkaar liggen. Liggen de roosterdraden dicht naast elkaar, dan spreekt men van een rooster met nauwe spoed en anders van een wijde spoed.

Heeft het rooster een nauwe spoed, dan zal de roosterspanning een groter invloed op de anodestroom hebben dan indien het rooster gewikkeld is met een wijde spoed. Gaan we uit van de gedachte dat de anodespanningen van twee trioden, waarvan de ene een rooster heeft met een nauwe spoed en de ander een rooster met wijde spoed, gelijk zijn, dan zal triode met het nauwe rooster een kleinere roosterspanning nodig hebben om de anodestroom nul te doen zijn als de andere triode. De eerste triode heeft dus een kleinere roosterruimte dan de tweede triode. Daar bij roosterspanningen van nul volt de anodestromen gelijk zijn, omdat de anodespanningen gelijk zijn, zal de triode met het rooster met nauwe spoed een grotere steilheid hebben dan de triode met het rooster met wijde spoed.

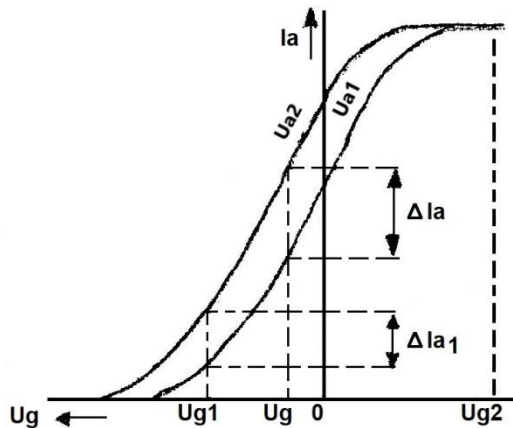
Elektronica. Les 82.4. De karakteristieke grootheden van een triode (vervolg)b. De inwendige weerstand van een triode

Fig. 2,10. Bepaling van de inwendige weerstand.

bepalen bij een roosterspanning U_{g1} , dan vinden we een grotere inwendige weerstand dan bij de roosterspanning U_g .

De inwendige weerstand is nu bepaald door $Ri = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_{a1}}$.

Daar de karakteristieken gebogen lijnen zijn, is ΔI_{a1} kleiner dan ΔI_{a2} , dus moet de inwendige weerstand bij U_{g1} groter zijn dan bij U_g . Zo zal dus bij elke andere waarde van U_g een andere inwendige weerstand voorkomen. Beschouwen we de rechte gedeelten van de karakteristieken, dan zal de inwendige weerstand bij verschillende waarden van U_g weinig veranderen.

Om de inwendige weerstand zo nauwkeurig mogelijk te bepalen, is het nodig, evenals bij de steilheid, gebruik te maken van kleine veranderingen, dus kleine waarden van ΔU_g en ΔI_a .

Naarmate we de inwendige weerstand bij meer negatieve waarde van de roosterspanning bepalen, verkrijgen we een groteren waarde. Bepalen we de inwendige weerstand bij een zodanige waarde van de positieve roosterspanning, dat de buis in verzadigingstoestand is, dan blijkt, dat een verandering van de anodespanning geen verandering van de anodestroom ten gevolge heeft. De inwendige weerstand is hier dus oneindig groot. Indien we bedenken, dat de inwendige weerstand gebaseerd is op veranderingen van U_a en I_a , dan zullen we inzien, dat de inwendige weerstand oneindig groot kan zijn, terwijl de buis nog stroom voert.

Voor de goede orde geven we nog de definitie voor de inwendige weerstand van een triode.

Onder de inwendige weerstand van een triode wordt verstaan de verhouding van een kleine anodespanningsverandering tot de kleine anodestroomverandering, die daarvan het gevolg is, bij constante waarde van de roosterspanning.

We kunnen de anodestroom ook een kleine verandering ΔI_a doen ondergaan door de anodespanning met een klein bedrag ΔU_a te veranderen en daarbij de roosterspanning U_g onveranderd laten.

In fig. 2,10 zijn twee karakteristieken weergegeven. Bij een bepaalde roosterspanning U_g laten we de anodespanning van U_{a1} toenemen tot U_{a2} . Deze anodespanningstoename duiden we aan met ΔU_a . Ten gevolge van de toename van ΔU_a zal de stroom met het bedrag ΔI_a toenemen. De inwendige weerstand van de triode is nu bepaald door:

$$Ri = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} (U_g = \text{constant}).$$

Daar de anodespanning in volts en de stroom in ampère is uitgedrukt, is de inwendige weerstand in ohms uitgedrukt.

Zouden we de inwendige weerstand

c. De versterkingsfactor van een triode

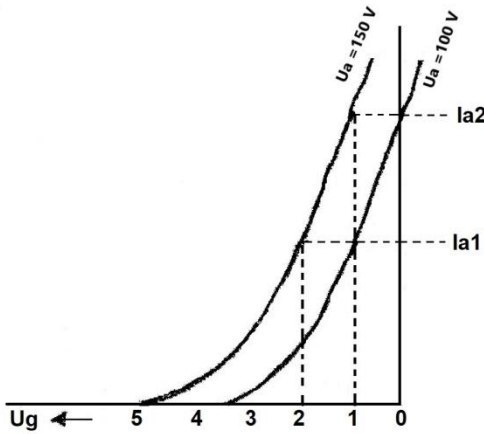


Fig. 2,11. Bepaling van de versterkingsfactor.

Indien we bij $U_g = -1$ volt de anodespanning van 100 V laten toenemen tot 150 V, dan zal dit een stijging van de anodestroom ten gevolge hebben van I_{a1} tot I_{a2} . De roosterspanning moeten we van -1 V tot -2 V veranderen om de stroom weer tot I_{a1} te doen afnemen.

Laten we de verandering van U_a en U_g tegelijkertijd plaatsvinden, dan zal de stroom niet veranderen en dus I_{a1} blijven.

We zien, dat de toename van de anodespanning, $\Delta U_a = 50$ V een even grote invloed op de anodestroom heeft als de toename van de negatieve roosterspanning $\Delta U_g = 1$ volt. Of omgekeerd geredeneerd: om een zekere anodestroomverandering tot stand te brengen, heeft men een grotere anodespanningsverandering dan een roosterspanningsverandering nodig.

Onder de versterkingsfactor g of μ van een triode wordt verstaan de verhouding van een kleine anodespanningsverandering ΔU_a en een kleine roosterspanningsverandering ΔU_g bij constante waarde van de anodestroom.

Dus $g = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_g}$ ($I_a = \text{constant}$).

In het gekozen voorbeeld volgens fig. 2,11 is de versterkingsfactor $g = \frac{50}{1} = 50$. Daar we hier volts delen door volts is de versterkingsfactor dus onbenoemd. Bij een nauwkeurige bepaling van de versterkingsfactor moeten we ook weer gebruik maken van een zo klein mogelijke verandering, dus kleine waarden van ΔU_a en ΔU_g .

d. Formule van Barkhausen

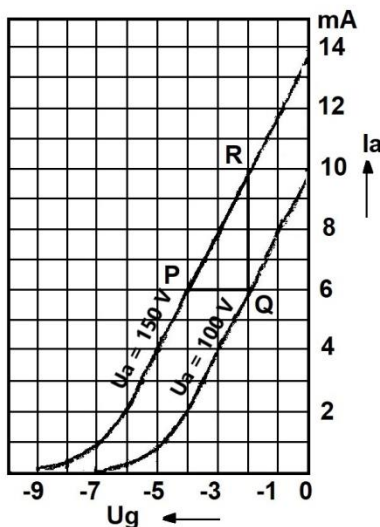


Fig. 2,12. Bepaling formule van Barkhausen.

In fig. 2,12 zijn enige karakteristieken van een triode getekend. Uit de driehoek PQR kunnen we afleiden

dat $S = \frac{4 \text{ mA}}{2 \text{ V}} = 2 \text{ mA/V} = 0,002 \text{ A/V}$

$R_i = \frac{50}{4 \cdot 10^{-3}} = 12500 \Omega$ en $g = \frac{50}{2} = 25$.

Indien we deze uitkomsten eens goed beschouwen, dan blijkt, dat:

$0,002 \times 12500 = 25$ of $g = S \times R_i$

Dit is geen toeval, maar geldt altijd.

Om dit in te zien, het volgende:

We gaan de verhoudingen voor S en R_i met elkaar vermenigvuldigen:

$\frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} \times \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_g}$.

Hieruit blijkt, dat in algemene zin geldt:

$g = S \times R_i$.

Dit wordt de formule van Barkhausen genoemd.

Elektronica. Les 92.5. De anodestroom-anodespanningskarakteristieken van een triode

In het voorgaande hebben we de $I_a - U_g$ - karakteristieken van een triode beschouwd. In deze karakteristieken werd de anodestroom bij verschillende waarden van de roosterspanning bij constante anodespanning opgenomen.

We kunnen ook karakteristieken van een triode opnemen, waarbij de anodestroom wordt opgetekend bij constante roosterspanning en bij verschillende waarden van de anodespanning. Deze karakteristieken, de anodestroom-anodespanningskarakteristieken, of korter $I_a - U_a$ - karakteristieken kunnen met dezelfde schakeling worden opgenomen als de $I_a - U_g$ - karakteristieken (zie fig. 2,5).

We stellen de roosterspanning op een bepaalde waarde in en bepalen de anodestroom bij verschillende waarden van de anodespanning. Wordt de roosterspanning op nul volt ingesteld, (het rooster geleidend met de kathode verbonden), dan gedragen de anode en kathode zich samen als een diode. Een klein gedeelte van de elektronen, die de kathode verlaten, bereiken het rooster, doch vergeleken met het grote aantal elektronen, dat de anode bereikt, is dat te verwaarlozen. Het karakter van de triode, met het rooster geleidend verbonden met de kathode, is dus praktisch gelijk aan dat van een diode.

De $I_a - U_a$ - karakteristiek van de triode bij nul volt roosterspanning verloopt dus op dezelfde wijze als de diode karakteristiek (zie fig. 2,13 en fig. 1,8).

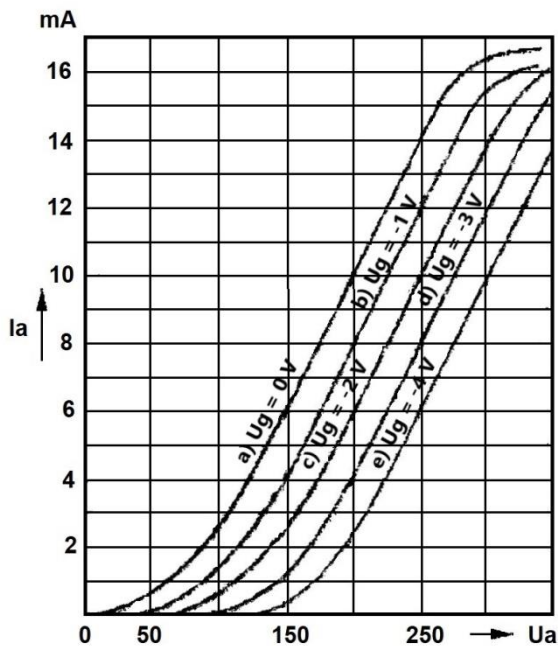


Fig. 2,13. Anodestroom-anodespanningskarakteristieken van een triode.

negatieve waarden van U_g worden getekend. We zien, dat alle karakteristieken nagenoeg hetzelfde verloop hebben, namelijk, de onderste buiging ten gevolge van de ruimtelading, die zich in de buis voordoet, en de bovenste bocht ten gevolge van de verzadigingstoestand waarin de buis bij hoge anodespanningen komt.

In fig. 2,13 is de kleine anodestroom, die bij $U_a = 0$ en $U_g = 0$ optreedt, verwaarloosd en tekenen we de karakteristiek bij $U_g = 0$ door de oorsprong van het assenstelsel.

Een tweede karakteristiek kunnen we opmeten, door het rooster op een bepaalde negatieve spanning in te stellen en dan de anodestroom bij verschillende waarden van de anodespanning op te meten.

Daar de negatieve roosterspanning de anodespanning vermindert, is dus een grotere anodespanning nodig om dezelfde anodestroom te verkrijgen.

Bij meer negatieve roosterspanning verschuift de $I_a - U_a$ - karakteristiek dus naar rechts. Zie de karakteristieken a, b, c, d en e in fig. 2,13.

Uit de figuur is duidelijk op te maken, dat bij meer negatieve roosterspanning een grotere positieve anodespanning nodig is om anodestroom te doen optreden.

Triodes worden veelal gebruikt bij negatieve roosterspanningen, vandaar, dat de $I_a - U_a$ - karakteristieken alleen voor

Bij de vroeger gebruikelijke buizen, waar de kathode direct verhit werd, was het verzadigingsverschijnsel goed waar te nemen. De tegenwoordige trioden bezitten echter gewoonlijk een indirect verhitte kathode.

Evenals bij een diode met indirect verhitte kathode is de verzadigingsstroom zeer groot. Zou men de verzadigingsstroom trachten te bereiken door U_a voortdurend groter te maken, dan is de buis gewoonlijk al ernstig beschadigd voor dat de verzadigingsstroom is bereikt.

Een stelsel $I_a - U_a$ -karakteristieken (fig. 2,13) geeft het gedrag van de triode volledig weer. Het verband tussen I_a , U_a en U_g wordt er volledig mee aangegeven. Dit was ook het geval bij een stelsel $I_a - U_g$ -karakteristieken (fig. 2,7). Hieruit volgt, dat beide stelsels karakteristieken niet onafhankelijk van elkaar zijn. Heeft men het ene stelsel dan kan het andere stelsel (voor dezelfde buis) daaruit worden afgeleid.

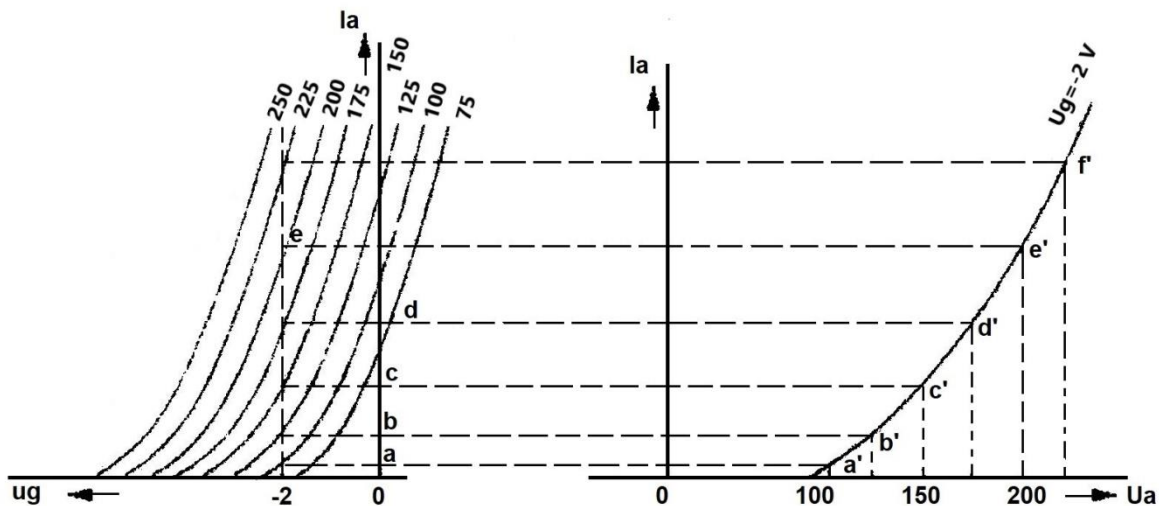


Fig. 2,14. Het construeren van een $I_a - U_a$ -karakteristiek uit een stelsel $I_a - U_g$ -karakteristieken.

In fig. 2,14 is een stelsel $I_a - U_g$ -karakteristieken van een triode gegeven. Indien we een $I_a - U_a$ -karakteristiek bij $U_g = -2$ V hieruit willen afleiden, dan tekenen we in de $I_a - U_g$ -karakteristieken bij $U_g = -2$ V een lijn evenwijdig aan de verticale as van de grafiek. De snijpunten van deze lijn met de karakteristieken geven de anodestroom bij verschillende waarden van de anodespanning en bij $U_g = -2$ V weer. Deze punten zijn dus ook de punten van een $I_a - U_a$ -karakteristiek bij een roosterspanning van -2 volt. Bij $U_a = 75$ V en $U_g = -2$ V is de anodestroom nul. Dit punt kunnen we in het $I_a - U_a$ -assenstelsel reeds aangeven. Bij $U_a = 125$ V en $U_g = -2$ V is de anodestroom a mA. Deze stroomwaarde brengen we door een horizontale stippellijn over tot boven de waarde van $U_a = 75$ V (a').

Zo brengen we de stroomwaarde b , die optreedt bij $U_a = 125$ V en $U_g = -2$ V over tot boven $U_a = 125$ V in het rechtse assenstelsel en verkrijgen daar het punt b' . Door dit achtereenvolgens ook te doen met de punten c, d, e , enz. verkrijgen we in het $I_a - U_a$ -assenstelsel een reeks punten, die, na door een vloeiende lijn te zijn verbonden, de $I_a - U_a$ -karakteristieken opleveren bij $U_g = -2$ V. Op gelijke wijze kunnen ook de $I_a - U_a$ -karakteristieken bij andere waarden van U_g worden geconstrueerd.

Oplossingen inzenden van de opgaven Ea, nr. 35 en 36.

Elektronica, Les 10

2.6. De karakteristieke grootheden uit de $I_a - U_a$ - karakteristieken van een triode

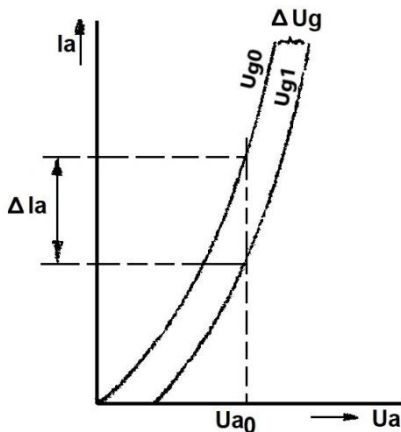


Fig. 2,15. Bepaling S uit de $I_a - U_a$ - karakteristieken.

De karakteristieke grootheden van een triode die in 2,4 reeds werden gedefinieerd, kunnen ook uit de $I_a - U_a$ - karakteristieken worden afgeleid.

a. De steilheid S

Daar de steilheid gedefinieerd is bij constante waarde van U_{a_0} tekenen we in fig. 2,15, waarin een tweetal $I_a - U_a$ - karakteristieken zijn weergegeven, bij die anodespanning, waarbij S bepaald moet worden een loodlijn op de horizontale as.

De snijpunten met de karakteristieken U_{g_0} en U_{g_1} bepalen nu de grootte van ΔI_a , die ten gevolge van een verandering van de roosterspanning van U_{g_0} tot U_{g_1} (ΔU_g) optreedt. Het quotiënt van deze veranderingen levert de steilheid in het beschouwde punt op. Zoals reeds bekend is, moeten de $I_a - U_a$ - veranderingen klein genomen worden.

b. De inwendige weerstand R_i

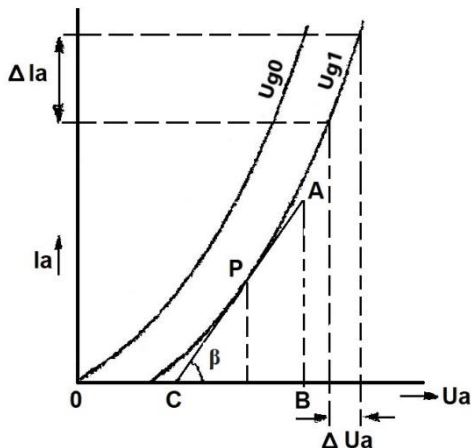


Fig. 2,16. Bepaling R_i uit de $I_a - U_a$ - karakteristieken.

Zoals in het voorgaande werd gedefinieerd is de inwendige weerstand bepaald bij constante waarde van U_g .

Wensen we de inwendige weerstand te bepalen bij een roosterspanning U_{g_1} , dan zal de anodespanningsverandering ΔU_a een anodestroomverandering ΔI_a ten gevolge hebben (zie fig. 2,16). De verhouding van deze ΔU_a en ΔI_a levert dan de inwendige weerstand R_i op.

Zoals in het voorgaande reeds werd betoogd, moeten we ook hier kleine waarden van ΔU_a en ΔI_a genomen worden om R_i zo nauwkeurig mogelijk te bepalen. Maken we ΔU_a en ΔI_a steeds kleiner, dan kunnen we ons voorstellen, dat we uiteindelijk een zeer klein deeltje van de karakteristiek benutten om R_i te bepalen. Dit kleine deeltje is dan op te vatten als een recht stukje lijn.

Indien we in punt P van de karakteristiek een raaklijn daaraan tekenen, dan zal de raaklijn in punt P dezelfde richting hebben als het zeer kleine deeltje van de karakteristiek.

Voor deze raaklijn is bv. $AB = \Delta I_a$ en $BC = \Delta U_a$. Het quotiënt $\frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}$ levert dan de inwendige weerstand van de triode in het punt P op de meest nauwkeurige wijze.

Ook is het mogelijk R_i uit te drukken in de hoek β , die de raaklijn met de horizontale as maakt.

Daar $R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} = \frac{BC}{AB}$ en $\frac{BC}{AB}$ gelijk is aan $\cot \beta$, is dus ook $R_i = \cot \beta$ en kunnen we ook duidelijk zien, dat in elk punt van de karakteristieken de inwendige weerstand een andere waarde heeft. Alleen in die gedeelten van de karakteristieken, die recht zijn, behoudt R_i eenzelfde waarde.

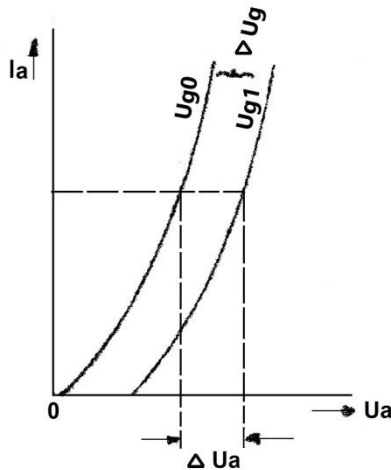
c. De versterkingsfactor g of μ 

Fig. 2,17. Bepaling g uit de $I_a - U_a$ - karakteristieken.

Ter bepaling van de versterkingsfactor g moeten we bedenken, dat deze is gedefinieerd bij constante waarde van I_a . Hiertoe tekenen we in fig. 2,17 een horizontale lijn, dus evenwijdig met de horizontale as.

De snijpunten met de karakteristieken geven nu aan, welke anodespanningsverandering ΔU_a nodig is om bij verandering van de roosterspanning van U_{g_0} tot U_{g_1} (ΔU_g) de anodestroom constant te houden.

Het quotiënt $\frac{\Delta U_a}{\Delta U_g}$ levert de versterkingsfactor van de triode op.

Voorbeeld.

Bepaal de karakteristieke grootheden van de triode, waarvan de karakteristieken in fig. 2,13 gegeven zijn, in de rechte gedeelten der karakteristieken.

Oplossing.

We zullen de steilheid S bepalen bij $U_a = 250$ V.

De roosterspanningsverandering van -2 tot -3 volt geeft een anodestroomverandering van 10 tot 8 mA. $\Delta U_g = 1$ volt en $\Delta I_a = 2$ mA.

De steilheid is dus $S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} = \frac{2}{1} = 2$ mA/V bij een anodespanning van 250 V.

De inwendige weerstand bepalen we bij $U_g = -2$ V. De anodespanningsverandering van 250 tot 200 volt geeft een anodestroomverandering van 10 tot 6 mA. $\Delta U_a = 50$ volt en $\Delta I_a = 4$ mA.

De inwendige weerstand $R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} = \frac{50}{4 \cdot 10^{-3}} = 12500 \Omega$.

De versterkingsfactor bepalen we bij een anodestroom van 8 mA. De anodespanningsverandering van 200 tot 250 volt moet vergezeld gaan van een roosterspanningsverandering van -1 tot -3 volt om de anodestroom constant te houden.

$\Delta U_a = 50$ volt en $\Delta U_g = 2$ volt. De versterkingsfactor $g = \frac{50}{2} = 25$.

In gevallen zoals hierboven een als voorbeeld is uitgewerkt, kan ook worden volstaan met het bepalen van twee buisconstanten uit de karakteristieken en dan de derde constante met behulp van de formule van Barkhausen te berekenen.

In de Duitse literatuur gebruikt men dikwijls een andere grootheid als de versterkingsfactor bij elektronenbuizen. Men spreekt dan van "Durchgrif" D . De Durchgrif is het omgekeerde van de versterkingsfactor.

Dus $D = \frac{1}{g}$. Heeft een buis een versterkingsfactor $g = 20$, dan is de Durchgrif $D = \frac{1}{20} = 0,05$ of 5% .

De formule van Barkhausen kan ook in andere vorm worden geschreven als in het voorgaande werd gegeven.

$$g = S \times R_i \quad \text{of} \quad D = \frac{1}{S \cdot R_i} \quad \text{of} \quad S \cdot R_i \cdot D = 1.$$

$$S = \frac{g}{R_i} \quad \text{of} \quad S = \frac{1}{D \cdot R_i}.$$

$$R_i = \frac{g}{S} \quad \text{of} \quad R_i = \frac{1}{S \cdot D}.$$

Elektronica, Les 11

2.7. De roosterstroom-roosterspanningskarakteristieken

Als het rooster van een triode een positieve spanning heeft ten opzichte van de kathode, trekt het rooster de elektronen, die de kathode verlaten, aan. Het grootste gedeelte van de elektronen gaat, dank zij de aantrekkende kracht van de positieve anode, tussen de mazen van het rooster door naar de anode. Een gedeelte komt echter op het rooster terecht en vormt een roosterstroom. Deze elektronen gaan in de buis van kathode naar het rooster en vloeien buiten de buis van het rooster terug naar de kathode. De elektrische stroom in dit circuit vloeit dus in tegengestelde richting.

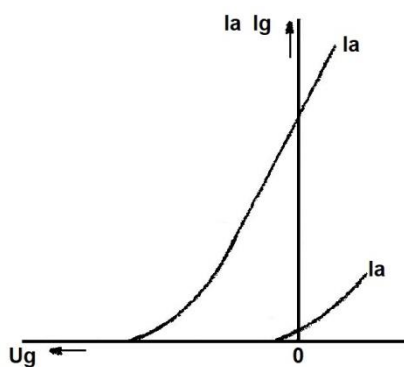


Fig. 2,18. Roosterstroom-roosterspanningskarakteristiek.

Het rooster vormt met de kathode een diode zoals deze in het voorgaande werd besproken. De roosterstroom bij een triode bij verschillende waarden van U_g verloopt dus op dezelfde wijze als de anodestroom bij een diode verloopt bij verschillende waarden van de anodespanning.

Ook bij kleine negatieve waarden van U_g komen nog elektronen op het rooster terecht, zodat bij negatieve waarden van U_g nog roosterstroom vloeit. Zo is bij negatieve rooster-spanning van 1 á 1,5 V nog roosterstroom mogelijk. Bij verandering van de roosterspanning van $-1,5$ tot $+0$ volt neemt de roosterstroom langzaam toe om bij positieve rooster-spanning snel toe te nemen. Bij gebruik van de triode in ontvangers en versterkers wordt het optreden van roosterstroom meestal vermeden. De redenen hiertoe kunnen we pas later duidelijk maken. We zorgen er dus voor, dat de roosterspanning minstens 1,5 V negatief blijft. Bij oscillatoren en bij versterkers in zenders laat men echter gewoonlijk wel roosterstroom toe. In sommige gevallen is het optreden van roosterstroom, voor de goede werking van de schakeling, zelfs noodzakelijk.

2.8. De triode als versterker

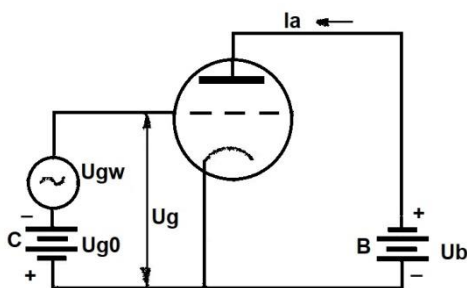


Fig. 2,19. Schakeling van een triode.

We hebben gezien, dat we in de triode een middel bezitten om de sterkte van een bepaalde stroom, de anodestroom, te beïnvloeden door middel van een spanningsbron, die niet in de anodekring is opgenomen. We beïnvloeden de anodestroom door middel van de roosterspanning.

Het gebruik van de triode als versterker berust hierop.

In fig. 2,19 is aangegeven, op welke wijze een triode als versterker kan worden geschakeld. De anodebatterij B levert de positieve anodespanning. Om te zorgen dat geen roosterstroom kan optreden neemt men een batterij C op, die het rooster een negatieve spanning ten opzichte van de kathode geeft. Bij de in de praktijk gebruikelijke schakelingen worden positieve anodespanning en de negatieve roosterspanning wel op andere manier als met behulp van batterijen verkregen,

maar dit heeft op de verklaring van de werking van de schakeling geen invloed.

Behalve de gelijkspanning van de batterij C , die we U_{g0} noemen, wordt aan het rooster ook een wisselspanning U_{gw} toegevoerd. In fig. 2,19 is hiertoe in serie met de batterij een wisselspanningsbron getekend.

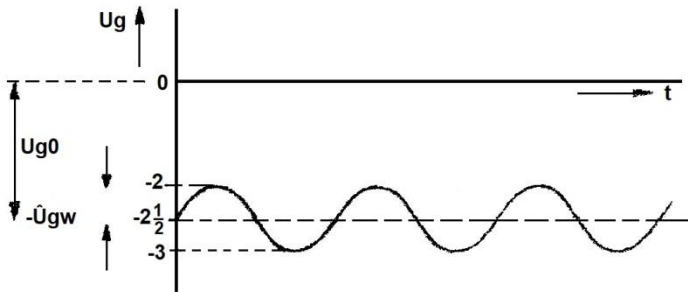


Fig. 2,20. De roosterspanning als functie van de tijd.

De negatieve klem van anodebatterij *B* is direct met de kathode verbonden terwijl de positieve klem direct met de anode is verbonden.

Tussen rooster en kathode staan dus een gelijkspanning en een wisselspanning in serie. De totale roosterspanning is dus $U_g = U_{g0} + U_{gw}$. Is bv. de roostergelijkspanning $U_{g0} = -2\frac{1}{2}$ V, en heeft de wisselspanning een amplitude $\hat{U}_{g0} = \frac{1}{2}$ V, dan varieert de roosterspanning tussen -2 en -3 V (fig. 2,20).

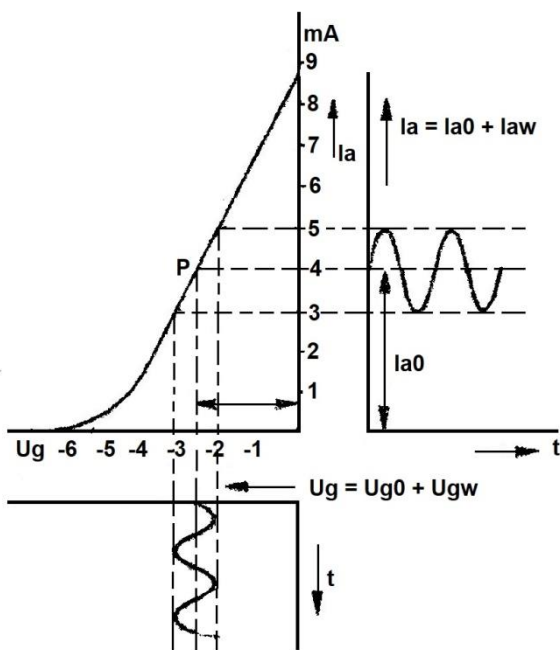


Fig. 2,21. De anodestroom bij veranderlijke roosterspanning en bij constante anodespanning.

In fig. 2,21 is wederom een $I_a - U_g$ - karakteristiek van een triode weergegeven. Deze karakteristiek denken we opgenomen met een anodespanning die gelijk is aan de spanning van de batterij *B*. Door de spanning van de roosterbatterij *C* is de buis ingesteld bij $U_{g0} = -2\frac{1}{2}$ V. Korter gezegd: het instelpunt is bij $U_{g0} = -2\frac{1}{2}$ V. De anodestroom is nu bepaald door punt *P* en blijkt 4 mA te zijn. Dit wordt de ruststroom in het werkpunt genoemd. Het werkpunt is het punt *P* op de $I_a - U_g$ - karakteristiek.

Ten gevolge van de wisselspanning U_{gw} op het rooster zal de anodestroom om de waarde van 4 mA gaan variëren. De ruststroom I_{a0} neemt dus met 1 mA toe, om daarna 1 mA af te nemen. De amplitude van de anodewisselstroom is dus 1 mA.

Daar bij het bovenstaande in de anodeketen geen weerstand voorkomt, is de anodespanning constant en gelijk aan de spanning van de batterij *B*.

Tussen rooster en kathode is nu de som van twee spanningen werkzaam (zie fig. 2,20). We zeggen, dat de wisselspanning gesuperponeerd is op de gelijkspanning. Onder superponeren wordt verstaan het vormen van een totale spanning door de momentele waarden van verschillende spanningen op elk tijdstip bij elkaar op te tellen.

In de anodeketen treffen we dus ook superpositie aan. Hier is de anodewisselstroom met amplitude van 1 mA gesuperponeerd op de gelijkstroom van 4 mA.

Oplossingen inzenden van de opgaven Ea, nr. 41 t/m 43.

Elektronica, Les 122.9 De triodevergelijking

Zouden we tussen de anode van de triode en de positieve klem van de anodebatterij B een weerstand R_a opnemen, dan zal ten gevolge van de anodestroom een spanning over deze weerstand vallen. Ondergaat de anodestroom een verandering, dan zal de spanning over deze weerstand een gelijksoortige verandering ondergaan. Daar in de anodekring een constante spanning U_b (fig. 2,22) werkzaam is, die zich verdeelt over de weerstand R_a en de buis tussen anode en kathode, zal, als de spanning over R_a verandert, de spanning tussen anode en kathode een tegengestelde verandering ondergaan. Zo ontstaat ten gevolge van een verandering van U_g ook een verandering van U_a .

Deze laatste verandering heeft natuurlijk ook invloed op de verandering van de anodestroom.

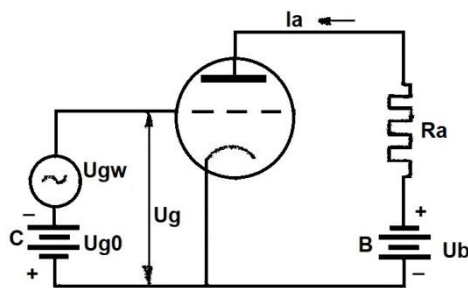


Fig. 2,22. Triode belast met een ohmse weerstand R_a .

Over de weerstand R_a valt eveneens een gelijkspanning, ten gevolge waarvan de anodespanning lager zal zijn dan de batterijspanning.

Het uiteinde van R_a , dat met de anode is verbonden is lager in potentiaal, dus negatief ten opzichte van het uiteinde van R_a dat met de positieve klem van de anodebatterij is verbonden.

De gelijkspanning die over R_a valt, is gelijk aan $I_{a_0} R_a$. Wenst men voor het werkpunt dezelfde anodespanning en dezelfde anodestroom I_{a_0} als er zou zijn zonder de weerstand R_a , dan neemt men de spanning van de anodebatterij B een waarde $I_{a_0} R_a$ groter. De invloed van de weerstand op de anodegelijkspanning kan dus door de anodebatterij gecompenseerd worden.

Anders is het met de spanningsveranderingen, die over R_a worden ontwikkeld. Deze veranderingen doen zich in tegengestelde zin ook tussen anode en kathode in de buis gevoelen.

Veronderstellen we een roosterspanningsverandering. Waardoor het rooster minder negatief wordt. De anodestroom zal dus toenemen en ook zal de spanningsval over R_a toenemen. De anodespanning neemt dus af, daar de som van U_a en de spanning over R_a constant is en gelijk aan U_b . Deze afnemende anodespanning zal gepaard gaan met een afname van de anodestroom. Hieruit volgt, dat de anodewisselspanning in de buis de roosterwisselspanning tegenwerkt. De anodewisselstroom zal dus kleiner uitvallen als deze zou zijn alléén ten gevolge van de roosterwisselspanning.

We zullen nu een uitdrukking bepalen, waaruit de anodewisselstroom bij aanwezigheid van een anodeweerstand R_a is te berekenen.

Indien het gedeelte van de $I_a - U_a$ - karakteristiek, dat wordt doorlopen recht is, dan zijn de anodewisselstroom en anodewisselspanning een getrouw beeld van de roosterwisselspanning. Veronderstellen we het gedeelte van de $I_a - U_a$ - karakteristiek, dat wordt doorlopen, eveneens recht, dan kunnen we van een bepaalde steilheid S en een bepaalde inwendige weerstand R_i spreken.

Om de juiste formule voor de anodestroom op te stellen, moeten we een uitdrukking vinden, die aangeeft, hoe de anodestroom verandert als zowel U_g als U_a veranderen. Tot nu toe hebben we steeds één der spanningen veranderd, terwijl de andere constant blijft.

Als de karakteristieken recht worden opgevat, dan zal een verandering van U_g met een bedrag ΔU_g een verandering van ΔI_a van de anodestroom ten gevolge hebben, die bepaald is door

$S \cdot \Delta U_g = \Delta I_{a_1}$ indien de anodespanning constant is. Verandert U_a met een bedrag ΔU_a dan zal dit een anodestroom ten gevolge, gelijk aan $\frac{\Delta U_a}{\Delta R_i} = \Delta I_{a_2}$. Voert een buis bij roosterspanning U_g een anodestroom I_a , dan zal bij een roosterspanning $U_g + \Delta I_{a_1}$ een anodestroom van $I_a + \Delta I_{a_1}$ vloeien.

Laten we, terwijl de roosterspanning $U_g + \Delta U_g$ blijft de anodespanning met ΔU_a veranderen, dan zal de anodestroom nog met een waarde ΔI_{a_2} veranderen.

De anodestroom wordt hierdoor $I_a + \Delta I_{a_1} + \Delta I_{a_2}$.

De anodestroomverandering is dus: $\Delta I_a = \Delta I_{a_1} + \Delta I_{a_2}$ of $\Delta I_a = S \cdot \Delta U_g + \frac{\Delta U_a}{R_i}$.

Deze vergelijking noemen we de triodevergelijking.

Bij alle berekeningen betreffende de triode in haar schakelingen kunnen we er gebruik van maken. Door de triodevergelijking op bovengegeven wijze te schrijven, hebben we verondersteld, dat de aangenomen positieve richting van de spanningsveranderingen gelijkloidend zijn, dit wil zeggen de spanningsveranderingen ondersteunen elkaar. Voeren we aan een triode tussen rooster en kathode een wisselspanning $U_{g_w} = \hat{U}_{g_w} \sin \omega t$ toe, dan verkrijgt de anodestroom een wisselspanningscomponent $I_{a_w} = \hat{I}_{a_w} \sin \omega t$ (zie ook fig. 2,21). Daar de anodewisselspanning ten gevolge van R_a in tegengestelde zin werkzaam is, kunnen we deze dus voorstellen door $U_{a_w} = -\hat{U}_{a_w} \sin \omega t$. De triodevergelijking wordt nu voor de momentele waarden: $I_{a_w} = S U_{g_w} + \frac{U_{a_w}}{R_i}$. Voor de amplituden van de stroom en

spanningen geldt: $\hat{I}_{a_w} = S \hat{U}_{g_w} - \frac{\hat{U}_{a_w}}{R_i}$. Het minteken vindt dus zijn oorsprong in het feit, dat indien de roosterspanning en anodestroom hun maximale waarden in positieve richting hebben, de anodespanning de grootste negatieve waarde bereikt.

Voeren we onafhankelijk van elkaar aan het rooster en aan de anode van een triode een wisselspanning toe, dan volgt de anodestroom ook uit de triodevergelijking $I_{a_w} = S U_{g_w} + \frac{U_{a_w}}{R_i}$.

De anodestroom wordt in alle gevallen gegeven door de triodevergelijking, onafhankelijk van de wijze waarop de roosterspanning en anodespanning worden verkregen.

De enige voorwaarde is, dat de karakteristieken ($I_a - U_g$ - en $I_a - U_a$ - karakteristieken) in het doorlopen gebied recht zijn. We kunnen de triodevergelijking ook als volgt herleiden:

$$I_{a_w} = S \left(U_{g_w} + \frac{U_{a_w}}{S R_i} \right) = S \left(U_{g_w} + \frac{U_{a_w}}{g} \right).$$

Wordt in de anodeketen alleen een anodebatterij, zonder weerstand opgenomen, dan is:

$$I_{a_w} = S U_{g_w}.$$

$$\text{We noemen daarom: } U_s = U_{g_w} + \frac{U_{a_w}}{g},$$

de stuurspanning van de triode.

De stuurspanning, die dus werkzaam gedacht wordt tussen rooster en kathode van de triode, heeft dezelfde anodestroom ten gevolge, als de afzonderlijk, werkende roosterspanning U_{g_w} en anodespanning U_{a_w} gezamenlijk.

Uit de formule blijkt, dat de invloed van de anodespanning op de anodestroom g maal zo klein is als de invloed, die de roosterspanning op de anodestroom heeft.



Elektronica, Les 13

2.10 De dynamische steilheid

In de schakeling volgens fig. 2,22 heeft een verandering ΔU_g in de roosterspanning een anodespanningsverandering ΔU_a tot gevolg, waarbij $\Delta U_a = -\Delta I_a \cdot R_a$. Door het minteken wordt aangegeven, dat een stijging van de anodestroom een vermindering van de anodespanning veroorzaakt. Substitueren we deze uitdrukking voor ΔU_a in de triodevergelijking, dan verkrijgen we:

$$\Delta I_a = S \Delta U_g - \Delta I_a \frac{R_a}{R_i} \quad \text{of:} \quad \Delta I_a + \Delta I_a \frac{R_a}{R_i} = S \Delta U_g$$

en na ontbinding:
$$\Delta I_a \left(1 + \frac{R_a}{R_i} \right) = S \Delta U_g$$

waaruit volgt:
$$\Delta I_a = \frac{S \Delta U_g}{1 + \frac{R_a}{R_i}} = \frac{S R_i \Delta U_g}{R_i + R_a}.$$

De anodestroom is nu bepaald door
$$\Delta I_a = S \frac{R_i}{R_i + R_a} \Delta U_g.$$

Zou R_a niet in de anodeketen zijn opgenomen, dan was de variatie in de anodestroom, die ten gevolge van een roosterspanningsvariatie ΔU_g ontstaat, bepaald door $\Delta I_a = S \Delta U_g$.

De invloed van de weerstand R_a is dus, alsof de steilheid is afgenomen tot $S \frac{R_i}{R_i + R_a}$.

We noemde uitdrukking $S_d = S \frac{R_i}{R_i + R_a}$ de dynamische steilheid van de triode.

Ter onderscheiding hiervan noemt men de "gewone" steilheid (die hiervoor werd besproken) wel de statische steilheid. De anodestroomverandering kunnen we nu schrijven als $\Delta I_a = S_d \Delta U_g$.

Ter onderscheiding van de statische en dynamische steilheid geven we nog de volgende formulering:

Onder statische steilheid wordt verstaan de verhouding van een kleine anodestroomverandering en een kleine roosterspanningsverandering bij constante waarde van de anodespanning U_a .

Onder dynamische steilheid wordt verstaan de verhouding van een kleine anodestroomverandering en een kleine roosterspanningsverandering bij constante waarde van de voedingsspanning U_b .

Voorbeeld: Bepaal de anodewisselstroom van een triode, indien tussen rooster en kathode een wisselspanning met een amplitude van 0,1 volt werkzaam is. De anodeweerstand $R_a = 4 \cdot 10^4 \Omega$ en $R_i = 10^4 \Omega$. De steilheid van de triode is 4 mA/V.

Oplossing: De dynamische steilheid S_d waar de triodeschakeling mee werkt, is bepaald door:

$$S_d = S \frac{R_i}{R_i + R_a} = 4 \cdot \frac{10^4}{10^4 + 4 \cdot 10^4} = 4 \cdot \frac{1}{5} = 0,8 \text{ mA/V.}$$

De roosterspanningsverandering is gelijk aan de amplitude van de roosterwisselspanning, dus:

$$I_{a_w} = S_d U_{g_w} = 0,8 \times 10^{-3} \times 10^{-1} = 8 \times 10^{-5} \text{ A} = 80 \mu\text{A.}$$

2.11. De spanningsversterking van een triode

In het voorgaande hebben we bij een roosterspanningsverandering ΔU_g gevonden, dat de anodespanningsverandering dan te berekenen is uit $\Delta U_a = -\Delta I_a R_a$. Het minteken geeft dus aan, dat de anodespanning en roosterspanning in tegengestelde zin veranderen. Voor de anodestroomverandering vonden we $\Delta I_a = S_d \Delta U_g$. De anodespanningsvariatie wordt nu:

$$\Delta U_a = -S_d \cdot R_a \cdot \Delta U_g \quad \text{of:} \quad \Delta U_a = -S \frac{R_i R_a}{R_i + R_a} \Delta U_g.$$

Een wisselspanning U_{g_w} , die in de roosterkring werkzaam is, en die eigenlijk niets anders is dan een opeenvolging van roosterspanningsvariaties veroorzaakt nu een anodewisselstroom I_{a_w} :

$$I_{a_w} = S_d U_{g_w} = S \frac{R_i}{R_i + R_a} U_{g_w}.$$

Hierdoor ontstaat een wisselspanning U_{a_w} tussen de uiteinden van de weerstand R_a

$$U_{a_w} = -I_{a_w} R_a = S_d R_a U_{g_w} = -S \frac{R_i R_a}{R_i + R_a} U_{g_w}.$$

Het minteken geeft aan, dat de positieve helft van de periode van de roosterwisselspanning samenvalt met de negatieve helft van de periode van de anodewisselspanning. In fig. 2,23 is het verloop van de roosterwisselspanning, anodestroom anodespanning, zoals dat bij een triode voorkomt, weergegeven.

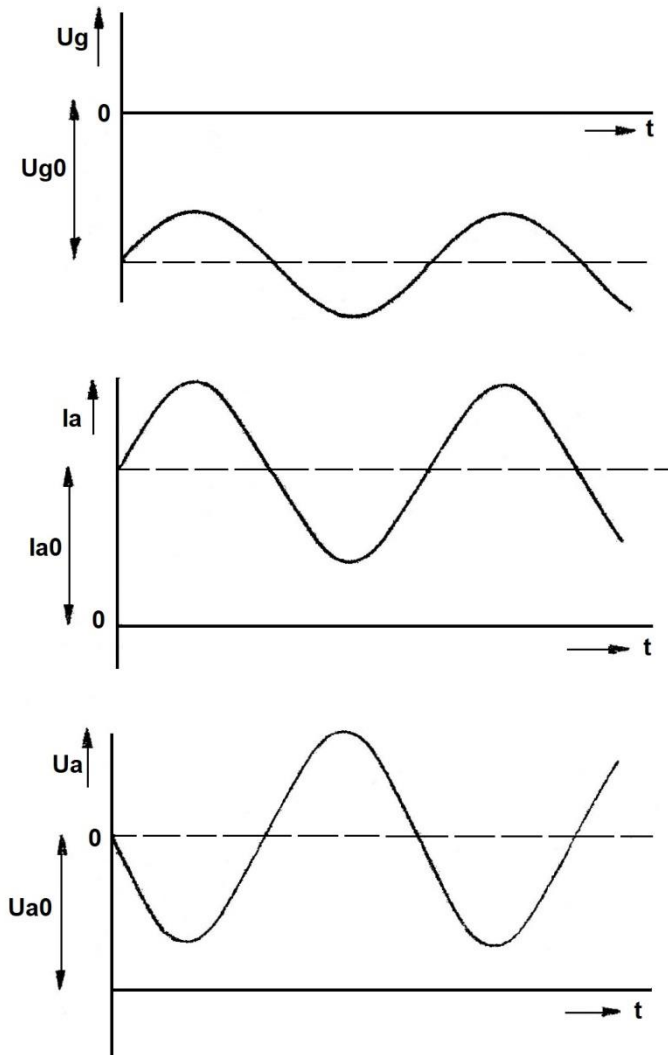


Fig. 2,23. U_g , I_a en U_a bij een triode met belastingsweerstand.

weerstand $R_a = 6 \cdot 10^4 \Omega$. Bepaal eveneens I_{a_w} , S_d en U_{a_w} als $U_{g_w} = 0,1$ volt.

Oplissing: De dynamische steilheid is $S_d = S \frac{R_i}{R_i + R_a} = 4 \cdot \frac{2 \cdot 10^4}{2 \cdot 10^4 + 6 \cdot 10^4} = \frac{1 \text{ mA}}{\text{V}}$. De anodewisselstroom is nu: $I_{a_w} = S_d U_{g_w} = 10^{-3} \cdot 10^{-1} = 10^{-4} \text{ A}$ of $100 \mu\text{A}$. $U_{a_w} = I_{a_w} \times R_a = 10^{-4} \times 6 \cdot 10^4 = 6$ volt. De versterking is dus $\frac{U_{a_w}}{U_{g_w}} = \frac{6}{0,1} = 60$. De versterking hadden we ook direct kunnen berekenen uit: $V = g \frac{R_a}{R_i + R_a} = S R_i \frac{R_a}{R_i + R_a} = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^4 \frac{6 \cdot 10^4}{2 \cdot 10^4 + 6 \cdot 10^4} = 80 \times \frac{6}{8} = 60$.

Onder de versterking van een triode wordt verstaan de verhouding tussen U_{a_w} en U_{g_w} , waarbij dan niet gelet wordt op het minteken.

$$\text{De versterking wordt dus } V = \frac{\hat{U}_{a_w}}{\hat{U}_{g_w}} = \frac{S_d R_a \hat{U}_{g_w}}{\hat{U}_{g_w}} = S_d R_a \cdot V = S \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}$$

Daar $S \cdot R_i = g$ kunnen we ook schrijven: $V = g \frac{R_a}{R_i + R_a}$.

Daar de breuk $\frac{R_a}{R_i + R_a}$ altijd kleiner is dan 1, is de versterking altijd kleiner dan g , de versterkingsfactor.

We kunnen van de breuk $\frac{R_a}{R_i + R_a}$ teller en noemer delen door R_a en verkrijgen dan $V = g \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_a}}$. Maken we R_a

veel groter dan R_i , dan verkrijgt de breuk een waarde, die weinig van 1 afwijkt en zal V niet veel van g afwijken. De versterkingsfactor geeft dus de maximum grens aan, die de versterking kan bereiken. Is de toegepaste weerstand R_a veel kleiner dan R_i , dan kan met kleine benadering de noemer van de breuk $\frac{R_a}{R_i + R_a}$ gelijkgesteld worden aan de waarde R_i .

De versterking wordt dan $V = g \frac{R_a}{R_i} = \frac{g}{R_i} R_a$. Daar $\frac{g}{R_i} = S$ wordt de versterking in dit geval dus: $V = S \cdot R_a$.

Voorbeeld: Bereken de versterking van een triode, waarvan $S = 4 \text{ mA/V}$ en $R_i = 2 \cdot 10^4 \Omega$, die belast is met een

Elektronica, Les 142.12. De dynamische $I_a - U_g$ - karakteristiek

In het voorgaande hebben we reeds gezien, dat, indien een buis belast is met een weerstand, de anodespanning niet gelijk is aan de spanning van de anodebatterij.

De anodespanning is nu gelijk aan $U_{a_0} = U_b - I_{a_0} R_a$, waarin U_b de batterijspanning is en I_{a_0} de anodeglijkstroom, die de buis voert, dus ook afhankelijk van de roosterspanning.

Indien we een wisselspanning op het rooster aansluiten, dan zullen de hierdoor ontstane veranderingen in de anodestroom niet een bepaalde $I_a - U_g$ - karakteristiek doorlopen, doch gaan bij elke verandering van I_a op een andere karakteristiek over, daar dan een andere anodespanning in rekening moet worden gebracht. Een en ander zullen we aan de hand van fig. 2,24 toelichten. In deze figuur is een aantal $I_a - U_g$ - karakteristieken van een triode getekend.

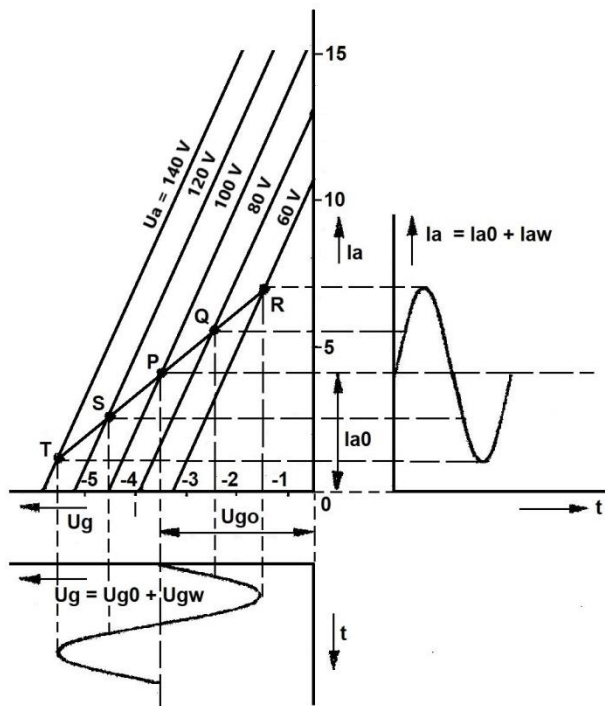


Fig. 2,24. Statische en dynamische karakteristieken van een triode.

Ter vereenvoudiging van de volgende beschouwing zijn deze voorgesteld door rechte lijnen.

We veronderstellen een schakeling volgens fig. 2,22 met $R_a = 13333 \Omega$.

De roostergelijkspanning maken we $U_{g_0} = -3\frac{1}{2}V$. De spanning U_b van de anodebatterij stellen we zo in, dat de anodeglijkstroom $I_{a_0} = 4mA$ bedraagt. In fig. 2,24 zien we, dat bij $U_{g_0} = -3\frac{1}{2}V$ en $I_{a_0} = 4mA$, de anodeglijks spanning U_{a_0} 100 V bedraagt. De spanning welke over R_a valt, is hierbij $I_{a_0} R_a = 4 \cdot 10^{-3} \times 13333 = 53\frac{1}{3}V$; de spanning van de anodebatterij is dus: $100 + 53\frac{1}{3} = 153\frac{1}{3}V$. Het punt P op de karakteristiek voor $U_a = 100V$ ($U_{g_0} = -3\frac{1}{2}V$ en $I_{a_0} = 4mA$) is het werkpunt of instelpunt. Wordt de roosterspanning nu gewijzigd van $-3\frac{1}{2}V$ in $-2\frac{1}{2}V$, dan zou, indien de anodespanning 100 V bleef, de anodestroom stijgen van 4 tot 8 mA.

Doch als de anodestroom stijgt, wordt de spanning over de weerstand R_a groter. De batterijspanning U_b blijft dezelfde; de anodespanning U_a daalt dus, in ons aangenomen geval, tot 80 V. De anodestroom zal dus slechts stijgen tot die waarde, die op de karakteristiek voor $U_0 = 80V$ met $U_g = -2\frac{1}{2}V$ overeenkomt, dit is $5\frac{1}{2}mA$ (het punt Q). De anodestroom is toegenomen met $1\frac{1}{2}mA$. De anodespanning is daardoor gedaald met $1\frac{1}{2} \times 10^{-3} \times 13333 = 2\frac{1}{2}V$ en dus op 80 V gekomen. Een verdere vermindering van de negatieve roosterspanning tot $-1\frac{1}{2}V$ doet de anodestroom verder toenemen en dus de anodespanning verder afnemen. Hierbij gaan we dus weer naar een andere $I_a - U_g$ - karakteristiek, voor een nog lagere anodespanning (het punt R).

Bij vergroten van de negatieve roosterspanning neemt de anodestroom af. Daarbij gaan we over op $I_a - U_a$ - karakteristieken voor hogere anodespanning (de punten *S* en *T*). Hieruit volgt: wanneer in de anodeketen van een triode een weerstand is opgenomen met het doel deze buis als versterker te laten werken en we brengen in de roosterketen een wisselspanning aan, dan gedraagt de triode zich, alsof de $I_a - U_a$ - karakteristiek was niet de lijn voor de anodespanning $U_a = 100$ V, doch de minder steil verlopende lijn *TSPQR*. Met behulp van deze lijn kunnen we dus op dezelfde wijze de grafiek voor de anodestroom construeren als we dit in fig. 2,21 deden, waarbij we veronderstelden, dat er geen weerstand in de anodeketen voorkwam. In fig. 2,24 is deze constructie uitgevoerd voor een roosterwisselspanning met een amplitude van 2 V.

De lijn *TSPQR* noemt men een dynamische karakteristiek. Ter onderscheiding worden de karakteristieken voor constante anodespanning de statische karakteristieken genoemd. We kunnen dit als volgt schrijven:

Onder de statische karakteristiek van een triode verstaan we de karakteristiek, die het verband aangeeft tussen I_a en U_g bij constante anodespanning.

Onder de dynamische karakteristiek van een triode verstaan we de karakteristiek die het verband aangeeft tussen I_a en U_g bij constante voedingsspanning.

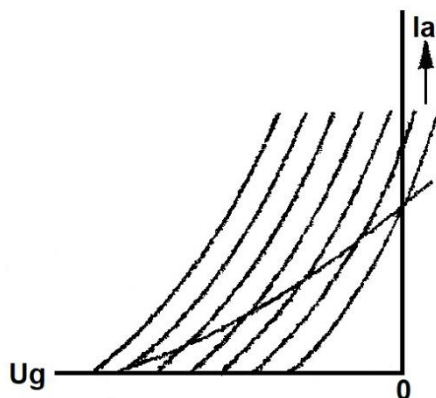


Fig. 2,25. Dynamische karakteristiek van een triode bij gebogen statische $I_a - U_a$ - karakteristiek.

gebogen lijnen. De dynamische karakteristiek is dan ook een gebogen lijn (zie fig. 2,25).

We kunnen de dynamische karakteristiek verlengen totdat deze de horizontale as snijdt. Dit snijpunt zal nu samenvallen met het afknijppunt van die statische karakteristiek, die opgenomen is met een anodespanning, die gelijk is aan de batterijspanning.

We kunnen dit als volgt beredeneren: het afknijppunt betekent een anodestroom van nul mA en een anodespanning van $U_{a_0} = U_b$, daar bij een anodestroom $I_a = 0$ geen spanning over R_a valt. De dynamische karakteristiek moet eveneens door dit punt gaan, daar deze het verband tussen anodestroom en anodespanning aangeeft. Zouden we de waarde van R_a veranderen, terwijl U_b niet wordt veranderd, dan moeten de dynamische karakteristiek door ditzelfde punt gaan. Hadden we R_a groter gekozen, dan in het eerste geval, dan zou de dynamische karakteristiek minder steil verlopen. We kunnen ons dus een groot aantal dynamische karakteristieken voorstellen, die alle door hetzelfde punt gaan en welke alle andere anodeweerstanden voorstellen.

We kunnen uit fig. 2,24 direct constateren dat de steilheid van de dynamische karakteristiek kleiner is dan de statische steilheid.

Zoals in het voorgaande reeds werd bepaald is de dynamische steilheid te berekenen uit:

$S_d = S \frac{R_i}{R_i + R_a}$. Daar een verandering van de anodestroom een grotere variatie van de anodespanning veroorzaakt, naarmate de anodeweerstand R_a groter is, geldt de dynamische karakteristiek slechts voor één waarde van R_a . Naarmate R_a groter is, is de dynamische karakteristiek kleiner.

Wordt R_a steeds kleiner gemaakt, dan heeft dit dus een toenemen van de dynamische steilheid tot gevolg. Wordt R_a nul gemaakt, dan is de dynamische gelijk aan de statische steilheid. De statische karakteristieken in fig. 2,24 hebben we recht verondersteld en dientengevolge is de dynamische karakteristiek ook recht. In werkelijkheid zijn karakteristieken

Elektronica, Les 152.13. De belastingslijn

Ook in de $I_a - U_a$ - karakteristieken kan de invloed van een weerstand in de anodeketen worden weergegeven. In fig. 2,26 is een aantal $I_a - U_a$ - karakteristieken weergegeven. Ter wille van de eenvoud hebben we ook deze karakteristieken door rechte lijnen voorgesteld. Is de anodegelijkspanning $U_{a0} = 200 V$ en veronderstellen we in de roosterkring een gelijkspanning werkzaam, zodat $U_g = -4 V$, dan is punt P het werkpunt.

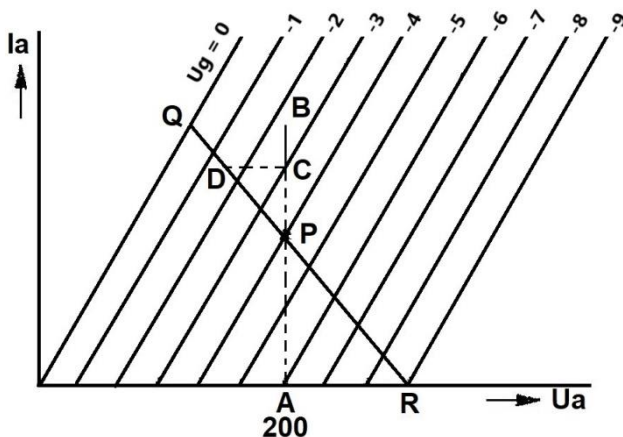


Fig. 2,26. Bepaling belastingslijn.

We kunnen dit doen voor elke waarde van ΔI_a , of dit nu een toename of een afname van de anodestroom betekent. Bij een afname van de anodestroom moeten we bedenken, dat hiermee een stijging van de anodespanning gepaard gaat. Is de anodestroom nul geworden, dan zal er geen spanning over R_a staan en de anodespanning U_a gelijk zijn aan de voedingsspanning U_b .

Daar de anodespanningsverandering ΔU_a evenredig is met de anodestroomverandering ΔI_a , dat wil zeggen: indien ΔI_a $2\times$ groter wordt, ook ΔU_a $2\times$ groter wordt, zal het verband tussen ΔU_a en ΔI_a door een rechte lijn worden voorgesteld die door het instelpunt P loopt.

In fig. 2,26 geeft de lijn QR het verband tussen ΔU_a en ΔI_a aan en we noemen deze lijn de belastingslijn.

Naarmate R_a kleiner is en dus $\Delta U_a = \Delta I_a \cdot R_a$ kleiner is, zal de belastingslijn steiler verlopen. Is $R_a = 0$, dan wordt de belastingslijn voorgesteld door een verticale lijn door P (zie ook de lijn AB in fig. 2,26).

Maken we R_a voortdurend groter, dan gaat de belastingslijn meer en meer horizontaal door punt P lopen. Evenals we de inwendige weerstand uitgedrukt hebben, in fig. 2,16 in $Ri = \cot \beta$, kunnen we ook R_a in een hoek uitdrukken en wel in hoek α .

Uit $\Delta U_a = \Delta I_a \cdot R_a$ of $CD = PC \times R_a$ volgt: $R_a = \frac{CD}{PC} = \tan \alpha$.

de belastingslijn in de $I_a - U_a$ - karakteristieken geeft hetzelfde verband tussen I_a , U_a en U_g aan als de dynamische karakteristiek in de $I_a - U_a$ - karakteristieken.

Veronderstellen we in de anodeketen geen weerstand, dan zullen bij verandering van de roosterspanning de waarden van de anodestroom de verticale lijn AB doorlopen, daar nu de anodespanning onafhankelijk is van de anodestroom.

Is echter een weerstand in de anodeketen aanwezig, dan zal bij toenemende anodestroom de anodespanning dalen.

Is het bedrag waarmee de anodestroom toeneemt ΔI_a , dan is de daling van de anodespanning gelijk aan het product van de anodestroomtoename en R_a

$$\text{of: } \Delta U_a = -\Delta I_a \cdot R_a .$$

Laten we nu in fig. 2,26 de anodestroom toenemen met een bedrag $\Delta I_a = PC$, dan zal een daling van de anodestroom ontstaan

$$\Delta U_a = -\Delta I_a \cdot R_a = CD .$$

In fig. 2,27a is een stelsel $I_a - U_g$ - karakteristieken weergegeven, waarin tevens de dynamische karakteristiek QR getekend is, die ontstaat ten gevolge van een ohmse weerstand R_a in de anodeketen. Ter wille van de eenvoud tekenen we karakteristieken recht. De buis is ingesteld in punt P , dat wil zeggen bij een anodeglijkspanning U_{a_0} en een negatieve spanning U_{g_0} op het rooster van de buis.

Aan het rooster van de buis wordt een wisselspanning U_{g_w} toegevoerd. Gedurende het tijdvak $a - b$, dat deze wisselspanning aanwezig is, ontstaat de anodewisselstroom I_{a_w} , die op de bekende wijze uit de karakteristieken kan worden afgeleid.

In fig. 2,27b is een stelsel $I_a - U_a$ - karakteristieken van dezelfde buis weergegeven. Uitgaande van dezelfde U_{a_0} en U_{g_0} als in fig. 2,27a is hierin de belastingslijn AB voor R_a door het instelpunt P getekend.

Gedurende hetzelfde tijdvak $a - b$, dat U_{g_w} en I_{a_w} optreden, zal er ook een anodewisselspanning U_{a_w} aanwezig zijn.

Door de verschillende punten van I_{a_w} naar rechts op de belastingslijn over te brengen, vinden we het verloop van U_{a_w} . Het punt c , de amplitudewaarde U_{g_w} , dus loodrecht omhoog tot op de dynamische karakteristiek geeft daar punt C_1 . Dit punt C_1 , horizontaal naar rechts gebracht, geeft eerst punt C_2 , de amplitude van I_{a_w} en verder punt C_3 op de belastingslijn. Door nu punt C_3 loodrecht naar beneden en punt C horizontaal naar rechts, ontstaat een punt C_4 , dat de amplitudewaarde van de U_{a_w} weergeeft. Worden deze bewerkingen voor verschillende punten uitgevoerd, dan verkrijgen we het gehele verloop van I_{a_w} en U_{a_w} , die zich bij deze triode in de anodeleiding voordoen.

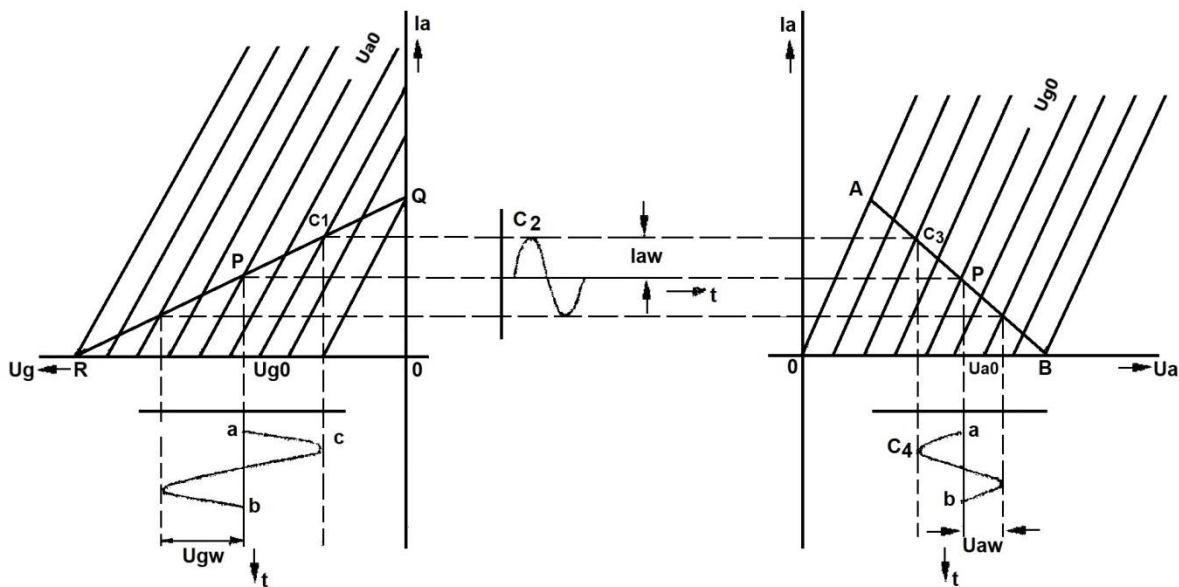


Fig. 2,27. Constructie van de belastingslijn uit de dynamische karakteristiek.

Dezelfde constructie kan ook worden uitgevoerd om de belastingslijn uit de dynamische karakteristiek af te leiden. Immers, de waarden van I_a , U_a en U_g , waaraan bijvoorbeeld punt C voldoet, moeten dezelfde zijn als de waarden waaraan I_a , U_a en U_g in punt C_3 voldoen.

Hetzelfde geldt natuurlijk ook voor alle andere punten van de dynamische karakteristiek en de belastingslijn. Ook omgekeerd kan de dynamische karakteristiek uit de belastingslijn worden afgeleid.

In fig. 2,27 zijn beide soorten karakteristieken aangegeven, als mede U_g , U_a en I_a als functie van de tijd bij een sinusvormig verloop van deze grootheden.

In de meeste gevallen wensen we het optreden van roosterstroom te voorkomen. De belastingslijn tekenen we daarom gewoonlijk niet verder dan tot het snijpunt Q met de $I_a - U_g$ - karakteristiek voor $U_g = 0$ V.

Veronderstellen we, dat een stelsel van $I_a - U_a$ - karakteristieken van een triode, als rechte lijnen gegeven is en dat verder bekend is de anodespanning U_a en de roostervoorspanning U_{g0} (zie fig. 2,28), dan kunnen we de belastingslijn construeren, die bijvoorbeeld moet voldoen aan $R_a = 2R_i$.

Het instelpunt is bijvoorbeeld P . De inwendige weerstand R_i is nu bepaald door:

$$R_i = \frac{AB}{BP} = \tan \delta. \text{ De anodeweerstand } R_a \text{ is bepaald door } R_a = \tan \alpha = \frac{BC}{BP}.$$

Daar R_a tweemaal zo groot moet zijn als R_i , moet dus voldaan worden aan:

$$R_a = \frac{BC}{BP} = 2 \tan \delta = 2 \frac{AB}{BP}, \text{ dus } \frac{BC}{BP} = 2 \frac{AB}{BP}. \text{ Hieruit volgt, dat } BC = 2AB \text{ moet worden.}$$

Door het op deze wijze gevonden punt C en punt P trekken we de belastingslijn CD , welke nu voldoet aan de voorwaarde $R_a = 2R_i$.

In fig. 2,25 werd reeds een dynamische karakteristiek getekend in de $I_a - U_g$ - karakteristieken zoals ze in werkelijkheid zijn, dat wil zeggen, gebogen lijnen dus. De dynamische karakteristiek is dan eveneens gebogen. In werkelijkheid zijn de $I_a - U_a$ - karakteristieken ook gebogen. In fig. 2,29 is een dergelijk stelsel weergegeven. De belastingslijn is, indien in de anodeketen een ohmse weerstand voorkomt, echter een rechte lijn. Immers, de belastingslijn geeft alleen het verband aan tussen de spanning daarover en de stroom er door. Deze beide grootheden zijn evenredig met elkaar.

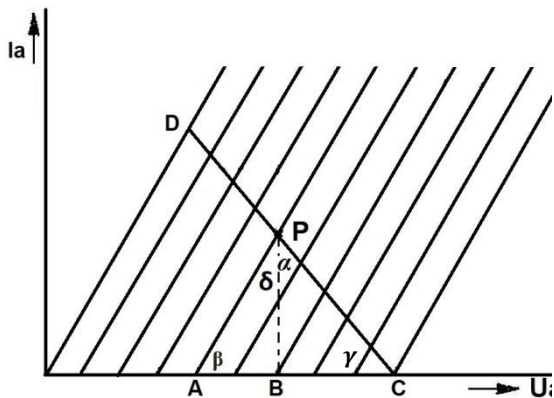


Fig. 2,28. Constructie belastingslijn als R_a gegeven is.

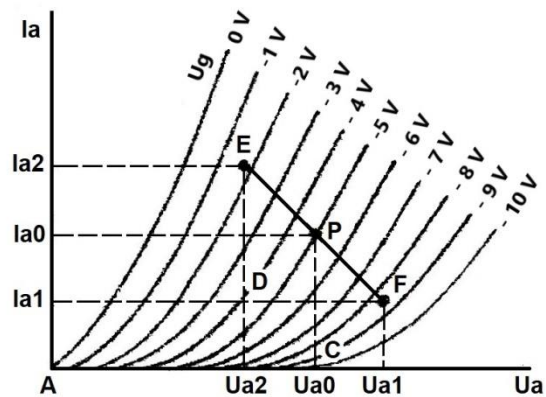


Fig. 2,29. Belastingslijn in gebogen $I_a - U_a$ - karakteristieken.

Indien we de belastingslijn doortrekken tot op de horizontale as, dan zal deze de horizontale as snijden in een punt, waar U_a overeenkomt met U_b , daar in dit punt de anodestroom nul mA is en er dus geen spanning over R_a valt. Indien we dezelfde anodespanning handhaven, dan zullen de belastingslijnen behorende bij verschillende anodeweerstanden, alle door ditzelfde punt moeten gaan. De belastingslijn behorende bij de grootste weerstand R_a zal dan het minst steil verlopen. Het is ook mogelijk op een andere manier de belastingslijn te construeren.

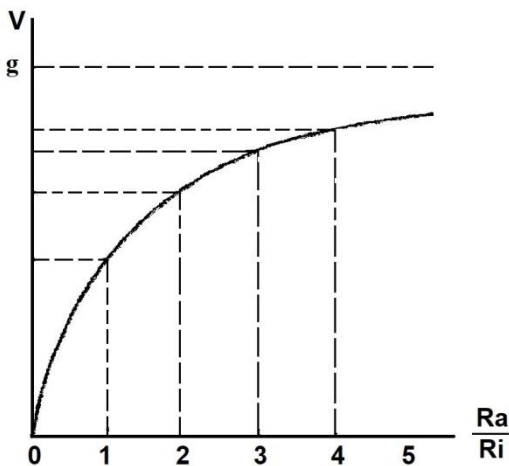
In de eerste plaats ligt één punt van de belastingslijn al vast, als we bedenken, dat het punt, waar $U_a = U_b$ een punt van de belastingslijn moet zijn. Laten we de roosterspanning vanuit dit punt voortdurend groter worden, zodat dus ook de anodestroom groter wordt, dan kunnen we ons voorstellen, dat bij hoge roosterspanning (U_g positief) de anodestroom zo groot is, dat alle spanning van de batterij U_b over de anodeweerstand valt en dus de anodespanning nul volt is.

Door de anodeketen moet dan een stroom vloeien, die gelijk is aan $I_a = \frac{U_b}{R_a}$.

Bij gegeven getallenwaarden is deze stroom te berekenen. Deze stroom treedt op bij een anodespanning van nul volt en is te vinden op de verticale as van de grafiek van de $I_a - U_a$ - karakteristieken. Immers, de anodestroom moet bij $U_a = 0$ volt worden opgetekend, dus loodrecht boven de oorsprong van het assenstelsel. Door nu het punt op de verticale as door een rechte lijn te verbinden met het punt bij U_b op de horizontale as krijgen we de belastingslijn. Gaan we de versterking bij verschillende waarden van R_a eens na, dan zullen we constateren, dat deze niet evenredig met R_a toeneemt. Voor verschillende waarden van R_a zullen we de versterking berekenen en in een grafiek optekenen. Voor het geval, dat $R_a = 0$ is ook de spanningsversterking nul.

Voor $R_a = R_i$ wordt de versterking:

$$V = g \frac{R_a}{R_i + R_a} = g \frac{R_i}{2R_i} = \frac{1}{2} g.$$



Voor $R_a = 2R_i$: $V = g \frac{2R_i}{3R_i} = \frac{2}{3} g.$

Voor $R_a = 3R_i$: $V = g \frac{3R_i}{4R_i} = \frac{3}{4} g.$

Voor $R_a = 4R_i$: $V = g \frac{4R_i}{5R_i} = \frac{4}{5} g.$

Voor $R_a = 5R_i$: $V = g \frac{5R_i}{6R_i} = \frac{5}{6} g.$

Voor $R_a = 10R_i$: $V = g \frac{10R_i}{11R_i} = \frac{10}{11} g.$

Voor $R_a = \infty$: $V = g \frac{R_a}{R_i + R_a} = g \frac{1}{\frac{R_i}{R_a} + 1} = g.$

We zien, dat de versterking maximaal gelijk aan g kan worden.

In fig. 2.29a hebben we de versterking in een grafiek opgetekend. Op de horizontale as hebben we de verhouding $\frac{R_a}{R_i}$ uitgezet en op de verticale as de versterking.

Fig. 2,29a. De versterking als functie van $\frac{R_a}{R_i}$.

Elektronica, Les 16

2.14. Automatische negatieve roosterspanning

In de schakelingen die tot nu toe werden gegeven, werden in de schema's de voedingsspanningsbronnen voor anodeglijkspanning en roosterglijkspanning door een batterij weergegeven. In verreweg de meeste gevallen wordt de glijkspanning op andere manier verkregen. De wisselspanning uit het lichtnet wordt omgezet in een glijkspanning, die geschikt is voor anodeglijkspanning voor de buizen.

Bij toepassing van indirect verhitte buizen, worden de gloeidraden met wisselspanning, die verkregen wordt door spanning uit het lichtnet omlaag te transformeren, gevoed. Om de roosterspanning, die een glijkspanning van geringe waarde moet zijn, te verzorgen, heeft men bij indirect verhitte buizen een andere oplossing gevonden.

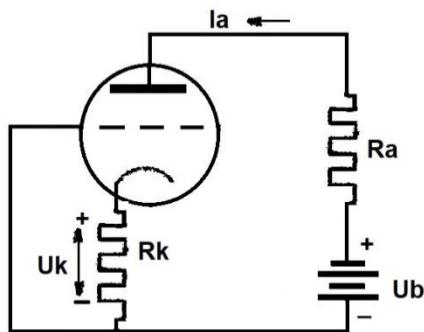


Fig. 2,30. Automatische negatieve roosterspanning.

Indien we in de kathodeleiding van een buis een weerstand R_k opnemen (fig. 2,30), dan wordt deze weerstand doorlopen door de anodestroom I_{a_0} van de buis.

De anodeglijksstroom veroorzaakt een spanning $U_k = I_{a_0} \cdot R_k$ over deze weerstand, waarbij de bovenkant positief wordt ten opzichte van de onderkant.

Aan de onderzijde van R_k is het rooster verbonden en aan de bovenzijde de kathode. Hierdoor wordt de kathode dus positief gemaakt ten opzichte van het rooster. Omgekeerd kunnen we dus ook zeggen, dat het rooster negatief wordt ten opzichte van de kathode. De roosterglijkspanning is nu $U_{g_0} = -U_k = -I_{a_0} \cdot R_k$. Op deze wijze wordt dus een klein deel van U_b gebruikt voor de negatieve roosterspanning.

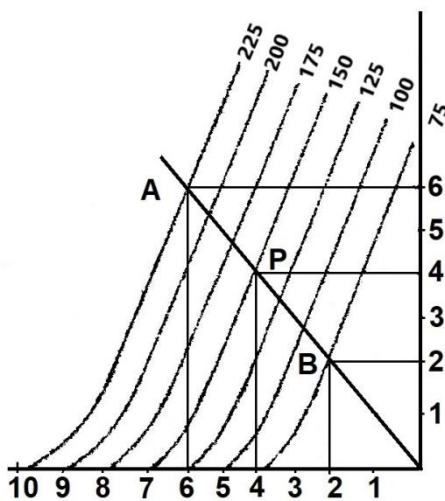


Fig. 2,31. Bepaling grafiek van de kathodeweerstand.

In fig. 2,31 hebben we een bundel $I_a - U_g$ - karakteristieken van een triode weergegeven. Veronderstellen we, dat de buis ingesteld moet worden in punt P, dus bij $U_{g_0} = -4 V$ en $I_{a_0} = 4 mA$, dan zullen we nagaan hoe groot de kathodeweerstand moet worden om deze instelling te verzorgen.

Uit het instelpunt volgt, dat de kathodeweerstand doorlopen wordt door een stroom $I_{a_0} = 4 mA$ en de spanning, die over de kathodeweerstand moet worden ontwikkeld is $U_{g_0} = -4 V$.

De grootte van de kathodeweerstand is nu bepaald door $R_k = \frac{U_{g_0}}{I_{a_0}} = \frac{4}{4 \cdot 10^{-3}} = 1000 \Omega$. Deze zelfde weerstand zou bij een stroom van 6 mA een spanning veroorzaken:

$U_{g_0} = I_{a_0} \times R_k = 6 \times 10^{-3} \times 1000 = 6 \text{ volt}$ (zie punt A in fig. 2,31).

Bij een stroom van 2 mA een spanning van $U_{g_0} = I_{a_0} \times R_k = 2 \times 10^{-3} \times 1000 = 2$ volt (punt B).

Deze punten liggen alle op de rechte lijn, die we door P en de oorsprong van het anodestelsel kunnen trekken. Deze lijn geeft bij een bepaalde waarde van R_k dus het verband tussen U_{g_0} en I_{a_0} aan. Naarmate de kathodeweerstand kleiner wordt, zal deze lijn steiler gaan verlopen.

Wordt nu tussen rooster en kathode een wisselspanning aangesloten, dan zal door de kathodeweerstand R_k niet alleen een gelijkstroom maar ook een wisselstroom vloeien. Deze wisselstroom veroorzaakt een wisselspanning over R_k .

Wordt de roosterspanning ten gevolge van de wisselspanning minder negatief, dan zal de anodestroom toenemen en daarmee de spanning over R_k . Deze toenemende spanning over R_k zal het rooster meer negatief instellen, waarmee dus de spanningsverandering, waar we van uitgingen tussen rooster en kathode wordt tegengewerkt en dus wordt verminderd. Bij meer negatief worden van de roosterspanning, dus afname van de anodestroom en afname van de spanning over de kathodeweerstand zal de spanning over R_k de buis minder negatief trachten in te stellen en dus ook de verandering van de ingangsspanning tegenwerken.

Wordt aan het rooster een wisselspanning toegevoerd, dan zal een wisselspanning over R_k worden ontwikkeld, die tussen rooster en kathode het ingangssignaal verzwakt. Dientengevolge resteert tussen rooster en kathode een kleinere wisselspanning dan werd toegevoerd. De invloed van de kathodeweerstand op de anodewisselstroom en anodewisselspanning zal dus zijn, dat deze met aanwezigheid van een kathodeweerstand kleiner zullen zijn dan zonder kathodeweerstand. De versterking van de schakeling wordt dus kleiner.

We kunnen dit als volgt aantonen.

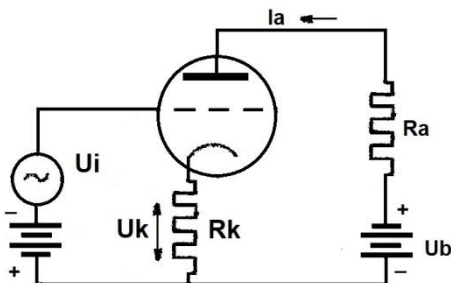


Fig. 2,32. Invloed van de kathodeweerstand op de versterking.

Uit fig. 2,32 blijkt, dat de totale weerstand, die in de anodeketen voorkomt gelijk is aan $R_a + R_k$.

Volgens par. 2,11 is de anodewisselstroom nu bepaald door:

$$I_{a_w} = S \frac{R_i}{R_i + R_a + R_k} U_{g_w},$$

Waarin U_{g_w} is de wisselspanning tussen rooster en kathode. De kathodeweerstand heeft nu tot gevolg, dat de wisselspanning tussen rooster en kathode niet gelijk is aan de toegevoerde wisselspanning U_i , maar kleiner zal zijn ten gevolge van de tegenwerkende spanning over R_k .

$$U_{g_w} = U_i - I_{a_w} R_k.$$

de anodestroom wordt:

$$I_{a_w} = S \frac{R_i}{R_i + R_a + R_k} (U_i - I_{a_w} R_k)$$

$$\text{of: } I_{a_w} = S U_i \frac{R_i}{R_i + R_a + R_k} - S \frac{R_i}{R_i + R_a + R_k} (I_{a_w} R_k)$$

De laatste term voor het = teken gebracht, geeft:

$$I_{a_w} + S \frac{R_i}{R_i + R_a + R_k} I_{a_w} R_k = S U_i \frac{R_i}{R_i + R_a + R_k} \text{ of:}$$

$$I_{a_w} \left(1 + S \frac{R_i R_k}{R_i + R_a + R_k} \right) = S U_i \frac{R_i}{R_i + R_a + R_k}$$

Alle termen vermenigvuldigd met: $(R_i + R_a + R_k)$ geeft:

$$I_{a_w} = (R_i + R_a + R_k + S R_i R_k) = S U_i R_i \text{ of: } I_{a_w} = \frac{S R_i U_i}{R_i + R_a + R_k + S R_i R_k} \dots \dots \dots (1)$$

R.T.

Ea

Nadruk verboden 39



HILVERSUM

Daar $SR_i = g$ wordt de uitdrukking

$$I_{a_w} = \frac{gU_i}{R_i + R_a + (1+g)R_k}.$$

De anodewisselspanning $U_{a_w} = -I_{a_w}R_a$ wordt nu:

$$U_{a_w} = -gU_i \frac{R_a}{R_i + R_a + (1+g)R_k}.$$

Indien we deze uitdrukkingen voor I_{a_w} en U_{a_w} vergelijken met die volgens par. 2,11, dan zien we, dat in geval van aanwezigheid van een kathodeweerstand de noemers van I_{a_w} en U_{a_w} zijn toegenomen met $(1+g)R_k$; de anodestroom zowel als de versterking zijn dus afgenomen.

De invloed van de kathodeweerstand kan ook tot uitdrukking worden gebracht in de dynamische steilheid van de schakeling.

Ten gevolge van de aanwezigheid van de kathodeweerstand R_k in de anodeleiding, kunnen we voor de dynamische steilheid schrijven $S_d = S \frac{R_i}{R_i + R_a + R_k}$.

De anodewisselstroom zou nu, zonder rekening te houden met de tegenwerkende spanning $I_{a_w}R_k$ in de roosterkring zijn: $I_{a_w} = S_d U_i$.

Brengen we de tegenwerking van $I_{a_w}R_k$ in de roosterkring in rekening dan wordt de rooster-spanning $U_{g_w} = U_i - I_{a_w}R_k$ en de wisselstroom

$$I_{a_w} = S_d(U_i - I_{a_w}R_k) \text{ of: } I_{a_w} = S_d U_i - S_d I_{a_w} R_k.$$

De laatste term voor het = teken gebracht geeft:

$$I_{a_w} + S_d I_{a_w} R_k = S_d U_i \text{ en } I_{a_w}(1 + S_d R_k) = S_d U_i \text{ dus:}$$

$$I_{a_w} = \frac{S_d}{1 + S_d R_k} U_i.$$

De breuk $\frac{S_d}{1 + S_d R_k}$ kunnen we nu opvatten als de werkzame steilheid bij aanwezigheid van een kathodeweerstand $S_{d_t} = \frac{S_d}{1 + S_d R_k}$.

Voorbeeld: Een triode waarvan $S = 4 \text{ mA/V}$ en $R_i = 10^4 \Omega$ is belast met een weerstand $R_a = 2 \cdot 10^4 \Omega$. In de kathodeleiding is een weerstand R_k opgenomen van 1000Ω . als het toegevoerde signaal tussen rooster en kathode is $U_i = 0,1 \text{ V}$, bepaal dan de anodewisselstroom, de versterking en de wisselspanning over R_k .

Oplossing:

De anodewisselstroom is: $I_{a_w} = \frac{gU_i}{R_i + R_a + (1+g)R_k}$ dus:

$$I_{a_w} = \frac{SR_i U_i}{R_i + R_a + (1+SR_i)R_k} = \frac{4 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4 \cdot 10^{-1}}{10^4 + 2 \cdot 10^4 + (1 + 4 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4)10^3} = \frac{4}{3 \cdot 10^4 + 41 \cdot 10^3} \cdot I_{a_w} = \frac{4}{71 \cdot 10^3} = \frac{4}{71} \text{ mA}.$$

De anodewisselspanning over R_a is $U_{R_a} = -I_{a_w}R_a$. $U_{R_a} = -\frac{4}{71 \cdot 10^3} \times 2 \cdot 10^4 = -\frac{80}{71}$ volt.

De versterking is $V = \frac{U_{R_a}}{U_i} = \frac{\frac{80}{71}}{0,1} = \frac{800}{71} = 11,3$. De wisselspanning over R_k is nu:

$U_{k_w} = I_{a_w}R_k = \frac{4}{71 \cdot 10^3} \times 10^3 = \frac{4}{71}$ volt. In deze versterker was zonder kathodeweerstand de

versterking: $V = g \frac{R_a}{R_i + R_a} = 40 \times \frac{2 \cdot 10^4}{10^4 + 2 \cdot 10^4} = 40 \times \frac{2}{3} \approx 27$.

We zien dus, dat de versterking beduidend is verminderd ten gevolge van het aanbrengen van een kathodeweerstand.

Om de nadelige invloed van de kathodeweerstand op de versterking op te heffen en deze weerstand toch de negatieve roosterspanning te doen leveren is het nodig, dat parallel aan de weerstand R_k een condensator wordt geschakeld.

Deze condensator moet voor de wisselstroom een zo klein mogelijke reactantie bezitten dat deze voor de wisselstroom als een kortsluiting van R_k kan worden opgevat (fig. 2,33).

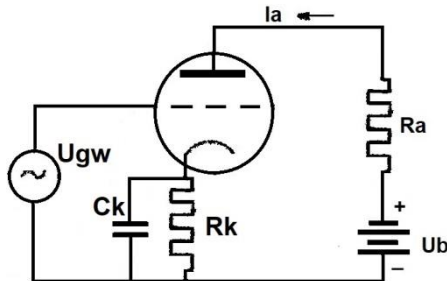


Fig. 2,33. Condensator C_k parallel aan R_k .

Op deze wijze zal de anodewisselspanning geen wisselspanning over de parallelschakeling van R_k en C_k veroorzaken en dus ook geen vermindering van de versterking ten gevolge hebben.

Daar de anodegelijkstroom door de condensator geblokkeerd wordt, en dus onveranderd door R_k blijft vloeien, verandert de condensator C_k niets aan de negatieve instelling. De reactantie van de condensator C_k is groter naarmate de frequentie van U_i en I_a lager is.

Voor lage waarden van de frequentie moet dus een grote condensator worden gebruikt en wordt veelal een elektrolytische condensator geschakeld. Dient de versterker om wisselspanningen van verschillende frequenties te versterken, dan moet de capaciteit van C_k zo worden gekozen dat de reactantie daarvan voor de laagste van de te versterken frequenties nog voldoende klein is ten opzichte van R_k .

Moet een versterker signalen versterken, waarvan de frequenties liggen tussen 30 - 10^4 Hz, dan moet de reactantie van C_k bij 30 Hz nog voldoende klein zijn ten opzichte van R_k .

Is de kathodeweerstand 1000 Ω en achten we $\frac{1}{\omega C_k}$ bij 30 Hz voldoende klein als deze $\frac{1}{20} R_k$ is, dan moet dus worden voldaan aan $\frac{1}{\omega C_k} = 50 \Omega$ of $C_k = \frac{1}{50 \cdot \omega} = \frac{1}{50 \times 2\pi \cdot 30} \approx 106 \mu F$.

Het is natuurlijk van belang, dat de kwaliteit van de ontkoppelcondensator zo hoog mogelijk is. Is de serieweerstand, die de condensator (dankzij de verliezen) bezit vrij groot, dan is de minimale impedantie die de condensator kan leveren, dus bij de hoogste frequentie, nagenoeg gelijk aan de weerstand. De vervanging van deze serieweerstand en de kathodeweerstand bepaalt dan de wisselspanning die over de kathodeweerstand wordt ontwikkeld. Naarmate de vervangingsweerstand groter wordt, zal de versterking van de schakeling meer afnemen.

Voorbeeld: De triode, waarvan de $I_a - U_g$ - karakteristieken gegeven zijn in fig. 2,12 wordt met behulp van een kathodeweerstand ingesteld bij $U_{g_0} = -4 V$, terwijl de voedingsspanning U_b zo gekozen moet worden, dat $U_{a_0} = 150 V$. De anodeweerstand R_a is $3 \cdot 10^4 \Omega$. Bereken de benodigde kathodeweerstand en de spanning U_b .

Oplossing: Uit de karakteristieken volgt, dat bij $U_{g_0} = -4 V$ en $U_{a_0} = 150 V$ de ruststroom 6 mA is. De kathodeweerstand moet dus zijn: $R_k = \frac{U_{g_0}}{I_{a_0}} = \frac{-4}{6 \cdot 10^{-3}} = 667 \Omega$. Bij een anodegelijkstroom $I_{a_0} = 6 mA$ valt een spanning over de anodeweerstand R_a , die te berekenen is uit $U = I_{a_0} \times R_a = 6 \cdot 10^{-3} \times 3 \cdot 10^4 = 180$ volt. De spanning U_b die de batterij nu moet leveren is gelijk aan de som van de anodegelijkspanning U_{a_0} , de gelijkspanning over de kathodeweerstand en de gelijkspanning over R_a . Dus $U_b = 150 + 4 + 180 = 334 V$. Naarmate we de buis meer negatief instellen (de kathodeweerstand dus groter en de anodegelijkstroom kleiner maken) wordt de spanningsval over R_a kleiner, dus ook de benodigde voedingsspanning U_b . Bij $U_{g_0} = -6 V$ en $U_{a_0} = 150 V$ zou de kathodeweerstand moeten zijn: $R_k = \frac{6}{2 \cdot 10^{-3}} = 3000 \Omega$ ($I_{a_0} = 2 mA$) en de spanningsval over R_a wordt: $U = I_{a_0} \times R_a = 2 \cdot 10^{-3} \times 3 \cdot 10^4 = 60 V$. De benodigde voedingsspanning is nu: $U_b = 150 + 6 + 60 = 216$ volt.

Oplossingen inzenden van de opgaven Ea, nr. 64 t/m 69.

De tetrode3.1. Constructie en werking van de tetrode

Op blz. 30 hebben we gezien dat de versterking van een triode, belast met een ohmse weerstand is bepaald door $V = g \frac{R_a}{R_i + R_a}$. We zien dat de versterking altijd kleiner is dan de versterkingsfactor g . De versterking wordt groter naarmate R_a groter wordt gekozen. Is $R_a = 5R_i$, dan de versterking reeds $5/6 \times$ de versterkingsfactor (zie pag. 36). Een verdere vergroting van R_a heeft geen belangrijke toename van de versterking ten gevolge. Zouden we een triode kunnen maken met een grotere inwendige weerstand, doch dezelfde steilheid als in het bovenstaande geval werd bedoeld, dan kan een grotere versterking verkregen worden. Het volgende voorbeeld zal dit duidelijk maken. We veronderstellen een triode met een steilheid $S = 4 \text{ ma/V}$ en inwendige weerstand $R_i = 10^4 \Omega$, die belast is met een ohmse weerstand $R_a = 5 \cdot 10^4 \Omega$. De uitdrukking voor de versterking, die hierboven is vermeld kunnen we ook als volgt schrijven $V = S \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}$. met de gegevens wordt dit:

$$V = 4 \cdot 10^{-3} \frac{10^4 \cdot 5 \cdot 10^4}{10^4 + 5 \cdot 10^4} = 4 \cdot 10^{-3} \frac{5 \cdot 10^8}{6 \cdot 10^4} = \frac{200}{6} = 33 \frac{1}{3}.$$

Nemen we nu een triode met dezelfde steilheid en anodeweerstand R_a , doch met een inwendige weerstand $5 \cdot 10^4 \Omega$, dan wordt de versterking:

$$V = 4 \cdot 10^{-3} \frac{5 \cdot 10^4 \cdot 5 \cdot 10^4}{5 \cdot 10^4 + 5 \cdot 10^4} = 4 \cdot 10^{-3} \frac{25 \cdot 10^8}{10^5} = 100.$$

We zien dat bij grotere inwendige weerstand doch dezelfde steilheid een grotere versterking wordt verkregen. Uit de formule van Barkhausen wordt dit ook duidelijk: $g = S \cdot R_i$. Bij vergroting van R_i en dezelfde steilheid wordt de versterkingsfactor groter.

De inwendige weerstand van een triode is gewoonlijk niet groter dan enige tienduizenden ohms. Men heeft echter buizen geconstrueerd die, bij ongeveer dezelfde steilheid, een veel grotere inwendige weerstand hebben en dus ook een veel grotere versterkingsfactor. Men heeft daartoe in de buis een tweede rooster aangebracht tussen het gewone rooster en de anode van de triode. het 1^e rooster, van de kathode af gerekend, wordt het stuurrooster, het 2^e rooster het schermrooster genoemd. De buis met een schermrooster wordt de schermroosterbuis, ook wel tetrode of vier-elektrodenbuis genoemd.

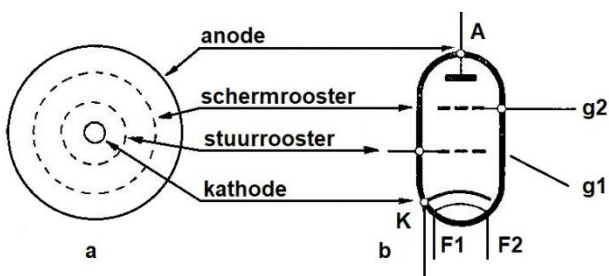


Fig. 3,1. a: Doorsnede van het elektrodenstelsel van een tetrode; b: schemateken voor een tetrode.

In fig. 3,1 is de doorsnede van een tetrode getekend. Tevens is in deze figuur aangegeven de wijze waarop de tetrode in de schema's wordt getekend.

Het stuurrooster is aangeduid met g_1 en het schermrooster met g_2 . Het schermrooster is evenals het stuurrooster in de vorm van een spoel uitgevoerd.

Dit schermrooster moet een positieve spanning ten opzichte van de kathode bezitten. Deze spanning moet altijd lager zijn dan de anodespanning. De reden hiervoor zal later blijken.

Is bv. de anodespanning $U_{a_0} = 250 \text{ V}$, dan kan de schermroosterspanning $U_{g_2} = 150 \text{ V}$ zijn. In fig. 3,2 is de schakeling van een tetrode aangegeven.

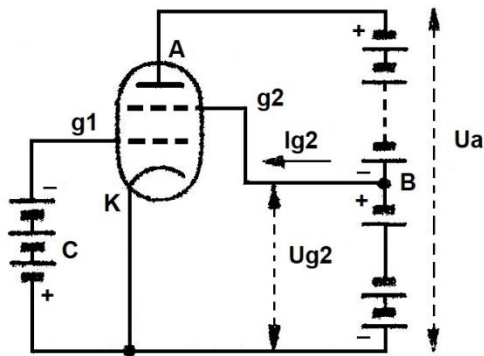


Fig. 3,2. Schakeling van een tetrode.

worden aangetrokken een zeer grote snelheid hebben als ze bij het schermrooster komen, zal een groot gedeelte van de elektronen zich langs de draden van het schermrooster bewegen en in de ruimte tussen anode en schermrooster komen.

De snelheid waarmee de elektronen het schermrooster passeren, is uitsluitend afhankelijk van de schermroosterspanning, daar de anodespanning tussen stuur- en schermrooster geen invloed uitoefent.

Zijn de elektronen eenmaal het schermrooster gepasseerd, dan is de snelheid waarmee ze zich naar de anode bewegen wel van de anodespanning afhankelijk. Voor de grootte van de anodestroom is het echter van weinig belang of de elektronen die het schermrooster zijn gepasseerd het laatste gedeelte van hun weg met een grotere snelheid afleggen. Als de anodespanning hoger is dan de schermroosterspanning, komt ieder elektron dat het schermrooster passeert, toch op de anode terecht.

De anodestroom wordt echter wel beïnvloed door de schermroosterspanning. Verhogen we deze spanning, dan bewegen zich meer elektronen naar het schermrooster. Er zullen dus ook meer elektronen door de mazen van dit rooster passeren en zal de anodestroom toenemen. Het spreekt vanzelf dat hierbij ook de schermroosterstroom toeneemt. Bij een tetrode heeft de schermroosterspanning op de anodestroom dezelfde invloed als de anodespanning bij een triode.

Als de anodespanning wel positief is ten opzichte van de kathode, doch lager dan de schermroosterspanning, zullen slechts weinig elektronen de anode bereiken. De elektronen, die de mazen van het schermrooster passeren, worden in de ruimte tussen schermrooster en anode geremd (ze worden door het schermrooster sterker aangetrokken dan door de anode). De meeste komen tot stilstand voor zij de anode hebben bereikt, ze keren van richting om en gaan naar het schermrooster. De anodestroom is dus klein, de schermroosterstroom groot. Voor een goede werking van de buis is het dus van belang dat de anodespanning steeds hoger blijft dan de schermroosterspanning.

Oplossingen inzenden van de opgaven Ea, nr. 70 t/m 73.

Het schermrooster oefent, dank zij de positieve schermroosterspanning, een aantrekkende werking uit op de elektronen die de kathode hebben verlaten en het stuurrooster hebben gepasseerd. Tussen het stuurrooster en het schermrooster heeft de anodespanning een zeer kleine invloed, daar het schermrooster een afschermende werking uitoefent en dus zorgt dat het elektrische veld tussen stuur- en schermrooster nagenoeg niet door de anodespanning wordt beïnvloed. De elektronen die door de aantrekkende werking van het schermrooster in de richting daarvan bewegen, zullen gedeeltelijk op de draden van het schermrooster terecht komen en een schermroosterstroom veroorzaken. De schermroosterstroom vloeit van schermrooster door de buis naar de kathode en de buitenketen terug naar het schermrooster (ga de elektronenstroom na). Daar de elektronen die door het schermrooster

Elektronica, Les 18

3.2. De karakteristieken van een tetrode

Evenals bij een triode kunnen de eigenschappen van een tetrode door karakteristieken worden weergegeven. Voor de tetrode wordt meestal gebruik gemaakt van de anodestroom-stuurroosterspanningskarakteristiek en van de anodestroom-anodespanningskarakteristieken. Deze laatste hebben een ander verloop dan die van een triode.

a. De anodestroom-stuurroosterspanningskarakteristiek

We veronderstellen een tetrode, aangesloten zoals in fig. 3,2 is aangegeven. Tussen stuurrooster en kathode bevindt zich een batterij C , die het stuurrooster negatief maakt ten opzichte van de kathode.

Om de anodestroom-stuurroosterspanningskarakteristiek op te meten, houden we de anodespanning en schermroosterspanning constant, geven de stuurroosterspanning verschillende waarden en meten de hierbij optredende anodestroom op. We meten de eerste karakteristiek op bij een schermroosterspanning U_{g_2} van 100 V en de anodespanning U_a van 150 V. We verkrijgen een grafiek zoals fig. 3,3 aangeeft. Op de horizontale as is de negatieve stuurroosterspanning U_{g_1} en op de verticale as de anodestroom I_a uitgezet.

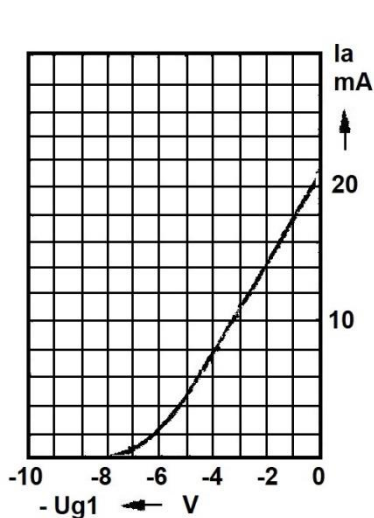


Fig. 3,3. Anodestroomstuurroosterspanningskarakteristiek van een tetrode.

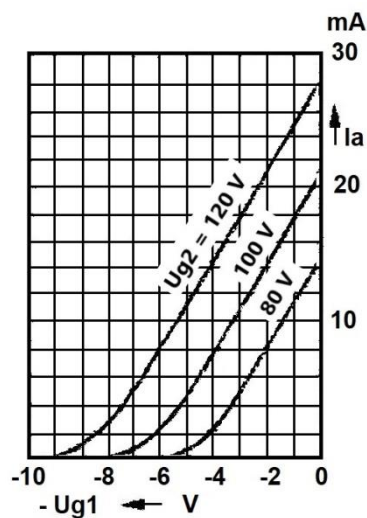


fig. 3,4. Anodestroomstuurroosterspanningskarakteristiek bij verschillende waarden van de schermroosterspanning.

Het verloop van deze karakteristiek vertoont veel overeenkomst met dat van de $I_a - U_g$ - karakteristiek van een triode.

Het verloop van de karakteristiek van de tetrode wordt echter maar zeer weinig beïnvloed door de anodespanning. Zoals in het voorgaande is uiteengezet, zal een verandering van de anodespanning praktisch geen anodestroomverandering veroorzaken. Bij een andere anodespanning zal vrijwel dezelfde karakteristiek worden verkregen.

De invloed van de schermroosterspanning U_{g_2} op de anodestroom is van dezelfde aard als die van de anodespanning bij een triode.

Bij een andere waarde van de schermroosterspanning krijgen we dus een andere karakteristiek. Een hogere schermroosterspanning geeft bij dezelfde stuurroosterspanning een grotere anodestroom. In fig. 3,4 is een stelsel $I_a - U_{g_1}$ - karakteristieken van een tetrode bij verschillende schermroosterspanningen weergegeven. We zien dat een stelsel $I_a - U_{g_1}$ - karakteristieken bij verschillende waarden van U_{g_2} veel gelijk op een stelsel $I_a - U_g$ - karakteristieken van een triode bij verschillende waarden van U_a . Veranderen we de anodespanning, dan behouden we praktisch dezelfde karakteristieken mits de anodespanning minstens 50 V hoger blijft dan de schermroosterspanning.

Bij de triode hebben we twee verschillende $I_a - U_g$ - karakteristieken onderscheiden: de statische en de dynamische karakteristiek. De statische karakteristiek was opgenomen bij constante anodespanning, terwijl de dynamische karakteristiek werd opgenomen bij aanwezigheid van een anodeweerstand, waarbij de anodespanning afhankelijk is van de anodestroom. Bij de triode heeft de anodespanning grote invloed op de anodestroom. Bij de tetrode zal tussen de statische en de dynamische $I_a - U_{g1}$ - karakteristiek dus praktisch geen verschil optreden, daar een verandering van de anodespanning hier geen invloed heeft, natuurlijk als de anodespanning maar ongeveer 50 V hoger blijft dan de schermroosterspanning.

Verschilt de anodespanning minder dan 50 volt van de schermroosterspanning, dan heeft de waarde van de anodespanning dus wel invloed op de anodestroom, dus in dit geval zal de dynamische karakteristiek verschillen van de statische karakteristiek. Is in de anodeketen van een tetrode een weerstand opgenomen, zoals in fig. 3,5 is voorgesteld en verminderen we de negatieve roosterspanning, dan stijgt daardoor de anodestroom. Hierdoor daalt de anodespanning evenals dit bij een triode het geval is. Deze daling van de anodespanning heeft bij een tetrode geen merkbare invloed op de anodestroom zolang de anodespanning voldoende (bv. 50 V) hoger blijft dan de schermroosterspanning. Daalt de anodespanning echter zo veel, dat deze nog slechts weinig groter is dan de schermroosterspanning, dan gaan meer elektronen naar het schermrooster en minder naar de anode, zodat de anodestroom afneemt. Het gevolg is, dat de dynamische karakteristiek van een schermroosterbuis bij kleine negatieve stuurroosterspanning minder steil verloopt; hoe groter de in de anodeketen opgenomen weerstand is, des te groter is de afwijking van de statische karakteristiek. In fig. 3,6 is *a* een statische karakteristiek van een tetrode. Met een bepaalde weerstand R_a in de anodeketen verkrijgen we de dynamische karakteristiek *b*. Naarmate de waarde van R_a groter wordt genomen zal de dynamische karakteristiek meer afwijken van de statische en krijgen we achtereenvolgens de karakteristieken *c* en *d*.

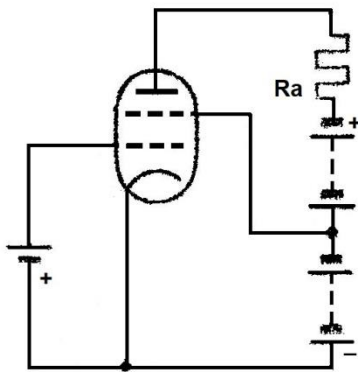


Fig. 3,5. Tetrode met weerstand in de anodeleiding.

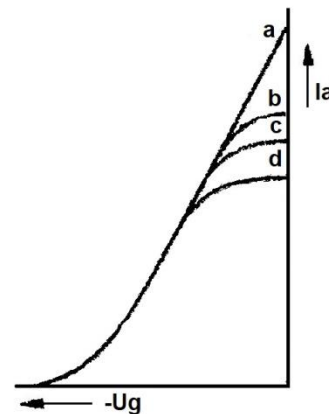


fig. 3,6. Statische karakteristiek (*a*) en dynamische karakteristieken (*b*, *c*, *d*) van een tetrode.

Oplossingen inzenden van de opgaven Ea, nr. 74 t/m 76.



Elektronica, Les 19

3.2. De karakteristieken van een tetrode (vervolg)

b. De anodestroom-anodespanningskarakteristieken van een tetrode

De anodestroom-anodespanningskarakteristieken van een tetrode worden opgenomen bij constante waarde van de schermroosterspanning en de stuurroosterspanning. Op de horizontale as geven we de anodespanning en op de verticale as de anodestroom aan.

Indien de anodestroom geheel onafhankelijk zou zijn van de anodespanning, dan zou de $I_a - U_a$ - karakteristiek voor te stellen zijn door een horizontale rechte lijn (zie lijn *a* in figuur 3,7). Voor elke andere waarde van de negatieve stuurroosterspanning krijgen we dan een andere horizontale lijn.

Daar in werkelijkheid de anodestroom bij lage waarden van de anodespanning wel daarvan afhankelijk is, zal de karakteristiek een helling vertonen (zie lijn *b* in figuur 3,7).

Er treedt bij een tetrode echter nog een ander verschijnsel op..

De elektronen ondervinden een versnelling door de schermroosterspanning op hun weg van kathode naar schermrooster. Door de invloed van de positieve anodespanning en die van de positieve schermroosterspanning zullen de elektronen met grote snelheid op de anode arriveren. Doordat de elektronen met grote snelheid tegen de anode botsen, zullen elektronen uit de koude anode worden vrijgemaakt. Deze elektronen, de secundaire elektronen, bewegen zich vanuit de anode in de richting van het schermrooster. Zo is het mogelijk dat een uit de kathode komend elektron 3 tot 6 secundaire elektronen vrijmaakt. Dit verschijnsel noemt men secundaire emissie en het aantal secundaire elektronen dat door een primair elektron wordt vrijgemaakt, noemt men de secundaire emissiefactor. We spreken dus van een secundaire emissiefactor van 3, 4 of 5.

Is de anodespanning voldoende hoog ten opzichte van de schermroosterspanning, dan zullen de secundaire elektronen die uit de anode getreden zijn, sterker door de anode dan door het schermrooster worden aangetrokken. Hun beweging in de richting van het schermrooster wordt dus geremd, zodat ze tot stilstand komen, van bewegingsrichting omkeren en weer naar de anode terugkeren. Ook bij een triode kan deze secundaire emissie optreden, echter worden alle secundaire elektronen weer naar de anode teruggetrokken.

Bij lagere waarden van de anodespanning zullen de secundaire elektronen minder sterk door de anode worden teruggetrokken en zullen meer elektronen, dankzij de schermroosterspanning, naar het schermrooster toe gaan, waardoor de schermroosterstroom zal toenemen. De anode levert dus elektronen aan het schermrooster en er vloeit nu een elektronenstroom van de anode door de buis naar het schermrooster en via de buitenketen van het schermrooster terug naar de andere. Er vloeit nu dus ook een stroom in de anodeketen in tegengestelde richting als de anodestroom die veroorzaakt wordt door de elektronen die afkomstig zijn van de kathode (de primaire elektronen).

De totale anodestroom zal dus nu kleiner zijn door het optreden van secundaire emissie. Bij zeer lage anodespanning neemt de secundaire emissie af, daar de elektronen met kleinere snelheid op de anode aankomen, dus minder of in het geheel geen secundaire elektronen meer uittreden. Bij lagere anodespanning neemt de schermroosterstroom toe ten gevolge van het feit dat meer primaire elektronen ter beschikking blijven van het schermrooster, door de verminderde invloed van de anodespanning.

De invloed van de secundaire emissie op de $I_a - U_a$ - karakteristiek van de tetrode is het grootst bij een anodespanning die ongeveer gelijk is aan de schermroosterspanning.

Bij grote waarde van de emissiefactor is het zelf mogelijk dat de tegengestelde anodestroom die door de secundaire emissie wordt veroorzaakt, groter is dan de gewone anodestroom, zodat de resulterende anodestroom in negatieve richting vloeit (zie fig. 3,8). Naarmate de anodestroom een kleinere waarde aanneemt, zal de schermroosterstroom een grotere waarde krijgen. De schermroosterstroom is in fig. 3,8 door de stippellijn aangegeven.

De anodestroom-grafiek heeft nu wel een zeer bijzonder verloop. Neemt de anodespanning toe van 0 tot 50 volt, dan neemt de anodestroom ook toe, echter bij stijging van de anodespanning van 50 tot 100 V neemt de anodestroom af en keert zelfs van richting om. We zien dat bij $U_a = 100 V$, tevens de waarde van de schermroosterspanning, de anodestroom het sterkst beïnvloed wordt door de secundaire emissie.

De secundaire emissie kan op de werking van de tetrode als versterker een zeer ongunstige invloed hebben.

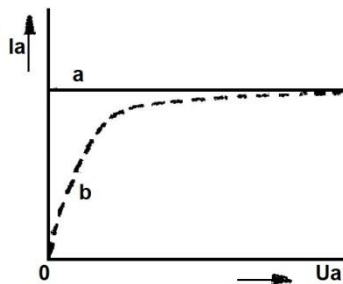


Fig. 3,7. Karakteristiek van een ideale tetrode (a) en een karakteristiek van een tetrode zonder secundaire emissie (b).

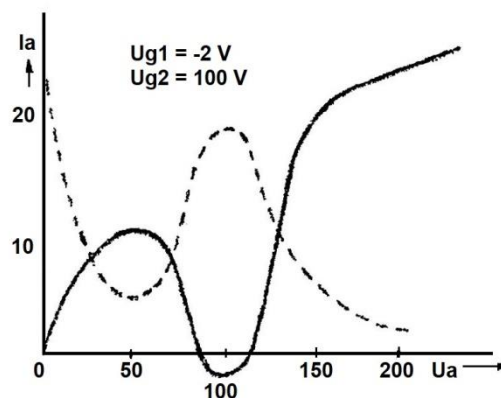


Fig. 3,8. I_a en I_{g2} als functie van U_a voor een tetrode. Invloed van de secundaire emissie.

Uit de karakteristieken volgens fig. 3,8 blijkt dat de buis bij verschillende anodespanningen zich zeer verschillende gedraagt. Daar bij een versterker ook de anodespanning steeds varieert, zal dit zich ook doen gevoelen in de spanning die ontwikkeld wordt over de in de anodeketen opgenomen weerstand. De uitgangsspanning zal een zeer afwijkende gedaante krijgen, vergeleken bij de spanning die tussen rooster en kathode wordt toegevoerd.

We zien dat het middel dat we hebben aangewend om een buis met een grotere inwendige weerstand te construeren ook ernstige bezwaren met zich brengt als de buis in een versterkerschakeling moet worden opgenomen. Om de gevolgen van de secundaire emissie te ontwijken, moet de buis dus worden ingesteld bij een zo hoge anodespanning dat de anodespanningsveranderingen plaats vinden in dat deel van de karakteristiek dat een meer horizontaal verloop heeft.

Een ander middel om de gevolgen van de secundaire emissie te verminderen, bestaat uit het aanbrengen van nog een elektrode. We komen hierop binnenkort terug,



Elektronica, Les 20

3.4. De karakteristieke grootheden van de tetrode (buisconstanten)

a. De inwendige weerstand van een tetrode

De inwendige weerstand van een tetrode wordt op dezelfde wijze gedefinieerd als bij de triode, nl. als de verhouding van een kleine verandering van de anodespanning gedeeld door de kleine verandering van de anodestroom, die hiervan het gevolg is, waarbij de spanning van het stuurrooster en bij de tetrode ook de spanning van het schermrooster, constant worden gehouden.

In formule uitgedrukt:

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} (U_{g_1} \text{ en } U_{g_2} \text{ constant}).$$

Indien de afscherpende werking van het schermrooster volkomen is, dan zal een anodespanningsverandering in het geheel geen anodestroomverandering ten gevolge hebben. In werkelijkheid ondergaat de anodestroom wel een verandering, die als de anodespanning een voldoende waarde boven de schermroosterspanning blijft, echter klein zal zijn, waardoor de inwendige weerstand toch nog een hoge waarde zal hebben. Beschouwen we nogmaals fig. 8,3, dan zien we dat de inwendige weerstand bij de tetrode nogal varieert. Rechts van de anodespanning 100 V is de helling van de karakteristiek groot, dus de inwendige weerstand klein. Bij een anodespanning van 200 V is de inwendige weerstand veel groter, daar de karakteristiek hier meer horizontaal verloopt. Links van de anodespanning van 100 V zien we dat een toename van U_a een daling van de anodestroom ten gevolge heeft, d.w.z. dat daar de inwendige weerstand negatief is. Op de betekenis en de gevolgen hiervan komen we later terug.

Wensen we een tetrode te gebruiken als versterker om dus profijt te hebben van een grote inwendige weerstand, dan gebruiken we de tetrode met een anodespanning die minstens 30 volt hoger is dan de schermroosterspanning. Bij gebruik van een anodebatterij, zoals in fig. 3,5 is aangegeven, kan hiertoe het schermrooster op een aftakking van de batterij worden aangesloten. Wordt de tetrode gebruikt als versterker, dan is de anodespanning niet meer een zuivere gelijkspanning maar een gelijkspanning waarop een wisselspanning is gesuperponeerd (superponeren betekent letterlijk "er bovenop plaatsen"). Dit wil zeggen dat de waarden van de gelijkspanning en de wisselspanning met inachtnaam van het teken bij elkaar worden opgeteld. Is de anodegelijkspanning 180 volt en de amplitude van de anodewisselspanning 100 volt, dan zal de anodespanning veranderen tussen 80 en 280 volt. Dit betekent dat gedurende een gedeelte van de anodespanningsveranderingen de anodespanning lager zal zijn dan de schermroosterspanning, die een constante waarde behoudt (zie fig. 3,8). Daar dit ongewenste verschijnselen met zich brengt, kunnen we dit niet toelaten en mag de anodespanning slechts in beperkte mate veranderen.

b. De steilheid van een tetrode

De steilheid van een tetrode kunnen we op dezelfde wijze definiëren als dit bij de triode plaats vond. Men verstaat hieronder de verhouding tussen een anodestroomverandering en stuurroosterspanningsverandering die daar de oorzaak van is bij constante anodespanning en schermroosterspanning.

In formule: $S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_{g_1}} (U_{g_2} \text{ en } U_a \text{ constant}).$

Als de spanning van het stuurrooster van een tetrode wordt veranderd, verandert daardoor niet alleen de anodestroom, maar ook de schermroosterstroom. De steilheid heeft alleen betrekking op de verandering van de anodestroom; de verandering in de schermroosterstroom blijft hierbij buiten beschouwing. De steilheid van een tetrode is ongeveer even groot als die van een triode.

c. De versterkingsfactor van een tetrode

Ook de versterkingsfactor van een tetrode kunnen we op dezelfde wijze definiëren als bij een triode. De versterkingsfactor is bepaald door de verhouding tussen de anodespanningsverandering en stuurroosterspanningsverandering waarbij de anodestroom en schermroosterspanning constant blijven. Als we de stuurroosterspanning laten toenemen met een bedrag ΔU_{g_1} , dan moet de anodespanning

tegelijktijd afnemen met een bedrag $-\Delta U_a$ om de anodestroom niet te doen veranderen.

De versterkingsfactor is in formule dus:

$$g = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_{g_1}} (U_{g_2} \text{ en } I_a \text{ constant}).$$

Ook bij de tetrode is de versterkingsfactor gelijk aan het product van steilheid en inwendige weerstand., dus: $g = S \times R_i$.

Daar de inwendige weerstand (bij hoge anodespanning) groot is, is de versterkingsfactor dus ook groot. Bij de triode hebben we gezien dat een anodespanningsverandering een g maal zo kleine invloed heeft op de anodestroom als een roosterspanningsverandering. Bij een tetrode is de invloed van een verandering in de schermroosterspanning op de stroom, kleiner dan de invloed van een verandering van de stuurroosterspanning. De verhouding van een verandering van de schermroosterspanning en een stuurroosterspanning waarbij de anodestroom constant blijft, noemen we de "binnen g ", die we aanduiden met g_1 , dus:

$$g_1 = \frac{\Delta U_{g_2}}{\Delta U_{g_1}} (U_a \text{ en } I_a \text{ constant}).$$

De anode bevindt zich nog verder van de bron der elektronen (de kathode) dan het schermrooster.

De invloed van een spanningsverandering van de anode is daardoor weer kleiner dan de invloed van een spanningsverandering van het schermrooster. Dit leidt tot een tweede versterkingsfactor g_2 ,

In formule:

$$g_2 = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_{g_2}} (U_{g_1} \text{ en } I_a \text{ constant}).$$

Een anodespanningsverandering heeft dus een g_2 maal kleinere invloed op de anodestroom als een schermroosterspanningsverandering en een schermroosterspanningsverandering heeft een g_1 maal kleinere invloed op de anodestroom als een stuurroosterspanningsverandering. Een anodespanningsverandering heeft dus een $g_1 g_2$ maal kleinere invloed op de anodestroom als een stuurroosterspanningsverandering. De totale versterkingsfactor van de tetrode is dus: $g = g_1 \times g_2$.

Bij een triode zijn de $I_a - U_g$ - karakteristieken evenwijdig, wordt de anodespanning verhoogd met een bedrag ΔU_a , dan verschuift de $I_a - U_g$ - karakteristiek over een afstand $\Delta U_g = \frac{\Delta U_a}{g}$ naar links.

Een verandering van de roosterspanning met een bedrag ΔU_g heeft een invloed op de anodestroom die wordt opgeheven door een vergroting van de anodespanning met een bedrag $\Delta U_a = g \Delta U_g$.

Uit twee $I_a - U_g$ - karakteristieken kunnen we dus de versterkingsfactor afleiden.

Bij een tetrode wordt de invloed die een vermindering van de stuurroosterspanning met een bedrag ΔU_{g_1} heeft op de anodestroom opgeheven door een vergroting van de schermroosterspanning met een bedrag $\Delta U_{g_2} = g_1 \Delta U_{g_1}$. Uit twee $I_a - U_{g_1}$ - karakteristieken (voor twee verschillende waarden van U_{g_2}) kunnen we de waarde van g_1 aflezen. Voor de tetrode waarvoor in fig. 3,4 de $I_a - U_g$ - karakteristieken gegeven zijn, vinden we: $g_1 = \frac{20}{2} = 10$. Zouden we een karakteristiek opnemen voor dezelfde schermroosterspanning, doch een anodespanning die 50 V hoger is, dan zou als $g_1 = 40$, dus $g = g_1 \times g_2 = 10 \times 40 = 400$, de karakteristiek over een afstand overeenkomende met slechts $\frac{50}{400} = 0,125$ V stuurroosterspanning naar links verschuiven. Het heeft dus geen zin de $I_a - U_{g_1}$ - karakteristieken te tekenen voor verschillende waarden van U_a , doch wel voor verschillende waarden van U_{g_2} . De triodevergelijking $I_{a_w} = S_{U_{g_1w}} + \frac{U_{a_w}}{R_i}$ geldt onveranderd voor een tetrode, mits de schermroosterspanning U_{g_2} constant blijft. Wegens de zeer grote waarde van R_i is de term $\frac{U_{a_w}}{R_i}$ echter zeer klein ten opzichte van de term $S_{U_{g_1w}}$ zodat we voor een tetrode, met een voor de praktijk gewoonlijk voldoende benadering, kunnen stellen: $I_{a_w} = S_{U_{g_1w}}$. Behalve de grote inwendige weerstand bezit de tetrode ten opzichte van de triode het voordeel dat de capaciteit tussen de anode en het stuurrooster zeer veel kleiner is. Doch daarop komen we later terug.

Oplossingen inzenden van de opgaven Ea, nr. 82 t/m 85.

Hoofdstuk 4

De pentode

4.1. Constructie van een pentode

We hebben in hoofdstuk 3 gezien dat een tetrode een veel grotere inwendige weerstand en een veel grotere versterkingsfactor bezit dan een overeenkomstige triode. De steilheid is bij deze beide buistypen ongeveer dezelfde die met een triode bereikbaar is. De emissie van secundaire elektronen die bij een triode geen ongewenste gevolgen meebrengt, is bij de tetrode oorzaak dat we steeds moeten zorgen dat de anodespanning onder alle omstandigheden minstens 50 V hoger blijft dan de schermroosterspanning. Dit is voor vele toepassingen een bezwaar. Door tussen het schermrooster en de anode een derde rooster aan te brengen dat met de kathode is verbonden, wordt de secundaire emissie onschadelijk gemaakt. Een dergelijk buis, die drie roosters bezit, wordt pentode genoemd. (het Griekse woord 'penta' betekent 'vijf'; er zijn vijf elektroden: de kathode, de drie roosters en de anode).

Dit extra rooster noemt men het derde rooster ook wel het keerrooster. Bij sommige pentodes is binnen de ballon reeds een verbinding tussen dit derde rooster en de kathode aangebracht. Bij andere is het met een afzonderlijke aansluitpen verbonden. In dit laatste geval is het mogelijk, het derde rooster een kleine positieve of negatieve spanning ten opzichte van de kathode te geven. Dit kan bij sommige schakelingen gewenst zijn. Als een kleine spanning tussen kathode en het derde rooster (bv. enkele volts) aanwezig is, wordt de invloed van de secundaire emissie nog even goed onschadelijk gemaakt.

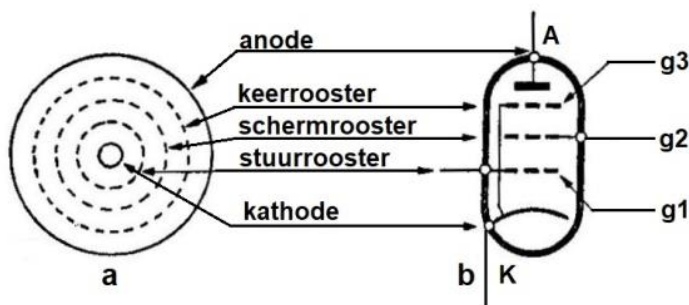


Fig. 4,1. a: Doorsnede van het elektrodenstelsel van een pentode. b: schemateken voor een pentode waarbij het derde rooster inwendig met de kathode is verbonden.

In fig. 4,1a is een doorsnede van het elektrodenstelsel van een pentode aangegeven; fig. 4,1b geeft aan, op welke wijze een pentode in schema's wordt aangegeven. Hier is het keerrooster inwendig binnen de ballon met de kathode verbonden.

De roosters worden genummerd vanaf de kathode. Het stuurrooster duiden we aan met g_1 , het schermrooster met g_2 en het keerrooster met g_3 . Het schermrooster bezit gewoonlijk zeer fijne mazen,

fijner dan die van het stuurrooster; het bestaat evenals alle andere roosters uit een dunne schroefvormig opgewonden draad. Het keerrooster heeft tamelijk grote mazen; het is dus gewikkeld met grote spoed.

4.2. Werking van de pentode

Het derde rooster van de pentode wordt gewoonlijk verbonden met de kathode; indien dit niet rechtstreeks geschiedt, wordt toch gezorgd dat de spanning tussen rooster en kathode zeer klein is, hoogstens enkele volts. In ieder geval is de spanning van het derde rooster laag ten opzichte van de spanningen van de anode en van het schermrooster. Hierdoor oefent het een afstotende werking uit op de elektronen die zich tussen schermrooster en kathode bevinden. Voor de elektronen die op weg zijn

van de kathode naar de anode is dit van weinig betekenis, daar deze een zo grote snelheid hebben dat ze de betrekkelijk wijde mazen van het keerrooster wel kunnen passeren. Tussen het 2^e en 3^e rooster worden deze wel wat geremd, doch tussen het derde rooster en de anode weer versneld, zodat de snelheid waarmee deze elektronen de anode bereiken, dezelfde of misschien iets lager is als wanneer het derde rooster niet aanwezig was.

Deze primaire elektronen maken uit de anode secundaire elektronen vrij. De meeste hiervan verlaten de anode met een zeer geringe snelheid. Deze snelheid is zo gering dat zij het keerrooster niet kunnen passeren; in de ruimte tussen anode en keerrooster ondervinden zij een kracht naar de anode gericht. Ze worden door de anode aangetrokken en keren naar de anode terug; zij kunnen het schermrooster dus niet bereiken. In een pentode treedt dus wel secundaire emissie op, doch deze veroorzaakt geen vermindering van de anodestroom en geen vermindering van de schermroosterstroom en heeft derhalve geen schadelijke invloed op de werking van de buis.

Bij een tetrode moest de anodespanning steeds hoger blijven dan de schermroosterspanning om te voorkomen dat de secundaire elektronen op het schermrooster terecht komen. Bij een pentode kan dit niet gebeuren; bij deze buis kan dus de schermroosterspanning even hoog of zelfs hoger zijn dan de anodespanning.

De $I_a - U_a$ - karakteristieken hebben een vorm die niet, zoals bij een tetrode, een inzinking vertoont. In fig. 4,2 is met de gestippelde lijn *ade* $I_a - U_a$ - karakteristiek van een tetrode aangegeven; de getrokken lijn *b* stelt voor die deze karakteristiek aanneemt als in deze tetrode een keerrooster wordt aangebracht, zodat we een pentode verkrijgen.

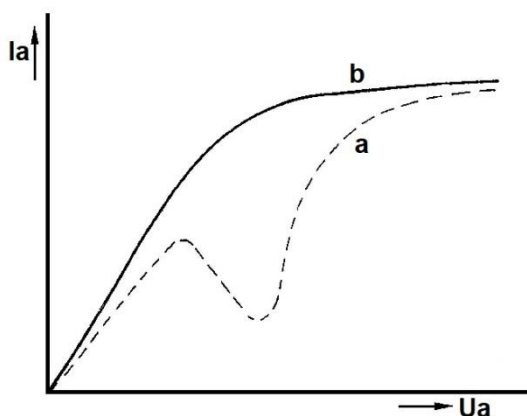


Fig. 4,2. Vergelijking van een $I_a - U_a$ - karakteristiek van een tetrode (*a*) en een pentode (*b*).

tor van een pentode groter dan van een overeenkomstige tetrode waardoor de pentode een grotere versterking kan leveren.

Voorbeeld: van een pentode EF 41 is in het normale werkpunt:

$$S = 2,2 \text{ mA/V}, R_i = 1 \text{ M}\Omega, g = 2200.$$

Behalve door het onschadelijk maken van de secundaire emissie heeft het keerrooster nog een andere gunstige invloed op de werking van de buis. Het keerrooster heeft namelijk een afschermende werking, overeenkomstig die van het schermrooster. Een verandering van de anodespanning kan nu door de invloed van het keerrooster nog minder invloed op de anodestroom uitoefenen, dan bij een tetrode. Dit wil zeggen, dat de inwendige weerstand door het aanbrengen van het keerrooster wordt vergroot. Dit komt tot uiting in fig. 4,2 door het feit, dat in het rechter gedeelte van de karakteristiek de getrokken lijn een kleinere helling vertoont dan de gestippelde. Door de grotere inwendige weerstand is ook de versterkingsfactor van een pentode groter dan van een overeenkomstige tetrode waardoor de pentode een grotere versterking kan leveren.

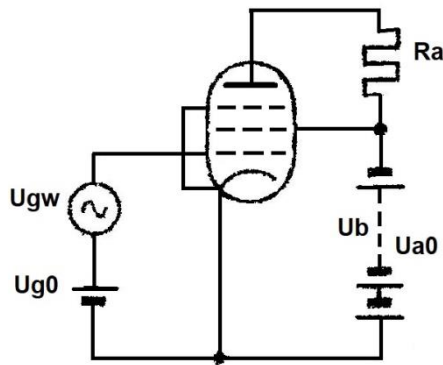


Fig. 4,3. Pentode als versterker geschakeld.
Schermroosterspanning gelijk aan de voedingsspanning.

Het keerrooster is met een afzonderlijke aansluitpen verbonden die buiten de buis aan de kathode-aansluitpen is gelegd.

Bij het gebruik van een pentode als versterker wordt de schermroosterspanning altijd constant gehouden. Wanneer aan het stuurrooster een wisselspanning wordt gelegd, zoals in fig. 4,3 is aangegeven, verkrijgt niet alleen de anodestroom een wisselstroomcomponent, maar ook de schermroosterstroom. Zou in de schermroosterketen ook een weerstand zijn opgenomen, dan zou de schermroosterspanning ook een wisselspanningscomponent verkrijgen, deze spanning zou dan niet meer constant zijn waardoor de gunstige eigenschappen van de pentode verloren zouden gaan. De buis zou het karakter krijgen van een triode, daar de inwendige weerstand kleiner zou worden.

Het gedrag van een pentode wordt gegeven door dezelfde vergelijking die gold voor de triode en tetrode.

$$I_{a_w} = S U_{g_w} + \frac{U_{a_w}}{R_i} .$$

Reeds bij de tetrode was R_i zo groot dat de laatste term van deze vergelijking kan worden verwaarloosd. Bij een pentode is R_i nog groter, dus kan deze laatste term zeker worden verwaarloosd.

Bij een pentode kunnen we dus zeker volstaan met de betrekking:

$$I_{a_w} = S U_{g_{1w}} .$$

Bij een versterkerschakeling volgens fig. 4,3 komt dit hierop neer, dat $R_a \ll R_i$. De anodewisselspanning $U_{a_w} = I_{a_w} \cdot R_a = S \cdot U_{g_{1w}} \cdot R_a$.

$$\text{De versterking is dus: } \frac{U_{a_w}}{U_{g_{1w}}} = S R_a .$$

Bij een triode was de versterking $S d R_a$; bij een pentode is praktisch $S d = S$. Bij een pentode valt de dynamische $I_a - U_{g_1}$ - karakteristiek, omdat de schermroosterspanning U_{g_2} constant blijft en een anodespanningsverandering praktisch geen invloed heeft op de anodestroom, mits de anodespanning niet al te laag wordt, samen met de statische karakteristiek.

De negatieve roosterspanning kan bij een pentode ook verzorgd worden door een kathode-weerstand met ont koppelcondensator (zie fig. 4,4).

In fig. 4,3 is het schema aangegeven van een pentode zoals deze als versterker kan worden geschakeld in de eenvoudigste vorm. In de roosterketen is een gelijkspanning U_{g_0} in serie met een wisselspanning U_{g_w} opgenomen. In de anodeketen is een weerstand R_a geschakeld. Aan de anodespanningsbatterij met de spanning U_b is behalve de weerstand R_a ook het schermrooster verbonden. De anodestroom I_{a_0} geeft over de weerstand R_a een spanningsval $I_{a_0} R_a$, zodat de gelijkspanning van de anode lager is dan de batterijspanning U_b , namelijk $U_b - I_{a_0} R_a$.

De schermroosterspanning is dus hoger dan de anodegelijkspanning. Bij een tetrode zou dit ontoelaatbaar zijn.

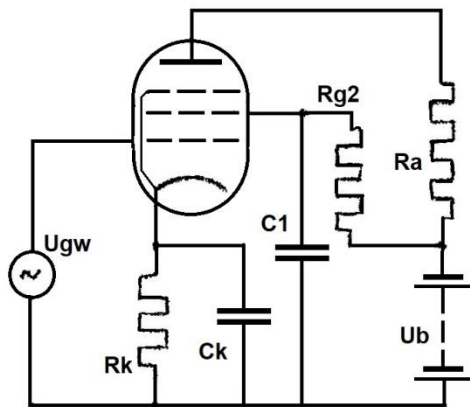


Fig. 4,4. Pentode als versterker geschakeld met schermroosterweerstand en condensator.

van het schermrooster door de buis naar de kathode vloeit via C_k en C_1 terug naar het schermrooster. De schermroostergelijkstroom vloeit zoals bekend van het schermrooster door de buis naar de kathode, via R_k , anodebatterij en R_{g_2} terug naar het schermrooster. Soms is het niet gewenst de schermroosterwisselstroom via de kathodecondensator C_k te laten vloeien in verband met de serieweerstand van de elektrolyt- C_k en bij kleine waarde van R_{g_2} . Men schakelt dan C_1 tussen schermrooster en kathode en verbindt C_1 dus met de bovenkant van de kathodeweerstand.

Voorbeeld: Een penthode wordt geschakeld zoals in fig. 4,4 is weergegeven.

In het gekozen instelpunt van de buis is de anodegelijkstroom 1,5 mA en de schermroostergelijkstroom 0,5 mA. De batterijspanning $U_b = 250$ V.

$R_a = 5 \cdot 10^4 \Omega$ en $R_{g_2} = 4 \cdot 10^5 \Omega$. Als de roostergelijkspanning -2 volt is, bereken dan de benodigde kathodeweerstand en de anodegelijkspanning en schermroostergelijkspanning.

Als verder gegeven is: $R_i = 1,4$ M Ω en $S = 2$ mA/V, bereken dan de versterking die met deze schakeling kan worden verkregen.

Oplossing: Door de kathodeweerstand vloeit de som van de anodestroom en schermroosterstroom, dus: $I_{g_2} + I_{a_0} = 0,5 + 1,5 = 2$ mA. Daar de negatieve roosterspanning 2 V moet zijn, zal de kathodeweerstand:

$$R_k = \frac{2}{2 \cdot 10^{-3}} = 1000 \Omega.$$

Over de anodeweerstand valt een spanning $I_{a_0} R_a = 1,5 \cdot 10^{-3} \times 5 \cdot 10^4 = 75$ volt.

De anodestroom is dus $U_{a_0} = U_b - I_{a_0} R_a = 250 - 75 = 175$ V.

Over de schermroosterweerstand valt een spanning $I_{g_2} \times R_{g_2} = 0,5 \times 10^{-3} \times 4 \cdot 10^5 = 200$ V.

De schermroosterspanning is nu:

$U_b - I_{g_2} R_{g_2} = 250 - 200 = 50$ volt. De versterking van de schakeling is:

$$V = S R_a = 2 \cdot 10^{-3} \times 5 \cdot 10^4 = 100.$$

In het geval dat de schermroostergelijkspanning lager ingesteld moet worden dan de anodespanning nemen we in de schermroosterketen ook een weerstand R_{g_2} op. Om te voorkomen dat, in het geval op het stuurrooster een wisselspanning werkzaam is, de schermroosterspanning gaat veranderen, wordt de schermroosterweerstand ontkoppeld door een condensator C_1 . Deze condensator moet een zo grote capaciteit hebben dat deze voor de frequentie van de schermroosterwisselstroom, die wordt veroorzaakt door $U_{g_{1w}}$, een kortsluiting oplevert. De condensator C_1 wordt tussen schermrooster en de minleiding van de anodespanningsbatterij geschakeld, zodat de schermroosterwisselstroom



4.4. De karakteristieken van een pentode

De statische $I_a - U_{g_1}$ - karakteristieken van een pentode komen vrijwel overeen met die van een overeenkomstige tetrode, zie fig. 3,4. Bij een tetrode gelden deze karakteristieken (voor verschillende waarden van U_{g_2}) slechts zolang de anodespanning U_a minstens ongeveer 50 V hoger is dan de schermroosterspanning U_{g_2} . Bij lagere anodespanning is de secundaire emissie oorzaak dat I_a kleiner en I_{g_2} groter wordt.

Bij een pentode, waar bij de invloed van de secundaire emissie wordt opgeheven door de werking van het keerrooster, gelden dezelfde $I_a - U_{g_1}$ - karakteristieken tot aan een veel lagere waarde van de anodespanning, bv. tot ongeveer 75 V. Bij lagere anodespanning neemt de anodestroom af. Dit blijkt uit de $I_a - U_a$ - karakteristieken van fig. 4,5 die gelden voor de buis PCF 80. De $I_a - U_{g_1}$ - karakteristieken van deze buis zijn weergegeven in fig. 4,6.

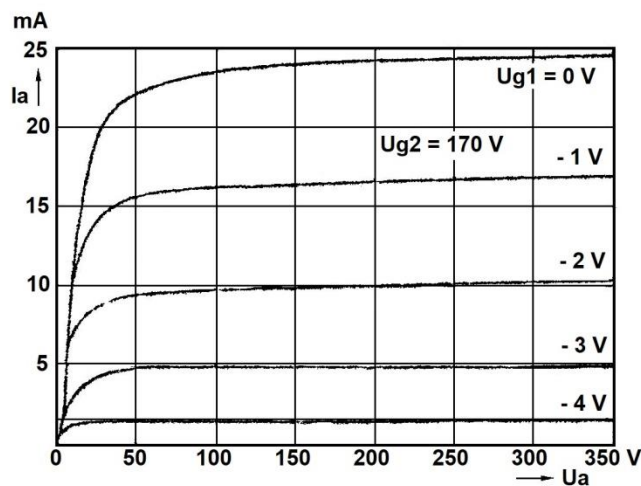


Fig. 4,5. $I_a - U_a$ - karakteristieken voor de pentode PCF 80.

Evenals in fig. 2,26 in de grafiek voor de $I_a - U_a$ - karakteristieken van een triode, een belastingslijn is getekend, is dit voor een pentode ook mogelijk.

In fig. 4,7 is dit voor een pentode in tekening gebracht. Met behulp van de belastingslijn kunnen we dus bij gegeven waarde van het instelpunt en stuurroosterwisselspanning de anodewisselspanning afleiden. We zien bij de getekende belastingslijn dat de anodewisselspanning praktisch geen invloed op de anodestroom heeft. Bij grotere waarde van de anodeweerstand zal de belastingslijn minder steil verlopen en is het mogelijk dat de anodespanningsveranderingen ten gevolge hebben, dat de anodespanning zulke lage waarden aannemen dat hierbij ook een verandering van de anodestroom optreedt.

In fig. 4,7a zijn de $I_a - U_a$ - karakteristieken van een pentode en tevens de statische $I_a - U_{g_1}$ - karakteristieken van deze pentode getekend, alle bij een schermroosterspanning van 170 volt. In deze karakteristieken zijn voor twee verschillende instelpunten de belastingslijnen getekend voor dezelfde waarde van R_a . We zien dat bij anodespanningen lager dan 100 V de anodespanning duidelijk in waarde daalt. De belastingsweerstand R_a heeft hier dus tot gevolg dat de anodestroom kleiner wordt dan de statische karakteristiek aangeeft. Bij kleine waarden van de anodespanning zal de dynamische $I_a - U_{g_1}$ - karakteristiek dus afwijken van de statische karakteristiek. De snijpunten van de belastingslijnen met de karakteristieken die bij $U_{g_1} = 0$ en $U_{g_1} = -1$ volt zijn opgenomen, geven de

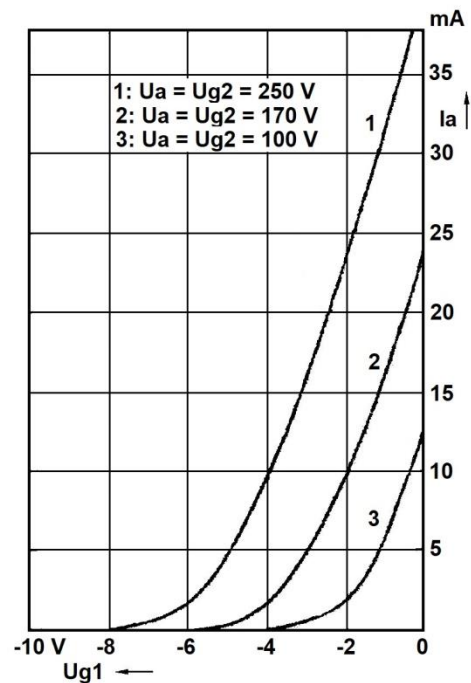


Fig. 4,6. $I_a - U_{g_1}$ - karakteristieken voor de pentode PCF 80.

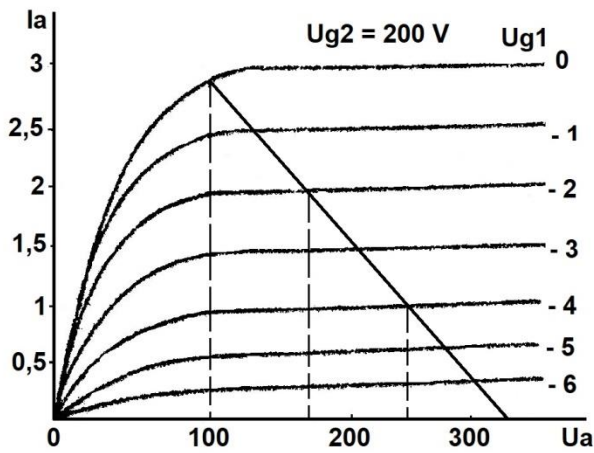


Fig. 4,7. Belastinglijn in de $I_a - U_a$ - karakteristieken van een pentode.

stroom aan die werkelijk optreedt. Deze punten overgebracht naar de $I_a - U_{g_1}$ - karakteristiek geeft ons de dynamische $I_a - U_{g_1}$ - karakteristieken. Bij lage waarden van de negatieve stuurroosterspanning (grote anodestroom, dus lage anodespanning), zien we de dynamische karakteristiek afwijken van de statische. Bij grotere negatieve stuurroosterspanning, dus kleinere anodestroom en hogere anodespanning vallen de dynamische karakteristieken samen met de statische karakteristiek.

De formule $I_a = S U_{g1w}$ geldt alleen wanneer we blijven in het gebied waar de $I_a - U_a$ - karakteristieken met benadering recht kunnen worden ondersteld.

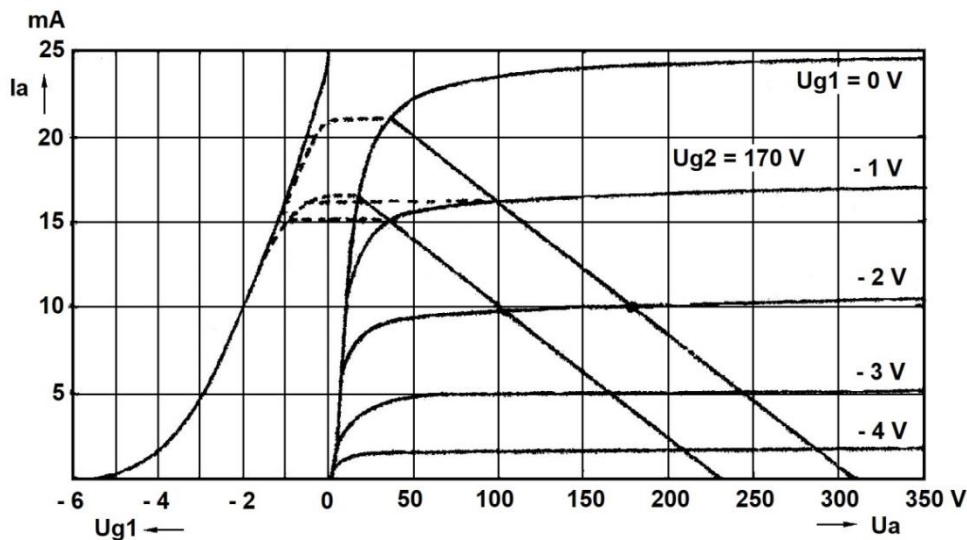


Fig. 4,7a.

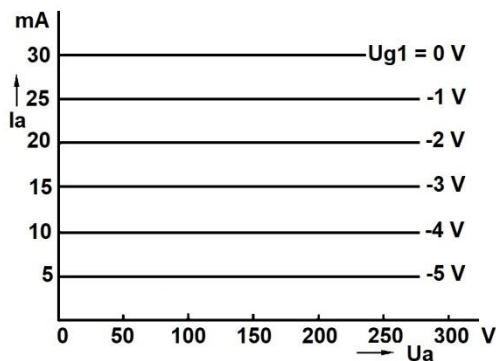


Fig. 4,8. De $I_a - U_a$ - karakteristieken van een pentode bij benadering voorgesteld door rechte lijnen.

Bij grote waarden van U_{g1w} en I_{aw} is dit niet meer het geval en moeten we rekening houden met de gekromde dynamische karakteristiek, zoals in fig. 4,7 is geconstrueerd. Bij de triode hebben we, om de berekeningen te vereenvoudigen, de karakteristieken benaderd door rechte lijnen (zie fig. 2,24 en 2,26). Voor een pentode kunnen we eveneens de $I_a - U_{g_1}$ - karakteristieken door rechte lijnen benaderen als de $I_a - U_g$ - karakteristieken van een triode. Benaderen we de $I_a - U_a$ - karakteristieken van een pentode door rechte lijnen, dan krijgen we de horizontale lijnen, zoals in fig. 4,8 is weergegeven.

Hoofdstuk 5Versterkers5.1. Vervangingschema's voor een buis

Is een buis geschakeld zoals in fig. 2,33 en 4,4 is weergegeven waarbij dus in de anodeketen een weerstand R_a en in de roosterketen een wisselspanningsbron U_{g_w} is opgenomen, dan is de anode-wisselstroom te berekenen uit:

$$I_{a_w} = \frac{gU_{g_w}}{R_i + R_a} \quad \text{en de anodewisselspanning uit: } U_{a_w} = gU_{g_w} \frac{R_a}{R_i + R_a}.$$

Hierbij is S de statische steilheid en R_i de inwendige weerstand van de buis. We zouden dezelfde anodestroom krijgen als we een serieschakeling van de weerstand R_i en de weerstand R_a aansloten op een spanning gU_{g_w} .

In fig. 5,1a is de schakeling van de triode als versterker aangegeven.

In fig. 5,1b is de schakeling gegeven waarbij door de weerstand R_a dezelfde stroom vloeit als in de schakeling volgens fig. 5,1a.

Het schema volgens 5,1b kan dus worden opgevat als een vervangingschema voor fig. 5,1a, waarbij de weerstand R_i en de spanningsbron SU_{g_w} het vervangingschema van de triode weergeven (het getrokken gedeelte). Dit geldt slechts voor de wisselstroomcomponenten, daar de uitdrukking $I_{a_w} = \frac{gU_{g_w}}{R_i + R_a}$ alleen voor de wisselstroomcomponenten geldt. De anodestroom I_{a_0} blijft hierbij dus buiten beschouwing.

We kunnen een buis (triode, tetrode of pentode) met een wisselspanning U_{g_w} in de roosterketen en een weerstand R_a in de anodeketen dus vervangen denken door een spanningsbron met een elektromotorische kracht (emk) gU_{g_w} en een inwendige weerstand R_i gelijk aan de inwendige weerstand van de buis. Bevindt zich in de anodeketen van de buis niet een weerstand R_a , doch een andere impedantie Z_a , dan geldt voor de buis hetzelfde vervangingschema; doch wordt in fig. 5,1b R_a vervangen door Z_a . De stroom door Z_a is in fig. 5,1a en b dezelfde en derhalve ook de spanning voor Z_a in beide gevallen.

Een buis, belast met een anode-impedantie kan voor de wisselstroomcomponenten vervangen worden door een spanningsbron gU_{g_w} in serie met de inwendige weerstand van de buis en de anode-impedantie.

De spanningsbron gU_{g_w} bezit dan geen inwendige weerstand. De spanning gU_{g_w} is dus onafhankelijk van de grootte van de weerstand die daarop wordt aangesloten.

We spreken in de dergelijk geval van een constante spanningsbron.

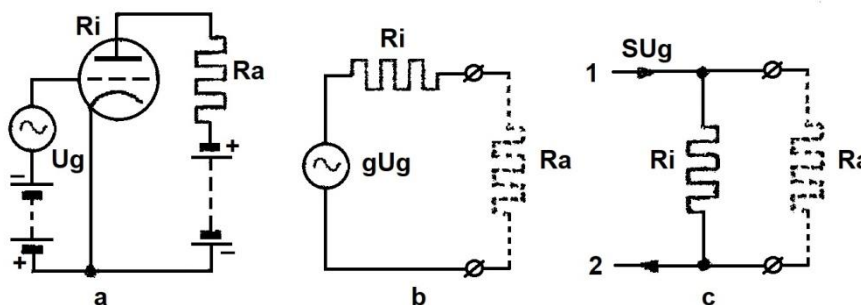


Fig. 5,1. Schakeling van een triode als versterker. b en c: vervangingschema's.

Bedenk, dat een spanningsbron die een inwendige weerstand heeft (een batterij bijvoorbeeld) geen constante spanningsbron is, daar de geleverde spanning (de klemspanning) afhankelijk is van de uitwendige weerstand.

De naam “constante spanningsbron” heeft dus niets te maken met de soort spanning (gelijk- of wisselspanning) die wordt geleverd.

We kunnen nog een ander vervangingsschema opstellen.

De wisselspanning over R_a in fig. 5,1a is:

$$U_{a_w} = gU_{g_w} \frac{R_a}{R_i + R_a} = SR_i U_{g_w} \frac{R_a}{R_i + R_a} = SU_{g_w} \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}.$$

Het product SU_{g_w} stelt een stroom voor. Daar S wordt uitgedrukt in mA/V, zal na vermenigvuldiging met U_{g_w} met volt dus, een uitkomst in mA overblijven.

Uit de laatst verkregen uitdrukking volgt dat een stroom ter waarde SU_{g_w} wordt toegevoerd aan de parallelschakeling van R_i en R_a (product gedeeld door de som). We zullen dezelfde spanning U_{a_w} krijgen als we de stroom SU_{g_w} toevoeren aan de parallelschakeling van R_i en R_a (zie fig. 5,1c). Het getrokken gedeelte stelt het vervangingsschema van de triode voor waaraan parallel de weerstand R_a is geschakeld. Daar de spanning in fig. 5,1c dezelfde is als die in fig. 5,1a, zal door R_a ook dezelfde stroom optreden als in fig. 5,1a.

Bevindt zich in de anodeketen een impedantie Z_a in plaats van de weerstand R_a , dan moeten we in fig. 5,1c R_a vervangen door Z_a .

Met de pijl in fig. 5,1c wordt de aangenomen positieve richting van de wisselstroom SU_{g_w} aangegeven.

De stroombron levert een stroom SU_{g_w} die onafhankelijk is van de grootte van R_a , we spreken dan van een constante stroombron. De klemmen 1 en 2 in fig. 5,1c mogen niet worden doorverbonden, daar hier eigenlijk moet worden aangegeven dat de inwendige weerstand van de stroombron SU_g oneindig groot is. Alleen bij een oneindig grote inwendige weerstand zou de stroom niet veranderen als de weerstand R_a verandert.

We kunnen de buisschakeling ook voorstellen als een stroombron die een constante stroom levert aan de parallelschakeling van de inwendige weerstand R_i van de buis en de anodeweerstand R_a .

We kunnen een buisschakeling dus op twee manieren vervangen. In de toekomst zullen we zien in welke gevallen de eerste en in welke gevallen de tweede opvatting de meeste vereenvoudiging in behandeling van de versterkerschakeling geeft.

Bij gebruik van vervangingsschema's moeten we er echter aan denken dat alleen in de gestipeld aangegeven delen de stromen en spanningen gelijk zijn aan die in het oorspronkelijke schema.

In fig. 5,1c is de stroom door R_i niet gelijk aan de stroom die werkelijk door de buis vloeit. Voor bepaling van de stroom door R_i mogen we dus fig. 5,1c niet gebruiken.

We hebben vroeger reeds geconstateerd dat de inwendige weerstand van een pentode zeer groot is en in het algemeen groot ten opzichte van de impedantie die in de anodeketen is opgenomen. We kunnen veelal in fig. 5,1c de weerstand R_i verwaarlozen ten opzichte van R_a , zodat de gehele stroom SU_{g_w} door R_a vloeit. Dit resultaat hebben we ook in 4,3 reeds afgeleid.



5.2. Verschillende frequentiegebieden

De constructie van een versterker hangt af van het frequentiegebied van de spanningen of stromen die moeten worden versterkt.

Een gelijkspanning kan worden beschouwd als het grensgeval van een wisselspanning waarbij de frequentie nul is geworden. Gelijkspanningsversterkers worden niet zoveel gebruikt als wisselspanningsversterkers, doch in sommige gevallen zijn ze nodig. De constructie wijkt enigszins af van wisselspanningsversterkers.

Versterkers voor zeer lage frequenties, bijvoorbeeld beneden 50 Hz, vertonen grote overeenkomst met versterkers voor hogere frequenties, doch ze vereisen enige bijzondere voorzorgen.

Het volgende frequentiegebied is dat der audio-frequenties. Hieronder verstaan we het gebied dat door het menselijk oor kan worden waargenomen. Dit strekt zich uit van ongeveer 30 Hz tot ongeveer 16000 Hz. Versterkers voor dit frequentiegebied worden zeer veel gebruikt.

Het frequentiegebied van 15 kHz tot 150 kHz is voor de radio-omroep niet belangrijk, doch heeft voor andere toepassingen der elektronica, bijvoorbeeld de draaggolftelefonie, grote betekenis. De constructie der versterkers voor dit frequentiegebied vertoont overeenkomst zowel met die voor lagere als met die voor hogere frequenties.

De frequenties boven 150 kHz vormen het gebied der radiofrequenties. Elektrische energie met deze frequenties kan praktisch door een antenne worden uitgestraald en door een antenne worden opgevangen. Versterkers voor deze frequenties wijken in het algemeen enigszins af van versterkers voor lagere frequenties; hoe hoger de frequentie, des te groter het verschil.

Bij zeer hoge frequenties zijn de buizen die bij lagere frequenties worden gebruikt, ongeschikt. Voor deze frequenties (boven 100 MHz) zijn speciale buizen geconstrueerd.

5.3. Spannings-, stroom- en vermogensversterking

Het doel, dat men met een versterker of met een enkele versterkertrap wenst te bereiken, kan verschillend zijn. Soms wenst men een wisselspanning te verkrijgen die groter is dan de wisselspanning die aan de versterker wordt toegevoerd. Dit is vaak het geval wanneer de beschouwde versterkertrap wordt gevolgd door een tweede soortgelijke schakeling. Het doel is dan in de regel, aan het stuurrooster van de volgende buis een zo groot mogelijke wisselspanning toe te voeren. Indien in deze laatste trap geen roosterstroom vloeit, behoeft de voorgaande trap geen (of althans een zeer gering) vermogen te leveren.

Om een zo groot mogelijke wisselspanning te verkrijgen, streeft men er naar een zo groot mogelijke weerstand of impedantie in de anodeketen op te nemen. Men spreekt dan van spanningsversterking.

In andere gevallen echter moet een versterkertrap wel een bepaald wisselstroomvermogen kunnen leveren. Dit is bijvoorbeeld het geval bij een eindbuis in een omroepontvanger of versterkerinstallatie, daar aan een luidspreker voor de weergave van geluid een bepaald vermogen moet worden toegevoerd. Een ander voorbeeld van een versterkertrap die een bepaald vermogen moet kunnen leveren, is een zendbuis die de antenne een zeker vermogen moet toevoeren. Ook de versterkertrappen die worden gevolgd door een buis waarin roosterstroom optreedt, zoals bij sommige schakelingen voorkomt, moeten een bepaald wisselstroomvermogen kunnen leveren. Voorbeelden hiervan zijn stuurtrappen in zenders, terwijl in ontvangers soms versterkerbuizen worden gebruikt is een zodanige schakling dat roosterstroom vloeit. Om daarbij tussen rooster en kathode een bepaalde wisselspanning te

verkrijgen, is het nodig dat een bepaald vermogen wordt toegevoerd.

We zullen later zien dat in het algemeen een versterkertrap voor wisselspanningen met zeer hoge frequenties zodanig moet zijn ingericht dat een zeker vermogen kan worden geleverd.

De weerstand die in de anodeketen nodig is om een bepaald vermogen te leveren, zullen we later bepalen.

Bij sommige versterkerschakelingen wordt een wisselspanning verkregen die ongeveer gelijk is aan de spanning die aan het rooster wordt toegevoerd, terwijl er geen of althans een zeer geringe ingangsstroom nodig is, levert de buis een bepaalde uitgangswisselstroom. We kunnen dan spreken van stroomversterking. Hierbij wordt ook een zeker vermogen geleverd. Het is dus ook een vorm van vermogensversterking. De hier bedoelde schakelingen worden later nog besproken.

Indien een buisschakeling op de voedingsspanning U_b is aangesloten, dan zal eveneens een anodegelijkstroom in de schakeling optreden. De batterij levert dus een vermogen $I_{a_0} \times U_b$ aan de schakeling. Een gedeelte van dit vermogen wordt in warmte omgezet in de anodeweerstand R_a en een veel kleiner deel in de kathodeweerstand R_k . Een groot deel van het door de batterij geleverde vermogen wordt in de buis in warmte omgezet.

De anodespanning oefent een aantrekkende kracht op de geëmitteerde elektronen uit. Dank zij de grote snelheid waarmee de elektronen op de anode arriveren, wordt door de energie, die ten gevolge van de batterij vrijkomt, warmte ontwikkeld. De energie die op deze wijze in warmte wordt omgezet, wordt door de anodebatterij geleverd. Naarmate de anodestroom groter wordt, zal op deze wijze omgezette energie groter zijn. We noemen deze energie-omzetting anodedissipatie (dissipatie = verkwisting),

De warmte die op de anode wordt ontwikkeld, zal in hoofdzaak door de anode uitgestraald worden naar de wand van de ballon, die het weer aan de omgeving afgeeft. Een klein gedeelte van de warmte zal langs de warmtegeleidende montagedelen van de buis worden afgevoerd. Het is van het grootste belang bij buizen die grote stromen voeren, dat de warmte-ontwikkeling niet al te hoge temperatuur van de anode ten gevolge heeft, hetgeen tot verbranding van deze elektrode kan leiden. Bij gebruik van een buis die grote anodestroom moet voeren, is het dus van belang de anodedissipatie binnen toelaatbare grenzen te houden. Er mag per tijdseenheid dus niet meer warmte op de anode worden ontwikkeld dan per gelijke tijdseenheid kan worden afgevoerd.

De buizenfabrikanten geven de maximale warmte-ontwikkeling op de anode aan door het elektrisch vermogen te vermelden dat in warmte mag worden omgezet zonder schadelijke gevolgen. Wordt bij een buis bv. vermeld dat het maximum dissipatievermogen is $P_d = 4 \text{ watt}$, dan moet de buis zo worden ingesteld, dat bijvoorbeeld bij een anodespanning $U_{a_0} = 250 \text{ V}$ geen grotere anodestroom vloeit dan $I_{a_0} = \frac{P_d}{U_{a_0}} = 16 \text{ mA}$.

Wordt aan de buis geen wisselspanning toegevoerd, dan is het door de batterij geleverde vermogen gelijk aan de som van de anodedissipatie en de vermogens die ten gevolge van de anode gelijkstroom in de weerstanden (zie boven) worden omgezet. Indien wel een wisselspanning aan de buis wordt toegevoerd, dan wordt door de buisschakeling wisselstroomvermogen afgegeven en neemt de anodedissipatie af.

5.4. Verschillende instellingen van versterkerbuizen

Met de instelling van een buis bedoelen we de grootte van de aangelegde roostergelijkspanning en anodegelijkspanning waardoor een zekere anodegelijkstroom vloeit, terwijl er nog geen wisselspanning in roosterketen of anodeketen werkzaam is.

De meest toegepaste instelling van een buis is die, waarbij tussen stuurrooster en kathode een zodanige negatieve gelijkspanning wordt aangelegd dat het instelpunt ongeveer in het midden van het rechte gedeelte van de $I_a - U_g$ - karakteristiek ligt. In dit geval verkrijgen we bij niet al te grote waarde van de roosterwisselspanning een anodewisselstroom die nagenoeg eenzelfde figuur heeft als de roosterwisselspanning.

In fig. 5,2a is de $I_a - U_g$ - karakteristiek eenvoudigheidshalve benaderd door een rechte lijn. Deze instelling wordt klasse A-instelling genoemd. Ook definieert men deze instelling wel als volgt: Onder klasse A-instelling wordt verstaan een zodanige instelling van de negatieve roosterspanning dat gedurende de gehele periode van de roosterwisselspanning anodestroom vloeit.

Is de karakteristiek geheel recht, dan zal de anodewisselstroom een getrouw beeld van de roosterwisselspanning zijn.

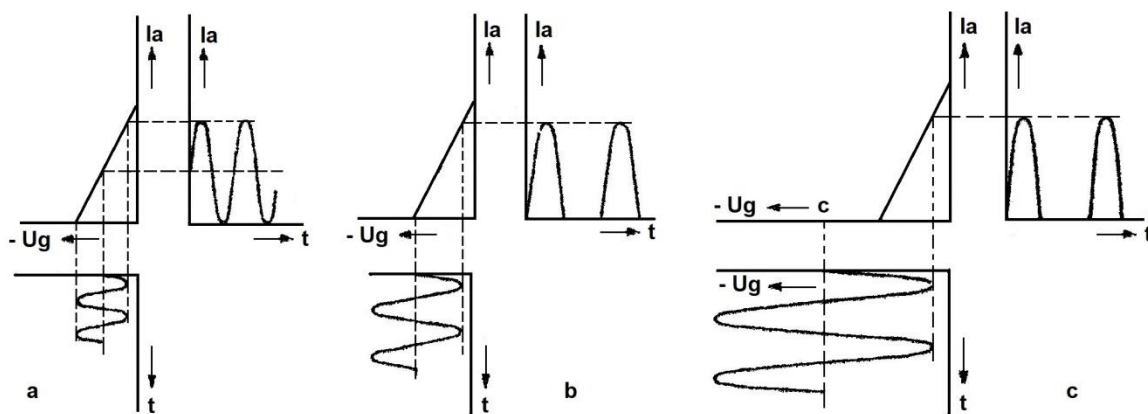


Fig. 5,2. De drie verschillende instellingen van een versterker.

Soms wordt het instelpunt, ook wel werkpunt genoemd, op een andere plaats gekozen. Kiest men het instelpunt in het snijpunt van de (geïdealiseerd als recht voorgestelde) karakteristiek en de U_g -as, dan spreekt men van klasse B-instelling. Deze is in fig. 5,2b aangegeven. We zien dat bij deze instelling de negatieve roosterspanning zo groot is dat in het instelpunt geen anodestroom optreedt.

Onder klasse B-instelling wordt verstaan een zodanige instelling van de negatieve roosterspanning, dat gedurende een halve periode van de roosterwisselspanning anodestroom optreedt.

Deze instelling wordt toegepast in balansversterkers en in zenders. (Deze schakelingen worden later besproken.)

In zenders wordt dikwijls de negatieve roosterspanning zo gekozen dat het instelpunt buiten de roosterruimte van de karakteristiek valt (zie fig. 5,2c). Deze instelling duidt men aan als klasse C-instelling.

Onder klasse C-instelling wordt verstaan een zodanige instelling van de negatieve roosterspanning, dat gedurende minder dan een halve periode van de roosterwisselspanning anodestroom optreedt.

In vele gevallen wordt bij een instelling volgens klasse C de amplitude van de roosterwisselspanning groter genomen dan in fig. 5,2c is aangegeven en wel zo groot dat bij de positieve toppen van de roosterwisselspanning de roosterspanning positief wordt ten opzichte van de kathode, zodat er roosterstroom optreedt. Bij instelling volgens klasse A of klasse B wordt roosterstroom gewoonlijk vermeden.

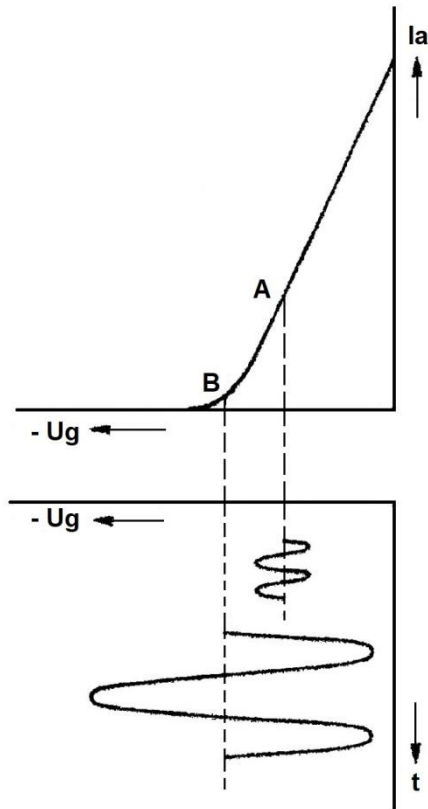


Fig. 5,3. Instelling van een buis volgens klasse A-B.

terwijl bij een grote wisselspanning de buis klasse B is ingesteld (zie fig. 5,3). Bij toename van de amplitude van de roosterwisselspanning wordt de negatieve roosterspanning evenredig met de amplitude van het roostersignaal groter, dus gaat meer naar de klasse B-instelling toe. De redenen hiertoe zullen later duidelijk worden.

Daar, zoals in het bovenstaande is gebleken, de anodestroom gedurende een deel van de periode vloeit, heeft met de aanduiding de openingshoek ingevoerd. Hieronder wordt verstaan: het gedeelte van de periode, uitgedrukt in graden of radialen, gedurende welke anodestroom vloeit, per periode van de roosterwisselspanning.

Bij klasse A-instelling is de openingshoek 360° of 2π radialen.

Bij klasse B is de openingshoek 180° of π radialen.

Bij klasse C is de openingshoek kleiner dan 180° of π radialen.

Met versterkerbuizen die in klasse B of C zijn ingesteld, krijgt men een groter rendement dan in klasse A. onder het rendement van een versterkerschakeling verstaan we de verhouding tussen het door de buis geleverde wisselstroomvermogen en het door de anodebatterij geleverde gelijkstroomvermogen. Hierbij wordt het vermogen dat nodig is om de gloeidraad te verhitten en bij gebruik van schermroosterbuizen, het vermogen dat nodig is voor de voeding van het schermrooster, buiten beschouwing gelaten.

In fig. 5,2 zijn de $I_a - U_g$ - karakteristieken als rechte lijnen voorgesteld. In werkelijkheid zijn deze karakteristieken altijd in meerdere of mindere mate gebogen. Daardoor is het soms moeilijk aan te geven of een buis is ingesteld volgens klasse A of klasse B.

Het is ook mogelijk klasse A en klasse B in een versterker te combineren. We krijgen dan de klasse A-B-instelling. Bij deze instelling zal, indien aan het rooster van de buis een kleine wisselspanning wordt toegevoerd, deze in klasse A zijn ingesteld,

Hoofdstuk 6

Laagfrequent spanningsversterkers

6.1. De weerstandsgekoppelde versterker

In fig. 2,33 hebben we reeds gezien hoe we een buis kunnen schakelen als deze moet dienen als spanningsversterker. De anodewisselspanning die ten gevolge van de roosterwisselspanning wordt ontwikkeld, moet in de volgende buisschakeling verder worden versterkt. We moeten daartoe het boven-einde van de anodeweerstand R_2 (fig. 6,1) verbinden met het rooster van de volgende buis. De kathode van de 1^e buis wordt verbonden met de kathode van de volgende buis. De anodewisselspanning van de 1^e buis zal nu werkzaam zijn tussen rooster en kathode van de 2^e buis.

Daar de anode van de 1^e buis een hoge gelijkspanning heeft ten opzichte van de kathode, kan deze anode niet zonder meer verbonden worden met het rooster van de 2^e buis, maar moeten we maatregelen nemen, opdat de gelijkspanning niet op het rooster van de 2^e buis komt. Hiertoe wordt tussen anode 1^e buis en rooster 2^e buis een condensator C_2 (roostercondensator of koppelcondensator genaamd) opgenomen en het punt tussen condensator C_2 en het rooster via een grote weerstand R_3 (lekweerstand genaamd) met de kathode verbonden. Daar de buizen door middel van de weerstand R_2 , (ook wel koppelweerstand genoemd) aan elkaar worden gekoppeld, spreekt men van een weerstandsgekoppelde versterker.

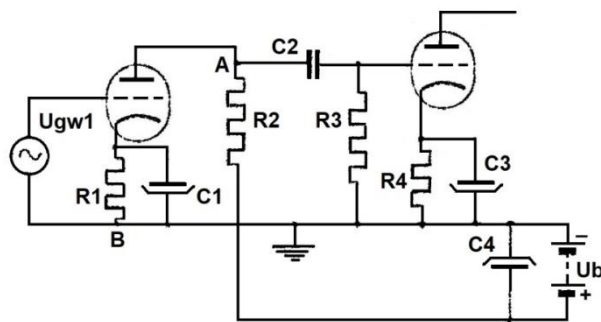


Fig. 6,1. Weerstandsgekoppelde versterker.

De spanning tussen de punten A en B van de 1^e buis bestaat dus uit een gelijkspanning waarop een wisselspanning is gesuperponeerd. De gelijkspanning kan geen stroom leveren door de serieschakeling van C_2 en R_3 , daar hiervoor de condensator C_2 een oneindig grote weerstand bezit. Daar door R_3 dus geen gelijkstroom vloeit, kan over R_3 ook geen gelijkspanning ontstaan. De wisselspanning tussen de punten A en B levert een wisselstroom door de serieschakeling van C_2 en R_3 , dus ontstaat een wisselspanning over C_2 zowel als over R_3 . Het ligt natuurlijk in de bedoeling

een zo groot mogelijk deel van de wisselspanning tussen A en B mede te delen aan de volgende buis. D.w.z.: de wisselspanning over R_3 moet zo groot mogelijk zijn en er moet derhalve over C_2 een zo klein mogelijke spanning vallen. De reactantie van C_2 moet dus klein zijn ten opzichte van de weerstand R_3 . Als we dus zorgen voor een zodanige capaciteit van C_3 , dat voor de laagste frequentie van de te versterken wisselspanning de reactantie voldoende klein blijft ten opzichte van de weerstand R_3 is dit voor hogere frequenties vanzelf in orde, daar bij hogere frequenties de reactantie van C_2 kleiner wordt.

Anderzijds kunnen we de weerstand R_3 een zo groot mogelijke waarde geven. Naarmate de weerstand R_3 groter is, zal een grotere wisselspanning tussen rooster en kathode van de tweede buis komen. De weerstand R_3 kan echter niet willekeurig groot gemaakt worden. Indien de buis stroom voert, kunnen enige elektronen op het rooster aankomen, ondanks het feit dat het rooster negatief is ten opzichte van de kathode. Is de lekweerstand R_3 erg groot, dan kunnen deze elektronen nagenoeg niet worden afgevoerd naar de kathode, hetgeen via de weerstand R_3 moet plaats vinden. Na enige tijd kunnen de elektronen die op het rooster zijn gekomen daar zo'n grote lading en dus een negatieve spanning tussen rooster en kathode veroorzaken dat de instelling van de buis merkbaar verandert. De weerstand R_3 moet dus een zodanige waarde hebben dat de negatieve lading gemakkelijk kan worden afgevoerd.

Bij versterkers die grote stromen voeren, is veelal aanleiding de lekweerstand R_3 nog iets kleiner te kiezen. We denken hier aan de versterker die het wisselstroomvermogen aan de luidspreker moet leveren, de eindbuis. De reden hiervoor is de volgende. Al geschiedt het luchtledig maken van de ballon nog zo zorgvuldig, er blijven altijd nog een aantal luchtmoleculen achter. Bovendien kan uit de kathode en ook wel uit andere elektroden bij verwarming nog wel enig gas vrijkomen. Door de elektronen die zich met grote snelheid van de kathode naar de anode bewegen, kunnen de aanwezige gasmoleculen worden geïoniseerd. Als een snel elektron tegen een gasmolecuul botst, kan dit molecuul een elektron verliezen en een positief ion worden. Deze ionen worden door het negatieve rooster aangetrokken. Treffen zij het rooster, dan zal dit ion zijn positieve lading aan het rooster afgeven, waardoor het rooster een positieve lading krijgt. Deze positieve lading moet via de weerstand R_3 worden afgevoerd en wordt de zogenaamde omgekeerde roosterstroom gevormd. De positieve lading veroorzaakt over R_3 een spanning die het rooster positief tracht te maken ten opzichte van de kathode. De negatieve spanning tussen rooster en kathode wordt dus kleiner, waardoor de anodestroom toeneemt, zodat de mogelijkheid van ionisatie van de gasresten in de ballon groter wordt. Naarmate R_3 groter is, wordt dit verschijnsel sterker. Als R_3 te groot is, kan het gevolg zijn dat de anodestroom ten slotte zo groot wordt dat de buis wordt beschadigd. Daar bij eindbuizen de anodestroom aanzienlijk groter is dan bij de buizen die als spanningsversterker worden gebruikt, zoals de 1^e buis in fig. 6,1, dan is de maximale waarde, die voor R_3 toelaatbaar is, bijvoorbeeld slechts 0,5 M Ω . Voor C_2 wordt dan een waarde van 10000 à 20000 pF gebruikt. Voor spanningsversterkers wordt voor R_3 een weerstand van ongeveer 1M Ω gebezigd. Wordt er echter prijs gesteld op een onverzwakte versterking bij zeer lage frequenties, dan moet C_2 groter worden genomen, bv. 0,1 μ F. De condensatoren C_1 en C_3 kunnen praktisch als een kortsluiting worden opgevat. De condensator C_4 wordt zo groot gekozen dat deze reactantie praktisch een kortsluiting voor de anodewisselspanning oplevert. Was deze condensator niet aanwezig, dan zou de anodewisselstroom door de anodebatterij U_b moeten vloeien en zodoende een wisselspanning veroorzaken over de inwendige weerstand daarvan. Zouden meer buizen op deze anodebatterij zijn aangesloten, dan zou aan de andere buizen een gelijkspanning worden medegedeeld die variaties bezit ten gevolge van de anodewisselstroom van de eerste buis. De andere buizen zouden de oorzaak zijn dat een niet constante anodespanning aan de eerste buis wordt medegedeeld. In de anodeketen van de versterkerbuis is dus praktisch een impedantie werkzaam die gevormd wordt door de parallelschakeling van R_2 en R_3 . De versterking zal dus iets kleiner uitvallen als die alleen door R_2 zou worden verkregen. Zoals in het voorgaande werd vermeld, zijn we voor R_3 aan een grootste toelaatbare waarde gebonden. In 2,13 hebben we gezien dat als R_2 eenmaal 4 à 5 maal zo groot is als R_i , een verdere vergroting van R_2 geen grote toename van de versterking ten gevolge heeft. Een vergroting van R_2 heeft wel ten gevolge dat de gelijkspanning over deze weerstand toeneemt. Om een bepaalde anodegelijkspanning te behouden, moet de batterijspanning dus groter gekozen worden, naarmate de anodeweerstand een groter weerstandswaarde heeft. De gebruikelijke waarde voor R_2 varieert tussen 3 à 5 maal R_i , daar een verdere vergroting van R_2 geen belangrijke toename van de versterking ten gevolge heeft en wel een hogere batterijspanning vraagt.

Hoewel de anodegelijkspanning veelal betrokken wordt uit een andere bron dan een batterij, zullen wij deze voeding door een batterij aangeven totdat de benodigde apparatuur daarvoor is behandeld.

We hebben in het voorgaande verondersteld dat de condensator C_2 in het geheel geen gelijkstroom doorlaat. In werkelijkheid is de isolatieweerstand van de condensator niet oneindig groot. Er kan dus een zekere gelijkstroom door C_2 vloeien. Is de isolatieweerstand betrekkelijk laag (dus minder goede condensator) dan wordt de "lekstroom" te groot en veroorzaakt een spanning over de lekweerstand R_3 die groter zal worden naarmate R_3 groter is gekozen. Deze spanning stelt de volgende buis minder negatief in.

6.2. Het frequentiegebied van een weerstandsgekoppelde versterker

Een weerstandsgekoppelde versterker wordt hoofdzakelijk gebruikt voor het versterken van de laagfrequent wisselspanningen. In een ontvangapparaat moeten deze spanningen die aan de luidspreker geluidstrillingen veroorzaken, worden versterkt. De frequenties van deze trillingen, de audiofrequenties, kunnen een frequentiegebied beslaan van 30 tot 16000 Hz. Om redenen die we later zullen verklaren, moet dit gebied in ontvangers dikwijls worden ingekrompen van 30 tot ongeveer 5000 Hz. In ontvangapparaten, geschikt om signalen met frequentie-modulatie te ontvangen, moet op een frequentiegebied der audiofrequenties gerekend worden van 30 tot 15000 Hz. In ontvangapparaten voor televisiesignalen komen versterkers voor, de zogenaamde videoversterkers, die een veel bredere frequentieband van 30 Hz tot enkele MHz moeten versterken. In dit geval spreekt men van bredebandversterkers. Het is bij een versterker die frequenties moet versterken die in een bepaald frequentiegebied voorkomen van groot belang dat alle frequenties een even grote versterking krijgen.

Bij de weerstandsgekoppelde versterker zullen de capaciteiten die in de schakeling voorkomen de versterking voor verschillende frequenties verschillend maken. Behalve de capaciteiten die in fig. 6,1 voorkomen, doen zich nog enige capaciteiten in de schakeling gevoelen. In de eerste plaats doen zich in de buis tussen de elektroden enkele capaciteiten voor. De capaciteit tussen rooster en kathode van de tweede buis staat parallel aan R_3 . Deze capaciteit wordt vergroot met de capaciteit die de verbindingdraden vormen en de capaciteit die de condensator C_2 vormt tegen het chassis (aarde).

De capaciteit die men tussen rooster en kathode van een buis zonder meer meet, is belangrijk kleiner dan zich in werkelijkheid voordoet. Wat de oorzaak hiervan is, kunnen we eerst later duidelijk maken. De capaciteit die zich tussen rooster en kathode doet gevoelen, kan een waarde hebben van 5 à 10 pF. De capaciteit der verbindingdraden staat parallel aan de capaciteit tussen rooster en kathode, evenals de capaciteit die C_2 vormt tegen aarde. De totale ingangscapaciteit van de tweede buis heeft dus een veel grotere waarde dan 5 à 10 pF. In fig. 6,2 is deze capaciteit aangegeven met C_i . Tussen anode en

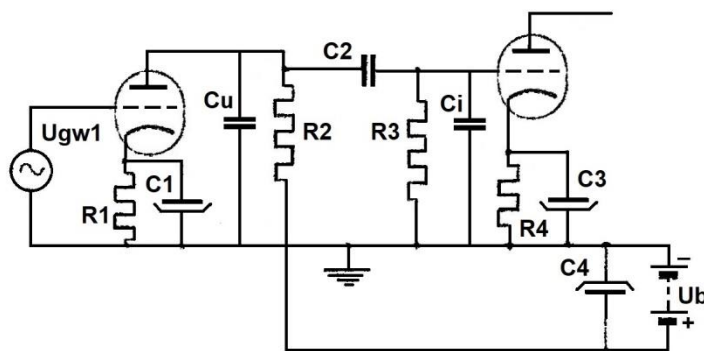


Fig. 6,2. Weerstandsgekoppelde versterker aangevuld met parasitaire capaciteiten.

kathode van de 1^e buis vormt zich eveneens een capaciteit van de elektroden, anode en kathode in de buis en de capaciteit der verbindingdraden. Deze capaciteit in fig. 6,2 aangegeven met C_u , staat dus parallel aan R_2 . We zien in fig. 6,2 dat de impedantie die in de anodeketen van de 1^e buis voorkomt, bestaat uit C_u , R_1 , C_2 , R_2 en C_i waarbij dan is aangenomen dat de condensatoren C_1 en C_4 een volledige kortsluiting zijn

voor de anodewisselstroom. De versterking van deze schakeling kunnen we het gemakkelijkst bepalen door de buis op te vatten als een constante stroombron die een stroom SU_{gw} levert aan de parallelschakeling van R_i en de anode-impedantie. In fig. 6,3 is het vervangingsschema van deze versterker weer gegeven. De spanning U_{gw2} die over C_1 wordt ontwikkeld, is de spanning tussen rooster en kathode

van de tweede buis. De verhouding $\frac{U_{gw2}}{U_{gw1}}$ geeft aan hoe groot de versterking is die met de 1^e buisscha-

keling wordt verkregen. We weten dat naarmate de frequentie van de te versterken wisselspanning hoger wordt de reactantie van de condensatoren kleiner wordt. Bij hogere frequenties zal de condensator C_2 minder invloed hebben, daar deze in serie staat met R_3 en dus al gauw te verwaarlozen is.

De capaciteiten C_i en C_u zullen bij hogere frequentie meer invloed op de versterking hebben, daar zij

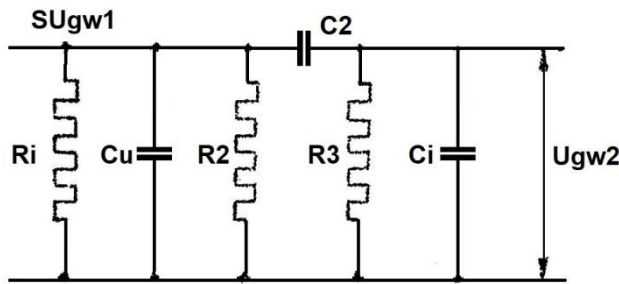


Fig. 6,3. Vervangingsschema van een weerstandsgekoppelde versterker volgens fig. 6,2.

parallel staan aan R_3 en R_2 . Bij kleine waarden van deze reactantie wordt de vervanging van de parallelschakeling $R_3 - C_i$ en $R_2 - C_u$ kleiner dus neemt de versterking af. Bij lage frequenties worden de reactanties van de condensator groter. Over de condensator C_2 zal nu een groter deel van de spanning vallen, dus wordt de spanning over R_3 kleiner, d.w.z. minder versterking. De condensatoren C_i en C_u zullen bij lage frequenties een zo grote impedantie hebben, dat zij geen invloed uitoefenen op de vervangingsimpedantie van C_i en R_3 en van C_u en R_2 .

Bij lage frequenties hebben C_i en C_u dus geen invloed op de versterking. Voor frequenties in het midden van het totale frequentiegebied dat moet worden versterkt (men beoordeelt de versterking in dit gebied bij 1000 Hz), blijkt dat geen der condensatoren enige invloed van betekenis heeft. Stellen we de capaciteit van C_i op 30 pF en die van C_u op 30 pF, terwijl de capaciteit van $C_2 = 0,1 \mu\text{F}$, dan is de reactantie van C_i en C_u voor 1000 Hz:

$$\frac{1}{\omega C_i} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^{-11}} = \frac{10^8}{6\pi} = \frac{10^7 \pi}{6} = 5,23 \text{ M}\Omega.$$

Tezamen vormen deze parallelgeschakelde condensatoren dus een reactantie van 2,615 M Ω , dus kunnen ze gezien de normale waarden van R_2 en R_3 (resp. bv. 0,22 M Ω en 0,5 M Ω) geen invloed op de versterking bij een frequentie van 1000 Hz uitoefenen. De reactantie van C_2 is voor 1000 Hz:

$$\frac{1}{\omega C_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 10^{-7}} = \frac{10^4}{2\pi} = \frac{10^3 \pi}{2} = 500\pi = 1570 \Omega.$$

Deze reactantie is voor 1000 Hz dus verwaarloosbaar ten opzichte van de seriegeschakelde weerstand R_3 . Voor de frequentie 1000 Hz hebben de condensatoren geen invloed op de versterking. We kunnen het totale frequentiegebied dat versterkt moet worden splitsen in drie delen, nl.: het middenregister dat de frequenties inhoudt rond 1000 Hz, waar de capaciteiten geen invloed hebben; het hoge register, waar alleen de condensatoren die parallel geschakeld zijn (C_i en C_u) invloed hebben en het lage register waar alleen de seriegeschakelde condensatoren (C_2) invloed hebben op de versterking.

6.3. De versterking voor frequenties in het middenregister

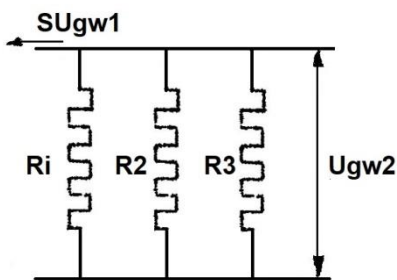


Fig. 6,4. Vervangingsschema voor frequenties in het middenregister.

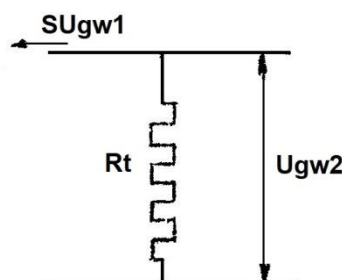


Fig. 6,5. Vervanging van fig. 6,4.

Zoals in het voorgaande is gebleken kunnen, in het vervangingsschema dienende voor versterking van frequenties in het middenregister, de condensatoren achterwege gelaten worden. Het vervangingsschema is in fig. 6,4 weergegeven. De drie parallelgeschakelde weerstanden R_i , R_2 en R_3 kunnen we vervangen door een weerstand

R_t ; $\frac{1}{R_t} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$. Fig. 6,4. kunnen we nu vereenvoudigen tot fig. 6,5, waarin de weerstanden R_i , R_2 en R_3 zijn vervangen door R_t . De spanning U_{gw2} is nu te berekenen uit het product van SU_{gw1} en de weerstand R_t . $U_{gw2} = SU_{gw1} \times R_t$. De versterking van de schakeling voor het middenregister is dus: $\frac{U_{gw2}}{U_{gw1}} = S \cdot R_t$.

6.4. De versterking van hoge frequenties

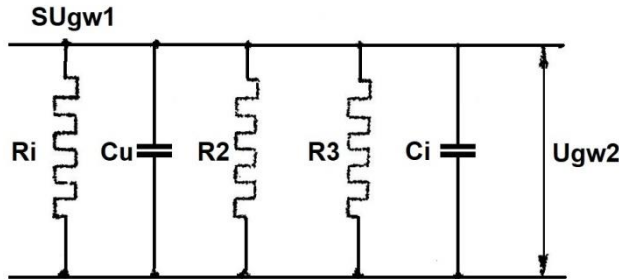


Fig. 6.6. Vervangingschema voor hoge frequenties.

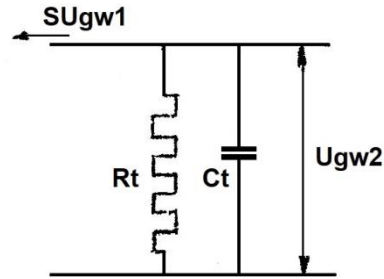


Fig. 6.7. Vervanging van fig. 6.6.

Daar voor de versterking van hoge frequenties de condensator C_2 geen invloed heeft kan deze worden weggelaten. We krijgen dan als vervanging van fig. 6.3. Het schema volgens fig. 6.6. De weerstanden R_i , R_2 en R_3 kunnen weer worden vervangen door een weerstand R_t (zie fig. 6.3) en de condensatoren C_i en C_u kunnen door een condensator $C_t = C_i + C_u$ worden vervangen. Het vereenvoudigde vervangingschema is in fig. 6.7 weergegeven. De spanning U_{gw2} is nu bepaald

door: $\bar{U}_{gw2} = SU_{gw1} \times \frac{R_t \times \frac{-j}{\omega C_t}}{R_t - \frac{j}{\omega C_t}}$. Dit is tevens de anodewisselspanning van de 1^e buis. Enige vereen-

voudiging van verkregen uitdrukking geeft: $\bar{U}_{gw2} = SU_{gw1} \frac{R_t}{jR_t\omega C_t + 1}$. De absolute waarde van U_{gw2}

geeft: $U_{gw2} = SU_{gw1} \frac{R_t}{\sqrt{R_t^2\omega^2 C_t^2 + 1}}$. De versterking voor hoge frequenties is: $\frac{U_{gw2}}{U_{gw1}} = S \frac{R_t}{\sqrt{R_t^2\omega^2 C_t^2 + 1}} =$

$= SR_t \frac{1}{\sqrt{R_t^2\omega^2 C_t^2 + 1}}$. We zien dat de versterking voor hoge frequenties $\frac{1}{\sqrt{R_t^2\omega^2 C_t^2 + 1}}$ maal de versterking

in het middenregister is, daar de versterking in het middenregister gelijk is aan SR_t . De versterking voor hoge frequenties is dus kleiner dan de versterking in het middenregister, daar de noemer van de breuk altijd groter is dan de teller. De verhouding tussen de versterking voor hoge frequenties en de versterking voor het middenregister kunnen we, als we $\frac{U_{gw2}}{U_{gw1}}$ voor het middenregister voorstellen door

V_m en deze verhouding voor het hoge register door V_h voorstellen, als volgt aangeven: $\frac{V_h}{V_m} =$

$= \frac{SR_t \frac{1}{\sqrt{R_t^2\omega^2 C_t^2 + 1}}}{SR_t} = \frac{1}{\sqrt{R_t^2\omega^2 C_t^2 + 1}}$. Veelal interesseert ons bij welke frequentie de versterking is afgeno-

men tot $\frac{1}{\sqrt{2}}$ maal de versterking in het middenregister. dus $\frac{V_h}{V_m} = \frac{1}{\sqrt{R_t^2\omega^2 C_t^2 + 1}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Uit deze gelijkheid

volgt dat $\sqrt{R_t^2\omega^2 C_t^2 + 1} = \sqrt{2}$. Hieruit volgt dat $R_t^2\omega^2 C_t^2 = 1$ of $R_t\omega C_t = 1$. De hoge frequentie waarbij de versterking is afgenomen tot $\frac{1}{\sqrt{2}}$ maal de versterking in het middenregister is dus $\omega = \frac{1}{R_t C_t}$.

6.5. De versterking voor lage frequenties

Bij de versterking van lage frequenties hebben de condensatoren die parallel voorkomen, C_i en C_u geen invloed op de versterking. Het schema volgens fig. 6.3 kan nu worden vereenvoudigd tot fig. 6.8. Dit schema kunnen we verder vereenvoudigen door de weerstanden R_i en R_2 door een

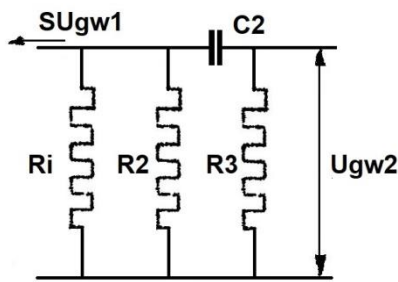


Fig. 6,8. Vervangingsschema voor lage frequenties.

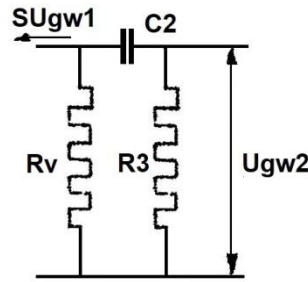


Fig. 6,9. Vervanging van Fig. 6,8.

weerstand R_v te vervangen.

$$R_v = \frac{R_i R_2}{R_i + R_2}.$$

We verkrijgen dan de schakeling volgens fig. 6,9. De weerstand R_v staat nu parallel aan de serieschakeling van C_2 en R_3 .

De anodespanning van de 1^e buis

(de spanning over (R_v) is bepaald door de stroom $SU_{g_{w1}}$ te vermenigvuldigen met de gehele impedantie: $\bar{U}_{aw} = SU_{g_{w1}} \frac{R_v (R_3 - \frac{j}{\omega C_2})}{R_v + R_3 - \frac{j}{\omega C_2}}$. De anodespanning verdeelt zich over de serieschakeling van C_2 en R_3 .

De spanning over R_3 is de spanning $U_{g_{w2}}$, die aan de volgende buis wordt toegevoerd. De spanning over R_3 is: $\bar{U}_{R_3} = \bar{U}_{g_{w2}} = \bar{U}_{aw} \frac{R_3}{R_3 - \frac{j}{\omega C_2}}$. Substitueren we hierin de gevonden uitdrukking voor \bar{U}_{aw} , dan

geeft dit: $\bar{U}_{g_{w2}} = SU_{g_{w1}} \frac{R_v (R_3 - \frac{j}{\omega C_2})}{R_v + R_3 - \frac{j}{\omega C_2}} \cdot \frac{R_3}{R_3 - \frac{j}{\omega C_2}}$. De tweetermen $R_3 - \frac{j}{\omega C_2}$ vallen nu tegen elkaar weg.

$\bar{U}_{g_{w2}} = SU_{g_{w1}} \frac{R_v R_3}{R_v + R_3 - \frac{j}{\omega C_2}}$. In de noemer van de breuk kunnen we de tweeterm $(R_v + R_3)$ buiten

haakjes brengen, dit geeft: $\bar{U}_{g_{w2}} = SU_{g_{w1}} \frac{R_v R_3}{(R_v + R_3) \{1 - \frac{j}{\omega C_2 (R_v + R_3)}\}}$. Als we bedenken dat R_v de vervangingsweerstand is van R_i en R_2 dan stelt $\frac{R_v R_3}{R_v + R_3}$ de vervanging van R_i , R_2 en R_3 voor, dus is deze breuk

gelijk aan R_t . Nu wordt $\bar{U}_{g_{w2}} = SU_{g_{w1}} R_t \frac{1}{1 - \frac{j}{\omega C_2 (R_v + R_3)}}$. De absolute waarde is:

$\bar{U}_{g_{w2}} = SU_{g_{w1}} R_t \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 C_2^2 (R_v + R_3)^2}}}$. We zien dus dat de lage frequenties een versterking krijgen die

kleiner is dan de versterking in het middenregister. De versterking voor lage frequenties wordt

$V_l = \frac{U_{g_{w2}}}{U_{g_{w1}}} = SR_t \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 C_2^2 (R_v + R_3)^2}}}$. De verhouding tussen de versterking voor lage frequenties en die

van frequenties in het middenregister is: $\frac{V_l}{V_m} = \frac{SR_t \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 C_2^2 (R_v + R_3)^2}}}}{SR_t} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 C_2^2 (R_v + R_3)^2}}}$. Wensen we

de frequentie te kennen waarbij de versterking $\frac{1}{\sqrt{2}}$ maal de versterking in het middenregister is, dan

kunnen we schrijven: $\frac{V_l}{V_m} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 C_2^2 (R_v + R_3)^2}}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Hieruit volgt dat $\frac{1}{\omega^2 C_2^2 (R_v + R_3)^2} = 1$ of:

$\frac{1}{\omega C_2 (R_v + R_3)^2} = 1$ of $\frac{1}{\omega C_2 (R_v + R_3)} = 1$. De lage frequentie die een verzwakking van $\frac{1}{\sqrt{2}}$ ondervindt is

dus: $\omega = \frac{1}{C_2 (R_v + R_3)}$.



6.6. De amplitudekarakteristiek van de weerstandsgekoppelde versterker

We kunnen van een versterker de versterking bij verschillende frequenties berekenen of opmeten. De grootte van de versterking bij de betreffende frequenties kunnen we in een grafiek optekenen. We krijgen dan de zogenaamde amplitudekarakteristiek.

De versterking in het middengebied (1000 Hz) stellen we op 1, dan zal de versterking voor de andere frequenties dus met een waarde kleiner dan 1 in de figuur worden aangegeven.

In fig. 6,10 is een dergelijke amplitudekarakteristiek weergegeven. Uit deze figuur blijkt duidelijk in welke mate de versterking voor hoge en lage frequenties kleiner is dan die voor frequenties in het middengebied.

In het voorgaande hebben we de uitdrukkingen bepaald voor die frequenties die een versterking ondervinden die $\frac{1}{\sqrt{2}}$ maal de versterking is die in het middenregister optreedt.

De factor $\frac{1}{\sqrt{2}}$ is gelijk aan 0,7, dus in fig. 6,10 zijn ook de frequenties af te lezen die deze verzwakking ondervinden. We zien dat dit het geval is bij de lage frequentie $f = 100 \text{ Hz}$ en de hoge frequentie $f = 10000 \text{ Hz}$.

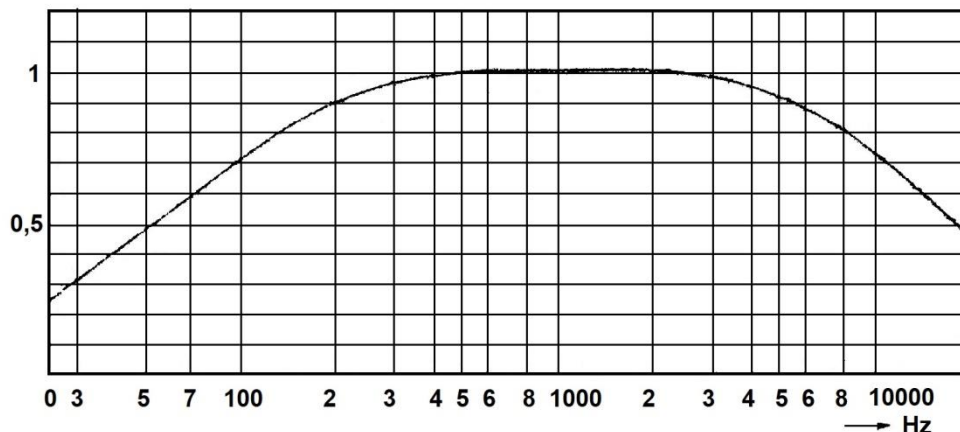


Fig. 6,10. Amplitudekarakteristiek van een weerstandsgekoppelde versterker.

Wensen we de verzwakking van $\frac{1}{\sqrt{2}}$ bij een lagere frequentie dan uit fig. 6,10 volgt, dan moeten we zorgen dat de waarde van $R_p + R_3$ groter wordt (bij constante waarde van C_2). De weerstanden R_i , R_2 en R_3 dus een grotere waarde geven, brengt een grotere versterking voor lage frequenties te weeg. Daar we reeds gezien hebben dat de lekweerstand R_3 niet willekeurig groot gemaakt kan worden en ook de anodeweerstand R_2 niet onbepaald groot genomen kan worden, zou dit dus gevonden moeten worden in een buis met grotere inwendige weerstand. Het zal duidelijk zijn dat de versterking voor lage frequenties groter zal zijn naarmate C_2 een grotere capaciteit heeft.

De versterking voor hoge frequenties zal groter worden bij constante waarde van C_i en C_u , naarmate R_t kleiner wordt. Dit wil zeggen, dat we R_i , R_2 en R_3 kleiner moeten nemen om te zorgen dat de frequentie waarbij de verzwakking $\frac{1}{\sqrt{2}}$ is een hogere waarde krijgt. De verkleining van R_t zal hoofdzakelijk plaats vinden door R_2 te verkleinen.

De grensfrequentie, de frequentie waarbij een verzwakking van $\frac{1}{\sqrt{2}}$ optreedt, zal in dezelfde verhouding omhoog gaan als de weerstand R_t (deze is praktisch bepaald door R_2) omlaag gaat. De versterking zal in dezelfde verhouding afnemen als R_t afneemt. We zouden de grensfrequentie ook een hogere waarde kunnen geven door de bedradingscapaciteit te verkleinen door zorgvuldige montage. Noemen we het verschil tussen de frequenties waarbij de verzwakking $\frac{1}{\sqrt{2}}$ is, de frequentieband die versterkt moet worden, dan zal de frequentieband in het hoge frequentiegebied toenemen als R_t kleiner wordt genomen. We kunnen nu zeggen dat het product van versterking V en bandbreedte B bij een versterker bij een versterker praktisch constant is. Dit geldt alleen voor de weerstandsgekoppelde, maar ook voor andere typen versterkers die we later zullen bespreken.

Voorbeeld: Bepaal de versterking die een weerstandsgekoppelde versterker volgens fig. 6,2 lever bij de frequenties:

- 1000 Hz
- 30 Hz
- 15000 Hz

Bepaal tevens de grensfrequentie waarbij de versterking $\frac{1}{\sqrt{2}}$ maal de maximale versterking is.

$$\begin{aligned} S &= 3 \cdot 10^{-3} \text{ A/V} \\ R_i &= 10^6 \Omega & C_t &= C_i + C_u = 60 \text{ pF} \\ R_2 &= 10^5 \Omega & C_2 &= 10^4 \text{ pF} \\ R_3 &= 10^6 \Omega \end{aligned}$$

Oplossing: a. Voor de frequentie 1000 Hz kunnen de condensatoren verwaarloosd worden (zie 6,3).

De versterking voor 1000 Hz is: $V_m = SR_t$.

$$\frac{1}{R_t} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} = \frac{1}{10^6} + \frac{1}{10^5} + \frac{1}{10^6} = \frac{12}{10^6}. \quad R_t = \frac{10^6}{12} = \frac{250000}{3} \Omega.$$

De maximale versterking is: $V_m = SR_t = 3 \cdot 10^3 \times \frac{14 \cdot 10^4}{3} = 250$.

b. De versterking voor de hoge frequenties, dus ook voor 15000 Hz is bepaald door:

$$\begin{aligned} V_h &= SR_t \frac{1}{\sqrt{R_t^2 \omega^2 C_t^2 + 1}} = 250 \times \frac{1}{\sqrt{\frac{625 \cdot 10^8}{9} \times 40 \cdot 225 \cdot 10^6 \cdot 36 \cdot 10^{-22} + 1}} = 250 \times \frac{1}{\sqrt{625 \cdot 40 \cdot 25 \cdot 36 \cdot 10^{-8} + 1}} \\ &= 250 \times \frac{1}{\sqrt{625 \cdot 36 \cdot 10^{-5} + 1}} = 250 \times \frac{1}{\sqrt{225 \cdot 10^{-3} + 1}} = 250 \times \frac{1}{\sqrt{1,225}} = 250 \times \frac{1}{1,1} = 227. \end{aligned}$$

c. De versterking voor de lage frequenties, dus ook voor $f = 30 \text{ Hz}$ is bepaald door:

$$\begin{aligned} V_l &= SR_t \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 C_2^2 (R_v + R_3)^2}}} = 250 \times \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{40 \cdot 9 \cdot 10^2 \cdot 10^{-16} (9 \cdot 10^4 + 10^6)^2}}} \quad \text{waarin } R_v = \frac{R_i R_2}{R_i + R_2} \\ &= \frac{10^6 \cdot 10^5}{10^6 + 10^5} = \frac{10^{11}}{11 \cdot 10^5} = \frac{10^6}{11} = 9 \cdot 10^4 \Omega. \quad V_l = 250 \times \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{4,28}}} = 250 \times \frac{1}{\sqrt{1,233}} = \frac{250}{1,11} = 225. \end{aligned}$$

d. De grensfrequentie in het gebied der hoge frequenties is bepaald door:

$$\omega = \frac{1}{R_t C_t} = \frac{1}{\frac{25 \cdot 10^4}{3} \times 6 \cdot 10^{-11}} = \frac{1}{25 \cdot 2 \cdot 10^{-7}} = \frac{10^6}{5} = 2 \cdot 10^5. \quad \text{De frequentie is dus } \frac{2 \cdot 10^5}{2\pi} = 31 \cdot 10^3 \text{ Hz}.$$

De grensfrequentie in het gebied der lage frequenties is bepaald door:

$$\omega = \frac{1}{(R_v + R_3) C_2} = \frac{1}{(9 \cdot 10^4 + 10^6) 10^{-8}} = \frac{10^8}{109 \cdot 10^4} = \frac{10^4}{109} = 92.$$

In hertz is deze frequentie dus $f = \frac{92}{2\pi} = 15 \text{ Hz}$.

Oplossingen inzenden van de opgaven Ea, nr. 125 t/m 129.

6.7. Vermindering van de versterking der lage frequenties ten gevolge van de invloed van de condensator die parallel staat aan de kathodeweerstand

In het voorgaande hebben we nagegaan welke vermindering optreedt bij de versterking der hoge en lage frequenties ten gevolge van de condensatoren C_i , C_u en C_2 in fig. 6.2. De condensator C_1 parallel aan de kathodeweerstand van de 1^e buis hebben we niet in onze berekening betrokken. Het is echter mogelijk dat deze condensator bij lage frequenties een reactantie bezit die de spanning die over de kathodeweerstand staat, beïnvloedt. Indien de reactantie van C_1 geen praktische kortsluiting oplevert voor de wisselstroom, dan is de impedantie die door R_1 en C_1 in de kathodeleiding wordt

gevormd, gelijk aan:
$$\bar{Z}_k = \frac{R_1 \times \frac{-j}{\omega C_1}}{R_1 - \frac{j}{\omega C_1}} = \frac{R_1}{jR_1\omega C_1 + 1}$$

(zie fig. 6,11). De anodewisselstroom veroorzaakt over deze impedantie \bar{Z}_k een wisselstroom $\bar{U}_k = \bar{I}_{a_w} \cdot \bar{Z}_k$. Daar de spanning \bar{U}_k de toegevoerde spanning U_i tegenwerkt (zie ook 2,14), zal de spanning tussen rooster en kathode gelijk zijn aan: $\bar{U}_g = U_i - \bar{U}_k = U_i - \bar{I}_{a_w} \bar{Z}_k$.

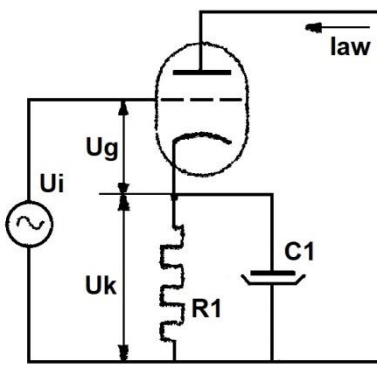


Fig. 6,11. Invloed van de impedantie in de kathodeleiding van een versterker.

De anodewisselspanning is bepaald door de spanning U_g , tussen rooster en kathode, dus: $\bar{I}_{a_w} = S_d \cdot \bar{U}_g$, waarin S_d de dynamische steilheid van de buis is.

$\bar{I}_{a_w} = S_d (U_i - \bar{I}_{a_w} \cdot \bar{Z}_k) = S_d U_i - S_d \bar{I}_{a_w} \bar{Z}_k$.

De laatste term voor het =-teken gebracht geeft:

$$\bar{I}_{a_w} + S_d \bar{I}_{a_w} \bar{Z}_k = S_d U_i \text{ of:}$$

$$\bar{I}_{a_w} (1 + S_d \bar{Z}_k) = S_d U_i \text{ en:}$$

$$\bar{I}_{a_w} = \frac{S_d U_i}{1 + S_d \bar{Z}_k}.$$

We zien dat naarmate de frequentie lager wordt en dus \bar{Z}_k groter wordt, de anodewisselstroom afneemt en de versterking in dezelfde mate afneemt. We moeten wel bedenken dat we de dynamische steilheid van de buis S_d onafhankelijk van de impedantie \bar{Z}_k kunnen opvatten, daar de waarde van \bar{Z}_k klein is ten opzichte van de anode-impedantie en de inwendige weerstand van de buis.

Om de absolute waarde van I_{a_w} te bepalen, moeten we eerst de complexe uitdrukking voor Z_k invullen.

$$\bar{I}_{a_w} = \frac{S_d U_i}{1 + S_d \frac{R_1}{jR_1\omega C_1 + 1}} = S_d U_i \frac{jR_1\omega C_1 + 1}{jR_1\omega C_1 + 1 + S_d R_1}.$$

De absolute waarde is dus:

$$I_{a_w} = S_d U_i \frac{\sqrt{R_1^2 \omega^2 C_1^2 + 1}}{\sqrt{R_1^2 \omega^2 C_1^2 + (1 + S_d R_1)^2}}.$$

We zien in deze uitdrukking ook dat de stroom bij afnemende waarde van ω kleiner wordt.

Voor hoge frequenties, dus grote waarden van ω , zal praktisch geen verzwakking optreden, daar de condensator C_1 dan nagenoeg een kortsluiting voor de wisselstroom oplevert.

6.8. De smoorspoelgekoppelde versterker

In plaats van een weerstand R_a kan men ook een spoel met een grote zelfinductie L_a in de anodeketen van een triode opnemen. Een dergelijke spoel met grote zelfinductie, dus een grote weerstand voor wisselstroom en kleine weerstand voor gelijkstroom, wordt smoorspoel genoemd.

In fig. 6,12 is een versterkerschakeling met smoorspoel weergegeven waarbij dan is verondersteld dat

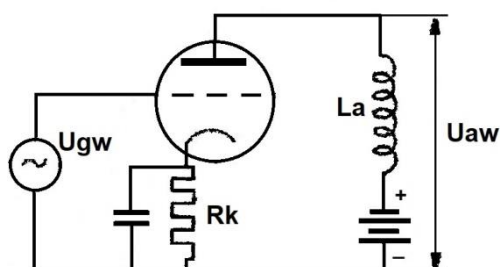


Fig. 6,12. Triode met smoorspoel in de anodeketen.

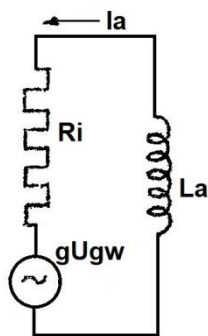


Fig. 6,13. Vervanging van het schema volgens fig. 6,12.

de ohmse weerstand van de spoel verwaarloosbaar is ten opzichte van de inwendige weerstand van de buis. De anodegelijkspanning is nu gelijk of vrijwel gelijk aan de anodevoedingsspanning U_b , daar ook nog een deel van de voedingsspanning over de kathodeweerstand valt. Dit betekent dus een voordeel dat deze schakeling heeft ten opzichte van de versterker met een weerstand in de anodeleiding. De voedingsspanningsbron behoeft geen grotere spanning te leveren als voor de anodespanning nodig is.

Vatten we de buis op als een constante spanningsbron, dan verkrijgen we het schema volgens fig. 6,13. We zien dat de anodewisselstroom nu een faseverschuiving bezit ten opzichte van de roosterwisselspanning, daar in de keten een serieschakeling van de weerstand R_i en de reactantie van de spoel ωL voorkomt. De anodewisselstroom is nu bepaald door

$$\bar{I}_{g_w} \frac{g\bar{U}_{g_w}}{R_i + j\omega L_a}$$

De faseverschuiving tussen \bar{I}_{a_w} en \bar{U}_{g_w} is dus bepaald door:

$$\tan \varphi = -\frac{\omega L_a}{R_i},$$

waaruit blijkt dat de anodewisselstroom een hoek φ na-ijlt op de roosterwisselspanning.

Is de roosterwisselspanning gegeven door:

$$U_{g_w} = \hat{U}_{g_w} \sin \omega t, \text{ dan is de anodewisselstroom voor te stellen door:}$$

$$I_{a_w} = g\hat{U}_{g_w} \frac{\sqrt{R_i^2 + \omega^2 L_a^2}}{R_i^2 + \omega^2 L_a^2} \sin(\omega t - \varphi) \text{ of nog iets vereenvoudigd door:}$$

$$I_{a_w} = \frac{g\hat{U}_{g_w}}{\sqrt{R_i^2 + \omega^2 L_a^2}} \sin(\omega t - \varphi).$$

De spanning U_{a_w} is voor wat betreft de amplitudewaarde bepaald door $\bar{U}_{a_w} = -\bar{I}_{a_w} j\omega L_a$, waarbij we weer rekening houden met de 180° faseverschuiving tussen de spanning over de belasting en de spanning tussen anode en kathode door een minteken op te nemen. De spanning $I_{a_w} j\omega L_a$ is dus 90° voor op de stroom I_{a_w} , want deze wordt vermenigvuldigd met de reactantie $j\omega L_a$. Voor de momentele waarde van U_{a_w} kunnen we dus schrijven:

$$U_{a_w} = -g\hat{U}_{g_w} \frac{\omega L_a}{\sqrt{R_i^2 + \omega^2 L_a^2}} \sin\left(\omega t - \varphi + \frac{\pi}{2}\right) \text{ of:}$$

$$U_{a_w} = -g\hat{U}_{g_w} \frac{\omega L_a}{\sqrt{R_i^2 + \omega^2 L_a^2}} \sin(\omega t - \varphi).$$

Zouden we het minteken ook in het argument verdisconteren, dan kunnen we dat doen door hier $\pm \pi$ aan toe te voegen. Benutten wij alleen het plusteken (in het resultaat maakt het geen verschil of we $+\pi$ of $-\pi$ gebruiken), dan krijgen we:

$$U_{a_w} = -g\hat{U}_{g_w} \frac{\omega L_a}{\sqrt{R_i^2 + \omega^2 L_a^2}} \cos(\omega t - \varphi + \pi).$$

6.8. De smoorspoelgekoppelde versterker (vervolg)

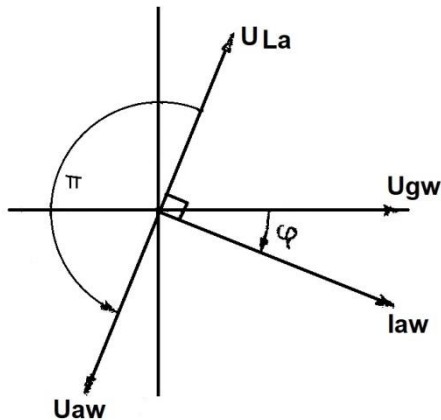


Fig. 6,14. Vectordiagram betreffende een versterker met smoorspoel in de anodeketen.

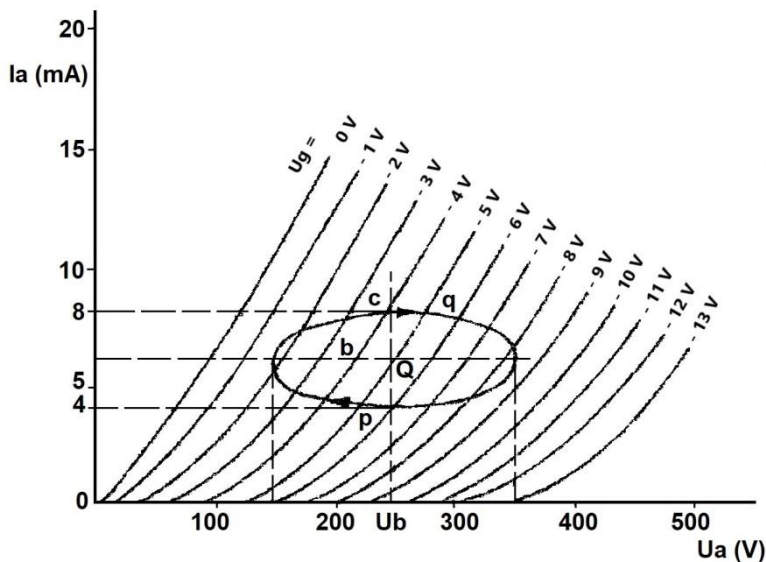


Fig. 6,15. $I_a - U_a$ - karakteristieken met belastingslijn voor smoorspoelbelasting.

spanning. De ellips wordt dus rechthoekig doorlopen, zoals de pijlen in de figuur dit weergeven. De amplitude van de roosterwisselspanning is uit de figuur af te lezen en blijkt ongeveer $3\frac{1}{2}$ volt te zijn. (Van $U_g = -5\text{ V}$ tot $U_g = -1,5\text{ V}$ of van $U_g = -5\text{ V}$ tot $U_g = -8,5\text{ V}$.) De amplitude van de anodewisselstroom is 2 mA en van de anodewisselspanning 100 V. Wordt de positieve helft van de sinusvormige roosterwisselspanning doorlopen, dan wordt de belastingslijn van p naar q doorlopen: bij

In fig. 6,14 is betreffende de spanningen en stroom het vectordiagram weergegeven. We tekenen eerst de vector U_{gw} . Daaruit volgt de vector I_{aw} , (die een hoek φ na-ijlt). De ontwikkelde spanning over I_a geven we weer door de vector U_{La} die $\frac{\pi}{2}$ voorrijlt op I_{aw} . Tenslotte tekenen we de vector U_{aw} , die π voorrijlt op U_{La} . We zien dat U_{aw} een hoek α na-ijlt op U_{gw} en $\frac{\pi}{2}$ of 90° na-ijlt op I_{aw} .

Bij een weerstand in de anodeketen van een buis trad bij de kleinste waarde van de anodestroom de grootste waarde van de anodespanning op, omdat anodewisselspanning en anodewisselstroom 180° in fase verschoven waren. De belastingslijn kan dan voorgesteld worden door een rechte lijn.

Een spoel in de anodeketen heeft ten gevolge dat een faseverschuiving van 90° wordt ontwikkeld tussen anodewisselspanning en -stroom, waarbij de stroom 90° voorrijlt. De belastingslijn zal in dit geval geen rechte lijn zijn, maar we kunnen aantonen dat het nu een ellips of een cirkel kan zijn.

In fig. 6,15 is een dergelijke belastingslijn getekend. Het instelpunt is bepaald door een batterijspanning, tevens anodegelijkspanning $U_b = 250\text{ V}$ en een negatieve rooster spanning $U_{g_0} = 5\text{ V}$. De ruststroom is 6 mA. Daar de anodewisselspanning 90° voorrijlt op de anodewisselspanning, doorloopt de stroom dus 90° eerder zijn maximum als de

de negatieve helft van de roosterwisselspanning wordt het gedeelte van q naar p doorlopen (alles volgens de pijlrichting).

De spanningsversterking bij de versterker met smoorspoel in de anodeleiding is uit het voorgaande af te leiden. De amplitude van de anodewisselspanning is:

$$\hat{U}_{aw} = g \hat{U}_{gw} \frac{\omega L_a}{\sqrt{R_i^2 + \omega^2 L_a^2}} . \text{ De spanningsversterking is dan: } \frac{\hat{U}_{aw}}{\hat{U}_{gw}} = V = g \frac{\omega L_a}{\sqrt{R_i^2 + \omega^2 L_a^2}} .$$

Deeln we teller en noemer van de breuk door ωL_a , dan geeft dit: $V = g \frac{1}{\sqrt{\frac{R_i^2}{\omega^2 L_a^2} + 1}}$.

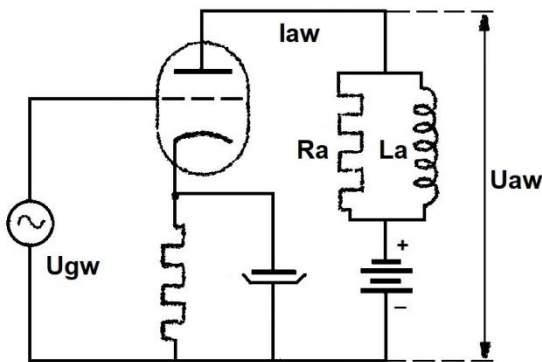


Fig. 6,16. Triode met parallelschakeling van weerstand en smoorspoel in de anodeketen.

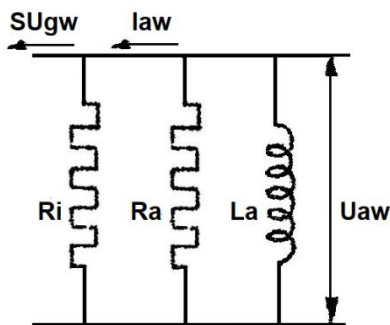


Fig. 6,17. Vervangingschema van fig.6,16.

Het schema van deze versterker is in fig. 6,16 weergegeven, terwijl de vervanging hiervan, als we de buis als een constante stroombron opvatten, in fig. 6,17 is getekend.

Bij lage frequenties is de waarde van de breuk $\frac{R_i}{\omega L_a}$ groot, dus de versterking veel kleiner dan g . Naarmate de frequentie van de roosterwisselspanning hoger wordt, wordt de breuk $\frac{R_i}{\omega L_a}$ kleiner en stijgt de versterking. Bij zeer hoge frequentie is de breuk $\frac{R_i}{\omega L_a}$ verwaarloosbaar ten opzichte van 1 en nadert de versterking tot g .

zolang dus $\omega L_a \gg R_i$, nadert de versterking tot g en zal de versterking voor de frequenties waarbij dit optreedt niet veel variëren. Dit is gemakkelijker te bereiken naarmate R_i van de buis kleiner is, dus zal de versterking bij een triode minder variëren bij verschillende frequenties als bij een pentode, waarbij R_i nogal groot is. Het bezwaar blijft echter dat in het gebied der lage frequenties de versterking niet constant is.

De frequentie-afhankelijkheid van de schakeling kunnen we minder maken door parallel aan L_a een weerstand op te nemen. Door deze weerstand verandert de impedantie in de anodeketen minder als functie van de frequentie.



6.8. De smoorspoelgekoppelde versterker (vervolg)

De spanning U_{a_w} is te berekenen uit het product van SU_{g_w} en de totale impedantie Z_t volgens fig. 6.17 $\hat{U}_{a_w} = S\hat{U}_{g_w}Z_t$.

Vervangen we eerst de weerstanden R_i en R_a door een vervangingsweerstand R_v , dus $R_v = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}$, dan is $Z_t = \frac{j\omega L_a R_v}{j\omega L_a + R_v}$. De anodewisselspanning $\bar{U}_{a_w} = -S\hat{U}_{g_w} \frac{j\omega L_a R_v}{j\omega L_a + R_v}$ heeft een absolute waarde $\hat{U}_{a_w} = -S\hat{U}_{g_w} \frac{\omega L_a R_v}{\sqrt{\omega^2 L_a^2 + R_v^2}}$. Interresseren we ons voor de faseverschuiving, dan

vermenigvuldigen we de complexe uitdrukking van de noemer. Dit geeft:

$$\bar{U}_{a_w} = -S\hat{U}_{g_w} \frac{j\omega L_a R_v (R_v - j\omega L_a)}{R_v^2 + \omega^2 L_a^2} = -S\hat{U}_{g_w} \frac{j\omega L_a R_v (jR_v + \omega L_a)}{R_v^2 + \omega^2 L_a^2}.$$

De faseverschuiving tussen \hat{U}_{a_w} en \hat{U}_{g_w} is bepaald door $\tan \varphi = \frac{R_v}{\omega L_a}$ afgezien van de 180° die door het minteken wordt aangegeven. Is de momentele waarde van de roosterwisselspanning $U_{g_w} = \hat{U}_{g_w} \sin \omega t$ dan is de momentele waarde van de anodewisselspanning $U_{a_w} = -SU_{g_w} \frac{\omega L_a R_v}{\sqrt{\omega^2 L_a^2 + R_v^2}} \sin(\omega t + \varphi)$ of

$U_{a_w} = SU_{g_w} \frac{\omega L_a R_v}{\sqrt{\omega^2 L_a^2 + R_v^2}} \sin(\omega t + \varphi + \pi)$. De anodewisselspanning kunnen we nu bepalen door de

verkregen uitdrukking van U_{a_w} te delen door de impedantie Z_a van R_a en L_a : $\bar{Z}_a = \frac{j\omega L_a}{R_a + j\omega L_a}$.

$\bar{I}_{a_w} = \frac{\bar{U}_{a_w}}{\bar{Z}_a} = S\hat{U}_{g_w} \frac{\frac{j\omega L_a R_v}{j\omega L_a + R_v}}{\frac{j\omega L_a R_a}{j\omega L_a + R_a}} = SU_{g_w} \frac{R_v (R_a + j\omega L_a)}{R_a (R_v + j\omega L_a)}$. Daar we nu de spanning over de uitwendige belasting in de anodeketen gebruiken om de stroom daardoor te bepalen, laten we in de uitdrukking voor \bar{U}_{a_w} het minteken achterwege. Bedenk, dat de spanningsval over Z_a in tegenfase is met de anodewisselspanning. De absolute waarde van de anodewisselstroom is nu: $\hat{I}_{a_w} = S\hat{U}_{g_w} \frac{R_v \sqrt{R_a^2 + \omega^2 L_a^2}}{R_a \sqrt{R_v^2 + \omega^2 L_a^2}}$.

Om de momentele waarde van I_{a_w} te bepalen, zullen we eerst het argument van de complexe uitdrukking vastleggen. In de complexe uitdrukking voor \bar{I}_{a_w} vermenigvuldigen we teller en noemer met de toegevoegde complexe tweeterm van de noemer, dus:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{a_w} &= S\hat{U}_{g_w} \frac{R_v}{R_a} \frac{(R_a + j\omega L_a)(R_v - j\omega L_a)}{R_v^2 + \omega^2 L_a^2} = S\hat{U}_{g_w} \frac{R_v}{R_a} \frac{R_a R_v - j\omega L_a R_a + j\omega L_a R_v + \omega^2 L_a^2}{R_v^2 + \omega^2 L_a^2} = \\ &= S\hat{U}_{g_w} \frac{R_v}{R_a} \frac{(R_a R_v + \omega^2 L_a^2) + j(\omega L_a R_v - \omega L_a R_a)}{R_v^2 + \omega^2 L_a^2}. \end{aligned}$$

$\tan \alpha = \frac{\omega L_a R_v - \omega L_a R_a}{R_a R_v + \omega^2 L_a^2} = \frac{\omega L_a (R_v - R_a)}{R_a R_v + \omega^2 L_a^2}$. Zou deze uitdrukking voor $\tan \alpha$ een positieve waarde opleveren, dan zou de stroom een hoek α voorrijlen op \hat{U}_{g_w} . In de teller is R_v echter kleiner dan R_a .

De waarde van $\tan \alpha$ is dus negatief. In ons geval zal de stroom \hat{I}_{a_w} een hoek α na-rijlen op de roosterwisselspanning \hat{U}_{g_w} . De uitdrukking voor de momentele waarde van de anodewisselstroom wordt:

$$I_{a_w} = S\hat{U}_{g_w} \frac{R_v}{R_a} \frac{\sqrt{R_a^2 + \omega^2 L_a^2}}{\sqrt{R_v^2 + \omega^2 L_a^2}} \sin(\omega t - \alpha).$$

Als we de uitdrukking voor U_{a_w} en I_{a_w} vergelijken, zien we dat de faseverschuiving tussen U_{a_w} en I_{a_w} bepaald is door het verschil van de hoeken $\varphi + \pi$ en α . De belastingslijn die in dit laatste geval door Z_a wordt veroorzaakt, is wederom een ellips, echter ligt de horizontale as nu niet horizontaal (zie fig. 6.18). De stroom is in punt A maximaal, terwijl in punt B de anodespanning maximaal is. De faseverschuiving tussen U_{a_w} en I_{a_w} wordt nu bepaald door de hoek die de sinusvormige wisselstroom door-

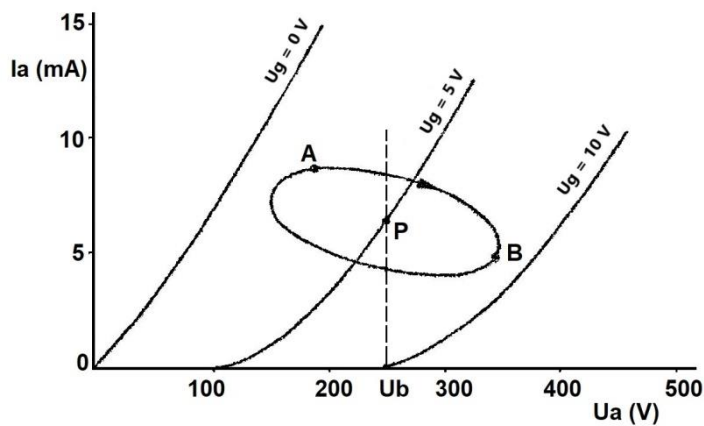


Fig. 6,18. Belastingslijn van smoorspoel met parallelweerstand.

gezamenlijk een capaciteit die groter is naarmate de spoel meer windingen heeft. Deze capaciteit kan worden opgevat alsof hij parallel staat aan de zelfinductie. De reactantie van de condensator kan bij zeer hoge frequenties een kleine waarde hebben, zodat ten gevolge hiervan de anode-impedantie beduidend kleiner kan worden.

6.9. De transformatorgekoppelde versterker

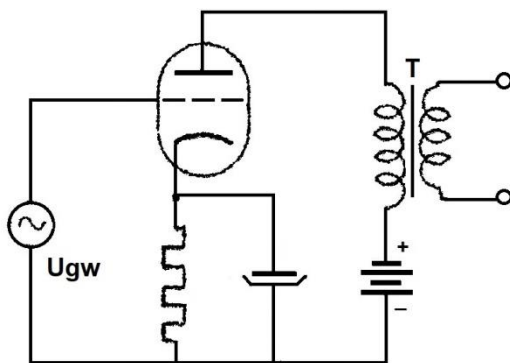


Fig. 6,19. Versterker met transformator gekoppeld.

loopt bij het doorlopen van de ellips van *A* naar *B*. De ellips volgens fig. 6,18 wordt doorlopen bij een bepaalde frequentie van de roosterwisselspanning. Bij andere frequenties zal de ellips een andere gedaante hebben. Voor hoge frequenties van de roosterwisselspanning is de reactantie van de spoel veel groter dan de weerstand R_a . De anode-impedantie is dan praktisch gelijk aan R_a en de belastingslijn een rechte lijn. Voor zeer hoge frequenties doet zich nog een andere grootte in de anodekring gelden, die zich vooral doet gevoelen als tevens de spoel een grote zelfinductie heeft.

De windingen van de spoel vormen

Een derde schakeling waarmee laagfrequentie wisselspanningen kunnen worden versterkt, is de versterker met een transformator in de anodeketen. De schakeling is in fig. 6,19 weergegeven. De primaire winding van de transformator is in de anodeketen opgenomen. Aan de klemmen van de primaire winding wordt op de bekende wijze de versterkte roosterwisselspanning ontwikkeld. Door de secundaire winding meer windingen te geven als de primaire verkrijgen we nog een extra spanningsversterking, die bepaald wordt door de wikkerverhouding van de transformator. De totale versterking kan op deze wijze dus groter zijn dan indien alleen een smoorspoel is geschakeld.

De versterking vergroten door het aantal windingen kan niet onbepert worden doorgevoerd. Bij een groot aantal secundaire windingen wordt de capaciteit van de secundaire te groot, hetgeen weer een afname van de versterking veroorzaakt. De primaire winding vormt ook een capaciteit, echter deze capaciteit is veel kleiner dan die van de secundaire winding daar de primaire uit minder windingen bestaat.

We kunnen de buis en transformator vervangen denken door de schakeling volgens fig. 6,20 (zie Wt, pag. 57). Met behulp van dit vervangingschema kunnen we ons een goed idee vormen van het gedrag van deze schakeling. Hierin is C_1 de capaciteit die zich parallel aan de primaire winding vormt, terwijl L_{s1} de spreidingszelfinductie van de primaire is. L stelt de spoel voor die het transformerend veld levert. De zelfinductie L levert met de spreidingszelfinductie L_{s1} de totale zelfinductie

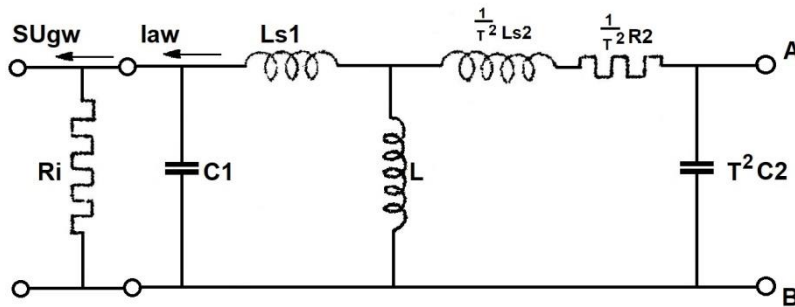


Fig. 6,20 Vervangingschema van de schakeling volgens fig. 6,19.

van de primaire wikkeling op. $\frac{1}{T^2} L_{s2}$ is de naar de primaire omgetransformeerde secundaire spreidingszelfinductie, terwijl $\frac{1}{T^2} R_2$ de naar de primaire omgetransformeerde weerstand is die de secundaire wikkeling bevat. $T^2 C_2$ is de

omgetransformeerde capaciteit die zich parallel doet gevoelen aan de secundaire wikkeling. In onze verdere beschouwing zullen we uitgaan van de gedachte dat het aantal windingen van de primaire wikkeling veel kleiner is dan dat van de secundaire, terwijl L_{s1} en C_1 zo klein zijn dat we deze kunnen verwaarlozen.

Aan de klemmen A en B wordt nu een spanning ontwikkeld die $\frac{1}{T}$ maal zo groot is als de spanning die werkelijk aan de secundaire klemmen ter beschikking komt. De stroom SU_{gw} verdeelt zich over de inwendige weerstand van de buis en de impedantie van de transformator. door de transformator vloeit de anodestroom I_{aw} .

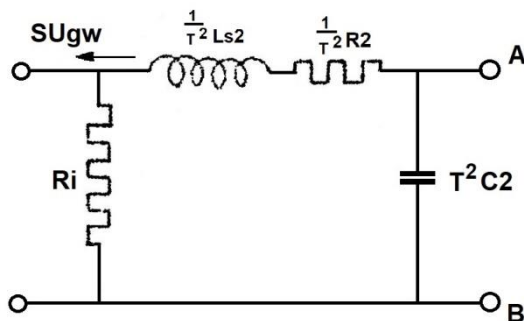


Fig. 6,21. Vervangingschema van fig. 6,20 voor hoge frequenties.

Voor hoge frequenties is ωL zo groot dat we deze ten opzichte van de impedanties waar deze parallel aan staat, kunnen verwaarlozen, zodat we fig. 6,20 kunnen vereenvoudigen tot fig. 6,21. We zien dat de keten waar I_{aw} door vloeit uit een serieschakeling voor een spoel, weerstand en condensator bestaat. Bij een bepaalde frequentie is het dus mogelijk dat deze serieschakeling resonantie vertoont ($\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{T^2} L_{s2} T^2 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{L_{s2} C_2}}$ en de spanning over $T^2 C_2$ een maximum zal vertonen. Dit maximum zal groter zijn naarmate $\frac{1}{T^2} R_2$ kleiner is, want dan zal de Q -factor van deze serieschakeling:

$\left(Q = \frac{\omega_0 \frac{1}{T^2} L_{s2}}{\frac{1}{T^2} R_2} = \frac{\omega_0 L_{s2}}{R_2} \right)$ groter zijn. Bij frequenties hoger dan deze resonantiefrequentie neemt de spanning over $T^2 C_2$ snel af (zie fig. 6,23, kromme a). Voor frequenties lager dan de resonantiefrequentie daalt de versterking eveneens en blijft voor het middenfrequentiegebied nagenoeg constant, om bij lage frequenties vrij snel af te nemen. Bij lage frequenties is de reactantie van $\frac{1}{T^2} L_{s2}$ zo klein dat deze kan worden verwaarloosd, terwijl $T^2 C_2$ nu een zo grote reactantie heeft dat deze eveneens kan worden verwaarloosd (parallelschakeling). De reactantie van L is nu zo klein dat deze een belangrijke rol gaat spelen in de grootte van de gevormde impedantie. Het vervangingschema van de transformator met buis kan nu, zoals in fig. 6,22 is getekend, worden weergegeven. Naarmate de frequentie lager wordt en dus ωL kleiner is, zal de spanning tussen de klemmen AB kleiner worden. De extra grote versterking die bij de resonantiefrequentie optreedt, is gewoonlijk een bezwaar.

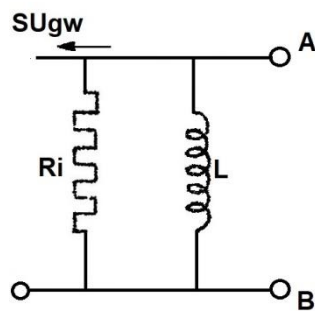


Fig. 6,22. Vervangingschema van fig. 6,20 voor lage frequenties.

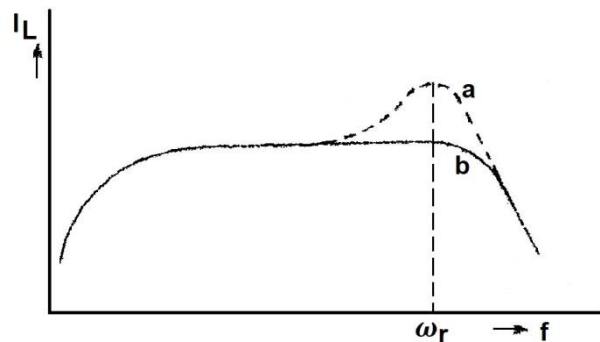


Fig. 6,23. Amplitudekarakteristiek van een transformatorversterker. a: met kleine- b: met grote weerstand der secundaire wikkeling.

We wensen een zo gelijkmatig mogelijke versterking in een zo groot mogelijk frequentiegebied. De versterking bij de resonantiefrequentie kan worden verminderd door de weerstand R_2 een grotere waarde te geven. (De Q -factor van de serieschakeling wordt dan kleiner.) Het vergroten van R_2 kan uitgevoerd worden door de secundaire niet te wikkelen uit koperdraad, maar hiervoor draad te gebruiken met een grotere soortelijke weerstand. De versterking voor lage frequenties wordt hierdoor niet noemenswaard beïnvloed, daar de reactantie van C_2 dan zeer groot is. Door vergroting van R_2 verkrijgen we de kromme b in fig. 6,23.

Om de versterking bij lage frequenties zo groot mogelijk te doen zijn, moet de zelfinductie van de primaire wikkeling groot gekozen worden. Bij lage frequenties zal de reactantie van L minder invloed hebben naarmate de inwendige weerstand van de buis kleiner is. Om deze reden is het aan te bevelen een triode en geen pentode te gebruiken.

De primaire zelfinductie kan niet willekeurig groot genomen worden, daar bij eenzelfde transformatieverhouding dan ook de secundaire windingen groot genomen moet worden en dit geeft weer een te grote waarde van C_2 . Om deze C_2 niet te groot te maken, kan de transformatieverhouding niet te groot genomen worden en gaat men in de praktijk niet verder dan een transformatieverhouding van 3 à 4. Bij kleine waarden van C_2 komt de resonantiefrequentie hoger te liggen en wordt het frequentiegebied aan de hoge kant uitgebreid.

Tegenwoordig wordt voor een laagfrequent-versterker slechts zelden een smoorspoel of een transformator gebruikt. De weerstandsgekoppelde versterker is de meest gebruikelijke schakeling. De redenen hiervoor zijn de volgende: een weerstand is veel goedkoper dan een smoorspoel of transformator; de weerstandsgekoppelde versterker kan veel gemakkelijker in een groot frequentiegebied constant worden gemaakt. Bij een smoorspoel of transformator in de anodeketen is het om een goede versterking bij lage frequenties te verkrijgen noodzakelijk een buis te gebruiken met lage inwendige weerstand, dus een triode. Bij een weerstand in de anodeketen kan een buis met grote inwendige weerstand, een pentode, worden gebruikt. Hiermee kan dus een grotere versterking worden verkregen.

Hoofdstuk 7Laagfrequent-vermogensversterker7.1. De eindversterker

In het algemeen dient een versterker om een zeker vermogen aan het verbruiksapparaat te leveren. Bij een laagfrequent-versterker, bv. een grammofoonversterker moet een zeker vermogen aan de luidspreker worden geleverd om de luidspreker de benodigde akoestische energie te doen leveren. In de telefoontechniek moet bij een laagfrequent-versterker een zeker vermogen aan de telefoon geleverd worden. Bij een omroepzender moet de kleine spanning die in de microfoon wordt opgewekt, worden versterkt, doch tenslotte moet een zeker laagfrequent vermogen aan de zender worden geleverd om de vereiste modulatie tot stand te brengen.

Bij een weerstandsgekoppelde versterker levert de buis wel enig wisselstroomvermogen aan de weerstand die in de anodeketen is opgenomen. Het doel is daarbij echter een zo groot mogelijke wisselspanning over de weerstand te ontwikkelen; het vermogen wordt daarbij buiten beschouwing gelaten. Bij een smoorspoelgekoppelde en transformatorgekoppelde versterker levert de buis in het geheel geen wisselstroomvermogen als we de weerstand van de spoelen verwaarlozen.

Bij een spanningsversterker kan een kleine buis een grote versterking geven, mits de te versterken spanning klein is. Bij een vermogensversterker kan alleen dan een groot vermogen door de buis worden geleverd, als de anodestroom groot is. Daarvoor is dus een grote buis nodig, die nogal kostbaar is. Bovendien is bij een dergelijke buis het gelijkstroomvermogen, dat uit de anodevoedingsbron wordt opgenomen, groot. Bij versterkers voor een groot vermogen spelen de kosten voor het vereiste toegevoerd vermogen ook een belangrijke rol. Uit economische overwegingen trachten we dus met een gegeven buis en gegeven toegevoerd gelijkstroomvermogen een zo groot mogelijk wisselstroomvermogen te verkrijgen. Hoe groot daarbij de verkregen wisselspanning is, is van ondergeschikt belang; met behulp van een geschikte transformator kunnen we de spanning gemakkelijk op de gewenste waarde brengen. Om een vermogensversterker zo gunstig mogelijk te laten werken, is het nodig dat de impedantie die in de anodeketen wordt opgenomen een bepaalde waarde heeft. Bezit het verbruiksapparaat bijvoorbeeld een luidspreker, een hiervan afwijkende impedantie, zoals gewoonlijk het geval is, dan kan met een transformator de gewenste aanpassing worden verkregen.

1.2. Versterker met uitgangstransformator, belast met een weerstand

Bij een laagfrequent spanningsversterker wordt alleen in bijzondere gevallen een transformator in de anodeketen van de buis opgenomen. Bij laagfrequent-vermogensversterkers is een transformator in de anodeketen echter regel. In de meeste gevallen wijkt de impedantie van het verbruiksapparaat, bijvoorbeeld een luidspreker, af van de gunstige waarde van de impedantie in de anodeketen van de buis. Om de buis een zo groot mogelijk vermogen aan het verbruiksapparaat te doen afgeven, moet de weerstand in de anodeketen een bepaalde waarde hebben. Bovendien is de weerstand van de primaire wikkeling van de transformator gewoonlijk zo klein dat de anodegelijkstroom die door deze wikkeling vloeit daarin geen gelijkspanningsverlies geeft, zodat de anodegelijkspanning vrijwel gelijk is aan de spanning van de voedingsbron. Voorlopig veronderstellen we dat de weerstand van het verbruiksapparaat (luidspreker) zuiver ohms is en onafhankelijk van de frequentie. In fig. 7,1 is een triode aangegeven met in de anodeketen de primaire wikkeling van een transformator. De secundaire wikkeling van de transformator is aangesloten op de weerstand R_b , die de weerstand bijvoorbeeld van de luidspreker voorstelt. De transformatieverhouding van de transformator is T , waaronder we verstaan de verhouding van het aantal secundaire windingen en het aantal primaire windingen, dus:

$$T = \frac{n_2}{n_1}.$$

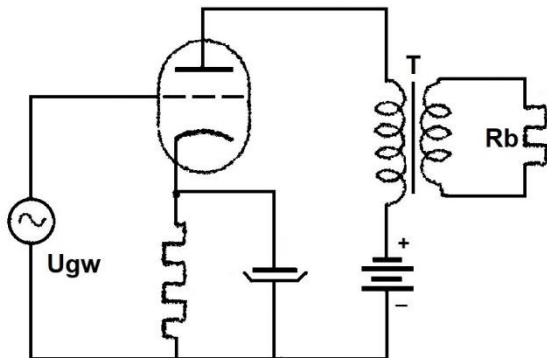


Fig. 7,1. Schema van eindbuis met uitgangstransformator en belastingsweerstand.

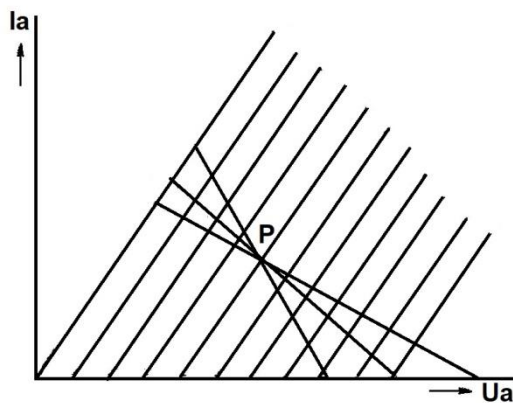


Fig. 7,2. Enkele belastingslijnen voor verschillende waarden van R_b in fig. 7,1.

ning en de roostergelijkspanning. Bij verandering van R_a verandert de anodeglijkspanning niet. De verandering van R_a zal slechts ten gevolge hebben dat de belastingslijn zal draaien om het instelpunt P dat hetzelfde blijft. Dit is hier dus anders dan bij de versterker die belast is met een ohmse weerstand. Wordt hierbij de anodeweerstand gewijzigd, dan verandert de anodeglijkspanning en wijzigt het instelpunt ook. Zoals we reeds hebben opgemerkt, moet de anodeweerstand R_a aan een bepaalde waarde voldoen om de schakeling een zo groot mogelijk vermogen te doen afgeven. We moeten hierbij twee gevallen onderscheiden. Het kan voorkomen dat de roosterwisselspanning die ter beschikking staat naar wens kan worden ingesteld door de versterking van de voorgaande spanningsversterker te regelen. Voor elk van deze gevallen zullen we onderzoeken welke waarde R_a moet hebben om maximaal vermogen daarin te ontwikkelen.

De versterker volgens fig. 7,1 kunnen we vervangen door de schakeling volgens fig. 7,3, waarbij de spanningsbron gU_{gw} werkzaam is op de serieschakeling van R_i en $\frac{1}{T^2}R_b$. De wisselspanning gU_{gw} kunnen we ook vervangen denken door een gelijkspanning die gelijk is aan de effectieve waarde van de gegeven wisselspanning, dus $gU_{gw}eff$.

We veronderstellen dat de transformator ideaal is, d.w.z., zonder spreiding, zonder weerstand der wikkelingen en de ijzeren kern, zonder hysteresis, zonder verzadiging en zonder ijzerverliezen.

De transformator met een secundaire belastingsweerstand R_b kunnen we in de primaire keten vervangen denken door een weerstand $R_a = \frac{1}{T^2}R_b$ (zie Wt, pag. 55).

In de anodeketen van de buis kunnen we dus een weerstand $R_a = \frac{1}{T^2}R_b$ werkzaam denken die alleen deze weerstandswaarde heeft voor de anodewisselstroom, terwijl de gelijkstroomweerstand nul is.

Is omgekeerd bekend hoe groot de weerstand R_a moet zijn en is de weerstand R_b eveneens gegeven, dan moet hiervoor een transformator worden gebruikt met een verhouding:

$$T = \sqrt{\frac{R_b}{R_a}}$$

De transformator dient hier in de eerste plaats om de weerstand R_b om te transformeren in een gelijkwaardige weerstand R_a in de primaire keten van de transformator. Men zegt: de transformator dient om de belastingsweerstand R_b aan te passen op de buis.

Daar de weerstand R_a die zich primair doet gevoelen niet voor gelijkstroom geldt, is het instelpunt van de gebruikte buis onafhankelijk van de belasting. Het punt P in fig. 7,2 wordt bepaald door de anodevoedingsspan-

7.3. Berekening van R_a voor maximaal vermogen bij gegeven ingangssignaal

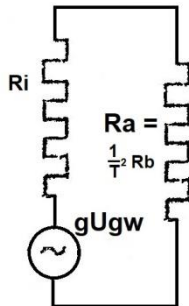


Fig. 7.3. Vervangingsschema van fig. 7.1.

We kunnen deze schakeling dan op dezelfde wijze beschouwen als reeds werd gedaan op pag. 20 van de Theoretische Elektriciteitsleer. Het vermogen dat R_a krijgt, zal maximaal zijn als $R_a = R_i$ of $\frac{1}{T^2} R_b = R_i$. De benodigde transformatieverhouding is dan $T = \sqrt{\frac{R_b}{R_i}}$. Hierbij wordt van een bepaalde inwendige weerstand gesproken, dus is verondersteld dat de karakteristieken van de buis recht zijn.

De anodewisselstroom die de buis voert, is nu $\hat{I}_{aw} = \frac{g\hat{U}_{gw}}{R_i + R_a}$.

Het vermogen dat in R_a wordt ontwikkeld, dus het afgegeven vermogen is dan $P_0 = \frac{1}{2} \hat{I}_{aw}^2 R_a = \frac{1}{2} g^2 \hat{U}_{gw}^2 \frac{R_a}{(R_i + R_a)}$.

Stellen we $R_a = R_i$ dan wordt dit: $P_0 = \frac{1}{2} g^2 \hat{U}_{gw}^2 \frac{R_i}{4R_i^2} = \frac{g^2 \hat{U}_{gw}^2}{8R_i}$. Door g te vervangen door SR_i ver-

krijgen we: $P_0 = \frac{1}{8} \frac{gSR_i \hat{U}_{gw}^2}{R_i} = \frac{1}{8} g\hat{U}_{gw}^2$. We zien dat het afgegeven vermogen, ook terwijl de buis zo gunstig mogelijk is aangepast ($R_a = R_i$) evenredig is met het kwadraat van de roosterwisselspanning. Naarmate de roosterwisselspanning dus groter is, zal het afgegeven vermogen ook groter zijn.

De maximale waarde die de roosterwisselspanning mag hebben, is afhankelijk van de roosterruimte van de buis. Enerzijds mag de roosterwisselspanning het rooster niet positief maken, daar dan roosterstroom op gaat treden, hetgeen we moeten voorkomen en anderzijds mag de wisselspanning niet voorbij het afknijppunt komen, daar dan de anodewisselstroom niet meer dezelfde gedaante heeft als de roosterwisselspanning. Indien de roosterwisselspanning juist binnen deze grenzen past, dan spreekt men van volle uitsturing van de buis (zie fig. 7,4). Indien de roosterwisselspanning een bepaalde waarde heeft en de anodeweerstand $R_a = R_i$, dan is het mogelijk dat bij een bepaalde buis deze toevallig volledig voluitgestuurd is.

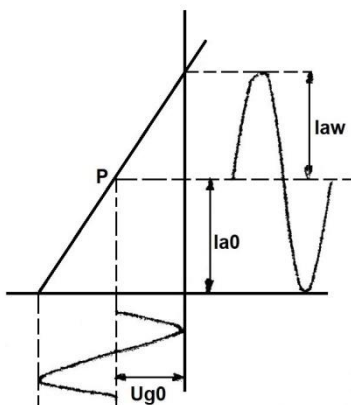


Fig. 7,4. Voluitgestuurde roosterruimte.

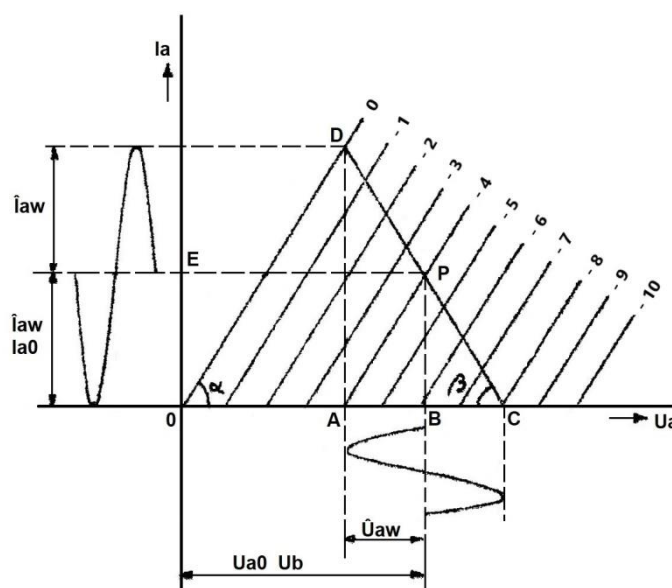


Fig. 7,5. Bepaling rendement bij triode-eindbuis als $R_a = R_i$.

Met deze volle uitsturing zou de buis onder de allergunstigste omstandigheden als vermogensversterker werken. Men lette er wel op dat dit toevalligerwijze bereikt is. We zullen onder deze allergunstigste omstandigheden het rendement van de schakeling bepalen.

In fig. 7,5 is een bundel rechte $I_a - U_a$ - karakteristieken van een triode gegeven. Het instelpunt P is bepaald door de anodevoedingsspanning en de roostergelijkspanning. Door het instelpunt wordt de belastingslijn getekend behorende bij een anodeweerstand $R_a = R_i$. De hoek α moet dus gelijk zijn aan de hoek β . De anodewisselspanning en anodewisselstroom die bij volle uitsturing optreden, zijn in de figuur aangegeven.

Het vermogen dat de anodevoedingsbron aan de buis wordt toegevoerd, is bepaald door de anodeglijkspanning en anodeglijksstroom, dus $P_i = I_{a_0} U_{a_0}$.

Het vermogen dat aan de weerstand R_a wordt afgegeven is:

$$P_o = \frac{1}{2} \hat{I}_{a_w} \hat{U}_{a_w}.$$

Daar $R_a = R_i$ is $OA = AC$ en daar $AB = \frac{1}{2} AC$ is $OB = 3AB$. Verder is uit de figuur op te maken dat $OB = U_{a_0}$ en $AB = \hat{U}_{a_w}$, dus $\hat{U}_{a_w} = \frac{1}{3} U_{a_0}$.

Dankzij de volle uitsturing is $\hat{I}_{a_w} = I_{a_0}$.

De uitdrukking voor het afgegeven vermogen wordt nu:

$$P_o = \frac{1}{2} \hat{I}_{a_w} \hat{U}_{a_w} = \frac{1}{2} I_{a_0} \cdot \frac{1}{3} U_{a_0} = \frac{1}{6} I_{a_0} U_{a_0}.$$

Het rendement van de schakeling is:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \times 100 \% = \frac{\frac{1}{6} I_{a_0} U_{a_0}}{I_{a_0} U_{a_0}} \times 100 \% = 16 \frac{2}{3} \%.$$

We moeten hierbij goed bedenken dat dit rendement alleen wordt bereikt als de buis met het gegeven ingangssignaal voluitgestuurd zou worden.

Het afgegeven vermogen $P_o = \frac{1}{2} \hat{I}_{a_w} \hat{U}_{a_w}$ is in fig. 7,5 ook bepaald door het product $\frac{1}{2} BC \times BP$. Dit is de oppervlakte van driehoek BPC . De oppervlakte van driehoek ACD is $\frac{1}{2} \times AC \times AD = \frac{1}{2} \times 2BC \times 2BP = 2BC \times BP$.

De oppervlakte van driehoek BPC is dus 4 maal zo groot als de oppervlakte van driehoek ACD of de oppervlakte van driehoek ACD stelt dus $4 \times$ het afgegeven vermogen voor.

Het toegevoerde vermogen P_i is ook bepaald door de oppervlakte van de rechthoek $OBPE$. Met behulp van deze meetkundige figuren kunnen we eventueel ook het rendement bepalen.

Een rendement van $16 \frac{2}{3} \%$ betekent dat slechts $16 \frac{2}{3} \%$ van het totaal toegevoerde vermogen nuttig (dit wil zeggen in de vorm van wisselstroomvermogen) aan de luidsprekertransformator wordt afgegeven, die het op zijn beurt weer overdraagt aan de luidspreker. De rest van het toegevoerde vermogen, dus $83 \frac{2}{3} \%$ moet door de buis zelf in warmte worden omgezet. Voor de buis behoeft dit geen bezwaar op te leveren als de buis op deze warmte-ontwikkeling is berekend. Het op deze wijze gevormde energieverlies heeft bij een eindbuis voor ontvanger of grammofoonversterker geen grote betekenis. Anders is dit bij buizen waar grotere vermogens omgaan.

7.4. Berekening van R_a voor maximaal afgegeven vermogen als de roosterwisselspanning naar wens kan worden ingesteld.

Indien we de roosterwisselspanning naar wens kunnen instellen, dan zullen we deze zo kiezen dat de grootst mogelijke anodewisselstroom optreedt. Daar geen vervorming op mag treden, mag de wisselspanning niet voorbij het afknijppunt van de karakteristiek komen en om dezelfde reden mag de buis geen roosterstroom voeren. Gaan we uit van de gedachte dat de roosterstroom eerst bij positieve roosterstroom optreedt, dan zullen we de buis voluit sturen, dat wil zeggen tussen $I_a = 0$ en $U_g = 0$ (zie fig. 7,4).

Voor het bepalen van de roosterwisselspanning waarbij de buis voluit gestuurd is, is het dus nodig de grootte van de roosterruimte te kennen. De roosterruimte bij een triode wordt bepaald door de dynamische karakteristiek. De dynamische karakteristiek draait (nu de buis is belast met een weerstand die alleen voor wisselstroom geldt) om het instelpunt indien de weerstandswaarde verandert.

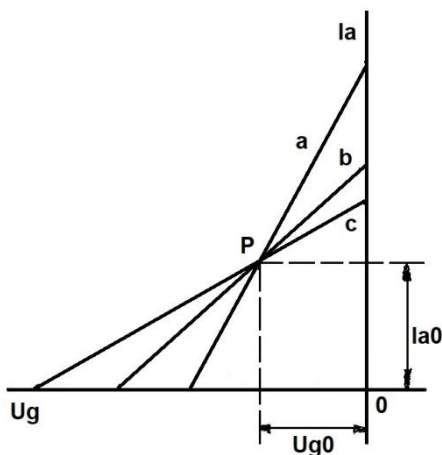


Fig. 7,6. De roosterruimte verandert als de belastingsweerstand R_b verandert.

In fig. 7,6 is de statische karakteristiek (a) getekend die is opgenomen bij een anodespanning die gelijk is aan de voedingsspanning. Het instelpunt is dus op deze karakteristiek gelegen. Bij een negatieve roosterstroom U_{g0} is punt P dus het instelpunt en vloeit een anodegelijkstroom I_{a0} . Deze stroom I_{a0} verandert niet als R_a , een anodeweerstand die alleen voor wisselstroom geldt, wordt opgenomen. De dynamische karakteristiek moet ook door punt P gaan.

Naarmate R_a groter is, zal de dynamische karakteristiek minder steil verlopen. De dynamische karakteristiek c is dus bij een grotere anodeweerstand opgenomen dan de dynamische karakteristiek b. We zien dat de roosterruimte groter wordt naarmate de belastingsweerstand wordt genomen. Bij grotere anodeweerstand is dus een grote roosterwisselspanning nodig om de buis voluit te sturen. We zien dus

dat de anodeweerstand mede bepaalt hoe groot de benodigde roosterwisselspanning moet zijn.

We gaan uit van de karakteristieken volgens fig. 7,7 die weer recht zijn ondersteld en hebben bij een gegeven anodegelijkspanning U_{a0} een belastingslijn getekend dat de buis voluit gestuurd kan worden en zullen nagaan bij welke waarde van R_a de buis maximaal vermogen afgeeft.

De inwendige weerstand van de buis is bepaald door $R_i = \frac{OA}{I_{am}}$. Bij volle uitsturing is:

$$I_{am} = 2I_{a0}, \text{ dus } R_i = \frac{OA}{2I_{a0}} \text{ of } OA = 2I_{a0} \times R_i. \text{ De anodeweerstand } R_a \text{ is bepaald door } R_a = \frac{BC}{I_{aw}} = \frac{BC}{I_{a0}}$$

en daar $BC = AB$; $R_a = \frac{AB}{I_{a0}}$ of $AB = I_{a0} R_a$. Uit de figuur is tevens op te maken dat $OA + AB = U_{a0}$.

Met de bovenbedoelde uitdrukking wordt dit $OA + AB = U_{a0} = 2I_{a0} R_i + I_{a0} R_a$ of:

$$U_{a0} = I_{a0} (2R_i + R_a). \text{ De stroom } I_{a0} \text{ en dus ook de amplitude van de wisselstroom } I_{aw} \text{ is dus:}$$

$$\hat{I}_{aw} = I_{a0} = \frac{U_{a0}}{2R_i + R_a}. \text{ Het afgegeven vermogen is } P_0 = \frac{1}{2} \hat{I}_{aw}^2 R_a = \frac{1}{2} \hat{I}_{a0}^2 R_a = \frac{1}{2} \frac{U_{a0}^2}{(2R_i + R_a)^2} R_a = \\ = \frac{1}{2} U_{a0}^2 \frac{R_a}{(2R_i + R_a)^2}.$$

Uit de uitdrukking voor de stroom kunnen we al constateren dat de buisschakeling nu te vervangen is door de schakeling volgens fig. 7,8.

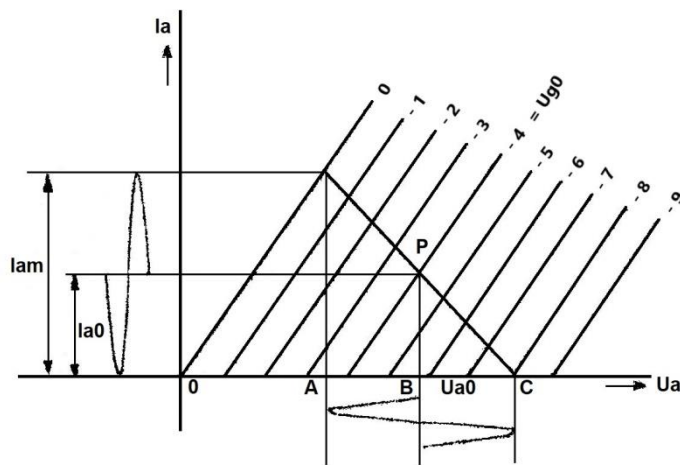


Fig. 7,7. Aanpassing triode indien U_{g_w} naar wens gekozen kan worden.

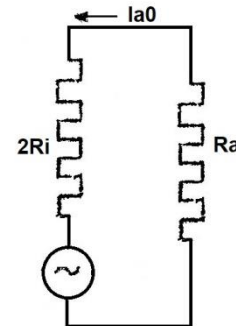


Fig. 7,8. Vervanging buisschema indien U_{g_w} naar wens gekozen kan worden.

Een spanningsbron U_{a_0} in serie met de inwendige weerstand $2R_i$ en de uitwendige weerstand R_a . Uit het voorgaande weten we reeds dat door de spanningsbron een maximumvermogen aan R_a zal worden geleverd als de uitwendige weerstand gelijk is aan de inwendige weerstand.

Dus $R_a = 2R_i$ is de voorwaarde voor een maximum afgegeven vermogen als de buis vol uitgestuurd wordt. Het rendement van de schakeling bepalen we weer door:

$$\eta = \frac{P_0}{P_i} \times 100 \%. \text{ Het toegevoerde vermogen is } P_i = I_{a_0} \times U_{a_0} = \frac{U_{a_0}}{2R_i + R_a} U_{a_0} = \frac{U_{a_0}^2}{2R_i + R_a}. \text{ Voeren we de}$$

voorwaarde in dat $R_a = 2R_i$, dan wordt het toegevoerde vermogen $P_i = \frac{U_{a_0}^2}{4R_i}$. Het afgegeven ver-

$$\text{mogen wordt dan: } P_0 = \frac{1}{2} U_{a_0}^2 \frac{2R_i}{16R_i^2} = \frac{1}{16} \frac{U_{a_0}^2}{R_i}. \text{ Het rendement is: } \eta = \frac{\frac{1}{16} \frac{U_{a_0}^2}{R_i}}{\frac{U_{a_0}^2}{4R_i}} \times 100 \% = 25 \%.$$

In het voorgaande hebben we steeds verondersteld dat de karakteristieken van de buis rechte lijnen zijn. In werkelijkheid zijn de karakteristieken gebogen lijnen. Het gevolg daarvan is dat het onderste gedeelte van de $I_a - U_g$ - karakteristieken ongebruikt moet blijven om geen ontoelaatbare vervorming te verkrijgen. Bovendien moet de roosterspanning minstens 1 volt negatief blijven, daar er anders roosterstroom optreedt die ook vervorming veroorzaakt. Door deze oorzaken kan de gunstigste anodeweerstand wel enigszins afwijken van de waarde $R_a = 2R_i$ en blijft het rendement een weinig beneden 25 %. Bij eindbuizen wordt de gunstigste anodeweerstand gewoonlijk door de fabrikant opgegeven, die op experimentele wijze is bepaald.

Uit het voorgaande blijkt tevens dat het afgegeven vermogen groter kan zijn naarmate de anodeglijkspanning hoger gekozen wordt. Het afgegeven vermogen blijft echter 25 % van het toegevoerde vermogen, dat wil zeggen, dat dus 75 % van het toegevoerde vermogen door de buis moet worden gedissipeerd. Deze 75 % van het toegevoerde vermogen mag ook de toelaatbare waarde van de anodedissipatie niet overschrijden (zie Ea, pag. 8). De maximaal toelaatbare anodedissipatie wordt gewoonlijk door de fabrikant opgegeven. Bij een eindbuis van een ontvangapparaat komen zelfs momenten voor dat alle toegevoerde vermogen door de buis moet worden gedissipeerd. Op de ogenblikken dat voor de microfoon in de studio even wordt gepauzeerd, wordt ook geen wisselspanning aan de eindbuis van de ontvanger toegevoerd en kan deze buis dus ook geen vermogen via de uitgangstransformator aan de luidspreker afgeven. Daar de buis normaal de ruststroom die door de anodevoedingsbron geleverd wordt, blijft voeren, wordt het normale vermogen aan de buis toegevoerd.



Bij een dergelijk buis dient men er dus voor te zorgen dat geen groter vermogen aan de buis wordt toegevoerd dan de buis mag dissiperen. De maximale anodedissipatie kan in een bundel $I_a - U_a$ worden weergegeven door de zogenaamde anodedissipatiekromme. Veronderstellen we dat de maximale anodedissipatie P_d van de buis, waarvan in fig. 7,9 de karakteristieken zijn weergegeven 10 watt is, dan kunnen we voor verschillende waarden van de anodeglijkspanning de toelaatbare anodestroom berekenen door de maximum dissipatie te delen door de anodeglijkspanning. Bij $U_{a_0} = 100 \text{ V}$ is de toelaatbare waarde van $I_{a_0} = \frac{P_d}{U_{a_0}} = \frac{10}{100} = 100 \text{ mA}$.

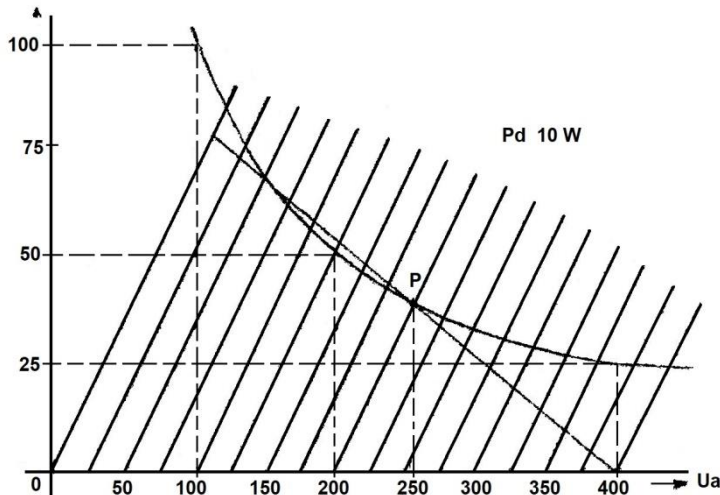


Fig. 7,9. Dissipatiekromme.

door dit punt P een belastingslijn, dan is er geen direct bewaar dat deze de dissipatiekromme snijdt, dus er gedeeltelijk boven komt te liggen. Zodra de belastingslijn wordt doorlopen, is er sprake van een anodewisselstroom en wordt een deel van het toegevoerde vermogen aan de luidspreker afgegeven, zodat het te dissiperen vermogen dan zeker minder is dan het maximaal toelaatbare.

Bij $U_{a_0} = 200 \text{ V}$ en $I_{a_0} = \frac{10}{100} = 50 \text{ mA}$ en bij $U_{a_0} = 400 \text{ V} = I_{a_0} = \frac{10}{400} = 25 \text{ mA}$. Op deze wijze kunnen we bij meer anodespanningen de toelaatbare stroom bepalen. Door de zo verkregen punten krijgen we een kromme lijn, de dissipatiekromme. Om dus te zorgen dat de toelaatbare anodedissipatie niet wordt overschreden, mag het instelpunt dus niet boven de dissipatiekromme liggen. Bij $U_{a_0} = 250$ volt moet de negatieve roosterspanning dus -7 V zijn, opdat de stroom en daarmee de dissipatie niet te grote waarde aanneemt. Het instelpunt P ligt dan juist op de toelaatbare grens. Teken en

7.5. Berekening van R_a voor maximaal afgegeven vermogen bij een pentode als de ingangsspanning naar wens kan worden ingesteld

Zoals we in het voorgaande hebben gezien, kunnen de ideale $I_a - U_a$ - karakteristieken van een pentode voorgesteld worden door horizontale rechte lijnen (zie fig. 7,10b). Deze karakteristieken zijn alle opgenomen bij eenzelfde schermroosterspanning. We gaan bovendien uit van de veronderstelling dat roosterstroom alleen bij positieve waarden van de roosterspanning optreedt. Daar bij de geïdealiseerde pentode de anodestroom en anodespanning onafhankelijk van elkaar zijn, moeten we, om een zo groot mogelijk afgegeven vermogen te verkrijgen, de anodewisselstroom en anodewisselspanning elk zo groot mogelijk maken. De amplitude van de anodewisselstroom is zo groot mogelijk als het werkpunt midden op de $I_a - U_g$ - karakteristiek ligt en de amplitude van de roosterwisselspanning gelijk is aan de gelijkspanning U_{g_0} . In dit geval is de amplitude van de anodewisselstroom gelijk aan de anodeglijksstroom I_{a_0} . De grootste toelaatbare waarde van de amplitude van de anodewisselspanning is gelijk aan de anodeglijksspanning U_{a_0} . Zou de amplitude van de anodewisselspanning nog groter worden, dan zou deze iedere periode even negatief worden. De anodestroom zou dan worden onderbroken en er zou ernstige vervorming in de anodestroom optreden. De weerstand R_a in de anodeketen van de buis moet dus een zodanige grootte hebben dat bij een wisselstroomamplitude I_{a_0} de wisselspanningsamplitude U_{a_0} is. Hieraan is voldaan als $R_a = \frac{U_{a_0}}{I_{a_0}}$.

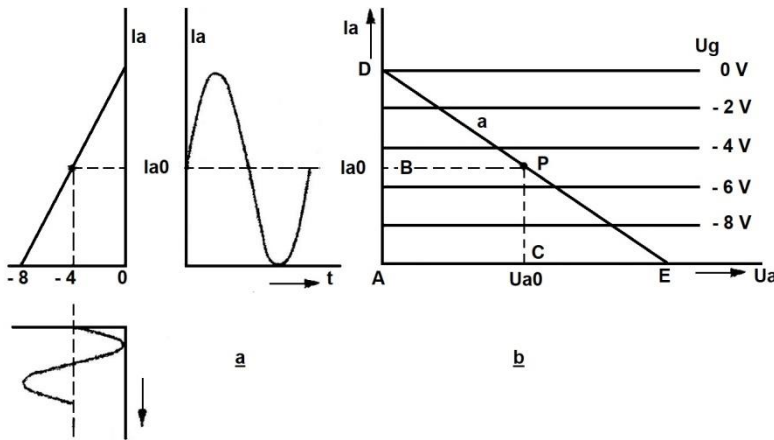


Fig. 7,10a: geïdealiseerde $I_a - U_g$ - karakteristiek van een pentode; b: geïdealiseerde $I_a - U_a$ - karakteristiek van een pentode.

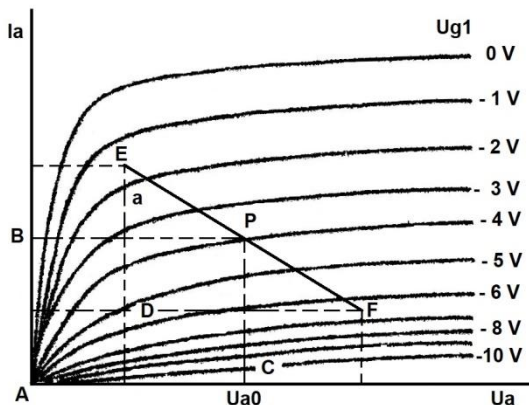


Fig. 7,11. $I_a - U_a$ - karakteristieken van pentode met belastingslijn door instelpunt P.

Om maximaal wisselstroomvermogen te krijgen moet de weerstand in de anodeketen gelijk zijn aan de anodegelijkspanning gedeeld door de gelijkstroom van de buis.

In fig. 7,10b is in de $I_a - U_a$ - karakteristiek een belastingslijn voor het bovenstaande geval aangegeven.

De anodestroom varieert tussen $2I_{a0}$. Bij een triode-eindbuis varieerde de anodespanning slechts tussen $\frac{1}{2}U_{a0}$ en $1\frac{1}{2}U_{a0}$. Bij een pentode wordt dus niet alleen de anodestroom, maar ook de anodespanning vol uitgestuurd.

Hierdoor is het bereikbare rendement bij een pentode hoger dan bij een triode. Het vermogen P_i dat aan de pentode wordt toegevoerd, is $I_{a0} \times U_{a0}$.

Het wisselstroomvermogen P_o dat de buis levert, is het product van de effectieve waarden van de anode-wisselstroom en anodewisselspanning, dus:

$$\frac{I_{a0}}{\sqrt{2}} \times \frac{U_{a0}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} I_{a0} \cdot U_{a0}$$

Het rendement van de schakeling is: $\eta = \frac{P_o}{P_i} \times 100\% = \frac{\frac{1}{2} I_{a0} \cdot U_{a0}}{I_{a0} \cdot U_{a0}} \times 100\% = 50\%$.

We kunnen dit rendement ook uit fig. 7,10 afleiden. Het afgegeven vermogen is bepaald door het vierde deel van de oppervlakte van ΔADE (zie het overeenkomstige geval bij de triode), dus:

$$P_o = \frac{1}{4} \times \frac{1}{2} AE \times AD = \frac{1}{8} \times 2AC \times 2AB = \frac{1}{2} AC \times AB$$

Het toegevoerde vermogen is gelijk aan de oppervlakte van rechthoek $ABPC$, dus $P_i = AC \times AB$.

Het rendement is dus:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \times 100\% = \frac{\frac{1}{2} AC \times AB}{AC \times AB} \times 100\% = 50\%$$

In werkelijkheid kan ook bij de pentode het vol uitsturen van de anodestroom en anodespanning niet volledig geschieden, daar bij lage waarden van de anodespanning de $I_a - U_a$ - karakteristiek sterk buigt en bij kleine waarden van de negatieve rooster spanning, roosterstroom op gaat treden.

De rooster spanning mag niet verder worden uitgestuurd dan ongeveer $-1\frac{1}{2}$ volt. Door de kromming in het onderste gedeelte van de $I_a - U_g$ - karakteristiek kan ook de anodestroom niet tot nul worden uitgestuurd, daar anders de vervorming te groot zou worden. In fig. 7,11 zijn de werkelijke $I_a - U_a$ - karakteristieken van een pentode getekend waarin EF een belastingslijn is. De roosterwisselspanning mag bij een roostergelijkspanning van -4 volt hoogstens $4 - 1\frac{1}{2} = 2\frac{1}{2}$ volt bedragen. Het verkregen wisselstroomvermogen is weer gelijk aan het vierde deel van het oppervlak van ΔDFE , terwijl het aan de buis toegevoerde gelijkstroomvermogen gelijk is aan het oppervlak van de rechthoek $ABPC$.

Door deze oppervlakken te bepalen, kan men ook het rendement van de schakeling vinden.

7.6. De uitgangstransformator

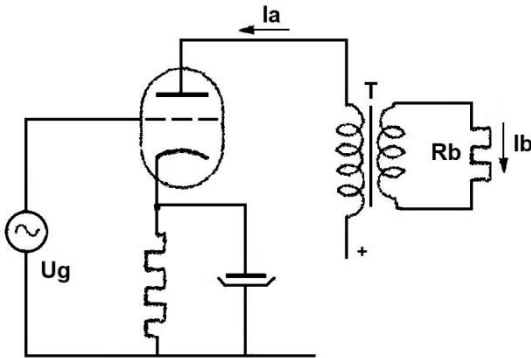


Fig. 7,12.

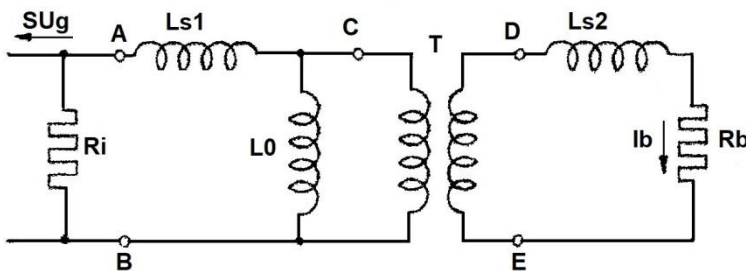


Fig. 7,13. Vervangingschema van de eindversterker volgens fig. 7,12.

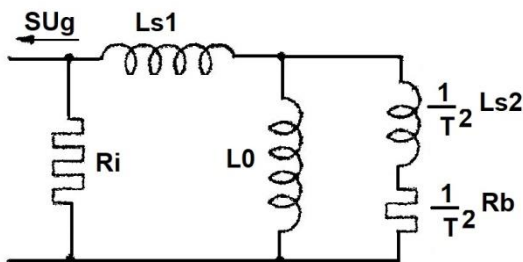


Fig. 7,14.

Bij de behandeling van de spanningsversterker met een transformator in de anodeketen is gebleken dat het frequentiegebied dat kan worden versterkt afhankelijk is van de eigenschappen van de transformator. Ook bij vermogensversterking wordt het frequentiegebied beperkt doordat de transformator in de anodeketen, gewoonlijk uitgangstransformator genoemd, niet ideaal is. Tot nu toe hebben we steeds eenvoudigheidshalve ondersteld dat de transformator aan de secundaire zijde was belast met een weerstand. In de praktijk komen wel gevallen voor waar dit zo is, doch in vele gevallen, zoals in omroepontvangers, is aan de secundaire klemmen van de transformator een

luidspreker aangesloten. In een beperkt frequentiegebied is de impedantie van een luidspreker wel bij benadering een weerstand, doch bij hoge frequenties is dit zeker niet het geval. Dit brengt moeilijkheden mee voor het verkrijgen van een gelijkmatige weergave in het gehele audiofrequentiegebied.

We wensen dat de stroom door de luidspreker een getrouw beeld is van de wisselspanning die aan de versterker wordt toegevoerd.

Om dit te bereiken moet de uitgangstransformator met zorg worden geconstrueerd en moet daarbij rekening worden gehouden met de eigenschappen van de luidspreker. Eerst bezien we een uitgangstransformator, secundair aangesloten op een constante weerstand; daarna onderstellen we dat een luidspreker is aangesloten. Voorlopig nemen we aan dat in de transformator zelf geen vermogen verloren gaat, dus geen elektrische energie in warmte wordt omgezet.

D.w.z. dat de transformator geen ijzerverliezen en koper verliezen bezit. Bovendien veronderstellen we dat er geen magnetische verzadiging van het ijzer optreedt. In fig. 7,12 is een eindbuis getekend met uitgangstransformator, secundair aangesloten aan een belastingsweerstand R_b . We hebben reeds kennis gemaakt met het vervangingschema van een transformator (zie Wt, pag. 57). We kunnen hetzelfde vervangingschema ook op andere wijze beredeneren. Bij een ideale transformator zal bij kortsluiting van de secundaire wikkeling ook de primaire wikkeling kortgesloten zijn en indien de secundaire klemmen niet zijn verbonden, dus de secundaire weerstand is oneindig groot, dan zal de primaire wikkeling ook een oneindig grote weerstand op moeten leveren. Dank zij de spreiding kan de primaire wikkeling niet kortgesloten komen te staan en zal de primaire ook geen oneindig grote impedantie op kunnen leveren. Om de impedantie die de transformator bij open klemmen oplevert, in het vervangingschema aan te geven, wordt parallel aan de primaire wikkeling een spoel L_0 gedacht. De impedantie van deze spoel is dan praktisch gelijk aan de impedantie, gemeten aan de primaire klemmen, bij open

gangstransformator, secundair aangesloten aan een belastingsweerstand R_b . We hebben reeds kennis gemaakt met het vervangingschema van een transformator (zie Wt, pag. 57). We kunnen hetzelfde vervangingschema ook op andere wijze beredeneren. Bij een ideale transformator zal bij kortsluiting van de secundaire wikkeling ook de primaire wikkeling kortgesloten zijn en indien de secundaire klemmen niet zijn verbonden, dus de secundaire weerstand is oneindig groot, dan zal de primaire wikkeling ook een oneindig grote weerstand op moeten leveren. Dank zij de spreiding kan de primaire wikkeling niet kortgesloten komen te staan en zal de primaire ook geen oneindig grote impedantie op kunnen leveren. Om de impedantie die de transformator bij open klemmen oplevert, in het vervangingschema aan te geven, wordt parallel aan de primaire wikkeling een spoel L_0 gedacht. De impedantie van deze spoel is dan praktisch gelijk aan de impedantie, gemeten aan de primaire klemmen, bij open

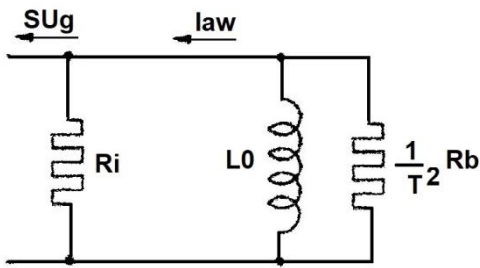


Fig. 7,15.

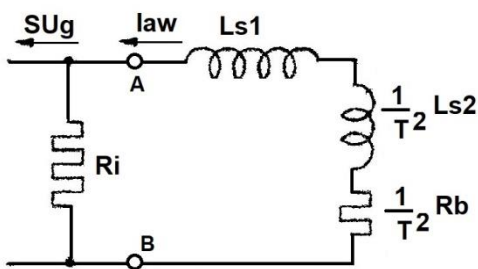


Fig. 7,16.

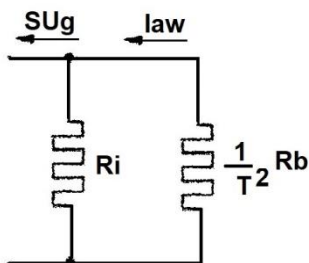


Fig. 7,17.

Voor zeer hoge frequenties is de reactantie van L_0 ten opzichte van $\frac{1}{T^2} R_b$ zo groot dat we deze kunnen verwaarlozen, terwijl de reactanties van L_{s_1} en $\frac{1}{T^2} L_{s_2}$ nu niet verwaarloosd kunnen worden, daar zij nu ook groot zijn en seriegeschakeld staan. Voor hoge frequenties komen we tot het vervangingschema volgens fig. 7,16. Voor frequenties in het middengebied hebben de reactanties van L_{s_1} , $\frac{1}{T^2} L_{s_2}$ en L_0 een zo geringe invloed dat we deze dan kunnen verwaarlozen. Voor frequenties in het middengebied kunnen we dus gebruik maken van de schakeling volgens fig. 7,17. Het doel van de eindtrap is, in de weerstand R_b een stroom I_b te verkrijgen (fig. 7,12 en 7,13). In de vervangingschema's 7,14 7,15 7,16 en 7,17 komt hiermee een stroom $T I_b$ door de belasting $\frac{1}{T^2} R_b$ overeen. Het vermogen in deze weerstanden in de vervangingschema's is dan even groot als in de weerstand R_b van de werkelijke schakeling. De stromen door de weerstanden $\frac{1}{T^2} R_b$ hangen op dezelfde wijze van de frequentie af als de stromen door de werkelijke secundaire weerstand.

secundaire klemmen. We noemen deze spoel L_0 de nullastzelfinductie. Vertegenwoordigen we de primaire en secundaire spreiding resp. door de spoelen L_{s_1} en L_{s_2} , dan mogen we de transformator in fig. 7,13 tussen de punten BC en DE als ideaal opvatten. Deze ideale transformator heeft dezelfde transformatieverhouding

$$T = \sqrt{\frac{R_b}{R_a}}$$

Stellen we de buis voor als een stroombron die een stroom $S U_g$ levert aan de parallelschakeling van de inwendige weerstand van de buis en de uitwendige belasting van de buis, dan kunnen we fig. 7,13 dus als vervangingschema van de gehele eindversterker opvatten en interesseert ons de stroom die door de belastingsweerstand R_b , die onder bepaalde omstandigheden geleverd wordt door de luidspreker, optreedt. Daar de transformator T nu ideaal is. Kunnen we de onderdelen die in de secundaire voorkomen omtransformeren naar de primaire zijde en kunnen we parallel aan L_0 werkzaam denken de zelfinductie $\frac{1}{T^2} L_{s_2}$ en $\frac{1}{T^2} R_b$ in serie (zie fig. 7,14).

De stromen en spanningen in R_i , L_{s_1} en L_0 in fig. 7,14 zijn dezelfde als die in fig. 7,13.

Hoewel fig. 7,14 het vervangingschema in principe voor alle voorkomende frequenties weergeeft, kunnen we dit voor bepaalde frequentiegebieden iets vereenvoudigen. Voor zeer lage frequenties zijn de reactanties van L_{s_1} en $\frac{1}{T^2} L_{s_2}$ zo klein ten opzichte van $\frac{1}{T^2} R_b$, dat we deze beide zelfinducties wel mogen verwaarlozen. Daar de reactantie van L_0 nu ook betrekkelijk klein is en deze parallel aan $\frac{1}{T^2} R_b$ staat, moeten we deze wel in rekening brengen.

Voor lage frequenties mogen we fig. 7,14 dus vereenvoudigen tot de schakeling volgens fig. 7,15.

7.7. De stroom door de belastingsweerstand voor het gebied der gemiddelde frequenties.

Onder het gebied der gemiddelde frequenties kunnen we, voor een eindbuis van een omroepontvanger, gewoonlijk verstaan het gebied rondom 1000 Hz bv. van 500 tot 2000 Hz. Zoals fig. 7,17 dit al aangeeft, komen geen elementen in het vervangingsschema voor die frequentie-afhankelijk zijn. Er komen alleen weerstanden in aanmerking. De toegevoerde stroom veroorzaakt over de parallelschakeling van R_i en $\frac{1}{T^2}R_b$ een spanning:

$$U_a = SU_g \frac{R_i \times \frac{1}{T^2}R_b}{R_i + \frac{1}{T^2}R_b}.$$

We vervangen de parallelschakeling van R_i en $\frac{1}{T^2}R_b$ door een weerstand $R_t = \frac{R_i \times \frac{1}{T^2}R_b}{R_i + \frac{1}{T^2}R_b}$. De anodespanning U_a wordt nu: $SU_g R_t$. De stroom door de belastingsweerstand $\frac{1}{T^2}R_b$ is dan: $T \cdot I_{b_m} = \frac{U_a}{\frac{1}{T^2}R_b} = SU_g \frac{U_a}{\frac{1}{T^2}R_b}$. Bij een triode moet om een zo groot mogelijk vermogen af te geven voldaan worden aan $R_a = 2R_i = \frac{1}{T^2}R_b$. De weerstand R_t wordt dan gelijk aan $\frac{2}{3}R_i$ en de stroom door de belasting $TI_{b_m} = \frac{1}{3}SU_g$. Het vermogen in de weerstand $\frac{1}{T^2}R_b$ is dan: $(TI_{b_m})^2 \frac{1}{T^2}R_b = \left(\frac{1}{3}SU_g\right)^2 \times 2R_i = \frac{2}{9}S^2U_g^2R_i = \frac{2}{9}gSU_g^2$. Dit is hetzelfde vermogen dat in de werkelijke schakeling (fig. 7,12) in de weerstand R_b wordt verkregen. Bij een pentode is de gunstigste weerstand in de anodeketen $R_a = \frac{U_{a_0}}{I_{a_0}}$ (U_{a_0} is anodegelijkspanning en I_{a_0} de anodegelijkstroom in het werkpunt). Daar bij een pentode de inwendige weerstand groot is ten opzichte van de waarde van R_a , vloeit praktisch de gehele stroom SU_g door de weerstand $\frac{1}{T^2}R_b$ (fig. 7,17), dus $TI_{b_m} = SU_g$. Het geleverde vermogen is dus $(TI_{b_m})^2 \frac{1}{T^2}R_b = S^2U_g^2 \frac{U_{a_0}}{I_{a_0}}$. Dit vermogen komt in werkelijkheid in de weerstand R_b die in de secundaire voorkomt.

7.8. De stroom door de belastingsweerstand voor het gebied der lage frequenties

Voor het gebied der lage frequenties (beneden 500 Hz) maken we gebruik van het vervangingsschema volgens fig. 7,15. We vervangen eerst de weerstanden R_i en $\frac{1}{T^2}R_b$ door een weerstand R_t , dan krijgen we het vervangingsschema volgens fig. 7,18. De anode wisselspanning wordt nu:

$$U_a = SU_g \frac{R_t \times j\omega L_0}{R_t + j\omega L_0} \text{ en de stroom door de belastingsweerstand } \frac{1}{T^2}R_b \text{ (zie fig. 7,15) } TI_{b_1} = SU_g \frac{jR_t\omega L_0}{R_t + j\omega L_0} \times \frac{1}{\frac{1}{T^2}R_b}.$$

$$\text{De absolute waarde hiervan: } TI_{b_1} = SU_g \frac{R_t\omega L_0}{\sqrt{R_t^2 + \omega^2 L_0^2}} \frac{1}{\frac{1}{T^2}R_b}$$

$$\text{of } TI_{b_1} = SU_g \frac{\omega L_0}{\sqrt{R_t^2 + \omega^2 L_0^2}} \frac{1}{\frac{1}{T^2}R_b}.$$

vergelijken we deze stroom met die bij frequenties in het middengebied, dan zien we dat bij lage frequenties de stroom kleiner is en moeten we bij deze lage frequenties rekenen op minder uitgangsvermogen als in het middengebied. Bepalen we de frequentie in het lage gebied die een stroom veroorzaakt die $\frac{1}{\sqrt{2}}$ maal de stroom in het

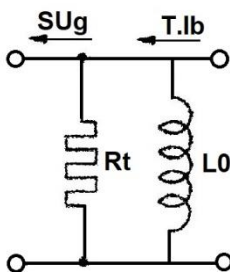


Fig. 7,18. Vervangingsschema van fig. 7,13 voor lage frequenties.

middengebied is, dan kunnen we de volgende gelijkheid noteren:

$$TI_{b_1} = \frac{1}{\sqrt{2}} TI_{b_m}, \text{ dus:}$$

$$SU_g \frac{\omega L_0}{\sqrt{R_t^2 + \omega^2 L_0^2}} \frac{1}{\frac{1}{T^2} R_b} = \frac{1}{\sqrt{2}} SU_g \frac{1}{\frac{1}{T^2} R_b} \text{ of:}$$

$$\frac{\omega L_0}{\sqrt{R_t^2 + \omega^2 L_0^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ en } \frac{\omega^2 L_0^2}{R_t^2 + \omega^2 L_0^2} = \frac{1}{2}.$$

Teller en noemer gedeeld door $\omega^2 L_0^2$ geeft:

$$\frac{1}{\frac{R_t^2}{\omega^2 L_0^2} + 1} = \frac{1}{2}.$$

Hieruit volgt, dat $\frac{R_t^2}{\omega^2 L_0^2} = 1$ of $\frac{R_t}{\omega L_0} = 1$ en $\omega = \frac{R_t}{L_0}$. Deze frequentie ondervindt een versterking die $\frac{1}{\sqrt{2}}$ maal de versterking in het middengebied is.

We zien uit de verkregen uitdrukking dat deze frequentie lager komt te liggen naarmate L_0 een grotere waarde verkrijgt.

Door L_0 een grotere waarde te geven, wordt het frequentiegebied aan de lage kant uitgebreid. Of met andere woorden: voor een goede weergave bij lage frequenties moet de uitgangstransformator een grote primaire nullastzelfinductie hebben.

Bij een pentode als eindbuis in de inwendige weerstand R_i groot ten opzichte van $R_a = \frac{1}{T^2} R_b$, zodat we in dit geval in boven gevonden uitdrukkingen bij benadering R_t kunnen vervangen door $\frac{1}{T^2} R_b$.

Nemen we een pentode bijvoorbeeld met $R_i = 40\,000\ \Omega$ en waarbij maximale vermogenafgifte optreedt bij $R_a = 7000\ \Omega = \frac{1}{T^2} R_b$, dan is $R_t = \frac{4 \cdot 10^4 \times 7 \cdot 10^3}{4 \cdot 10^4 + 7 \cdot 10^3} \approx 6000\ \Omega$. De frequentie f waarbij de stroom gedaald is tot $\frac{1}{\sqrt{2}}$ maal de stroom bij $f = 1000\ \text{Hz}$ is dan te berekenen uit $f = \frac{R_t}{2\pi L_0}$.

Nemen we een primaire nullastzelfinductie $L_0 = 10\ \text{H}$ aan, dan is bovenbedoelde frequentie:

$$f = \frac{6 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 10} = 95\ \text{Hz}.$$

Om hiervoor een lagere frequentie te verkrijgen, moeten we de primaire zelfinductie van de transformator vergroten of een buis nemen waarvoor een lagere waarde van R_a gebruikt kan worden.

Nemen we een triode met $R_i = 15\,000\ \Omega$ en een $R_a = 2R_i = 30\,000\ \Omega$, dan is $R_t = 10\,000\ \Omega$. Bij een waarde $L_0 = 10\ \text{H}$ vinden we voor de frequentie, waarbij TI_b gedaald is tot $\frac{1}{\sqrt{2}}$ van de maximumwaarde: $f = 160\ \text{Hz}$.

7.9. De stroom door de belastingsweerstand voor het gebied der hoge frequenties

HILVERSUM

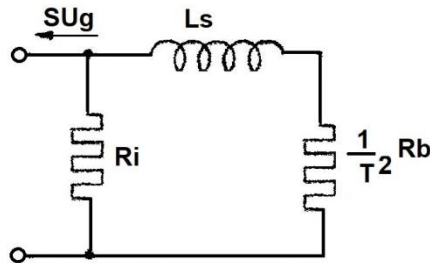


Fig. 7.19. Vervangingschema van fig. 7.13 voor hoge frequenties.

Voor het gebied der hoge frequenties, bijvoorbeeld boven 3000 Hz, maken we gebruik van de schakeling volgens fig. 7.16.

Ter vereenvoudiging van de berekening vervangen we de seriegeschakelde spreidingszelfinducties door één zelfinductie:

$L_s = L_{s_1} + \frac{1}{T^2} L_{s_2}$ en krijgen dan het vervangingschema volgens fig. 7.19.

De anodewisselspanning, de spanning tussen de punten A en B is:

$$U_a = SU_g \frac{R_i \left(\frac{1}{T^2} R_b + j\omega L_s \right)}{R_i + \frac{1}{T^2} R_b + j\omega L_s}$$

De stroom door de belastingsweerstand $\frac{1}{T^2} R_b$ wordt dan:

$$\overline{TI}_{bh} = \frac{U_a}{\frac{1}{T^2} R_b + j\omega L_s} = SU_g \frac{R_i \left(\frac{1}{T^2} R_b + j\omega L_s \right)}{R_i + \frac{1}{T^2} R_b + j\omega L_s} \cdot \frac{1}{\frac{1}{T^2} R_b + j\omega L_s} \text{ of}$$

$$\begin{aligned} \overline{TI}_{bh} &= SU_g \frac{R_i}{R_i + \frac{1}{T^2} R_b + j\omega L_s} = SU_g \frac{R_i}{R_i + \frac{1}{T^2} R_b} \frac{1}{1 + \frac{j\omega L_s}{R_i + \frac{1}{T^2} R_b}} = \\ &= SU_g \frac{R_t}{\frac{1}{T^2} R_b} \frac{1}{1 + \frac{j\omega L_s}{R_i + \frac{1}{T^2} R_b}}. \end{aligned}$$

De absolute waarde hiervan is:

$$TI_{bh} = SU_g \frac{R_t}{\frac{1}{T^2} R_b} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L_s}{R_i + \frac{1}{T^2} R_b} \right)^2}}$$

Ook deze stroom zal dus kleiner zijn dan de stroom in het middengebied. Bepalen we weer de frequentie waarbij de stroom $\frac{1}{\sqrt{2}}$ maal de stroom in het middengebied is, dan stellen we:

$$TI_{bh} = \frac{1}{\sqrt{2}} TI_{bm} \text{ of } SU_g \frac{R_t}{\frac{1}{T^2} R_b} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L_s}{R_i + \frac{1}{T^2} R_b} \right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} SU_g \frac{R_t}{\frac{1}{T^2} R_b} \text{ of } \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L_s}{R_i + \frac{1}{T^2} R_b} \right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

Hieruit volgt dat $\frac{\omega L_s}{R_i + \frac{1}{T^2} R_b} = 1$ en de frequentie waarbij de stroom $\frac{1}{\sqrt{2}}$ maal de stroom is die maximaal optreedt, is: $\omega = \frac{R_i + \frac{1}{T^2} R_b}{L_s}$.

We zien hieruit dat deze frequentie hoger komt te liggen naarmate L_s , de totale spreidingszelfinductie dus, kleiner is.

Voor een goede weergave bij hoge frequenties moeten de spreidingszelfinducties dus klein zijn.

Stellen we ons een triode voor met een inwendige weerstand van 15 000 Ω en dus een gunstige $R_a = 30\,000\ \Omega = \frac{1}{T^2} R_b$ en wensen bij de frequentie $f = 15\,000\ \text{Hz}$ geen kleinere stroom dan $\frac{1}{\sqrt{2}}$ maal de maximale stroom, dan kunnen we de spreidingszelfinductie bepalen.

$$\omega = \frac{R_i + \frac{1}{T^2} R_b}{L_s} \text{ of } L_s = \frac{R_i + \frac{1}{T^2} R_b}{2\pi f} = \frac{15 \cdot 10^3 + 3 \cdot 10^4}{2\pi \cdot 15 \cdot 10^3} = \frac{3}{2\pi} \text{ H}.$$

Of afgerond $\frac{1}{2}$ H. Veronderstellen we verder dat L_{s_1} en L_{s_2} ongeveer even groot zijn, dan is de toelaat-

R.T.

90 Ea

Nadruk verboden

bare primaire spreidingszelfinductie 0,25 H. De verhouding $\frac{L_{s1}}{L_0}$ wordt ook wel spreidingscoëfficiënt genoemd.

7.10. De invloed van de verliezen en eigen capaciteiten van de transformator

De veronderstelling dat een transformator geen verliezen geeft, is natuurlijk bij een werkelijke transformator nooit volkomen te verwezenlijken. Evenals bij elke transformator zullen ook hier koperverliezen en ijzerverliezen optreden. Om de koperverliezen klein te houden, dient de weerstand van de wikkelingen klein te zijn. De draad waarvan de wikkelingen zijn gemaakt, moet dus niet te dun zijn. Om de ijzerverliezen gering te houden, is een kleine waarde van de magnetische inductie gewenst. Daar niet alleen de wisselstroomcomponent, maar ook de gelijkstroomcomponent van de anodestroom door de primaire wikkeling vloeit, bestaat de magnetische flux in de ijzeren kern uit twee componenten: een gelijkstroomflux en een wisselstroomflux. De magnetische inductie in het ijzer mag door deze gelijkstroomflux niet te dicht bij de verzadiging komen. De afmetingen van de ijzeren kern moeten dus betrekkelijk groot zijn; ten eerste om voldoende wikkelruimte te bieden voor het vereiste aantal windingen van niet te dun draad en ten tweede om de magnetische inductie in het ijzer niet te groot te laten worden. Om de wervelstroomverliezen klein te houden, wordt de kern opgebouwd uit dunne onderling geïsoleerde blikken.

Het vermogen dat in de secundaire belastingsweerstand terecht komt, is het door de buis geleverde wisselstroomvermogen verminderd met het vermogen dat in de transformator verloren gaat. Dit laatste vermogen neemt toe met toenemende frequentie. Om te zorgen dat de transformatorverliezen het nuttige vermogen in de secundaire aangesloten weerstand niet te veel verandert en de weergave bij de hoge frequenties niet te veel verzwakt, is een zorgvuldige constructie van de uitgangstransformator vereist.

Bij de voorgaande berekeningen hebben we ook met de eigen capaciteiten van de transformator geen rekening gehouden. Deze capaciteiten kunnen we aannemen als parallel aan de primaire en secundaire klemmen geschakelde condensatoren. Daardoor verkrijgt ieder der wikkelingen een resonantiefrequentie. Van de primaire wikkelingen zijn zowel de zelfinductie als de capaciteit groter dan van de secundaire. De resonantiefrequentie van de primaire wikkeling ligt dus het laagst.

Ligt deze frequentie in het gebied dat voor de weergave in aanmerking komt, dan kan de stroom in de secundaire keten voor frequenties in de omgeving van deze frequentie groter worden dan zonder deze capaciteit het geval zou zijn, doch wordt voor hogere frequenties kleiner. Door de eigencapaciteit kan dus de secundaire stroom bij verschillende frequenties ongelijkmatiger worden. Wel kan het voordeel opleveren de resonantiefrequentie daar te leggen waar de weergave zonder aanwezigheid van de eigencapaciteit reeds is verminderd. Dan kan deze capaciteit bijdragen tot een verbetering van de frequentiekenarakteristiek.

Toch is er in het algemeen meer kans op een te grote dan op een te kleine eigencapaciteit. Voor een gelijkmatige weergave van een groot frequentiegebied is het dus nodig dat een transformator zodanig wordt gewikkeld dat de eigencapaciteit van de wikkelingen klein is.

7.11. De eindbuis met luidspreker

In een omroepontvanger en in versterkers die worden gebruikt bij de weergave van muziek of spraak, is aan de secundaire klemmen van de uitgangstransformator niet een constante weerstand, doch een luidspreker aangesloten. Een luidspreker heeft een impedantie die kan worden opgevat als een serieschakeling van een weerstand en een zelfinductie waarbij zowel de weerstand als de zelfinductie



van de frequentie afhangen. Bovendien bezit het trillende deel van de luidspreker (de conus en het spoeltje) een uitgesproken mechanische resonantiefrequentie bij een lage frequentie (bijvoorbeeld tussen 70 en 130 Hz), alsmede een aantal minder uitgesproken mechanische resonantiefrequenties die hoger liggen. Daardoor wordt het verloop van de impedantie als functie van de frequentie nog gecompliceerder. In fig. 7,20 is als voorbeeld de impedantie van een luidspreker als functie van de frequentie voorgesteld. Bij de resonantiefrequentie en in de omgeving daarvan (in fig. 7,20 bij 120 Hz) is de geluidswaergave van een luidspreker sterker dan bij eenzelfde toegevoerd vermogen bij andere frequenties het geval is. Voor een gelijkmatige waergave van alle tonen is het dus gewenst dat in de nabijheid van de resonantiefrequentie het aan de luidspreker toegevoerde vermogen wordt verminderd. Bij een triode is dit in zekere mate het geval. Bij een pentode echter niet.

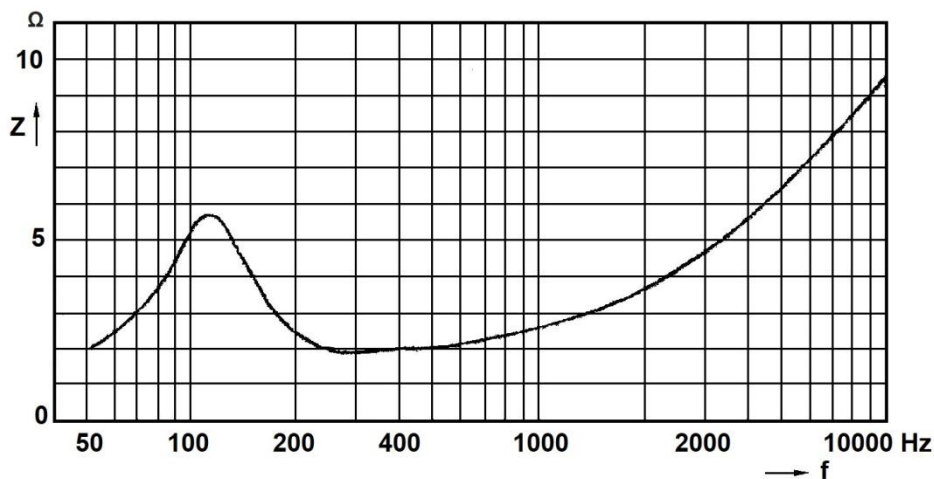


Fig. 7,20. De impedantie van een luidspreker als functie van de frequentie.

Bij een triode zal als de impedantie van de luidspreker groter wordt dan de gunstigste waarde van R_a die zich in de omgeving van 1000 Hz voordoet het afgegeven vermogen afnemen. Stijgt de impedantie van de luidspreker dus ten gevolge van de mechanische resonantiefrequentie, dan neemt het aan de luidspreker toegevoerde vermogen af. Hierdoor zullen de gevolgen van de resonantiefrequentie minder sterk waar te nemen zijn.

Wordt een pentode gebruikt, dan zal bij toename van de impedantie ook het afgegeven vermogen toenemen. We moeten hierbij bedenken dat ondanks de toename van de impedantie de anodewisselstroom constant blijft. Het afgenomen vermogen zal, bij toename van R_a , dus ook toenemen.

Bij gebruik van een triode als eindbuis heeft dus de resonantie van de luidspreker minder invloed op de gelijkmatige waergave van alle tonen dan bij gebruik van een pentode.

Zoals uit fig. 7,20 blijkt, neemt de impedantie van een luidspreker toe bij hoge frequenties. Dit is een gevolg van het toenemen van de weerstand van het luidsprekerspoeltje (onder andere door het skineffect) als door het groter worden ωL_1 (als L_1 de zelfinductie van de luidspreker is). Een vrijwel gelijkmatige waergave van alle tonen in dit gebied wordt bij een goede luidspreker verkregen, als de stroom door het luidsprekerspoeltje onafhankelijk is van de frequentie. Immers het ohmse gedeelte van de luidsprekerimpedantie neemt maar weinig toe bij toenemende frequentie, zodat bij een constante stroom het afgegeven vermogen nagenoeg constant blijft (het imaginaire deel van de impedantie neemt geen vermogen op).

Bij een triode zou bij toenemende impedantie de anodestroom afnemen en daarmee ook het afgegeven vermogen.

Bij gebruik van een pentode als eindbuis is dus de weergave der hoge tonen relatief sterker dan bij gebruik van een triode.

Zou dus een pentode als eindbuis gebruikt worden, dan staat tegenover een hoger rendement en een betere der hoge tonen het nadeel van het niet meer hoorbaar zijn van de lage tonen ten gevolge van de luidsprekerresonantie.

Om dit bezwaar zoveel mogelijk te ondervangen, worden pentodes die als eindbuis dienst doen zo geconstrueerd dat de inwendige weerstand niet zeer groot is. Gewoonlijk ligt deze bij deze buizen tussen 20 000 en 50 000 Ω , bij pentodes die als spanningsversterker zijn bestemd, is R_i in de regel 1 á 2 $M\Omega$.

Daar de impedantie van de luidspreker van de frequentie afhangt, kan de juiste aanpassing aan de eindbuis slechts bij één frequentie of in een beperkt frequentiegebied plaats vinden. In de regel kiest men hiervoor ongeveer 1000 Hz. Bij frequenties waarbij de impedantie van de luidspreker een andere waarde heeft. Kan de buis dan slechts een kleiner vermogen aan de luidspreker leveren. Meestal is dit geen groot bezwaar, omdat hoge en lage tonen in spraak en muziek met een kleinere intensiteit voorkomen dan tonen in het midden van het audiofrequente gebied.

7.12. Vervorming

In de meeste gevallen waarin we een versterker gebruiken, wensen we dat de uitgangswisselspanning of –wisselstroom een getrouwe afbeelding is van het ingangssignaal. Zeker is dit het geval wanneer de versterker dienst doet bij de weergave van muziek of spraak. In het algemeen treden er kleinere of grotere afwijkingen op in deze getrouwheid. Deze afwijkingen noemen we vervorming van het signaal.

Er zijn verschillende oorzaken voor deze vervorming. Ook de soort van de vervorming kan verschillend zijn.

We onderscheiden de vervorming die ontstaat ten gevolge van de verschillende fasedraaiing die signalen met verschillende frequenties ondervinden, indien zij tegelijkertijd werkzaam zijn. Verder de vervorming waarbij het signaal met de ene frequentie een andere versterking ondervindt dan het signaal met een andere frequentie.

Vervolgens ontstaat vervorming als de wisselstroom die een buis voert niet dezelfde gedaante heeft als het toegevoerde roostersignaal ten gevolge van de kromming van de karakteristiek.

Oplossingen inzenden van de opgaven Ea, nr. 169 t/m 176.

7.12. Vervorming (vervolg)

a. Vervorming ten gevolge van verschillende fase draaiing voor verschillende frequenties

In het voorgaande hebben we gezien dat bij een versterker tussen uitgangssignaal en ingangssignaal een zekere faseverschuiving wordt ontwikkeld. Bij een versterker waarin zich alleen weerstanden doen gevoelen is de faseverschuiving tussen ingangs- en uitgangssignaal voor alle frequenties 180° . In het algemeen doen zich in een versterkerschakeling ook reactanties gelden wat ten gevolge zal hebben dat voor een bepaald signaal de faseverschuiving tussen ingangs- en uitgangsspanning af zal wijken van 180° . Voor elke andere frequentie zal dan de faseverschuiving tussen ingangs- en uitgangssignaal weer anders zijn.

Voeren we aan een versterker tegelijkertijd twee signalen met verschillende frequenties toe, dan zullen deze spanningen tussen rooster en kathode werkzaam onderling een zekere faseverschuiving bezitten. Daar de versterker voor de ene frequentie aan andere fase draaiing tussen ingangsspanning en uitgangsspanning veroorzaakt als voor de andere frequentie, zullen de versterkte signalen aan de uitgang van de versterker onderling een andere faseverschuiving bezitten. Dit heeft ten gevolge dat de vorm van de resulterende spanning aan de uitgang van de versterker een andere gedaante heeft als aan de ingang in fig. 7,21a zijn twee wisselspanningen (I en II) met verschillende frequenties getekend. De krommen III is de som van de sinusvormige wisselspanningen. In fig. 7,21b zijn dezelfde

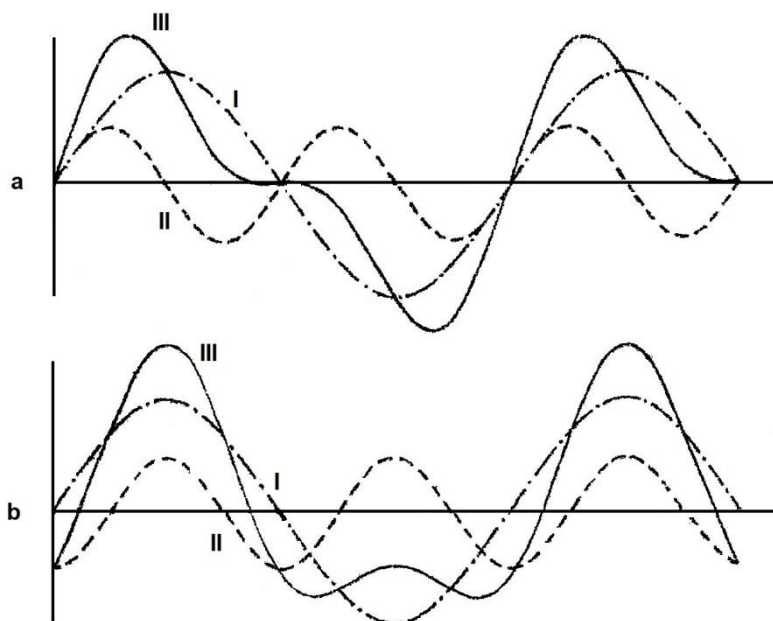


Fig. 7,21. a: Som van twee trillingen met verschillende frequentie; b: zelfde trillingen met andere faseverschuiving.

hinderlijke gevolgen heeft.

b. Lineaire vervorming

Bestaat het ingangssignaal uit sinusvormige wisselspanningen van verschillende frequenties, dan zal er tussen de amplituden van deze signalen aan de ingang van de versterker een bepaalde verhouding bestaan. Daar de versterker voor de ene frequentie een andere versterking biedt dan voor de

sinusvormige wisselspanningen I en II echter met een andere faseverschuiving als in fig. 7,21a getekend. De kromme III die de som van de krommen I en II weergeeft, heeft nu een geheel andere gedaante dan in fig. 7,21a. zo zie we dat een verandering van de faseverschuiving tussen twee trillingen met verschillende frequenties een verandering van de vorm van de resulterende trillingen ten gevolge heeft.

Voor versterkers voor het audiofrequente gebied is deze vervorming echter van geen belang. Het menselijk gehoor bemerkt praktisch niets van een dergelijke vervorming. We zullen later kennis maken met gevallen waar een dergelijke vervorming

andere, zal de verhouding tussen de amplituden van de verschillende signalen aan de uitgang van de versterker gewijzigd zijn. Beperken we ons even tot de audiofrequente versterker, dan kunnen we ons voorstellen dat de ingangswisselspanningen gezamenlijk een bepaalde geluidstrilling vertegenwoordigen. De aard van het geluid is onder andere afhankelijk van de verhouding van de trillingen die verschil in frequentie bezitten. Aan de uitgang van de versterker zal dus ten gevolge van een andere verhouding tussen de amplituden van de wisselspanningen een ander geluid door de trillingen worden vertegenwoordigd als aan de ingang. Er treedt dus vervorming op. Deze vervorming, die veroorzaakt wordt door de frequentie-afhankelijke elementen die in de schakeling voorkomen, wordt lineaire vervorming genoemd.

Een indruk in de mate van lineaire vervorming die door een versterker wordt veroorzaakt, kunnen we krijgen met behulp van de frequentiecarakteristiek (fig. 6,10 en 6,21). Bij een minimum lineaire vervorming zal de frequentiecarakteristiek een horizontale rechte lijn voor het beschouwde frequentiegebied benaderen. Om deze van de frequentie-afhankelijke vervorming tot een minimum te beperken, moeten we dus trachten de invloed van de reactanties op de impedanties van de netwerken zo klein mogelijk te doen zijn. Daar een volkomen frequentie-onafhankelijkheid praktisch niet te verwachten is, zal men trachten de afwijkingen van de frequentiecarakteristiek binnen redelijke grenzen te houden. Afhankelijk van het doel, waarvoor de versterker dient en het frequentiegebied dat moet worden versterkt, zal men door een zodanige constructie van de versterker, de versterking niet beneden 0,7; 0,8 of nog hogere waarden van de maximale versterking doen komen.

Wordt aan een versterker die lineaire vervorming veroorzaakt een sinusvormig signaal aan de ingang toegevoerd, dan zal het uitgangssignaal eveneens sinusvormig zijn.

c. Niet-lineaire vervorming

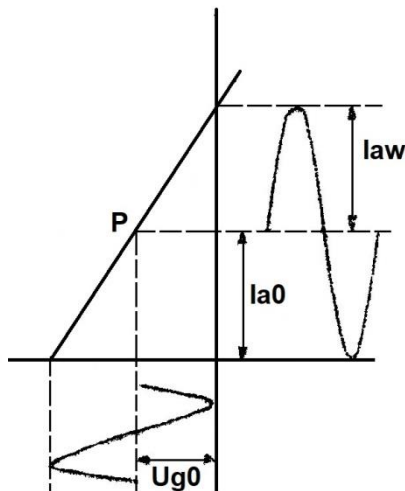


Fig. 7,22.

Indien we een buiskarakteristiek kunnen voorstellen door een rechte lijn en is de buis ingesteld in punt P van deze karakteristiek, dan zal een sinusvormig ingangssignaal een anodestroom ten gevolge hebben (zie fig. 7,22). In de algebra hebben we reeds kennis gemaakt met een rechte lijn in het coördinatenstelsel die door een algebraïsche uitdrukking kon worden voorgesteld. Op dezelfde wijze kunnen we de rechte $I_a - U_a$ - karakteristiek door een algebraïsche uitdrukking weergeven.

De karakteristiek volgens fig. 7,22 kunnen we voorstellen door:

$$I_a = I_{a_0} + S\Delta U_g.$$

Hierin is I_{a_0} de anodegelijkstroom in het werkpunt P en ΔU_g het bedrag waarmee de roosterspanning verschilt van die voor het werkpunt. S , de steilheid, geeft dus weer aan met welke waarde de anodestroom verandert ten gevolge van de verandering van U_g .

Stellen we ΔU_g gelijk aan een sinusvormige wissel-

spanning $\Delta U_g = \hat{U} \sin \omega t$, dan is: $I_a = I_{a_0} + S\hat{U} \sin \omega t$.

De anodestroom wordt dus gevormd door een gelijkstroom I_{a_0} en een sinusvormig veranderlijke stroom $S\hat{U} \sin \omega t$. Er treedt geen vervorming op.

7.12. Vervorming (vervolg)

1^e. Kwadratische vervorming

De karakteristieken zijn echter gebogen lijnen. In het algemeen kan een klein gedeelte van de karakteristiek wel bij benadering als een recht gedeelte worden beschouwd. Bij een kleine amplitude van de roosterwisselspanning zal dus, als de wisselspanning binnen dit rechte deel van de karakteristiek valt, de anodewisselstroom ook nagenoeg sinusvormig zijn. Is echter de amplitude van de roosterwisselspanning groot, dan wordt een zo groot gedeelte van de karakteristiek doorlopen dat dit niet meer als recht kan worden voorgesteld. Ten gevolge van het gebogen karakter van de karakteristiek zal de stroom bij sinusvormige roosterwisselspanning geen sinusvormige gedaante hebben (zie fig. 7,23). De ene amplitude van de anodewisselstroom is groter dan de andere amplitude.

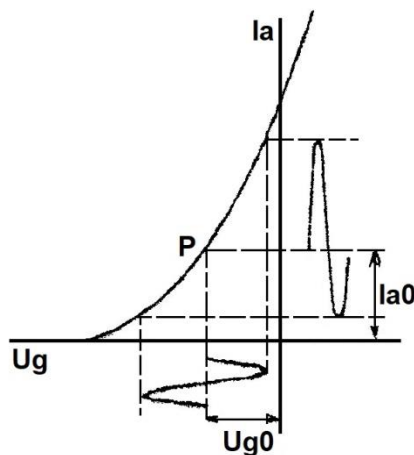


Fig. 7,23. Vervorming ten gevolge van gebogen karakteristiek.

Was de rechte karakteristiek voor te stellen door een functie van de 1^e graad (U_G komt alleen in de 1^e graad voor), de gebogen karakteristiek kan niet door een 1^e graads functie worden voorgesteld. De triodekarakteristieken kunnen in het algemeen voorgesteld worden door een tweedegraadsfunctie.

$$I_a = I_{a_0} + a(\Delta U_g) + b(\Delta U_g)^2.$$

De constante a is hier, evenals S in de vorige uitdrukking, uitgedrukt in mA/V en de constante b is uitgedrukt in mA/V^2 .

Stellen we $\Delta U_g = \hat{U} \sin \omega t$, dan wordt de uitdrukking voor de stroom:

$$I_a = I_{a_0} + a\hat{U}_g \sin \omega t + b\hat{U}_g^2 \sin^2 \omega t.$$

Daar $\sin^2 \omega t = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t$, kunnen we de uitdrukking herleiden tot:

$$I_a = I_{a_0} + a\hat{U}_g \sin \omega t + \frac{1}{2} b\hat{U}_g^2 - \frac{1}{2} b\hat{U}_g^2 \cos 2\omega t.$$

We zien hieruit dat de anodegelijkstroom is toegenomen met een bedrag $\frac{1}{2} b\hat{U}_g^2$. Dit is echter voor de versterker van geen belang daar we alleen de wisselstroomcomponent gebruiken. De wisselstroomcomponent met de frequentie ω en amplitude $a\hat{U}_g$ is de weergave van de gewenste componenten in de anodestroom. Doch de wisselstroomcomponent met de frequentie 2ω die in de anodestroom voorkomt, is niet aan de buis toegevoerd. We noemen deze component de tweede harmonische. Daar deze component de vorm van de anodewisselstroom verandert, is deze dus de oorzaak van een vervorming. Deze vervorming wordt niet-lineaire vervorming genoemd. In fig. 7,24 is de 1^e harmonische (met frequentie ω) gestreept en de 2^e harmonische gestippeld weergegeven. Ter wille van de duidelijkheid is de amplitude van de 2^e harmonische vrij groot gekozen. De 1^e harmonische, een sinusvormige stroom, begint op het tijdstip nul vanaf een waarde nul aan te groeien. De 2^e harmonische, een cosinusfunctie, heeft op het tijdstip nul een waarde die negatief is, daar de functie een minteken heeft. Het resultaat vinden we door de momentele waarden van 1^e en 2^e harmonische op te tellen (de getrokken kromme). We zien dat het resultaat afwijkt van de sinusvorm. De grootte van de vervorming kunnen we aangeven door de verhouding van de amplitudes van de ongewenste component met frequentie 2ω en de gewenste met de frequentie ω . Deze verhouding wordt de distorsiefactor genoemd en aangegeven met de letter d . Hier is dus:

$$d = \frac{\frac{1}{2} b\hat{U}^2}{a\hat{U}} = \frac{b}{2a} \hat{U}.$$

De distorsiefactor wordt gewoonlijk in procenten aangegeven. De amplitude van de 2^e harmonische neemt met het kwadraat van de amplitude van de roosterwisselspanning toe. De distorsiefactor neemt evenredig toe met de amplitude van de roosterwisselspanning. De niet lineaire vervorming is dus een gevolg van het gebogen karakter van de karakteristiek.

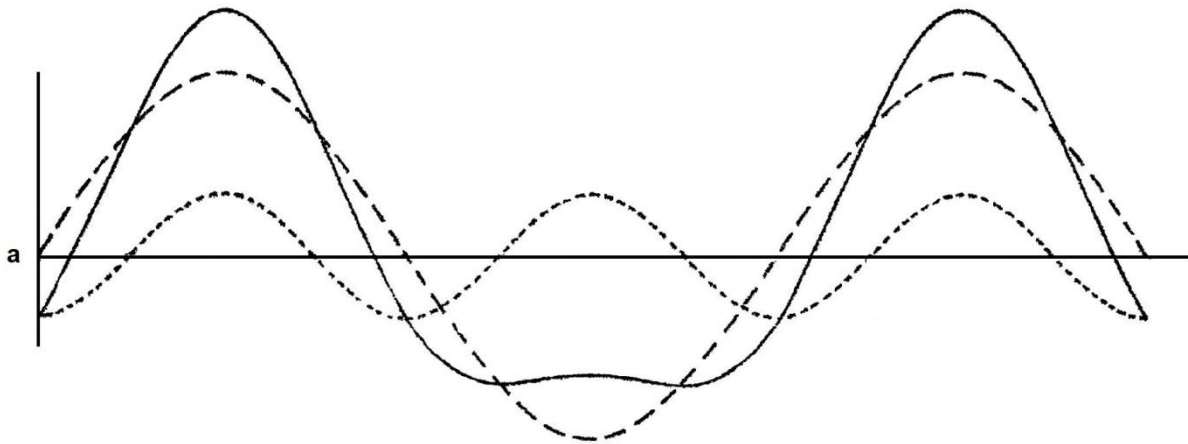


Fig. 7,24. De som van 1^e en 2^e harmonische van de anodestroom.

Het optreden van de 2^e harmonische behoeft bij het versterken van audiofrequente trillingen geen grote bezwaren op te leveren. Een geluidstrilling bevat een zekere grondtoon en een zeker aantal harmonischen. Voeren we een dergelijke geluidstrilling toe aan een versterker, dan zal de versterker er hogere, bv. een tweede harmonische aan toevoegen. De intensiteit van de harmonischen wordt dus gewijzigd, de intensiteit van de 1e harmonische, de grondtoon wordt niet gewijzigd. Hierdoor zal er iets aan het timbre van het geluid dat uiteindelijk door de luidspreker wordt geproduceerd, worden veranderd. Dit behoeft geen erg storende invloed te hebben, mits de amplitude van de 2^e harmonische niet te groot wordt.

Worden aan het rooster van een triode tegelijkertijd twee wisselspanningen met verschillende frequenties (verschillende toonhoogten) toegevoerd, dan treden, dank zij het kwadratische karakter van de buiskarakteristiek nog andere verschijnselen op. Stellen we de buiskarakteristiek weer voor door:

$I_a = I_{a_0} + a(\Delta U_g) + b(\Delta U_g)^2$ en de beide roosterwisselspanningen resp. door:

$$U_1 = \hat{U}_1 \sin \omega t \quad \text{en} \quad U_2 = \hat{U}_2 \sin pt,$$

Dan verkrijgen we na substitutie:

$$I_a = I_{a_0} + a(\hat{U}_1 \sin \omega t + \hat{U}_2 \sin pt) + b(\hat{U}_1 \sin \omega t + \hat{U}_2 \sin pt)^2.$$

Na uitwerking:

$$I_a = I_{a_0} + a\hat{U}_1 \sin \omega t + a\hat{U}_2 \sin pt + b\hat{U}_1^2 \sin^2 \omega t + 2b\hat{U}_1\hat{U}_2 \sin \omega t \sin pt + b\hat{U}_2^2 \sin^2 pt.$$

Zoals we reeds gebruikt hebben, is hier ook weer:

$$\sin^2 \omega t = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t \quad \text{en} \quad \sin^2 pt = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2pt.$$

Het product: $2 \sin \omega t \sin pt$ kunnen we herleiden tot: $\cos(\omega - p)t - \cos(\omega + p)t$.

De anodestroom wordt nu: $I_a = I_{a_0} + a\hat{U}_1 \sin \omega t + a\hat{U}_2 \sin pt + \frac{1}{2}b\hat{U}_1^2 - b\hat{U}_1^2 \cos 2\omega t + b\hat{U}_1\hat{U}_2 \cos(\omega - p)t - b\hat{U}_1\hat{U}_2 \cos(\omega + p)t + \frac{1}{2}b\hat{U}_2^2 - \frac{1}{2}b\hat{U}_2^2 \cos 2pt$.

De anodegelijkstroom in de anodeketen is geworden: $I_{a_0} + \frac{1}{2}b\hat{U}_1^2 + \frac{1}{2}b\hat{U}_2^2$.

De eerste harmonische van de anodewisselstroom zijn: $a\hat{U}_1 \sin \omega t$ en $a\hat{U}_2 \sin pt$.

De tweede harmonischen van de anodewisselstroom zijn: $\frac{1}{2}b\hat{U}_1^2 \cos 2\omega t$ en $\frac{1}{2}b\hat{U}_2^2 \cos 2pt$.

Verder bevinden zich in de anodestroom twee componenten met de zogenaamde combinatiefrequenties. Deze frequenties kunnen een zeer storend karakter hebben. Zij zijn geen veelvouden van de oorspronkelijke frequentie en zijn dus veelal niet harmonisch gelegen ten opzichte van de 1^e harmonische met de frequenties ω en p . Het zijn deze combinatietonen die de niet-lineaire vervorming zo ongewenst maken. Zij geven het geluid een rauwe klank.

Oplossingen inzenden van de opgaven Ea, nr. 177 t/m 185.



7.12. Vervorming (vervolg)

2°. Derdegraadsvervorming

Het gebogen karakter van een $I_a - U_{g_1}$ karakteristiek van een pentode wijkt iets af van dat van een triode. we kunnen deze karakteristiek het beste benaderen door een derdegraadsvergelijking:

$$I_a = I_{a_0} + a(\Delta U_g) + b(\Delta U_g)^2 + c(\Delta U_g)^3.$$

Voeren we aan deze buis een wisselspanning $U = \hat{U} \sin \omega t$ toe, dan verkrijgen we voor de uitdrukking van de anodestroom:

$$I_a = I_{a_0} + a\hat{U} \sin \omega t + b(\hat{U} \sin \omega t)^2 + c(\hat{U} \sin \omega t)^3.$$

Uit de goniometrie is bekend dat $\sin^3 \omega t$ om te zetten is in:

$\frac{3}{4} \sin \omega t - \frac{1}{4} \sin 3\omega t$. Na alle machten van $\sin \omega t$ te hebben ontleed, verkrijgen we:

$$I_a = I_{a_0} + a\hat{U} \sin \omega t + \frac{1}{2} b\hat{U}^2 - \frac{1}{2} b\hat{U}^2 \cos 2\omega t + \frac{3}{4} c\hat{U}^3 \sin \omega t - \frac{1}{4} c\hat{U}^3 \sin 3\omega t \text{ of:}$$

$$I_a = \left(I_{a_0} + \frac{1}{2} b\hat{U}^2 \right) + \left(a\hat{U} + \frac{3}{4} c\hat{U}^3 \right) \sin \omega t - \frac{1}{2} b\hat{U}^2 \cos 2\omega t - \frac{1}{4} c\hat{U}^3 \sin 3\omega t.$$

De gelijkstroom heeft dezelfde waarde als bij de triode. De eerste harmonische heeft nu een amplitude $\left(a\hat{U} + \frac{3}{4} c\hat{U}^3 \right)$. Daar $\frac{3}{4} c\hat{U}^3$ ten opzichte van $a\hat{U}$ een kleine waarde heeft, is de amplitude van de 1^e harmonische nagenoeg gelijk aan $a\hat{U}$. Naast een 2^e harmonische (2ω) met een amplitude $\frac{1}{2} b\hat{U}^2$ komt nu ook een 3^e harmonische (3ω) voor met een amplitude $\frac{1}{4} c\hat{U}^3$. In fig. 7,25 is het resultaat van het optreden van een 3^e harmonische weergegeven. De distorsiefactor die ten gevolge van de 3^e harmonische optreedt, is nu:

$$d_3 = \frac{\frac{1}{4} c\hat{U}^3}{a\hat{U} + \frac{3}{4} c\hat{U}^3}. \text{ Na verwaarlozing van de term } \frac{3}{4} c\hat{U}^3 \text{ ten opzichte van } a\hat{U} \text{ wordt de}$$

distorsiefactor nu: $d_3 = \frac{\frac{1}{4} c\hat{U}^3}{a\hat{U}} = \frac{c}{4a} \hat{U}^2$. Hieruit blijkt dat de distorsie ten gevolge van de 3^e harmonische evenredig met het kwadraat van de amplitude van de roosterwisselspanning toeneemt.

De distorsiefactor ten gevolge van de tweede harmonische is: $d_2 = \frac{\frac{1}{2} b\hat{U}^2}{a\hat{U} + \frac{1}{4} c\hat{U}^3}$. Het is ook mogelijk de totale distorsiefactor te bepalen.

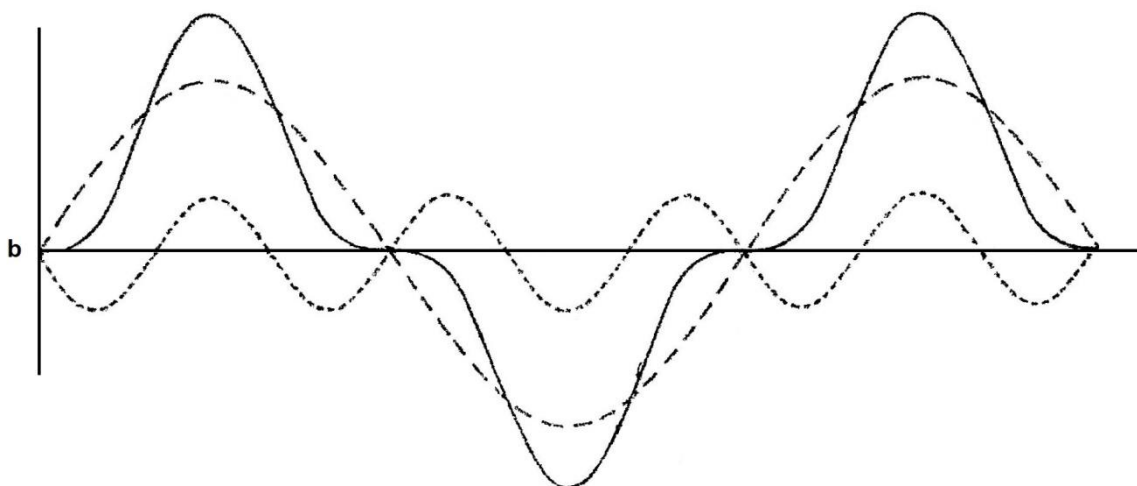


Fig. 7,25. Gestreepte lijn 1^e harmonische. Gestippelde lijn 3^e harmonische. Getrokken lijn de som van de 1^e en 3^e harmonische.

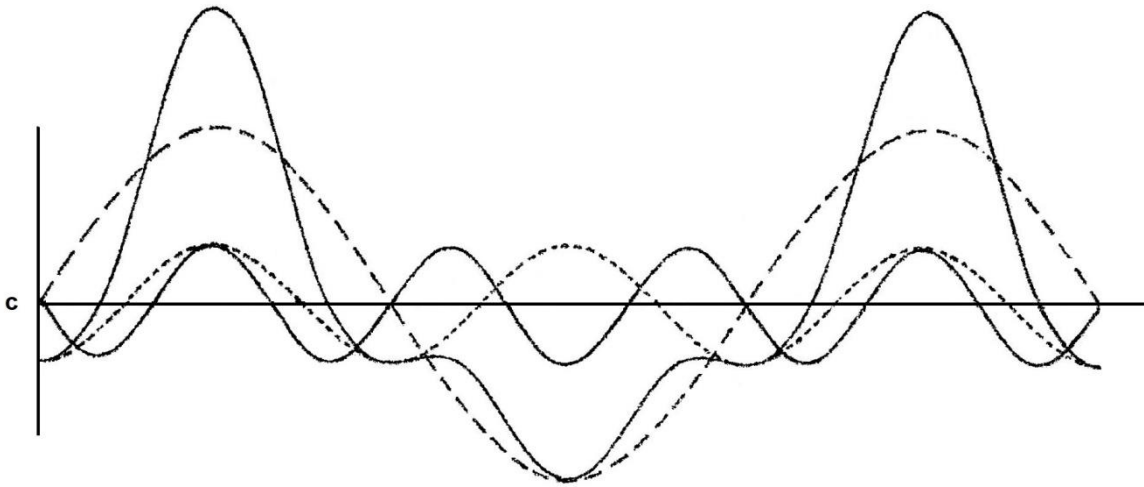


Fig. 7,26. Gestreepte lijn 1^e harmonische. Gestippelde lijn 2^e harmonische. Getrokken lijn 3^e harmonische. Getrokken lijn de som van de 1^e, 2^e en 3^e harmonische.

De totale distorsiefactor wordt bepaald door de wortel uit de som der kwadraten der amplituden der hogere harmonischen en de amplitude der 1^e harmonische.

$$d_t = \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{2}b\bar{U}^2\right)^2 + \left(\frac{1}{4}c\bar{U}^3\right)^2}}{a\bar{U} + \frac{3}{4}c\bar{U}^3}.$$

Schrijven we deze vorm in de volgende gedaante: $d_t = \sqrt{\left(\frac{\frac{1}{2}b\bar{U}^2}{a\bar{U} + \frac{3}{4}c\bar{U}^3}\right)^2 + \left(\frac{\frac{1}{4}c\bar{U}^3}{a\bar{U} + \frac{3}{4}c\bar{U}^3}\right)^2}$, dan zien we

gemakkelijk dat de totale distorsiefactor ook als volgt is voor te stellen: $d_t = \sqrt{d_2^2 + d_3^2}$.

In woorden: De totale distorsiefactor wordt bepaald door de wortel uit de som der kwadraten der afzonderlijke distorsiefactoren. In fig. 7,26 is weergegeven hoe de resulterende trilling eruit kan gaan zien als de 2^e en 3^e harmonische tegelijkertijd met de 1^e harmonische aanwezig zijn. In fig. 7,24 kunnen we zien dat het optreden van de 2^e harmonische ten gevolge heeft dat de resulterende trilling een asymmetrisch karakter krijgt. D.w.z. dat de trilling in de ene richting grotere waarden doorloopt dan in de andere richting. Was de gemiddelde waarde van de oorspronkelijke trilling (de 1^e harmonische) gelijk nul, van de trilling die vervormd is door de tweede harmonische is dat niet meer het geval.

In de wiskundige uitdrukking komt dit ook duidelijk tot uiting, daar de 2^e harmonische vergezeld gaat van een gelijkstroom $\frac{1}{2}b\bar{U}^2$. Deze gelijkstroom toename is even groot als de amplitude van de 2^e harmonische. Later zullen we zien dat door deze omstandigheid het gemakkelijk is de amplitude van de 2^e harmonische te meten. Het optreden van de 3^e harmonische heeft natuurlijk ook een vervorming van de resulterende trilling tot gevolg (fig. 7,25). De trilling blijft echter symmetrisch; de gemiddelde waarde blijft nul.

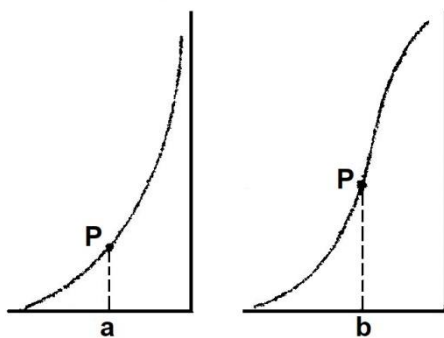


Fig. 7,27. a: $I_a - U_g$ -karakteristiek van een triode; b: $I_a - U_{g1}$ -karakteristiek van een pentode.

Uit het voorgaande is gebleken dat we onderscheid moeten maken tussen een $I_a - U_g$ -karakteristiek van een triode en de $I_a - U_{g1}$ -karakteristiek van een pentode. Die van de triode is het best te benaderen door een 2^e graads vergelijking. In fig. 7,27 is voor de duidelijkheid het verloop van beide karakteristieken weergegeven waarbij vooral de 3^e graadskromme enigszins overdreven is getekend.

7.12. Vervorming (vervolg)

3°. Vervorming door oversturing

Ook als de karakteristieken recht zijn, is het mogelijk dat er vervorming optreedt. Wanneer de instelling van de buis en de impedantie in de anodeketen juist zijn, mag de roosterwisselspanning de maximaal toelaatbare waarde niet overschrijden. Wordt de rooster spanning positief, dan treedt roosterstroom op waardoor de betreffende top van de anodestroom wordt verminderd. Om dit in te zien, bekijken we even fig. 6,1 en veronderstellen, dat de roosterwisselspanning, die over R_3 wordt ontwikkeld door de 1° buis groter is dan de negatieve rooster spanning van de 2° buis. Op die momenten dat het rooster van de 2° buis negatief is ten opzichte van de kathode, vormt zich tussen deze twee elektroden een zeer grote (theoretisch oneindig grote) weerstand die parallel aan R_3 en R_2 staat. De weerstand die zich in de anodeketen van de 1° buis doet gevoelen, is dan gelijk aan de vervangingsweerstand van R_3 en R_2 . Maakt een deel van de roosterwisselspanning het rooster van de 2° buis positief ten opzichte van de kathode, dan zal er roosterstroom in deze buis optreden of anders gezegd: de weerstand tussen rooster en kathode van de 2° buis wordt veel kleiner. Hierdoor komt een kleinere weerstand parallel aan R_3 en R_2 te staan. De vervangingsweerstand hiervan en daarmee de anodeweerstand van de 1° buis wordt kleiner en daardoor zal ook de versterking van de 1° buis kleiner worden.

Gedurende het gedeelte van de roosterwisselspanning van de 2° buis dat het rooster positief wordt, is de versterking van de 1° buis dus kleiner dan gedurende het overige deel. Het gehele signaal dat de 1° buis te versterken krijgt, wordt dus niet in dezelfde mate versterkt, hetgeen vervorming ten gevolge heeft.

Wordt bij de andere helft van de roosterwisselspanning het afknijppunt gepasseerd, dan wordt de betreffende top van de anodestroom afgesneden, daar de anodestroom niet negatief kan worden. We zeggen nu, dat de buis overstuurd is (fig. 7,28). De vervorming die hierdoor ontstaat, is al spoedig zeer hinderlijk.

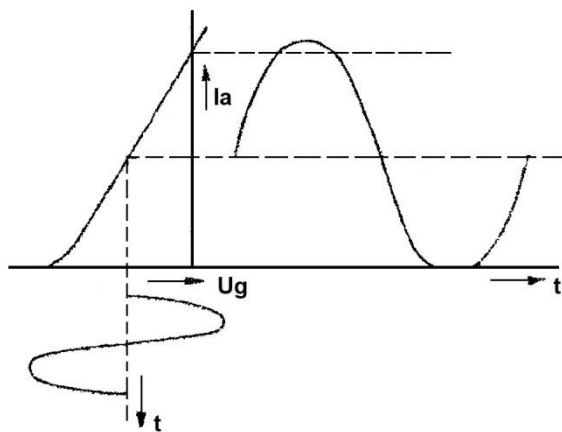


Fig. 7,28. Oversturing van de rooster spanning.

Bij een onjuiste aanpassing van de impedantie in de anodeketen van de buis kan ook gemakkelijk vervorming optreden.

Bij een triode-eindbuis is de gunstigste weerstand in de anodeketen $R_a = 2R_i$ (die waarde van R_a waarbij het grootste vermogen kan worden geleverd); bij een pentode-eindbuis is het $R_a = \frac{U_{a0}}{I_{a0}}$. Bij een omroepontvanger

wordt deze weerstand gevormd door een luidspreker met transformator.

Is de transformatieverhouding van de transformator niet juist of wordt een luidspreker gebruikt waarvan de impedantie niet gelijk is aan die waarmee bij de keuze van de transformator werd gerekend, dan wijkt R_a af van de gunstigste waarde en is de eindbuis niet in staat het verwachte vermogen te leveren.

Men is dan geneigd de sterkteregelaar verder "op te draaien" om aan het rooster van de

eindbuis een grotere spanning toe te voeren en zodoende het vermogen dat aan de luidspreker wordt toegevoerd te vergroten. Daarbij wordt dan echter de buis overstuurd en treedt er vervorming op.

We zullen dit toelichten voor een pentode-eindbuis voor het geval dat de $I_a - U_a$ - karakteristieken rechte lijnen zijn (fig. 7,29).

R.T.

100 Ea

Nadruk verboden

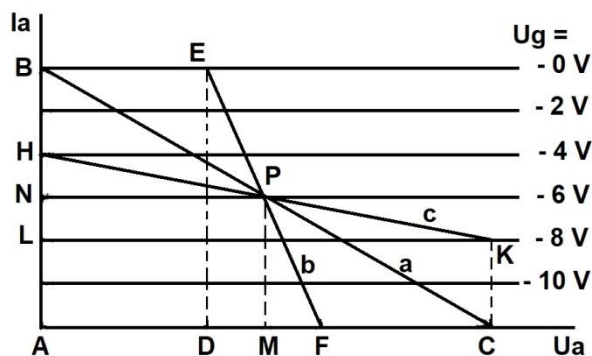


Fig. 7,29. Belastinglijn a voor de gunstigste R_a , b voor te kleine R_a en c voor te grote R_a .

De gunstigste weerstand R_a is die waarbij zowel de anodestroom als de anodespanning geheel wordt uitgestuurd. De belastingslijn waarbij aan deze voorwaarde is voldaan, is de lijn a van fig. 7,29.

Is R_a kleiner, dan kan wel de anodestroom tussen de maximale waarde en nul variëren, dus volledig worden uitgestuurd, doch is de variatie van de anodespanning kleiner dan nodig zou zijn om het maximale vermogen te leveren (de belastingslijn b). een vergroting van de roosterwissel-

spanning zou oversturing van de anodestroom veroorzaken.

Is R_a te groot, dan geeft een kleine variatie van de anodestroom reeds de maximaal toelaatbare variatie van de anodespanning. Het afgegeven vermogen zal dus weer kleiner zijn dan het maximaal bereikbare vermogen; een vergroting van de roosterwisselspanning zou dus een oversturing van de anodespanning geven.

Tracht men bij onjuiste aanpassing hetzelfde vermogen te krijgen als bij juiste aanpassing mogelijk is, dan wordt of de anodespanning (bij te grote R_a) of de anodestroom (bij te kleine R_a) overstuurd.

4^e. Vervorming door het ijzer van transformatoren

De magnetiseringskromme van het ijzer waarvan de kern van een transformator is vervaardigd, kan slechts in een beperkt gebied bij benadering als recht worden beschouwd. Zijn de spanningen of de stromen zo groot dat dit gebied wordt overschreden, dan ontstaat ook hierdoor vervorming. Om dit te voorkomen, moet de doorsnede van een transformator kern zo groot worden genomen dat voor de benodigde magnetische flux de magnetische inductie voldoende klein blijft.

Bovendien moet er rekening mee worden gehouden dat in de meeste gevallen door de primaire wikkeling van de transformator, behalve de anodewisselstroom ook de anodegelijkstroom vloeit. Ook al heeft de magnetiseringskromme van het gebruikte ijzer een groot gedeelte dat vrijwel recht is, dan is het toch mogelijk dat door deze gelijkstroom de magnetische inductie een gebogen gedeelte van de magnetiseringskromme doorloopt ten gevolge van de wisselstroomcomponent. Om dit effect van deze zogenaamde voormagnetisatie te verminderen, worden deze transformatoren vaak zodanig geconstrueerd dat er in het ijzercircuit een luchtspleet aanwezig is (zie Wt. pag. 60 en 61).

Oplossingen inzenden van de opgaven Ea, nr. 186 t/m 193.

8.1. Balansschakeling

Voor het geval dat een eindbuis een groot vermogen moet leveren, zal men genoodzaakt zijn hiervoor een buis te zoeken die in staat is het gewenste vermogen te leveren. Het is echter niet altijd mogelijk een groot afgegeven vermogen te bewerkstelligen met behulp van één buis, die met een betrekkelijk lage anodespanning, zoals bij ontvangapparaten gewenst is, gevoed wordt. Bij ontvangapparaten is de beschikbare anodegelijkspanning ongeveer 250 V. Bij deze gangbare anodespanning is het afgegeven vermogen hoogstens 9 watt. Voor grotere afgegeven vermogens is een hogere anodespanning nodig van bijvoorbeeld 400 of 800 V. Deze hoge voedingsspanning is voor ontvangers een bezwaar.

Om toch over een groter wisselstroomvermogen te kunnen beschikken, worden eindtrappen gebruikt die twee of meer buizen van het gebruikelijke type bevatten.

De eenvoudigste methode is twee of meer buizen parallel te schakelen. Dit bereikt men door alle overeenkomstige elektroden eenvoudig met elkaar te verbinden. Worden op deze wijze twee gelijke buizen parallel geschakeld, dan kunnen we dit stelsel vervangen denken door een buis die een tweemaal zo grote steilheid, een tweemaal zo kleine inwendige weerstand en dezelfde versterkingsfactor heeft als een der buizen.

Bij het bepalen van de impedantie in de anodeketen waarbij de twee parallelgeschakelde buizen maximaal wisselstroomvermogen afgeven, moet rekening worden gehouden met de tweemaal kleinere inwendige weerstand. R_a moet half zo groot zijn als bij één buis. De transformatieverhouding

van de transformator die bijvoorbeeld de luidsprekerweerstand in de anodeketen transformeert, moet dus ook de helft zijn van die bij gebruik van een enkele buis.

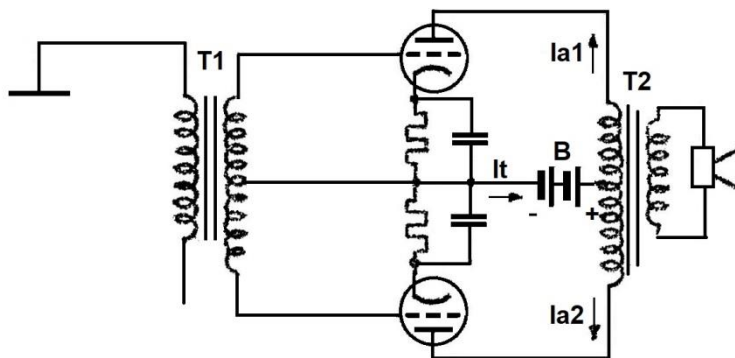


Fig. 8,1. Balansschakeling van twee trioden.

nemen in een balansschakeling. Hierbij worden aan de roosters der buizen wisselspanningen met tegengestelde fase toegevoerd. De anodewisselstromen der beide buizen bezitten dus ook een tegengestelde fase.

De roosterwisselspanningen der buizen kan worden verkregen door gebruik te maken van een transformator T_1 (zie fig. 8,1), waarvan de secundaire wikkeling een aftakking bezit in het elektrische midden. Dit punt wordt verbonden met de kathoden van de buizen. De anodewisselstroom van de voorafgaande buis veroorzaakt in de beide helften van de secundaire wikkeling spanningen die gelijk in grootte en in tegenfase zijn.

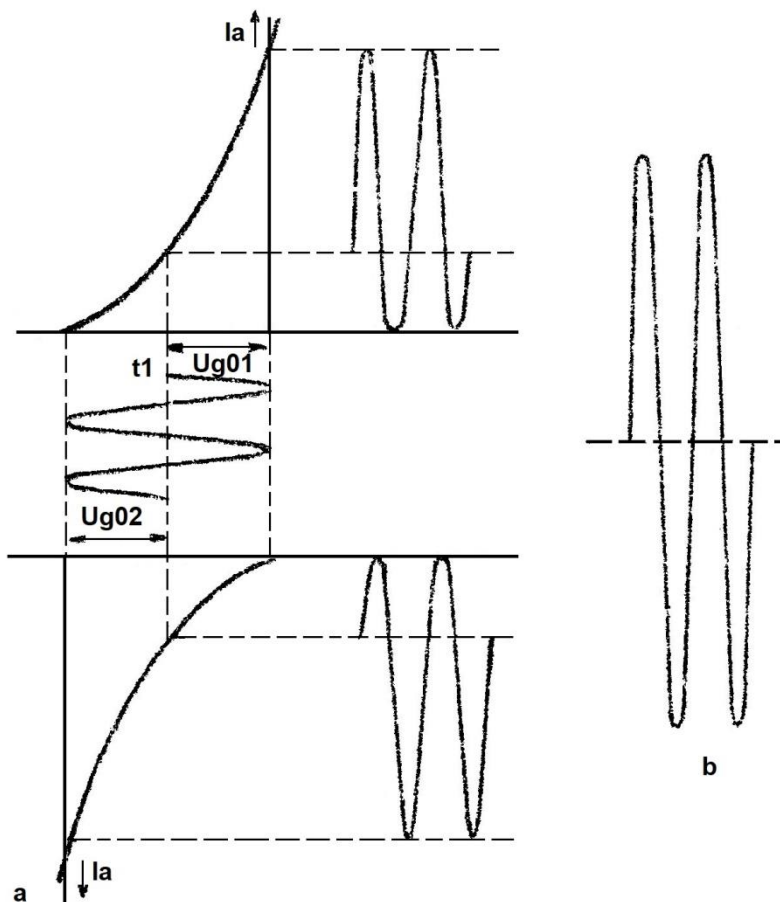
Op deze wijze kan met twee parallel geschakelde buizen een wisselstroomvermogen worden geleverd dat tweemaal zo groot is als met een enkele buis mogelijk is.

Een meer toegepaste methode om een eindversterker met twee buizen samen te stellen is deze buizen op te

De buizen verkrijgen hun negatieve roosterspanning door gebruik te maken van een kathode-weerstand met condensator in elk der kathodeleidingen. De anodeglijkspanning wordt voor beide buizen geleverd door een batterij B die geschakeld is tussen de kathode en het midden van de primaire wikkeling der uitgangstrafo T_2 .

Ten gevolge van deze gelijkspanning vloeien in de anodeketens de gelijkstromen $I_{a_{01}}$ en $I_{a_{02}}$ die in de helften der primaire wikkeling van de transformator T_2 tegengesteld van richting zijn. De magnetische inductie in de ijzeren kern, die ten gevolge van deze stromen, die in de praktijk gelijk zijn en dus ook tegengestelde richtingen hebben, hebben dus geen voormagnetisatie van het ijzer ten gevolge. Hiermee wordt dus voorkomen dat door de buiging in de magnetiseringskromme vervorming van het te versterken signaal zou ontstaan. Bij de schakeling van een enkele buis is dit dikwijls aanleiding tot grotere vervorming. Bij aanwezigheid van wisselspanningen op de roosters der trioden zal in een bepaald tijdvakje de anodestroom van de ene buis evenveel toenemen als de anodestroom in de andere buis afneemt. De stroom I_t die de batterij levert, blijft dus onveranderd en gelijk aan $I_{a_{01}} + I_{a_{02}}$. De stroomtoename in de ene helft der primaire wikkeling van T_2 en de afname in de andere helft der wikkeling zouden in de secundaire spanningen induceren die tegengesteld van richting zijn; daar echter de stroomrichting in de helften der primaire wikkeling tegengesteld zijn, zullen de in de secundaire geïnduceerde spanningen elkaar ondersteunen en gezamenlijk een stroomverandering door de

luidspreker veroorzaken. De stroom door de luidspreker is nu dus twee maal zo groot als één buis zou leveren.



In fig. 8,2 zijn de buiskarakteristieken van de beide trioden weergegeven. Daar de werkingssfeer der buizen 180° verschoven is, zijn de karakteristieken 180° gedraaid getekend. De roosterwisselspanning die op tijdstip t_1 begint aan te groeien tot \hat{U}_{gw} heeft in de ene buis een stroomtoename en in de andere een stroomafname ten gevolge enz. Dank zij de buiging der buiskarakteristieken zijn de anodewisselstromen verre van sinusvormig.

Daar de anodestroomveranderingen van de ene buis een effect in dezelfde richting in de secundaire veroorzaakt als de anodestroomveranderingen van de andere buis, mogen we in een helft van de primaire een wisselstroom

Fig. 8,2. De karakteristieken van twee in balans geschakelde trioden.



veronderstellen die gevormd wordt door de som van de afzonderlijke anodewisselstromen. In fig. 8,2 is de som van de stromen getekend. We zien dat deze stroom, in afwijking met de afzonderlijk stromen, een symmetrische gedaante heeft. De trioden veroorzaken een vervormde anodestroom, die is toe te schrijven aan de tweede machtsterm die in de functie die de buiskarakteristiek voorstelt, voorkomt. We zien:

dat de vervorming ten gevolge van het kwadratisch karakter der karakteristiek in de uitgang van de balansschakeling niet voorkomt.

Hetzelfde valt op te merken betreffende de hogere evenmachtsvervorming die de buis veroorzaakt (de 4^e, 6^e enz. verdwijnen dus ook).

Op mathematische wijze is dit als volgt in te zien: de buiskarakteristiek der trioden is voor te stellen door:

$$I_a = I_{a_0} + aU_g + bU_g^2.$$

Het signaal aan de ene buis toegevoerd stellen we voor door:

$$U_{g_1} = \hat{U}_{g_1} \sin \omega t \text{ en dat aan de tweede buis toegevoerd door:}$$

$$U_{g_2} = -\hat{U}_{g_1} \sin \omega t. \text{ De stromen in de afzonderlijke anodeketens zijn dan als volgt voor te stellen:}$$

$$I_{a_1} = I_{a_{01}} + a_1 \hat{U}_{g_1} \sin \omega t + b_1 \hat{U}_{g_1}^2 \sin^2 \omega t.$$

$$I_{a_2} = I_{a_{02}} + a_2 \hat{U}_{g_1} \sin \omega t + b_2 \hat{U}_{g_1}^2 \sin^2 \omega t.$$

Daar deze stromen in de transformatorhelften tegengesteld van richting zijn, kunnen we het totaal effect van deze stromen dus bepalen door het verschil van I_{a_1} en I_{a_2} te nemen. Bij dergelijke buizen zijn:

$$I_{a_{01}} = I_{a_{02}}, a_1 = a_2 \text{ en } b_1 = b_2 = b, \text{ dus: } I_{a_t} = I_{a_1} - I_{a_2} = 2a\hat{U}_{g_1} \sin \omega t.$$

We zien dat alleen de term met de frequentie ω effect sorteert en dat de gelijkstromen en de kwadratische termen (2^e harmonische) geen effect hebben.

Samenvattend bezit een balansschakeling van twee buizen de volgende voordelen ten opzichte van een parallelschakeling van twee buizen: de anodegelijkstromen van de beide buizen in balans geschakeld, hebben geen voormagnetisatie van de transformator kern ten gevolge; hierdoor wordt de vervorming van het signaal voorkomen en kan de transformator lichter worden uitgevoerd.

De anodestroomvariaties die veroorzaakt worden door variaties in de voedingsspanning, zoals de rimpelspanning van het op het net aangesloten voedingsapparaat hebben in de transformatorhelften tegengestelde richtingen, zodat hierdoor geen spanning in de secundaire wordt opgewekt. De bromspanning is dus veel kleiner.

De anodestroomcomponenten met een frequentie die een even veelvoud van toegevoerde signaalfrequentie is (2^e, 4^e enz. harmonische), werken elkaar eveneens tegen in de secundaire van de transformator. De vervorming die hierdoor bij een enkele buis ontstaat, is bij de balansschakeling dus veel kleiner.

Een der belangrijkste voordelen van de balansschakeling is dat onder bepaalde omstandigheden het afgegeven vermogen meer dan tweemaal zo groot kan zijn dan een enkele buis maximaal kan leveren en dus eveneens meer kan zijn dan dat een parallelschakeling kan leveren. (later zal dit worden onderzocht).

Een nadeel van de balansschakeling is dat aan de ingang een schakeling voor moet komen die aan de beide stuurroosters signalen met gelijke amplitude en precies tegengestelde fasen levert. In fig. 8,1 wordt dit met behulp van een transformator tot stand gebracht. We zullen later hiervoor nog andere schakelingen leren kennen.

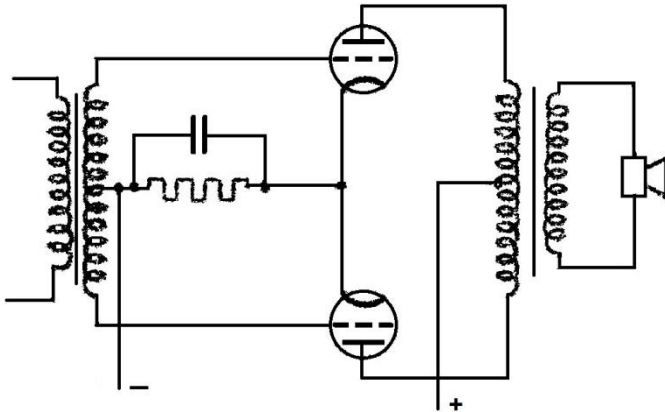


Fig. 8,3. Twee balansbuizen met gemeenschappelijke kathodeweerstand.

8.2. Balansschakeling van twee in klasse A ingestelde trioden

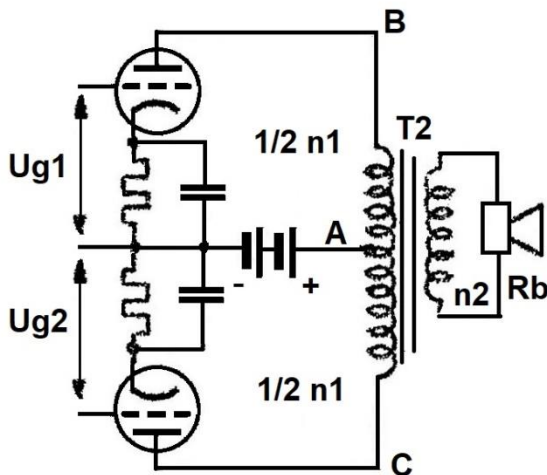


Fig. 8,4. Twee trioden in balans volgens klasse A.

lijkt is aan $2R_i$ (R_i is de inwendige weerstand van de buis). Verder veronderstellen we dat aan de bovenste buis een signaal wordt toegevoerd waarmee de buis is voluitgestuurd, terwijl de onderste buis nog geen signaal ontvangt. De roosterwisselspanning op de bovenste buis heeft de maximaal toelaatbare anodewisselstroom en anodewisselspanning ten gevolge. Veronderstellen we dat U_{g1} maximum positief is, dan zal de anodespanning zijn afgenomen met een bedrag \hat{U}_a . Door de anodewisselstroom door de bovenste helft van de transformator wordt een spanning in de onderste helft geïnduceerd die een zodanige richting heeft dat de anodespanning van de onderste buis een bedrag \hat{U}_a stijgt. (de beide transformatorhelften is een doorlopende wikkeling, de emk van zelfinductie in de bovenste helft is even groot als de emk van inductie in de onderste helft.) Dit alles vond nog plaats, terwijl de roosterwisselspanning der onderste buis nul volt is.

Het is ook mogelijk de negatieve rooster spanning te verkrijgen door een gemeenschappelijke kathodeweerstand zoals fig. 8,3 dit weer geeft.

Theoretisch zou de condensator C_k nu overbodig zijn, daar in de gemeenschappelijke kathodeleiding slechts een constante stroom vloeit. Daar de buizen echter kleine verschillen kunnen bezitten en ook de voedingsspanning kleine variaties kan bezitten, moet echter C_k wel worden opgenomen. De kathodeweerstand R_k kan in dit geval echter half zo groot zijn als de kathodeweerstand die in de afzonderlijke kathodeleidingen gebruikt zou worden.

Wensen we de balansschakeling een normaal vermogen te laten leveren, dan zullen we de ingangsspanning zo kiezen dat de buizen voluit gestuurd werken. Wordt een enkele triode voluitgestuurd, dan geeft deze maximaal vermogen af, indien de anodeweerstand $R_a = 2R_i$. Hierbij heeft de roosterwisselspanning, anodewisselstroom en anodewisselspanning de grootst mogelijke waarde, waarbij deze grootheden dezelfde gedaanten behouden als de roosterwisselspanning en waarbij maximaal vermogen wordt afgegeven. We veronderstellen dat de transformator in fig. 8,4 zodanig is gekozen dat zich tussen de punten AB en AC elk een weerstand doet gevoelen die ge-



8.2. Balansschakeling van twee in klasse A ingestelde trioden (vervolg)

Wordt nu aan de onderste buis ook een wisselspanning toegevoerd, dan maakt deze het rooster daarvan meer negatief, dus neemt de anodestroom in de onderste transformatorhelft af en stijgt de anodespanning van de onderste buis nogmaals met een bedrag \hat{U}_a . De anodestroom in de onderste transformatorhelft induceert in de bovenste helft een spanning die de anodespanning van de bovenste buis nogmaals met een bedrag \hat{U}_a doet afnemen.

We zien dus dat de anodespanningsveranderingen tweemaal zo groot zijn als het geval was met een enkele buis, aangepast op $R_a = 2R_i$.

Bij de balansschakeling moet per buis in de anodeleiding dus een weerstand voorkomen die de helft is van de anodeweerstand bij één buis, dus gelijk aan R_i ; de anodewisselspanning heeft dan toch de gewenste waarde. Noemen we het aantal windingen der gehele primaire wikkeling van de transformator n_1 en dat van de secundaire n_2 , dan is de transformatieverhouding voor een buis $\frac{n_2}{\frac{1}{2}n_1}$.

Is de luidspreker op te vatten als een ohmse weerstand R_b , dan is het volgende verband te noteren:

$$\frac{n_2}{\frac{1}{2}n_1} = \sqrt{\frac{R_b}{R_i}} \quad \text{of:} \quad \frac{n_2}{n_1} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_b}{R_i}}$$

De verhouding $\frac{n_2}{n_1}$ geeft de transformatieverhouding van de gehele transformator aan.

De buizen leveren elk nu hetzelfde wisselstroomvermogen als een enkele buis levert, die belast is met een weerstand $R_a = 2R_i$. Het opgenomen gelijkstroomvermogen is eveneens gelijk. Het rendement is per buis dus weer 25%. $R_a = 2R_i$. Hieruit volgt dat de balansschakeling van twee trioden voluitgestuurd in klasse A ook met een rendement van 25% werkt.

8.3. Pentoden in balansschakeling

Worden twee pentoden in balansschakeling opgenomen, dan zullen deze in klasse A-instelling ook een anodeweerstand moeten hebben die de helft is van die, die voor de enkele pentode wordt gebezigd. De anodeweerstand moet in balansschakeling per buis dus gelijk zijn aan $\frac{1}{2} \frac{U_{a0}}{I_{a0}}$.

De transformatieverhouding moet bij twee pentoden dus gelijk zijn aan:

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_b}{\frac{U_{a0}}{I_{a0}}}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_b I_{a0}}{U_{a0}}}$$

Bij gebruik van pentoden in klasse A is het rendement, evenals bij een enkele buis, gelijk aan 50%.

8.4. Twee trioden in balansschakeling volgens klasse B ingesteld.

Het grote voordeel van het gebruik van een balansschakeling, het verkrijgen van een groot rendement, wordt bereikt wanneer de buizen volgens klasse B worden ingesteld. Dit grotere rendement betekent in de praktijk dat eenzelfde tweetal buizen volgens klasse B ingesteld een groter vermogen kan leveren dan dit zelfde tweetal buizen volgens klasse A.

We gaan weer uit van de gedachte dat de buiskarakteristieken rechte lijnen zijn. De negatieve roosterspanning wordt zo gekozen dat bij afwezigheid van een roosterwisselspanning er juist geen anodestroom vloeit (zie fig. 8,6).

De vereiste negatieve roosterspanning kan dus niet verkregen worden door middel van een door een grote condensator overbrugde weerstand in de kathodeleiding, zoals in fig. 8,4. We nemen aan dat voor het verkrijgen van deze spanning een batterij aanwezig is.

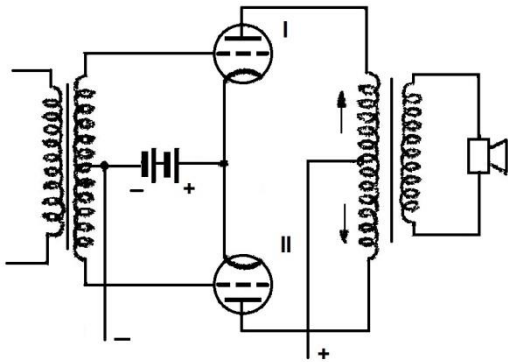


Fig. 8,5. Twee trioden in balansschakeling volgens klasse B.

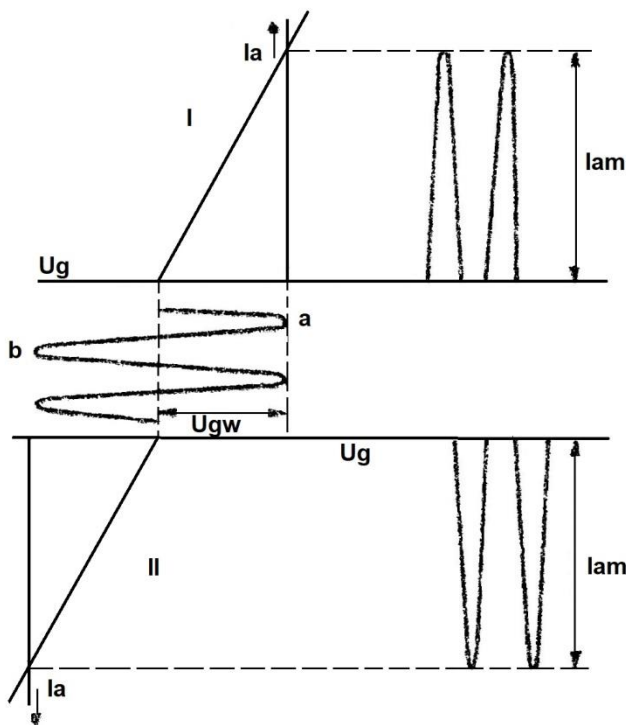


Fig. 8,6. Karakteristieken van twee volgens klasse B ingestelde trioden in balans.

De beide buizen voeren beurtelings stroom. In fig. 8,6 zijn de roosterwisselspanning en anodewisselstromen als functie van de tijd getekend. Hierbij worden de buiskarakteristieken recht verondersteld.

Op het moment dat de amplitude a van de roosterwisselspanning aanwezig is, voert de buis I de stroom I_{am} en de buis II wordt nog meer dichtgedrukt. Op het tijdstip dat de amplitude b optreedt, is de buis I dicht terwijl buis II een stroom I_{am} voert.

We moeten wel bedenken dat de stroom door buis I in de bovenste helft van de primaire winding van de uitgangstransformator vloeit, terwijl de stroom door buis II door de onderste helft van die transformator vloeit.

Beide stromen tezamen hebben in de secundaire winding van de uitgangstransformator wederom een sinusvormige spanning ten gevolge.

We kunnen ons de zaak iets eenvoudiger voorstellen, door te veronderstellen dat de stroom van buis I, zowel als de stroom door buis II door een en dezelfde helft van de primaire winding van de uitgangstransformator gaan. Door de beschouwde helft van de transformator vloeit dan een sinusvormige

wisselstroom en heeft in de secundaire een soortgelijk spanning ten gevolge.

8.4. Twee trioden in balansschakeling volgens klasse B ingesteld (vervolg)

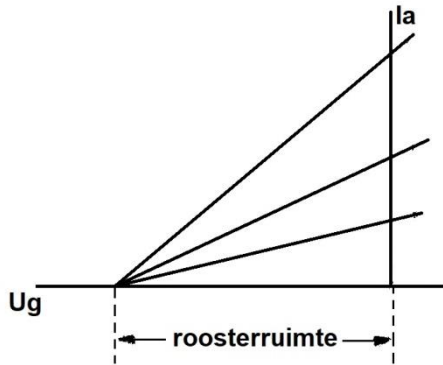


Fig. 8.7. Dynamische karakteristieken van B ingestelde triode.

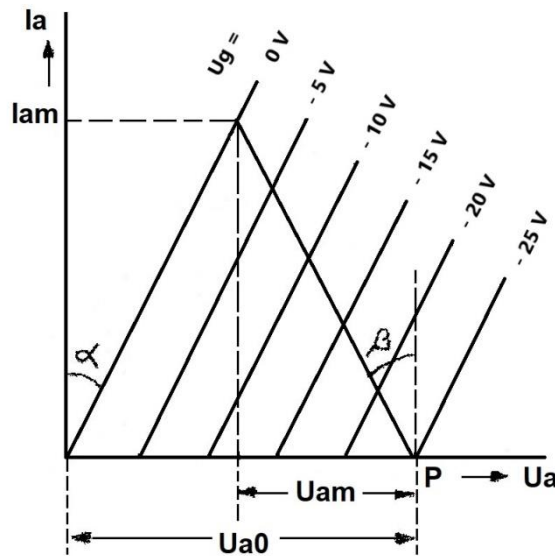


Fig. 8.8. $I_a - U_a$ - karakteristieken met belastingslijn voor $R_a = R_i$ volgens klasse B ingesteld.

$\alpha = \beta$. Nemen we eenvoudigheidshalve aan dat de roosterstroom pas begint te vloeien bij $U_g = 0$, dan kan een roosterwisselspanning met een amplitude van 25 V worden toegelaten. Uit het feit dat $R_a = R_i$ ($\angle\alpha = \angle\beta$) volgt dat de amplitude U_{am} van de anodewisselspanning gelijk is aan de helft van U_b van de voedingsbron.

Het wisselstroomvermogen dat door de twee buizen wordt afgegeven is nu bepaald door:
 $P_0 = \frac{1}{2} \hat{U}_{am} \hat{I}_{am}$. (De factor $\frac{1}{2}$ is afkomstig van het gebruik der effectieve waarden van \hat{U}_{am} en \hat{I}_{am} .)
 Daar $\hat{U}_{am} = \frac{1}{2} U_b$ wordt de uitdrukking voor de output: $P_0 = \frac{1}{4} U_b \hat{I}_{am}$.

Daar bij klasse B-instelling de buizen in het afknijppunt van de buiskarakteristiek zijn ingesteld, is de beschikbare roosterruimte onafhankelijk van de belastingsweerstand.

Bij verandering van R_a draait de karakteristiek weer om het instelpunt dat hier tevens afknijppunt is, zie fig. 8.7.

De buizen zullen dus maximum vermogen afgeven als de anode weerstand R_a gelijk is aan R_i en de amplitude van de roosterwisselspanning gelijk is aan de roosterruimte, waarbij verondersteld wordt, dat alleen bij positieve roosterspanning roosterstroom optreedt.

Een verschil met de balansschakeling volgens klasse A is dat bij de instelling volgens klasse B de beide buizen beurtelings werken, dus elkaar niet beïnvloeden.

Noemen we het aantal windingen primair n_1 en secundair n_2 , dan is dus de transformatieverhouding, die op elk ogenblik werkzaam is, gelijk aan: $\frac{n_2}{\frac{1}{2} n_1}$.

Daar zich aan primaire zijde van de uitgangstransformator een weerstand $R_a = R_i$ moet doen gevoelen, is de transformatieverhouding dus gelijk aan:

$$\frac{n_2}{\frac{1}{2} n_1} = \sqrt{\frac{R_b}{R_i}} \quad \text{of:} \quad \frac{n_2}{n_1} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_b}{R_i}}$$

We tekenen nu de belastingslijn in de door rechte lijnen benaderde $I_a - U_a$ - karakteristieken (fig. 8,8).

Het werkpunt P ligt daar waar $I_a = 0$ en $U_{a0} = U_b$ (U_b is de spanning van de anodevoedingsbron). De lijn a is de belastingslijn voor $R_a = R_i$; dus

Daar een buis slechts een helft van een sinusvormige anodestroom voert, is de gemiddelde waarde $\frac{1}{\pi} \hat{I}_{am}$. (Bedenk dat de gemiddelde waarde van een impuls van een sinusvormige wisselstroom $\frac{2}{\pi} \hat{I}_m$ is en dat dit nu als het ware over twee maal zo groot tijdvak moet worden uitgesmeerd,)

Een buis van de balansschakeling voert dus een gemiddelde stroom (gelijkstroom) van $\frac{1}{\pi} \hat{I}_{am}$. De twee buizen tezamen voeren dus $\frac{2}{\pi} \hat{I}_m$ aan gelijkstroom.

Het vermogen dat door de voedingsbron aan de balansschakeling wordt toegevoerd (de input) is dus $P_i = \frac{2}{\pi} \hat{I}_{am} U_b$.

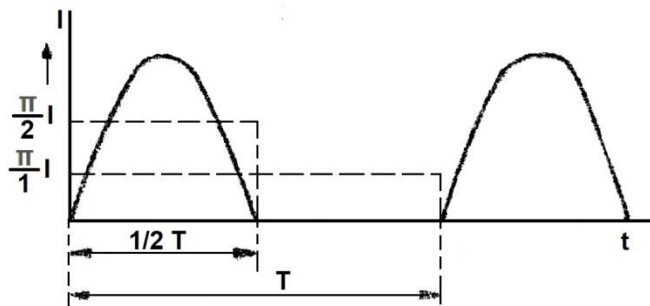


Fig. 8,9. Anodestroom bij een volgens klasse B ingestelde buis.

het feit dat de roosterruimte niet volledig benut kan worden. Het rooster moet, om roosterstroom te voorkomen, steeds minstens $1\frac{1}{2}$ volt negatief blijven.

8.5. Instelling van pentoden volgens klasse B

Ook bij balansschakelingen volgens klasse B kan met pentoden een groter rendement worden verkregen dan met trioden. De oorzaak hiervan is dat bij pentoden niet alleen de anodestroom, maar ook de anodespanning volledig kan worden uitgestuurd; de amplitude van de anodewisselspanning kan gelijk worden aan de voedingsspanning U_b .

Een bezwaar dat zich bij gebruik van pentoden voordoet, is dat de derde harmonische die in de uitgang voorkomt niet onbeduidend kan zijn, daar de balansschakeling wel de even harmonischen vermindert, maar de oneven harmonischen niet verzwakt. Bij trioden is de 2^e harmonische in het algemeen de sterkste harmonische die zich voordoet en door deze te onderdrukken wordt dus een belangrijke winst aan kwaliteit verkregen.

Het rendement van de balansschakeling in klasse B is dus:

$$n = \frac{P_o}{P_i} = \frac{\frac{1}{4} U_b \hat{I}_{am}}{\frac{2}{\pi} U_b \hat{I}_{am}} \times 100 \%.$$

$$n = \frac{1}{4} \times \frac{\pi}{2} \times 100 \% =$$

$$= \frac{\pi}{8} \times 100 \% = 39,3 \%$$

Het rendement is dus groter dan bij instelling in klasse A, waar het rendement maximaal 25% was (ook bij rechte karakteristieken).

In de praktijk is in beide gevallen het rendement iets kleiner ten gevolge van



8.5. Instelling van pentoden volgens klasse B (vervolg)

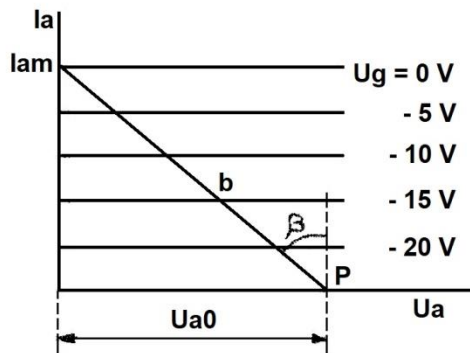


Fig. 8,10. Geïdealiseerde $I_a - U_a$ - karakteristieken van een pentode ingesteld volgens klasse B.

In fig. 8,10 zijn weer de geïdealiseerde $I_a - U_a$ - karakteristieken voorgesteld met de belastingslijn behorende bij die waarde van de weerstand R_a in de anodeleiding, waarvoor zowel de anodewisselstroom als de anodewisselspanning hun grootste waarde kunnen bereiken.

Het werkpunt P ligt op de horizontale as, waar $I_a = 0$ en $U_{a0} = U_b$. De belastingslijn gaat door het werkpunt P en door het punt waar $U_g = 0$ en $U_a = 0$. De anodestroom is in dit laatste punt gelijk aan de amplitude \hat{I}_a van de anodewisselstroom die door de helft van de primaire wikkeling van de transformator vloeit. Uit fig. 8,10 is af te leiden dat:

$$R_a = \frac{U_b}{\hat{I}_a}.$$

Noemen we de transformatieverhouding die

zich per buis doet gevoelen weer $\frac{n_2}{\frac{1}{2}n_1}$, dan kunnen we het volgende verband noteren:

$$\frac{n_2}{\frac{1}{2}n_1} = \sqrt{\frac{R_b}{R_a}} \quad \text{of:} \quad \frac{n_2}{n_1} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_b \hat{I}_a}{U_b}}.$$

Het vermogen dat aan de primaire van de transformator wordt toegevoerd, dus bij ideaal veronderstelde transformator ook in R_b wordt verbruikt, is dus $P_0 = \frac{1}{2} U_b \hat{I}_a$ (U_b is gelijk aan de amplitude van de anodewisselspanning).

Het vermogen dat aan de twee buizen in balansschakeling wordt toegevoerd, is $P_i = \frac{2}{\pi} U_b \hat{I}_a$. Het rendement van de twee pentoden in balansschakeling volgens klasse B is dus:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{\frac{1}{2} U_b \hat{I}_a}{\frac{2}{\pi} U_b \hat{I}_a} \times 100\% = \frac{1}{2} \times \frac{\pi}{2} \times 100\% = 78,5 \%$$

Zowel met trioden als met pentoden kan dus bij instelling volgens klasse B een groter rendement worden verkregen dan bij instelling volgens klasse A. Het vermogen, dat bij instelling volgens klasse B kan worden verkregen, is echter nog groter dan uit een eenvoudige vergelijking van de rendementen zou volgen.

Om dit in te zien, bedenken we dat aan een volgens klasse A ingestelde buis steeds een zeker gelijkstroomvermogen wordt toegevoerd, onafhankelijk van het feit of al dan niet een roosterwisselspanning aanwezig is. Is er geen roosterwisselspanning aanwezig, zoals bij de eindtrap van een omroepontvanger herhaaldelijk voorkomt, namelijk bij een langere of kortere onderbreking van de muziek of het gesproken woord, dan wordt het gehele toegevoerde gelijkstroomvermogen als anodedissipatie in warmte omgezet. Levert de buis een zeker wisselstroomvermogen, dan wordt de anodedissipatie kleiner.

We moeten er echter rekening mee houden dat er gedurende langere of kortere tijd roosterwisselspanning aanwezig is. Aan de buis mag dus geen groter gelijkstroomvermogen worden toegevoerd dan met de maximaal toelaatbare anodedissipatie overeen komt.

Bij een volgens klasse B ingestelde versterker is de situatie echter anders. Is hier geen roosterwisselspanning aanwezig, dan vloeit er geen (of praktisch een zeer kleine) anodestroom.

Er wordt dus bijna geen vermogen aan de buis toegevoerd en de anodedissipatie is dan zeer gering. Is er wel een roosterwisselspanning aan de buis meegedeeld, dan wordt er tevens een zeker gelijkstroomvermogen aan de buis toegevoerd dat afhankelijk is van de grootte van de roosterwisselspanning. Nu wordt ook steeds een gedeelte van het toegevoerde vermogen in de vorm van wisselstroomvermogen aan de belasting (luidspreker) afgegeven, waardoor het gedissipeerde vermogen kleiner blijft dan het aan de buis toegevoerde vermogen. We stellen de buis daarom zo in dat het grootste toegevoerde vermogen gelijk is aan de som van de toelaatbare anodedissipatie en het door de buis geleverde wisselstroomvermogen. Dit grotere vermogen kan worden verkregen door het gebruik van een hogere anodespanning. We moeten er hierbij echter voor zorgen dat de grootste toelaatbare anodespanning niet wordt overschreden.

Nemen we als voorbeeld een pentode waarvoor de maximale anodedissipatie 9 W bedraagt, zoals voor een buis EL41 het geval is. Bij gebruik van twee van deze buizen in balansschakeling ingesteld volgens klasse A, mag een gelijkstroomvermogen worden toegevoerd van $2 \times 9 = 18$ watt. Het rendement is hoogstens 39,3 %, zodat het afgegeven wisselstroomvermogen dus hoogstens $0,393 \times 18 \approx 7,2$ W is.

Bij instelling volgens klasse B is, eveneens bij de maximaal toelaatbare roosterwisselspanning, het rendement 78,5 %, zodat 21,5 % van het toegevoerde vermogen als anodedissipatie verloren gaat. Deze mag 18 W bedragen. 1 % van het toegevoerde vermogen is dus: $\frac{18}{21,5}$ watt.

Het nuttig geleverde wisselstroomvermogen bedraagt dus $\frac{18}{21,5} \times 78,5 = 65,7$ watt.

Met dezelfde buizen kunnen we dus bij instelling volgens klasse B een 9 maal zo groot vermogen krijgen als bij instelling volgens klasse A. Evenals bij enkelvoudige buizen zullen hier zowel in klasse A als B ingestelde versterkerschakelingen het berekende maximale vermogen en de berekende rendementen in de praktijk kleiner zijn. De oorzaak hiervan is de kromming der karakteristieken waardoor de anodespanning noch de anodestroom geheel kunnen worden uitgestuurd, en het feit dat reeds roosterstroom vloeit bij een (kleine) waarde van de negatieve roosterspanning, waardoor de toelaatbare amplitude van de roosterwisselspanning kleiner is dan de negatieve roostergelijkspanning.

Ten aanzien van de vervorming maakt het nog wel enig verschil of men trioden dan wel pentoden in balans schakelt.

Een enkelvoudige triode ontwikkelt voornamelijk tweede harmonischen; hogere harmonischen komen in veel mindere mate voor.

In balansschakeling van twee trioden wordt de tweede harmonische verminderd, dus blijft in totaal slechts weinig vervorming over.

Een pentode heeft een derdegraadskarakteristiek, dit wil zeggen, dat bij deze buis de derde harmonische in vergelijking met de overige harmonischen nogal sterk voorkomt.

Een balansschakeling van pentoden vermindert de derde harmonische echter niet, zodat de totaal overblijvende vervorming groter zal zijn dan bij gebruik van trioden.



8.6. Instelling volgens klasse A-B

Het opheffen van de vervorming die door de even harmonischen wordt veroorzaakt, is alleen dán volkomen als de karakteristieken der buizen en ook de roosterwisselspanningen volkomen gelijk zijn. In de praktijk is dit natuurlijk nooit geheel te verwezenlijken.

In klasse B-instelling zal bij kleine waarden van de roosterwisselspanning nagenoeg alleen het onderste, sterk gekromde deel van de karakteristiek worden gebruikt. De distorsiefactor, de verhouding van de amplitude der 2^e harmonische en de amplitude van de 1^e harmonische, kan dan nog vrij groot zijn. Zijn daarentegen de amplituden van de roosterwisselspanningen groot, dan wordt gedurende het grootste deel van de tijd gebruik gemaakt van dat gedeelte der karakteristiek dat nagenoeg recht is waardoor de distorsie beduidend minder kan zijn.

Ten einde nu ook bij zwakke passages in de weer te geven muziek of spraak de vervorming klein te houden en toch bij sterke passages het voordeel van de klasse B-instelling te behouden, wordt de schakeling soms zo uitgevoerd dat bij afwezigheid van een roosterwisselspanning het werkpunt in het onderste gedeelte van het vrijwel rechte deel der $I_a - U_g$ - karakteristiek ligt. Bij kleine roosterwisselspanningen werken de buizen dus volgens klasse A. Worden de roosterwisselspanningen echter groter, dan wordt de negatieve roostergelijkspanning evenredig daarmee vergroot, zodat bij sterke passages het werkpunt in het onderste deel der $I_a - U_a$ - karakteristiek ligt en de versterker dus in klasse B werkt.

Men duidt deze instelling der buizen aan als klasse A-B. Een der voordelen van de klasse B-instelling gaat hierbij verloren, namelijk dat er geen anodestroom vloeit als er geen roosterwisselspanning aanwezig is.

In apparaten waar een uiterst gering stroomverbruik van groot belang is, zoals omroepontvangers met batterijvoeding, wordt dan ook de instelling volgens klasse A-B niet toegepast, doch neemt men de B-instelling.

8.7. Stuurtrappen voor balansschakelingen

Aan beide buizen van een balansschakeling moeten spanningen met gelijk amplitude, doch tegengestelde fase worden toegevoerd. Gewoonlijk is bij een balansversterker alleen de eindtrap in balansschakeling uitgevoerd en zijn de voorafgaande trappen die als spanningsversterker werken enkelvoudig. Het is dus nodig uit een enkele beschikbare wisselspanning de beide benodigde spanningen af te leiden. Daarvoor zijn enkele schakelingen in gebruik. Deze worden stuurtrappen genoemd. Enkele schakelingen hiervan zullen we bespreken.

Een zeer veel gebruikte schakeling bevat een transformator T_1 (zie fig. 8,1), waarvan de primaire wikkeling is opgenomen in de anodeketen van de voorafgaande buis. De secundaire wikkeling is voorzien van een middenaftakking die is verbonden met de kathoden der eindbuizen. Tussen de beide uiteinden van de secundaire wikkeling en de middenaftakking ontstaan twee spanningen met dezelfde amplitude, doch tegengestelde fase. Deze spanningen worden toegevoerd aan de roosters der balansbuizen. Een bezwaar van deze schakeling is dat de versterking voor hoge en lage frequenties niet gelijk is aan die voor frequenties daartussen. Verder is voor deze transformator de faseverschuiving voor alle frequenties niet dezelfde en dit geeft moeilijkheden bij het toepassen van tegenkoppeling (wordt later besproken).

Dikwijls wordt dan ook de voorkeur gegeven aan een stuurtrap zonder transformator. In fig. 8,11 is een dergelijke schakeling weergegeven. De buis B_1 werkt als de bekende weerstandgekoppelde versterker met de weerstanden R_1 en R_2 in serie in de anodeketen.

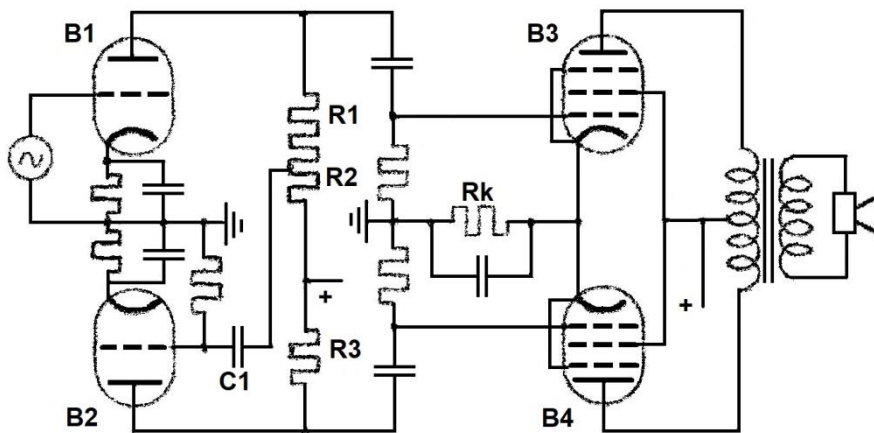


Fig. 8,11. Balanseindtrap met stuurtrap, bevattende de versterkerbuis B_1 en de fase-omkeerbuis B_2 .

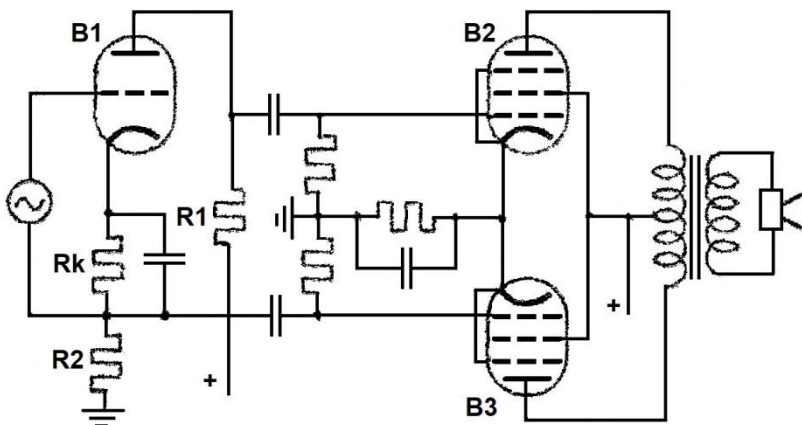


Fig. 8,12. Balanseindtrap met stuurtrap, bevattende een versterkerbuis B_1 met weerstanden R_1 en R_2 in anode- respectievelijk de kathodeleiding.

en gelijk zijn. Door de verhouding $\frac{R_2}{R_1}$ juist in te stellen, kan voor gelijke roosterwisselspanningen en anodewisselspanningen worden gezorgd.

In fig. 8,12 is een schakeling gegeven van een stuurtrap waarbij de extra fase-omkeerbuis uit de voorgaande figuur niet nodig is.

In de anodeleiding van de buis B_1 is een weerstand R_1 opgenomen en in de kathodeleiding de weerstand R_2 . De weerstand R_k dient voor het verkrijgen van de negatieve roostergelijkspanning. Daar deze weerstand is overbrugd door een grote condensator, kan deze voor de wisselstroom buiten beschouwing blijven. De anodewisselstroom vloeit zowel door de weerstand R_1 als door R_2 . Over beide weerstanden ontstaan dus wisselspanningen die ten opzichte van aarde tegengestelde fase bezitten. Wordt het rooster door de wisselspanning meer positief (minder negatief), dan neemt de anodestroom toe en wordt de bovenzijde van R_2 meer positief, terwijl de bovenkant van R_1 minder positief wordt.

Nadruk verboden

Een gedeelte der versterkte spanning. De wisselspanning over R_2 wordt via een condensator C_1 toegevoerd aan het stuurrooster van B_2 die eveneens als weerstandsgekoppelde versterker werkt. Bij de versterkerbuis B_1 is de anodewisselspanning, dus ook de spanning over R_2 , in tegenfase met de roosterwisselspanning van deze buis.

De roosterwisselspanning van buis B_2 is dus ook in tegenfase met die van buis B_1 . Voor de anodewisselspanning van B_1 en B_2 geldt dus hetzelfde.

De condensator C_1 en lekweerstand dienen om te voorkomen dat de gelijkspanning die over R_2 staat op het rooster van B_2 komt.

gaan we uit van de gedachte dat de buizen B_1 en B_2 gelijk zijn en eveneens de weerstanden $R_3 = R_1 + R_2$, dan zijn de anodewisselspanningen in tegenfase en gelijk als de roosterwisselspanning-



Aan het rooster van B_2 wordt dus een roosterwisselspanning in tegenfase met de wisselspanning aan het rooster van B_3 toegevoerd. Als we R_1 en R_2 even groot nemen, dan zijn beide roosterwisselspanningen ook even groot. De roosterwisselspanningen zijn hier echter slechts half zo groot als die in fig. 8,11, omdat hier de anodewisselspanning over de weerstanden R_1 en R_2 wordt verdeeld. Bij het gebruik van een fase-omkeerbuis kan de stuurspanning voor deze buis ook op andere wijze worden verkregen dan volgens de methode van fig. 8,12. nl. met behulp van een weerstand in de gemeenschappelijke kathodeleiding (zie fig. 8,13). Aan het rooster van de buis B_1

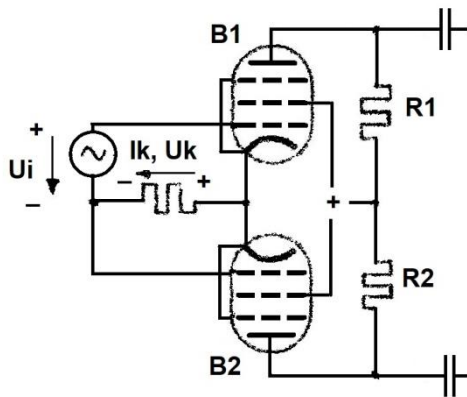


Fig. 8,13. Stuurtrap voor een balansschakeling met fase-omkeerbuis.

wordt de wisselspanning U_i toegevoerd. De anodestroom van B_1 vloeit door de gemeenschappelijke kathodeweerstand en veroorzaakt daarover een wisselspanning U_k , die in tegenfase is met U_i , daar deze weerstand niet overbrugd is door een condensator. Daar de kathode van de buizen B_1 en B_2 met elkaar zijn verbonden, is de spanning U_k ook tussen rooster en kathode van buis B_2 werkzaam. De amplitude van U_k is kleiner dan die van U_i , daar U_i de aanleiding tot de anodewisselstroom is. De roosterwisselspanning van de buis B_1 is $U_i - U_k$ en die van buis B_2 is $-U_k$. De beide roosterwisselspanningen bezitten dus tegengestelde fasen. Hetzelfde is dus ook het geval met de anodewisselspanningen van deze twee buizen. Door een juiste keuze van de weerstanden R_1 en R_2 kan worden bereikt dat de amplituden der anodewisselspanningen even groot zijn en dus geschikt om aan de roosters van twee balansbuizen te worden toegevoerd.

De berekening kan als volgt worden uitgevoerd. Veronderstellen we de inwendige weerstand van de beide pentoden groot, dan mogen we zowel voor de statische als dynamische steilheid van de buizen resp. S_1 en S_2 schrijven. De wisselstromen noemen we I_{a_1} en I_{a_2} . We kunnen nu noteren:

$$I_{a_1} = S_1(U_i - U_k) \dots \dots \dots (1)$$

$$I_{a_2} = -S_2 U_k \dots \dots \dots (2)$$

$$U_k = (I_{a_1} + I_{a_2}) R_k \dots \dots \dots (3)$$

Substitueren we (3) in (1), dan verkrijgen we:

$$I_{a_1} = S_1 U_i - I_{a_1} R_k S_1 - I_{a_2} R_k S_1.$$

Hieruit volgt: $I_{a_1} + I_{a_1} R_k S_1 = S_1 U_i - I_{a_2} R_k S_1$ of: $I_{a_1} = \frac{S_1 U_i - I_{a_2} R_k S_1}{1 + R_k S_1} \dots \dots \dots (4)$

Substitueren we (3) in (2), dan geeft dit:

$$I_{a_2} = -S_2 I_{a_1} R_k - S_2 I_{a_2} R_k \text{ of: } I_{a_2} = \frac{I_{a_1} + S_2 I_{a_2} R_k}{-S_2 R_k} \dots \dots \dots (5)$$

De verkregen vergelijkingen (4) en (5) kunnen we nu gelijkstellen en I_{a_1} hieruit oplossen.

$$\frac{S_1 U_i - I_{a_2} R_k S_1}{1 + R_k S_1} = \frac{I_{a_2} + S_2 I_{a_2} R_k}{-S_2 R_k}$$

De gelijkheid met de beide noemers vermenigvuldigd, geeft:

$$-S_1 S_2 U_i R_k + S_2 I_{a_2} R_k^2 S_1 = I_{a_2} + S_2 I_{a_2} R_k + S_1 I_{a_2} R_k + S_1 S_2 I_{a_2} R_k^2.$$

De tweede term voor- en de vierde term achter het =-teken vallen weg.

We verkrijgen nu voor I_{a_2} :

$$I_{a_2} = - \frac{S_1 S_2 U_i R_k}{1 + S_2 R_k + S_1 R_k} \dots \dots \dots (6)$$

Deze uitdrukking gesubstitueerd in (5) geeft:

$$I_{a_1} = \frac{I_{a_2} + S_2 I_{a_2} R_k}{- S_2 R_k} = I_{a_2} \frac{1 + S_2 R_k}{- S_2 R_k} = - \frac{S_1 S_2 U_i R_k}{1 + S_2 R_k + S_1 R_k} \frac{1 + S_2 R_k}{- S_2 R_k} = \frac{S_1 U_i (1 + S_2 R_k)}{1 + S_2 R_k + S_1 R_k} \dots \dots \dots (7)$$

Door de uitdrukking te vermenigvuldigen met R_1 krijgen we de uitdrukking voor de anodewisselspanning U_{a_1} :

$$U_{a_1} = I_{a_1} R_1 = S_1 U_i R_1 \frac{1 + S_2 R_k}{1 + S_2 R_k + S_1 R_k}$$

Vermenigvuldigen we uitdrukking (6) met R_2 , dan geeft dit de anodewisselspanning U_{a_2} .

$$U_{a_2} = - S_1 U_i R_2 \frac{S_2 R_k}{1 + S_2 R_k + S_1 R_k}$$

We zien dat de anodewisselspanningen in tegenfase zijn, want ze hebben tegengestelde tekens.

Om de andere voorwaarde te bezien, waarbij de amplituden van U_{a_1} en U_{a_2} gelijk zijn, stellen we de verkregen uitdrukkingen gelijk aan elkaar.

$$S_1 U_i R_1 \frac{1 + S_2 R_k}{1 + S_2 R_k + S_1 R_k} = S_1 U_i R_2 \frac{S_2 R_k}{1 + S_2 R_k + S_1 R_k}$$

Hieruit volgt dat:

$$R_1 (1 + S_2 R_k) = R_2 S_2 R_k$$

Dus als $\frac{R_1}{R_2} = \frac{S_2 R_k}{1 + S_2 R_k}$ zijn de anodewisselspanningen en dus ook de roosterwisselspanningen gelijk.

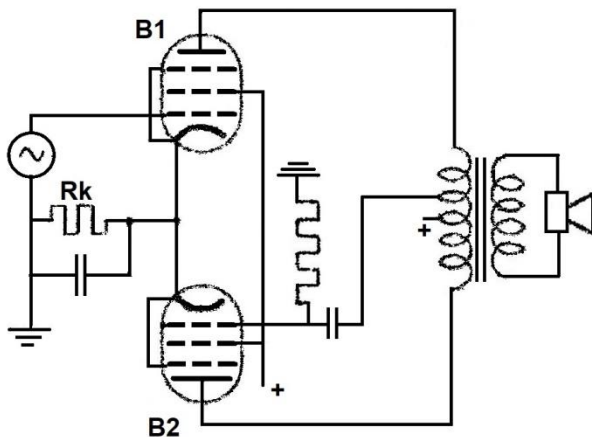


Fig. 8,14. Balanseindtrap waarbij de roosterwisselspanning voor de buis B_2 wordt verkregen van de uitgangstransformator.

waardoor de eindtrap kan gaan oscilleren of een zeer onregelmatige amplitude vertoont. Deze schakeling wordt daarom zelden toegepast.

Het is ook mogelijk een balanseindtrap te gebruiken zonder dat hierbij een speciale stuurtrap nodig is. Men kan namelijk de roosterwisselspanning voor een van de beide buizen verkrijgen door aftakking op de primaire wikkeling van de uitgangstransformator (fig. 8,14). Op deze wijze wordt ook voor de buis B_2 een roosterwisselspanning verkregen die de tegengestelde fase heeft van die voor de buis B_1 .

Deze schakeling geeft echter vaak praktische moeilijkheden doordat er ongewenste faseverschuivingen optreden,

9.1. Tegenkoppeling

Zoals in het voorgaande is gebleken, is de uitgangsspanning die een versterker levert in het algemeen vervormd ten opzichte van het ingangssignaal. Tevens zal de versterking voor een bepaalde frequentie meer of minder kunnen zijn dan voor een andere frequentie.

De hierdoor optredende niet-lineaire vervorming (ontwikkeling hogere harmonischen) en de lineaire vervorming (voor verschillende frequenties verschillende versterking) kan verminderd worden door het toepassen van tegenkoppeling.

Onder tegenkoppeling wordt verstaan het terugvoeren van een deel van het uitgangssignaal naar de ingang van de versterker, zodanig dat het teruggevoerde signaal in tegenfase is met het ingangssignaal.

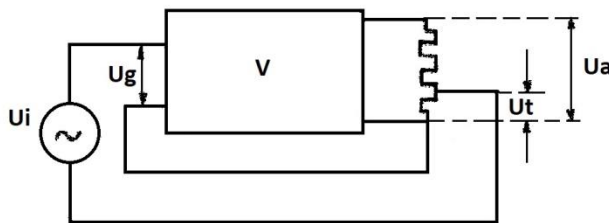


Fig. 9,1. Schematische voorstelling van een versterker met tegenkoppeling.

Tegenkoppeling wordt ook wel negatieve terugkoppeling genoemd. In fig. 9,1 is in principe een tegenkoppelschakeling weergegeven.

Het ingangssignaal is U_i en het uitgangssignaal U_a . Een gedeelte U_t van U_a wordt ook aan de roosterkathode van de buis toegevoerd. We gaan er in deze tekening van uit dat de spanning U_a en dus ook U_t 180° in fase is gedraaid ten opzichte van U_i . Tussen rooster en kathode is nu werkzaam de

spanning $U_g = U_i - U_t$. Het ingangssignaal wordt dus verzwakt en zal het uitgangssignaal dus kleiner zijn dan indien niet was tegengekoppeld. Hiermee komt dan tevens een bezwaar van tegenkoppeling tot uiting, namelijk ten gevolge van tegenkoppeling wordt de versterking kleiner. We kunnen dit als volgt afleiden. We spreken af dat de spanning $U_t = pU_a$ en als het versterkingscijfer van de versterker V is, dan is $U_a = VU_g$. Hieruit volgt dat $U_t = pVU_g$.

Voor de roosterwisselspanning kunnen we nu dus schrijven:

$$U_g = U_i - pVU_g.$$

Hieruit volgt: $U_g + pVU_g = U_i$ of: $U_g = \frac{U_i}{1+pV}$. De werkzame roosterwisselspanning wordt dus: $\frac{1}{1+pV}$ maal zo klein als het ingangssignaal.

Daar de uitgangsspanning $U_a = VU_g$ wordt dit: $U_a = \frac{VU_i}{1+pV}$.

De versterking met tegenkoppeling wordt dus $V_t = \frac{U_a}{U_i} = \frac{V}{1+pV}$. De versterking is dus ook $\frac{1}{1+pV}$ maal kleiner geworden.

Hoewel het ingangssignaal U_i sinusvormig verondersteld wordt, zal de spanning U_t die uit de uitgang naar de ingang van de versterker wordt teruggevoerd in het algemeen niet sinusvormig zijn. Dit signaal bestaat uit de versterkte roosterwisselspanning (de 1° harmonische) vermeerderd met enkele harmonischen die de buis heeft ontwikkeld. Naar de roosterkring van de versterker worden dus ook hogere harmonischen teruggevoerd. De spanning U_g zal dus ook hogere harmonischen bevatten. Deze hogere harmonischen worden dus ook versterkt weer in de uitgang aangetroffen, echter 180° in fase gedraaid ten opzichte van de hogere harmonischen die in de uitgang voorkomen ten gevolge van het gebogen karakter van de karakteristiek. De sterkte van de hogere harmonischen die in de uitgang voorkomen, zal dus kleiner zijn dan zonder tegenkoppeling het geval was. We kunnen dit als volgt laten zien.

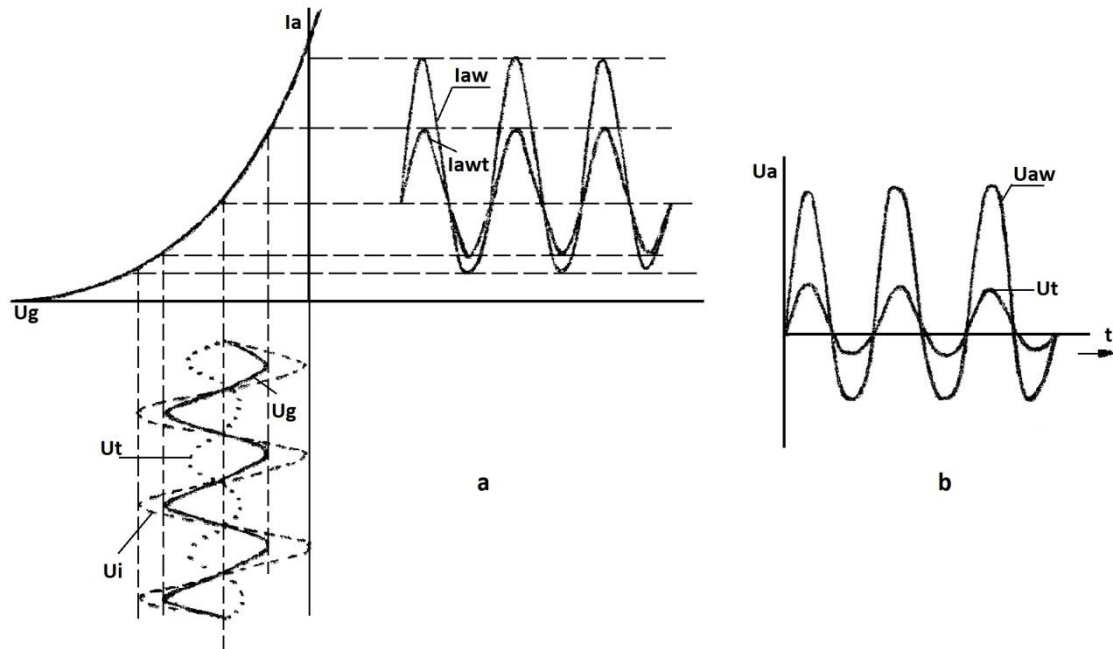


Fig. 9,2. Stromen en spanningen bij tegenkoppeling op een buis.

In fig. 9,2 is een gebogen $I_a - U_g$ - karakteristiek van een versterker getekend. Aan het rooster wordt een sinusvormige wisselspanning U_i toegevoerd. Zonder tegenkoppeling zal de anodewisselstroom er uitzien zoals I_{aw} dit weergeeft. We zien dat deze wisselstroom verre van sinusvormig is en nogal vervormd is.

Deze vervormde anodewisselstroom veroorzaakt over de anodeweerstand een anodewisselspanning U_{aw} van dezelfde gedaante, dus ook vervormd (zie fig. 9,2b). Van deze U_{aw} wordt een gedeelte U_t teruggevoerd naar het rooster, zodat het in tegenfase werkzaam is met U_i . Tussen rooster en kathode resteert nu een spanning U_g die vervorming bezit. Deze vervorming wordt ook door de buis versterkt en komt in tegenfase in de anodeketen als de vervorming die zich in de anodeketen bevindt ten gevolge van de kromming van de karakteristiek. Het resultaat zal dus zijn, dat in de anodeketen minder vervorming overblijft, hetgeen te zien is uit de stroomkromme I_{aw_t} in fig. 9,2a.

9.1. Tegenkoppeling (vervolg)

In welke mate de vervorming wordt verminderd, kunnen we op de volgende wijze berekenen. Veronderstellen we dat in de anodeketen zich zonder tegenkoppeling een zeker aantal hogere harmonischen (2° , 3° , 4° enz.) bevindt waarvan de totale effectieve waarde H is, en met tegenkoppeling deze totale effectieve waarde h wordt genoemd, dan wordt, indien tegenkoppeling aanwezig is, een bedrag $-ph$ teruggevoerd naar het rooster. Deze spanning wordt door de buis versterkt tot een waarde $-pVh$ in de anodeketen. (We gaan uit van de veronderstelling dat de versterking voor de hogere harmonischen gelijk is aan de versterking voor de eerste harmonische.)

Vergeleken met de vervorming zonder tegenkoppeling, bevindt zich nu, dus met tegenkoppeling, een vervorming in de anodeketen die gelijk is aan:

$$h = H - pVh \quad \text{of:} \quad h + pVh = H \quad \text{en:} \quad h = \frac{H}{1+pV}.$$

We zien dus dat de sterkte van de hogere harmonischen dus $\frac{1}{1+pV}$ maal zo klein wordt.

Dat de distorsiefactor ook wordt verkleind, kunnen we met een getallenvoorbeeld duidelijk maken.

Een versterker heeft zonder tegenkoppeling een versterkingscijfer $V = 10$. Hetingangssignaal $U_i = 1 V_{eff}$ dus de anodewisselspanning $U_{aw} = 10 V_{eff}$. We veronderstellen dat de effectieve waarde van de gezamenlijke hogere harmonischen in de anodeketen $U_{2eff} = 1 V_{eff}$ is. De distorsiefactor is dan: $d = \frac{1}{10} \times 100 \% = 10 \%$.

We brengen een tegenkoppeling aan, zodanig dat $\frac{1}{10}$ deel van de anodewisselspanning wordt teruggevoerd ($p = \frac{1}{10}$). Hieruit volgt dat $1 + pV = 2$ en dat de versterking van de schakeling door de tegenkoppeling wordt gehalveerd.

Om met tegenkoppeling dezelfde anodewisselspanning te verkrijgen als zonder tegenkoppeling, moet hetingangssignaal worden verdubbeld, $U_i = 2 V_{eff}$.

Dank zij de tegenkoppeling wordt dit signaal verzwakt tot $U_g = \frac{U_i}{1+pV} = 1 V$.

Tussen rooster en kathode is dus weer het signaal van 1 volt werkzaam en wordt dit versterkt tot $U_{awt} = 10 V_{eff}$. Op deze $U_{awt} = 10 V$ brengt de buiskarakteristiek dezelfde vervorming als het geval was zonder tegenkoppeling, dus $U_{2eff} = 1 \text{ volt}$. Aan de ingang is nu echter ook vervorming toegevoerd die veroorzaakt dat de uiteindelijke vervorming in de verhouding $\frac{U_i}{1+pV} = \frac{1}{2}$ wordt verzwakt.

In de anodeketen blijft dus over een effectieve waarde van de hogere harmonischen die gelijk is aan $U_{2t} = \frac{1}{2} \times 1 \text{ volt} = 0,5 \text{ volt}$. De distorsie is, dank zij de tegenkoppeling, dus afgenomen tot:

$\frac{U_{2t}}{U_{awt}} \times 100 \% = \frac{0,5}{10} \times 100 \% = 5 \%$. We zien dat de kwaliteit van het uitgangssignaal is verbeterd, daar de distorsie is afgenomen.

9.2. Spanningstegenkoppeling

Bij tegenkoppeling kunnen we in principe twee systemen onderscheiden, nl. spanningstegenkoppeling en stroomtegenkoppeling.

We zullen eerst de eigenschappen van spanningstegenkoppeling nagaan. In fig. 9,3 is het principe van spanningstegenkoppeling op een buis weergegeven. De anodewisselspanning U_{aw} is bepaald door de grootte van R_a . Over de weerstand staat, bij verwaarlozing van de condensator C , eveneens U_{aw} . Bij spanningstegenkoppeling is de tegenkoppelspanning U_t evenredig met de uitgangsspanning U_{aw} .

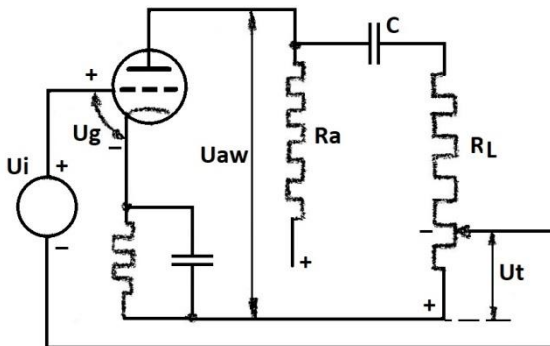


Fig. 9,3. Spanningstegenkoppeling op een buis.

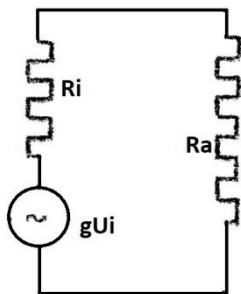


Fig. 9,4. Vervangingschema van een buis als spanningsbron.

$$V_t = g \frac{\bar{Z}_a}{R_i + \bar{Z}_a + pg\bar{Z}_a}$$

Indien we uit de noemer de tweeterm $(1 + pg)$ buiten haken brengen, krijgen we:

$$V_t = \frac{g}{1 + pg} \frac{\bar{Z}_a}{\frac{R_i}{1 + pg} + \bar{Z}_a}$$

Deze uitdrukking is weer te vergelijken met de gewone uitdrukking voor de versterking waarin de versterkingsfactor is $\frac{g}{1 + pg}$ en de inwendige weerstand $\frac{R_i}{1 + pg}$. We zien dat de inwendige weerstand kleiner is geworden in de verhouding $\frac{1}{1 + pg}$.

Oplossingen inzenden van de opgaven Ea, nr. 215 t/m 221.

Veronderstel dat door de een of andere oorzaak R_a verandert, laten we aannemen dat deze R_a groter wordt, dan wordt zonder tegenkoppeling U_{a_w} ook groter. Is tegenkoppeling aanwezig, dan zal, zodra U_{a_w} toeneemt ook U_t toenemen en U_g dus kleiner worden, waardoor U_{a_w} dus ook weer iets afneemt.

We zien dat bij spanningstegenkoppeling de spanning over de belastingsweerstand minder afhankelijk wordt van de grootte der belastingsweerstand.

Vatten we de versterker op als een spanningsbron gU_i in serie met de inwendige weerstand R_i van de versterker en de anodeweerstand R_a (zie fig. 9,4), dan heeft de spanningstegenkoppeling tot gevolg dat schijnbaar de inwendige weerstand van de versterker kleiner is geworden.

Is de inwendige weerstand van de generator zo klein dat deze praktisch ten opzichte van R_a te verwaarlozen is, dan is de klemspanning (de spanning over de uitwendige weerstand) onafhankelijk van de grootte van R_a .

Dat bij spanningstegenkoppeling de inwendige weerstand van de versterker schijnbaar afneemt, is ook als volgt aan te tonen.

Voor de versterking vonden we $V_t = \frac{1}{1 + pV}$.

V is hier de versterking zonder tegenkoppeling en gelijk aan $V = g \frac{\bar{Z}_a}{R_i + \bar{Z}_a}$.

Hiermee wordt: $V_t = \frac{\frac{g\bar{Z}_a}{R_i + \bar{Z}_a}}{1 + p \frac{g\bar{Z}_a}{R_i + \bar{Z}_a}}$ of:

9.3. Stroomtegenkoppeling

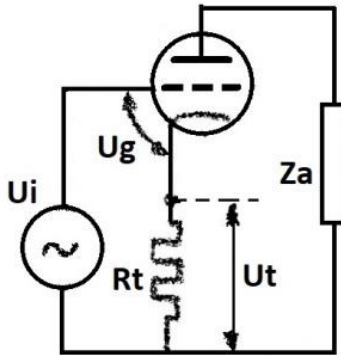


Fig. 9,5. Stroomtegenkoppeling door een niet ontkoppelde kathodeweerstand.

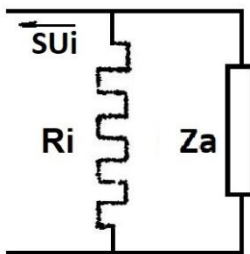


Fig. 9,6. Vervangingschema van een buis als stroombron.

nu: $\frac{I_{aw}}{U_i} = S_{dt} = \frac{S_d}{1 + S_d R_t}$. Voor de dynamische steilheid zonder tegenkoppeling S_d kunnen we invullen:

$S_d = \frac{g}{R_i + Z_a + R_t}$, dit geeft in de uitdrukking voor I_{aw} :

$$I_{aw} = \frac{\frac{gU_i}{R_i + Z_a + R_t}}{1 + \frac{g}{R_i + Z_a + R_t} R_t} \text{ Vermenigvuldigen met } R_i + Z_a + R_t \text{ geeft:}$$

$$I_{aw} = \frac{gU_i}{R_i + Z_a + R_t + gR_t} = \frac{gU_i}{R_i + (g+1)R_t + Z_a}$$

De term $R_i + (g+1)R_t$ geeft de inwendige weerstand van de tegengekoppelde versterker. We zien dat deze is toegenomen met het bedrag $(g+1)R_t$. Is de anode-impedantie van een ver-

In fig. 9,5 is een eenvoudig prinsipeschema van stroomtegenkoppeling weergegeven. In de kathodeleiding van de buis is een weerstand opgenomen. De weerstand R_t is ditmaal niet overbrugd door een condensator. De tegenkoppelweerstand is nu evenredig met de anodewisselstroom. Deze anodewisselstroom is nagenoeg alleen afhankelijk van Z_a , daar R_t klein is ten opzichte van Z_a . Neemt door een of andere oorzaak Z_a af, dan zou de anodewisselstroom toenemen. Zodra de anodewisselstroom echter iets toeneemt, zal de spanning U_t ook toenemen en U_g dus afnemen. Deze kleinere U_g heeft ten gevolge dat de stroomtoename weer wordt tegengewerkt.

Bij stroomtegenkoppeling wordt de anodewisselstroom minder afhankelijk van de grootte van de anode-impedantie Z_a .

Tekenen we het vervangingschema van de versterker opgevat als constante stroombron (fig. 9,6), dan zien we dat bij grote waarde van R_i de stroom door Z_a nagenoeg onafhankelijk is van de grootte van Z_a , daar deze dan bij elke waarde van Z_a gelijk is aan SU_i .

Met stroomtegenkoppeling wordt de inwendige weerstand van de versterker schijnbaar vergroot.

We kunnen dit ook op de volgende wijze duidelijk maken. $U_g = U_i - U_t$. Daar $U_t = I_{aw} R_t$ wordt dit $U_g = U_i - I_{aw} R_t$. De anodewisselstroom is bepaald door $I_{aw} = S_d U_g$ (waarin S_d de dynamische steilheid zonder tegenkoppeling is) dus:

$$I_{aw} = S_d U_i - I_{aw} S_d R_t$$

$$I_{aw} + I_{aw} S_d R_t = S_d U_i$$

$$I_{aw} = \frac{S_d U_i}{1 + S_d R_t}$$

De dynamische steilheid met tegenkoppeling S_{dt} is

sterker frequentie-afhankelijk, dan zal de versterking dus ook veranderen als de frequentie verandert.

Met spanningstegenkoppeling wordt dus de uitgangsspanning minder afhankelijk van de frequentie en bij stroomtegenkoppeling de anodewisselstroom minder afhankelijk van de frequentie. Met tegenkoppeling wordt dus zowel de lineaire vervorming als de niet-lineaire vervorming vermindert.

9.4. De ingangsweerstand van een tegengekoppelde versterker.

De ingangsweerstand van een versterker, dus van een buis in het algemeen, wordt bepaald door de weerstand die zich tussen rooster en kathode bevindt.

Bij lage frequenties is de ingangsweerstand, mits de buis geen roosterstroom voert ten gevolge van positieve roosterspanning, zeer groot, zelfs bijna oneindig groot. Bij hoge frequenties is de ingangsweerstand kleiner ten gevolge van de optredende capaciteiten die zich tussen rooster en kathode vormen. Bij een niet-tegengekoppelde versterker is de ingangsimpedantie bepaald door $Z_i = \frac{U_i}{I_i}$, waarbij U_i de spanning is die aan de buis wordt toegevoerd.

Is er tegenkoppeling aanwezig, dan is de spanning U_g kleiner dan U_i . Maken we U_i zo groot dat de spanning tussen rooster en kathode U_g gelijk is aan die zonder tegenkoppeling, dan vloeit weer dezelfde stroom I_i . Om dit te bereiken, hebben we U_i moeten vergroten. Dus $Z_i = \frac{U_i}{I_i}$ moet dus groter zijn dan het geval was zonder tegenkoppeling. Dit geldt algemeen zowel voor stroom- als spannings- tegenkoppeling. Een uitzondering zullen we in het volgende ontmoeten.

9.5. Enkele praktische tegenkoppelingsschakelingen

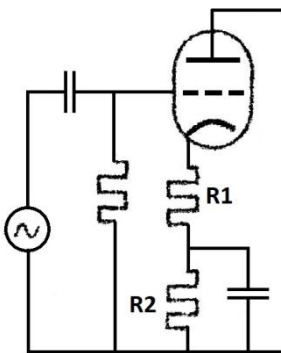


Fig. 9,7. Stroomtegenkoppeling door middel van de weerstand R_1 .

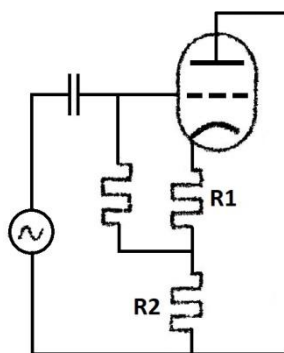


Fig. 9,8. Stroomtegenkoppeling door middel van de weerstand $R_1 + R_2$.

In fig. 9,7 is een prinschakeling van stroomtegenkoppeling weergegeven. De weerstand R_1 dient voor de stroomtegenkoppeling. De weerstand R_2 voor het leveren van de negatieve roosterspanning. De totale negatieve roosterspanning wordt nu bepaald door $R_1 + R_2$, daar over R_1 ook een spanning komt te staan. Bij het gebruik van een grote mate van tegenkoppeling is het eveneens gewenst de tegenkoppelweerstand in twee delen te schakelen (zie fig. 9,8). De tegenkoppeling wordt bepaald door $R_1 + R_2$, terwijl de negatieve roosterspanning bepaald wordt door R_1 .

Oplossingen inzenden van de opgaven Ea, nr. 222 t/m 225.

9.5. Enkele praktische tegenkoppelingsschakelingen (vervolg)

Wordt bij een pentode stroomtegenkoppeling door middel van een kathodeweerstand gewenst, dan zorgt men dat de schermroosterstroom niet door de kathodeweerstand vloeit. Voor het goed functioneren van de tegenkoppeling is het nodig dat de teruggevoerde spanning (U_t) evenredig is met de stroom door de uitgang. Door in de schermroosterketen een weerstand en condensator aan te brengen, en de condensator aan de bovenkant van de kathodeweerstand te verbinden, voorkomen we dat de schermroosterwisselstroom door de kathodeweerstand vloeit. De schermroosterwisselstroom vloeit nu van schermrooster naar kathode en via de condensator C terug naar het schermrooster (zie fig. 9,9).

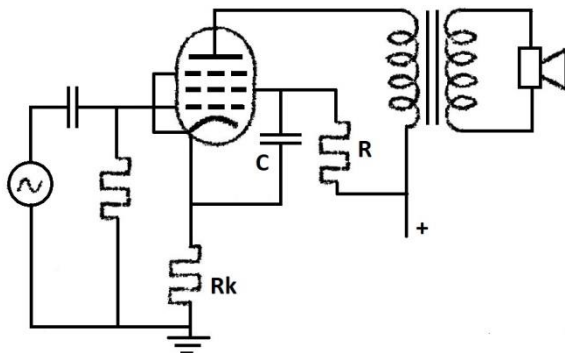


Fig. 9,9. Stroomtegenkoppeling door middel van een kathodeweerstand bij een pentode.

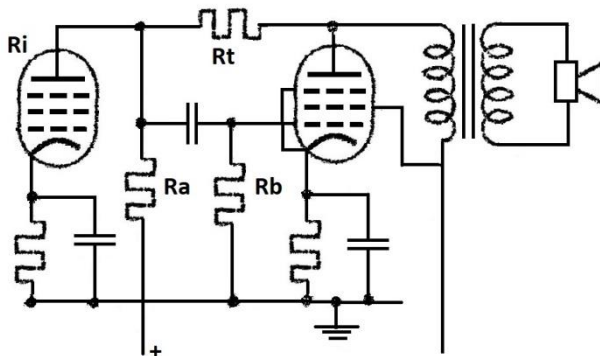


Fig. 9,10. Spanningstegenkoppeling door middel van een weerstand tussen de anodes van twee buizen.

Hiervan wordt zowel de vervorming van de buizen als van de luidspreker en transformator tegengegaan. Verder wordt de constantheid van de versterking van de ingang van de versterker tot de klemmen van de luidspreker bevorderd. In de kathodeleiding van de eerste buis is een kleine weerstand R_2 van 20- of 30 Ω opgenomen. Bovendien is in dezelfde kathodeleiding de weerstand R_3 overbrugd door een grote condensator, die dient voor het verzorgen van de negatieve roosterspanning.

In fig. 9,10 is een principe van spanningstegenkoppeling weergegeven door middel van een grote weerstand R_t . Deze spanningstegenkoppeling heeft een verkleining van de ingangsimpedantie tot gevolg.

Bedenk, dat parallel aan de uitgang van de eerste buis een tweede buis-schakeling wordt geschakeld.

Hiermee wordt de uitgangsimpedantie van de eerste buis dus ook kleiner. Deze eerste buis moet dus aan een kleinere anode-impedantie een voldoende grote wisselspanning kunnen leveren. De vervorming is bij een triode in veel sterkere mate afhankelijk van de belastingsweerstand dan bij een pentode, daar de dynamische karakteristiek van een triode veel meer van deze weerstand afhangt dan die van een pentode. Om deze reden wordt deze methode van tegenkoppeling alleen gebruikt als de voorgaande buis een pentode is.

Deze schakeling heeft verder het bezwaar dat de tegenkoppelspanning wordt bepaald door de anodespanning en niet door de luidsprekerspanning. De vervorming, zowel lineaire als niet-lineaire, die door de luidspreketransformator en luidspreker ontstaat, wordt niet verminderd.

In fig. 9,11 is een veel gebruikte schakeling aangegeven.

Hierbij is over twee buizen (luidspreker en transformator) tegengekoppeld.

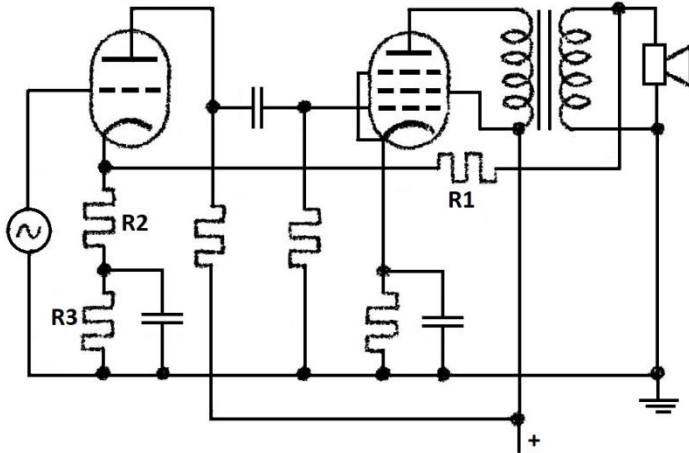


Fig. 9,11. Spanningstegenkoppeling over twee buizen inclusief luidspreker en transformator.

vermogen door de weerstanden R_2 en R_2 wordt opgenomen in plaats van door de luidspreker.

De fasedraaiing van de uitgangsspanning is erg afhankelijk van de wikkelrichting van de secundaire wikkeling ten opzichte van de wikkelrichting van de primaire wikkeling. Door de verbindingen der tegenkoppelleiding aan de secundaire om te wisselen wordt de fase van de teruggevoerde spanning 180° gedraaid.

Voorbeeld: Bepaal de versterking van de schakeling volgens fig. 9,11 met en zonder tegenkoppeling als gegeven is:

Van de 1^e buis is: $S_1 = 4 \text{ mA/V}$, $R_{i_1} = 10^5 \Omega$ en van de 2^e buis is: $S_2 = 6 \text{ mA/V}$, $R_{i_2} = 10^4 \Omega$, $R_2 = 25 \Omega$, $R_1 = 475 \Omega$. De anodeweerstand van de 1^e buis is $R_{a_1} = 3 \cdot 10^5 \Omega$ en de lekweerstand $R_L = 1,2 \cdot 10^6 \Omega$. De transformator is ideaal op te vatten en heeft een transformatieverhouding $T = \frac{1}{40}$. De luidspreker levert een ohmse weerstand van $R_l = 6,25 \Omega$ op. De condensatoren mogen alle voor de wisselstroom worden verwaarloosd. Onder de versterking willen we verstaan de verhouding tussen de spanning over de primaire van de transformator en de ingangsspanning.

Oplossing: De versterking van de 1^e buis is $V_1 = g \frac{R_v}{R_{i_1} + R_v}$, waarin R_v de vervanging is van de anodeweerstand en lekweerstand.

$$R_v = \frac{R_{a_1} R_L}{R_{a_1} + R_L} = \frac{3 \cdot 10^5 \cdot 1,2 \cdot 10^6}{3 \cdot 10^5 + 1,2 \cdot 10^6} = \frac{3,6 \cdot 10^{11}}{1,5 \cdot 10^6} = 2,4 \cdot 10^5 \Omega.$$

$V_1 = S_1 R_{i_1} \frac{2,4 \cdot 10^5}{10^5 + 2,4 \cdot 10^5} = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 10^5 \frac{2,4 \cdot 10^5}{3,4 \cdot 10^5} = \frac{9,6}{3,4} \cdot 10^2 = 282$. De anodeweerstand van de 2^e buis wordt gevormd door de omgetransformeerde luidsprekerweerstand $R_{a_2} = \frac{1}{T^2} R_l = \frac{1}{1600} \cdot 6,25 = 10^4 \Omega$.

De versterking van de 2^e buis is:

$$V_2 = g \frac{R_{a_2}}{R_{i_2} + R_{a_2}} = 6 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4 \cdot \frac{10^4}{10^4 + 10^4} = 30.$$

De totale versterking, dit wil zeggen, de verhouding tussen de spanning over de primaire van de luidsprekertransformator en de ingangsspanning is:

$$V = V_1 \times V_2 = 282 \times 30 = \underline{\underline{8460}}.$$

De negatieve roosterspanning wordt bepaald door $R_2 + R_3$. Met behulp van de spanningsdeler R_2 , R_2 wordt een deel van de uitgangsspanning van de transformator aan de kathode van de eerste buis toegevoerd. Hierbij moet er op worden gelet dat de teruggevoerde spanning de juiste fase heeft om tegenkoppeling tot stand te brengen. De gezamenlijke waarde van R_2 en R_2 moet groot zijn ten opzichte van de luidsprekerweerstand om te voorkomen dat de aanpassing van de eindbuis niet verstoord wordt en te veel

De versterking met spanningstegenkoppeling is bepaald door:

$V_t = \frac{V}{1+pV}$, waarin V de versterking is zonder tegenkoppeling, p de verhouding van de

Spanning over de weerstand R_2 tot de spanning over de primaire van de transformator. De factor is bepaald door:

$$p = T \times \frac{R_2}{R_1+R_2} = \frac{1}{40} \times \frac{25}{500} = \frac{1}{800}.$$

$$V_t = \frac{V}{1+pV} = \frac{8460}{1+\frac{1}{800} \times 8460} = \frac{8460}{1+10,575} = \frac{8460}{11,575} = \underline{731}.$$

Wensen we hetzelfde uitgangssignaal met tegenkoppeling te hebben als zonder tegenkoppeling, dan zal het ingangssignaal van de 1^e buis 11,575 maal zo groot genomen moeten worden.

De schakeling volgens fig. 9,11 komt ook wel in de gewijzigde gedaante voor die in fig. 9,12 is weergegeven. Een niet ontkoppelde weerstand in de kathode leiding van een buis geeft dikwijls aanleiding tot bromverschijnselen. De kathodeweerstand overbruggen met een grote condensator vermindert de brom aanzienlijk. De tegenkoppelspanning zal men dan ook dikwijls via een grote weerstand rechtstreeks naar het rooster toevoeren.

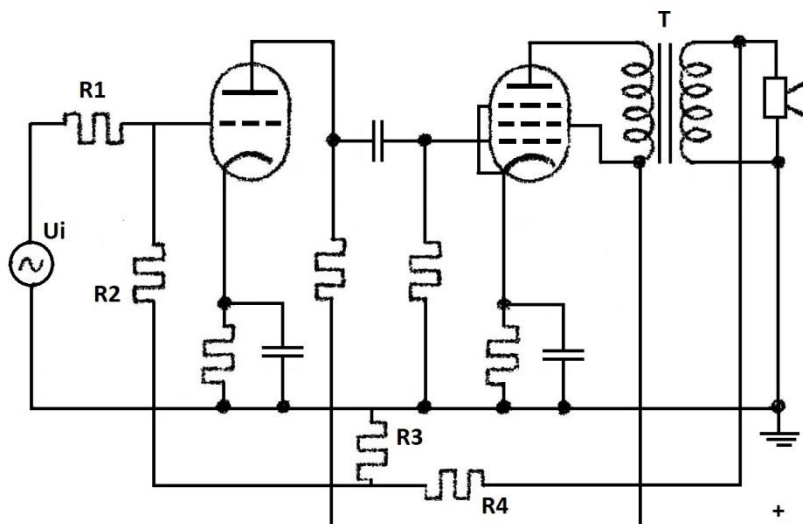


Fig. 9,12. Gewijzigde schakeling van fig. 9,11.

ling van de transformator, bepaald door de transformatieverhouding en de verhouding $\frac{R_3}{R_3+R_4}$.

$R_1 + R_2$ zijn grote weerstanden die voorkomen dat enerzijds het ingangssignaal over R_3 komt te staan en daardoor verzwakt wordt en anderzijds dat de tegenkoppelspanning bij lage inwendige weerstand van de spanningsbron U_i kortgesloten wordt tegen aarde.

Voorbeeld: In het gegeven schema volgens fig. 9,13 is een versterker weergegeven waarbij zowel spannings- als stroomtegenkoppeling is toegepast. Gevraagd wordt de versterking te berekenen:

1^e zonder enige tegenkoppeling, hierbij denken we R_4 overbrugd door een grote condensator en de tegenkoppelleiding met R_3 verbroken.

2^e alleen met stroomtegenkoppeling ten gevolge van R_4 .

3^e alleen met spanningstegenkoppeling.

4^e met stroom- en spanningstegenkoppeling tezamen. De stroomtegenkoppeling die ten gevolge van de anodestroom door R_1 wordt veroorzaakt mag worden verwaarloosd.

Bij de schakeling volgens fig. 9,12 wordt de tegenkoppelspanning direct aan het rooster van de 1^e buis toegevoerd. De grootte van de tegenkoppelspanning is hier, indien we weer uitgaan van de spanning over de primaire wikkel-

Van de 1^e buis is: $R_i = 5 \cdot 10^4$, $S = 4 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$. Van de 2^e buis is: $R_i = 10^4$, $S = 5 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$. $R_a = 2 \cdot 10^5 \Omega$, $R_L = 10^6 \Omega$, $T = \frac{1}{40}$, $R_l = 6,25 \Omega$, $R_4 = 200 \Omega$, $R_1 = 40 \Omega$, $R_2 = 40 \Omega$, $R_3 = 380 \Omega$. De condensatoren C behoeven niet in rekening te worden gebracht. De transformator mag ideaal worden verondersteld. Ditmaal verstaan we onder de versterking de verhouding van de stroom door de luidspreker en de ingangsspanning.

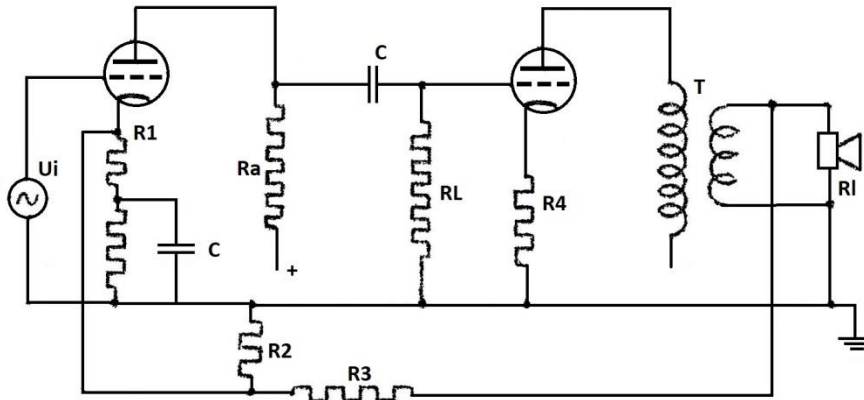


Fig. 9,13. Voorbeeld.

$$V_1 = \frac{4 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^4 \cdot \frac{1}{6} \cdot 10^5}{5 \cdot 10^4 + \frac{1}{6} \cdot 10^5} = \frac{\frac{2}{6} \cdot 10^7}{5 \cdot 10^4 + \frac{1}{6} \cdot 10^5} = \frac{2 \cdot 10^7}{3 \cdot 10^5 + 10^5} = \frac{2 \cdot 10^7}{4 \cdot 10^5} = 50.$$

Van de tweede buis is de anodeweerstand $R_{a_2} = \frac{1}{T^2} R_1 = \frac{1}{\frac{1}{1600}} \times 6,25 = 10^4 \Omega$.

De versterking van deze buis is: $V_2 = \frac{g R_{a_2}}{R_i + R_{a_2}} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4 \cdot \frac{10^4}{2 \cdot 10^4} = 25$.

Zonder tegenkoppeling is de totale versterking $V = 50 \times 25 = 1250$.

De verhouding tussen de spanning over de luidspreker en de ingangsspanning is $40 \times$ kleiner, dus: $\frac{1250}{40} = 31,25$. De verhouding A_1 tussen de stroom door de luidspreker en de ingangsspanning is de luidsprekerspanning gedeeld door $6,25 \Omega$ is: $A_1 = \frac{31,25}{6,25} = 5 \text{ A/V}$.

2^e. Bringen we alleen de stroomtegenkoppeling van R_4 in rekening, dan blijft de versterking van de 1^e buis onveranderd, dus 50. De tweede buis werkt, dank zij de stroomtegenkoppeling, met een dynamische steilheid: $S_{d_t} = \frac{S_d}{1 + S_d R_4}$, waarin $S_d = \frac{S_2 R_{i_2}}{R_{i_2} + R_a + R_4} = \frac{5 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4}{10^4 + 10^4 + 200} = \frac{50}{2 \cdot 10^4} = 2,5 \text{ mA/V}$.

De steilheid met tegenkoppeling is dus: $S_{d_t} = \frac{2,5 \cdot 10^{-3}}{1 + 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 200} = \frac{2,5 \cdot 10^{-3}}{1 + 0,5} = \frac{2,5 \cdot 10^{-3}}{1,5} = 1 \frac{2}{3} \text{ mA/V}$.

De anodestroom is: $I_{a_w} = S_{d_t} U_{g_w}$ en de anodespanning $U_{a_w} = S_{d_2} U_{g_w} R_{a_2}$. De versterking is nu:

$$V_{t_2} = S_{d_2} R_{a_2} = \frac{5}{3} \cdot 10^{-3} \times 10^4 = \frac{50}{3} \approx 17.$$

De totale versterking met stroomtegenkoppeling is dus $50 \times 17 = 850$. De versterking uitgedrukt in de spanning over de luidspreker is dus $\frac{850}{40} = 21,25$ en uitgedrukt in de stroom door de luidspreker

$$A_2 = \frac{21,25}{6,25} = 3,4 \text{ A/V}.$$

(Vervolg oplossing in de volgende les.)

Oplossing:

1^e Zonder tegenkoppeling.

De versterking van de 1^e buis is:

$$V_1 = g \frac{R_v}{R_i + R_v},$$

Waarin:

$$R_v = \frac{R_a R_L}{R_a + R_L} =$$

$$= \frac{2 \times 10^5 \cdot 10^6}{2 \times 10^5 + 10^6} =$$

$$= \frac{2 \cdot 10^{11}}{12 \cdot 10^5} = \frac{1}{6} \cdot 10^5 \Omega.$$



9.5. Enkele praktische tegenkoppelingsschakelingen (vervolg)

3^e. Als alleen de spanningstegenkoppeling in rekening wordt gebracht, dan berekenen we deze uit $A_3 = \frac{A_1}{1+pA_1}$, waarin A_1 de versterking is zonder enige tegenkoppeling (zie onder 1) en p is de verzwakking die ontstaat door de spanningsdeling ten gevolge van de parallelschakeling van R_1 en R_2

met R_3 , dus $p = \frac{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}{R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} = \frac{20}{380 + 20} = \frac{1}{20}$.

$$A_3 = \frac{5}{1 + \frac{1}{20} \times 5} = \frac{5}{1 + \frac{1}{4}} = 4 A/V.$$

4^e. Moet nu naast de spanningstegenkoppeling ook de stroomtegenkoppeling in rekening worden gebracht, dan kunnen we in de uitdrukking $A_t = \frac{A}{1+pA}$ voor A de versterking invullen die de gehele versterker biedt als alleen stroomtegenkoppeling in rekening wordt gebracht, zoals deze onder 2 is berekend. Dus: $A_4 = \frac{A_2}{1+pA_2} = \frac{3,4}{1 + \frac{1}{20} \times 3,4} = \frac{3,4}{1 + 0,17} = \frac{3,4}{1,17} = 2,9 A/V$.

9.6. Tegenkoppeling die van de frequentie afhankelijk is

In vele gevallen is het gewenst de mate van tegenkoppeling afhankelijk te maken van de frequentie. Zodoende kan de amplitudekarakteristiek van de versterker worden beïnvloed. Wordt voor een bepaald frequentiegebied de tegenkoppelspanning kleiner, dan zal dit gebied een grotere versterking ondervinden dan geldt voor het frequentiegebied waarvoor de tegenkoppelspanning niet kleiner wordt.

Omgekeerd wordt de tegenkoppelspanning groter dan wordt de versterking kleiner.

In omroepontvangers kan op deze wijze verbetering in de weergave worden verkregen, als de tegenkoppelspanning voor de hoogste en laagste audiofrequente gebieden kleiner wordt. De verminderde sterkte der weergave van de luidspreker kan zo worden gecompenseerd.

Om een zo gelijkmatig mogelijke weergave in het gehele hoorbare frequentiegebied te verkrijgen, moet de stroom door de luidspreker als functie van de frequentie constant zijn. Bij hoge frequenties neemt de impedantie van de luidspreker toe, dus moet de spanning over de luidspreker ook toenemen om een constante stroom te verkrijgen. Hieruit volgt, dat stroomtegenkoppeling in dit opzicht de voorkeur verdient boven spanningstegenkoppeling. Bij spanningstegenkoppeling neemt de luidsprekerstroom bij hoge frequenties af. Toch wordt, wegens de eenvoud van de schakeling gewoonlijk spanningstegenkoppeling toegepast. Om dan toch de weergave der hoge tonen te verbeteren, laten we de tegenkoppeling bij hoge frequenties afnemen. Dit kan tot stand gebracht worden door parallel aan de weerstand R_1 van fig. 9,11 een zelfinductie te plaatsen. Bij het toenemen van de frequentie zal de impedantie van deze parallelschakeling (zie fig. 9,14) toenemen waardoor hier meer spanning over valt en er dus minder tegenkoppelspanning over R_2 komt te staan. De versterking neemt bij hoge frequenties dan toe. Hetzelfde effect zou kunnen worden bereikt door in plaats van de spoel L parallel aan R_1 te plaatsen, een condensator parallel aan R_2 op te nemen.

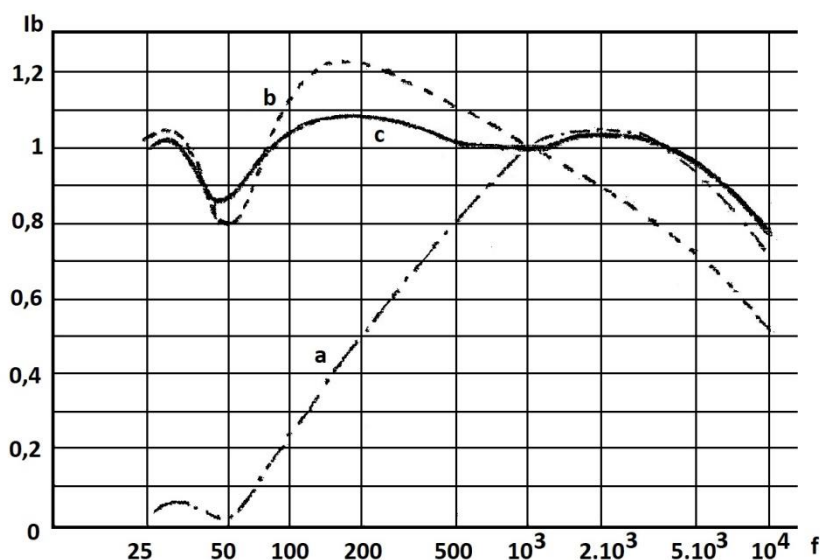
Bij hoge frequenties neemt de impedantie van de parallelschakeling van R_2 en C dan af, waardoor de tegenkoppeling minder en de versterking meer wordt.

9.6. Tegenkoppeling die van de frequentie afhankelijk is (vervolg)

In het midden van het frequentiegebied zal dus de tegenkoppelspanning bepaald zijn door de spanningsdeling die over R_3 en Z_4 wordt ontwikkeld. Bij hoge frequenties is de tegenkoppelspanning slechts gelijk aan de spanning over Z_4 . In beide gevallen is Z_2 kortgesloten. De hoge frequenties worden dus minder tegengekoppeld dan de frequenties in het midden van het gebied. De hoge frequenties worden dus meer versterkt dan de frequenties in het middengebied.

Bij lage frequenties is de weerstand R_2 niet kortgesloten, dus valt ook een deel van de beschikbare spanning over Z_2 . De tegenkoppelspanning is dan weer minder dan in het middengebied, waardoor ook de lager frequenties meer versterkt worden dan de middenfrequenties.

Het effect van een dergelijke tegenkoppeling is het duidelijkst te zien in de frequentiekaracteristieken. In fig. 9,16 zijn de



frequentiekaracteristieken weergegeven betreffende de schakeling volgens fig. 9,15. Voor elke grafiek is de luidsprekerstroom bij de frequentie van 1000 Hz als uitgangspunt gekozen en gelijk aan 1 gesteld. De kromme *a* geeft de frequentiekaracteristiek van de versterker weer, indien geen tegenkoppeling is aangebracht. We zien, dat stroom bij lage frequenties sterk vermindert ten gevolge van de resonantieverschijnselen van de luidspreker.

Fig. 9,16. Frequentiekaracteristieken betreffende de schakeling volgens fig. 9,15.

tegenkoppeling is aangebracht, alleen met behulp van de weerstanden R_1 t/m R_4 , dus zonder condensatoren. Hierbij is de weergave van de lage frequenties in verhouding tot de weergaven bij 1000 Hz aanzienlijk verbeterd; echter bij hoge frequenties is de weergave nu verslechterd. Immers bij hoge frequenties wordt de impedantie van de luidspreker en daarmee de spanning over de luidspreker en dus ook de tegenkoppelspanning groter. De versterking moet dus verminderen.

Kromme *b* geeft de luidsprekerstroom als functie van de frequentie weer, indien

Kromme *c* geeft de stroom als functie van de frequentie, indien de tegenkoppeling veroorzaakt wordt mede door de condensatoren C_2 en C_4 . We zien dat de afwijkingen in de luidsprekerstroom bij verschillende frequenties minder verschilt en er dus een meer gelijkmatige weergave verwacht mag worden.

9.7. Invloed van de faseverschuiving bij een tegengekoppelde versterker

Tot nu toe zijn we steeds uitgegaan van de veronderstelling dat de tegengekoppelde spanning 180° in fase verschoven was met het ingangssignaal.

Een versterker krijgt veelal wisselspanningen te versterken waarvan de frequenties belangrijk kunnen verschillen.

Bij elke andere frequentie zal de versterker in het algemeen een andere faseverschuiving tussen het ingangs- en het uitgangssignaal veroorzaken. Komen in het tegenkoppelcircuit reactanties voor, dan zal ook hierin voor elke andere frequentie een andere faseverschuiving worden veroorzaakt.

De mogelijkheid bestaat dat de extra fasedraaiing die de versterker en het tegenkoppelcircuit tot stand brengen, ten gevolge heeft, dat het tegengekoppelde signaal niet in tegenfase, maar in fase werkzaam is met hetingangssignaal. Dit geeft aanleiding tot genereren van de versterker, dit zal hinderlijke fluittonen ten gevolge kunnen hebben. We zeggen nu: de versterker is niet stabiel.

Om te controleren hoe de fasedraaiing tussen het tegengekoppelde signaal en hetingangssignaal verloopt als functie van de frequentie, wordt hiervan een grafiek opgenomen. Tevens wordt dan bij elke frequentie de grootte van de tegengekoppelende spanning opgetekend. De spanning U_g die tussen rooster en kathode resteert $U_g = U_i - U_t$, wordt gedurende de meting constant gedacht en in de figuur met de eenheid van lengte weergegeven (zie fig. 9,17).

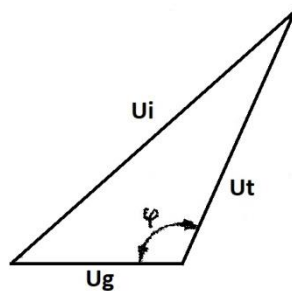


Fig. 9,17. Vectordiagram van U_i , U_t en U_g (U_1)*² bij een tegengekoppelde versterker.

laagfrequent versterker weergegeven.

Afhankelijk van het type versterker kan het Nyquist-diagram geheel afwijkende gedaanten hebben.

Aangetoond kan worden dat de versterker stabiel is, dit wil zeggen, niet oscilleert, als het punt -1 (het einde van de vector U_g) niet binnen de gesloten kromme ligt. De versterker zal wel oscilleren als het punt -1 door de kromme wordt omvat.

De grootte en fase van de tegengekoppelende spanning U_t wordt nu gemeten.

Deze U_t wordt nu op de juiste lengte en onder de fasehoek φ , die werd gemeten ten opzichte van U_g , als een vector uitgezet.

De vector U_i , dus de toegevoerde spanning, is de derde zijde van de aldus te vormen driehoek. Daar bij verandering van de frequentie van U_i de grootte van hoek φ verandert en de grootte van U_t eveneens wijzigt, beschrijft het uiteinde van U_t een gebogen lijn. In het algemeen zal de versterking bij frequentie nul of frequentie oneindig gelijk zijn aan nul.

De door U_t doorlopen kromme zal in het algemeen dus bij de oorsprong beginnen en ook weer eindigen. We zullen later een uitzondering hierop tegenkomen.

In fig. 9,18 is een Nyquist-diagram van een

*² U_g staat voor U_1 , zoals ook in het Nyquist diagram is opgenomen (FV).

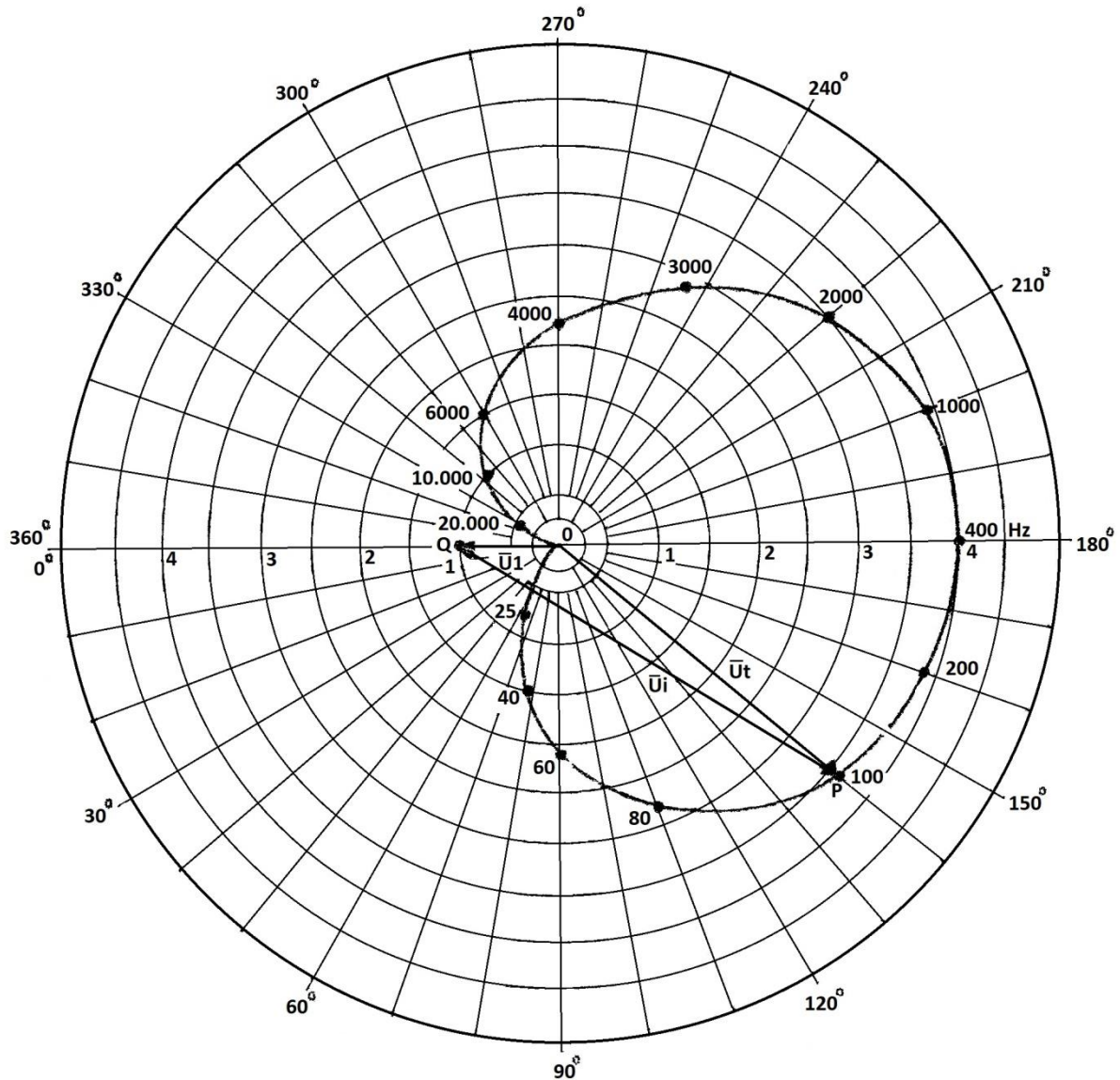
9.6. De invloed van tegenkoppeling op storingen


Fig. 9,18. Nyquistdiagram van een laagfrequent versterker.

De tegenkoppeling heeft niet alleen een vermindering van de vervorming, die in de versterker ontstaat ten gevolge, maar de invloed van storingen zoals brom en ruis, die in de versterker zelf ontstaan, wordt eveneens minder, daar een stoorspanning, die ergens in de versterker wordt opgewekt door een spanning aan de ingang wordt tegengewerkt.

De onderdrukking van een storing kan als volgt worden berekend. Voor de eenvoud van de berekening veronderstellen we dat de versterker geen vervorming veroorzaakt.

Zonder tegenkoppeling bestaat het uitgangssignaal uit het versterkte ingangssignaal en een stoorsignaal U_s , dus $U_u = VU_i + U_s$, waarin V het versterkingscijfer van de versterker en U_i het te versterken ingangssignaal is.

Met tegenkoppeling is de spanning tussen rooster en kathode $U_g = U_i + pU_u$, als een gedeelte p van de uitgangsspanning naar de ingang wordt teruggevoerd.

Ontstaat in de versterker en stoorsignaal U_s , dan wordt U_g met tegenkoppeling:

$$U_g = U_i + pVU_g - pU_s \quad U_g + pVU_g = U_i - pU_s$$

$$U_g(1 + pV) = U_i - pU_s \quad U_g = \frac{U_i - pU_s}{1 + pV}$$

En is dus $U_a = VU_g$, $U_a = V \frac{U_i - pU_s}{1 + pV}$

$$U_a = U_i \frac{V}{1 + pV} - U_s \frac{pV}{1 + pV}$$

We zien uit deze uitdrukking dat zoals bekend, de versterking van hetingangssignaal in de verhouding $\frac{1}{1 + pV}$ afneemt. De stoorspanning U_s wordt echter ook verzwakt en wel ook in de verhouding $\frac{pV}{1 + pV}$.

Voorbeeld: Bij gegeven versterker is de voedingsspanning voorzien van een hinderlijke bromspanning.

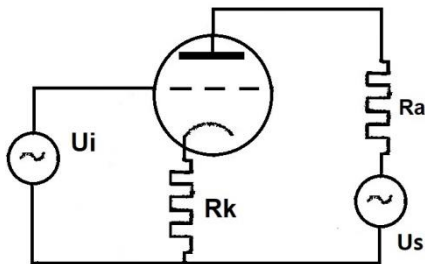


Fig. 9,19. Invloed van storing bij een tegengekoppelde versterker.

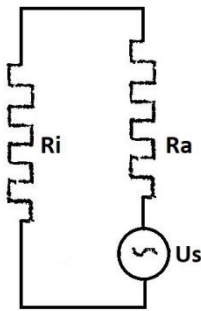


Fig. 9,20 vervangings-schema van een niet tegengekoppelde versterker.

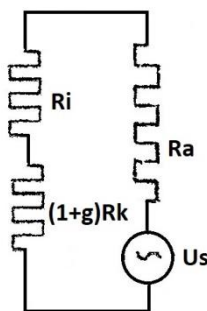


Fig. 9,21 vervangings-schema van de schakeling volgens fig. 9,19.

Bereken de bromspanning die over R_a wordt ontwikkeld met en zonder tegenkoppeling. Zonder tegenkoppeling mogen we over R_k en grote condensator geschakeld denken.

Oplossing:

We kunnen in de anodeketen een wisselspanningsbron U_s werkzaam denken die de bromspanning levert (zie fig. 9,19). Voor de eenvoud der oplossing stellen we hetingangssignaal U_i gelijk aan nul. Zonder tegenkoppeling kan de buisschakeling vervangen worden door de schakeling volgens fig. 9,20, waarin U_s werkzaam is in serie met R_i en R_a .

De bromspanning zonder tegenkoppeling over R_a is: $U_{Ra} = U_s \frac{R_a}{R_i + R_a}$. Met tegenkoppeling kunnen we de

buisschakeling vervangen door de schakeling volgens fig. 9,21. Uit voorgaande berekeningen is reeds meermalen gebleken dat de kathode-weerstand in de anodeketen vervangen kan worden door een weerstand $(1 + g)R_k$. De bromspanning over R_a met tegenkoppeling is nu:

$$U_{Ra} = U_s \frac{R_a}{R_i + R_a + (1+g)R_k}$$

Vergelijken we beide uitdrukkingen voor U_{Ra} met en zonder tegenkoppeling, dan zien we dat inderdaad de spanning met tegenkoppeling kleiner is dan zonder tegenkoppeling.

Als we verder geven: $R_i = 10^4$, $S = 4 \text{ mA/V}$, $U_s = 2 \text{ V}$, $R_a = 10^4$, $R_k = 500 \Omega$.

Zonder tegenkoppeling is:

$$U_{Ra} = 2 \cdot \frac{10^4}{10^4 + 10^4} = 1 \text{ V. Met tegenkoppeling is: } U_{Ra} = 2 \cdot \frac{10^4}{10^4 + 10^4 + 2 \cdot 10^4} = \frac{1}{2} \text{ V.}$$

Oplossingen inzenden van de opgaven Ea, nr. 230 t/m 233.

Hoofdstuk 10

Detectie

10.1. Inleiding

Het signaal dat door de zender in de antenne van een ontvanger wordt geïnduceerd, is een wisselspanning met hoge frequentie, een zogenaamde hoogfrequenttrilling. Deze hf.-trilling is in amplitude gemoduleerd met een laagfrequenttrilling, de eigenlijke trilling die van de zender overgedragen moet worden naar de ontvanger.

In de ontvanger moet nu weer demodulatie of detectie tot stand worden gebracht, dit wil zeggen: de laagfrequent trilling moet uit het ontvangen signaal worden vrijgemaakt en de hf.-trilling moet worden onderdrukt. Het laagfrequente signaal dat daarna alleen overblijft, wordt dan met behulp van de reeds behandelde lf.-versterkers versterkt tot het niveau dat geschikt is om toe te voeren aan bijvoorbeeld de luidspreker.

In het algemeen is voor een detectieschakeling nodig een niet lineair circuit, dit wil zeggen, dat de weerstand voor de ene spanningsrichting groter of kleiner is dan voor de andere spanningsrichting.

Een detectiecircuit kan men vormen met behulp van een kristal of een buis. we zullen eerst nagaan hoe de detectie met behulp van een diode tot stand komt.

10.2. Diodedetectie

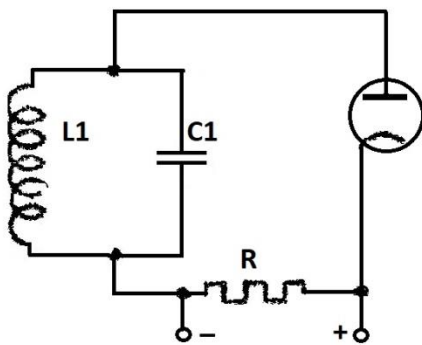


Fig. 10,1. Diode in serie met een weerstand.

gemoduleerd zou zijn, dus alleen de draaggolf werd ontvangen, dan zou de gemiddelde waarde van de gelijkspanning over de weerstand gelijk zijn aan $\frac{1}{\pi}$ maal de maximale waarde. Is de ontvangen trilling gemoduleerd, dan zal de spanning over de weerstand $\frac{1}{\pi}$ maal de amplitudevariaties bezitten.

Om het gelijkrichteffect of de gevoeligheid van de detector te vergroten, schakelt men parallel aan de weerstand een condensator (zie fig. 10,3). Deze condensator mag niet zo groot zijn dat de laagfrequent wisselstroom kan worden doorgelaten. Met het schakelen van de condensator bereikt men dat over de parallelschakeling van C en R een gelijkspanning wordt ontwikkeld die nagenoeg gelijk is aan de amplitude van het ontvangen signaal.

Denken we ons een ogenblikje de condensator alléén aanwezig, dan zal deze worden opgeladen tot de amplitudewaarde van de hf.-wisselspanning.

In serie met de afgestemde kring nemen we eerst een diode en een weerstand op (zie fig. 10,1). We gaan uit van de gedachte dat de karakteristiek van de diode voor te stellen is door een rechte lijn.

Komt aan de klemmen van de afgestemde kring een hoogfrequent in amplitude gemoduleerd signaal beschikbaar (zie fig. 10,2), dan zal alleen gedurende de ogenblikken dat de anode van de buis positief is ten opzichte van de kathode, dus gedurende de positieve delen van het signaal, stroom door de buis optreden.

Over de weerstand R ontstaat een veranderlijke gelijkspanning die hetzelfde aanzien heeft als de anodestroom.

gemiddeld staat over de weerstand een gelijkspanning die in de figuur door de stiplijn is aangegeven. Als de hoogfrequent wisselspanning niet gemoduleerd zou zijn, dus alleen de draaggolf werd ontvangen, dan zou de gemiddelde waarde van de gelijkspanning over de weerstand gelijk zijn aan $\frac{1}{\pi}$ maal de maximale waarde. Is de ontvangen trilling gemoduleerd, dan zal de spanning over de weerstand $\frac{1}{\pi}$ maal de amplitudevariaties bezitten.

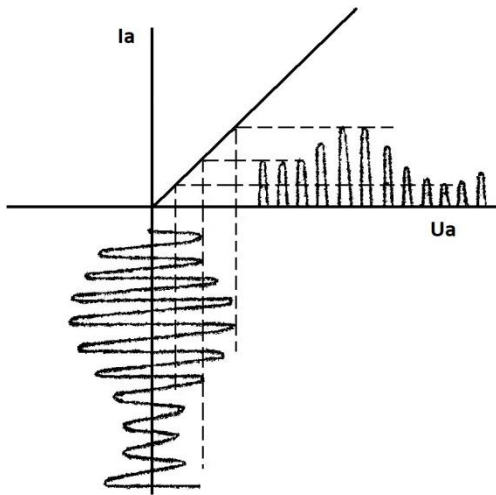


Fig. 10,2. Stroom en spanning bij een diode als de karakteristiek recht wordt verondersteld.

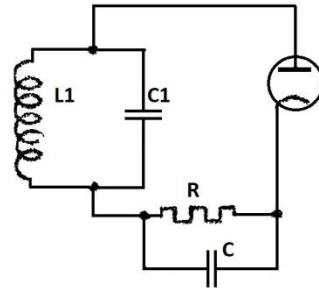


Fig. 10,3. Diodedetector met RC-filter.

Is de weerstand we aanwezig en veronderstellen we dat deze een grote waarde heeft, dan zal de condensator, gedurende de ogenblikken dat de buis geen stroom voert, zich iets kunnen ontladen. In fig. 10,4 is het verloop van de spanning vanaf het moment dat de eerste hf.-wisselspanning binnenkomt, weergegeven.

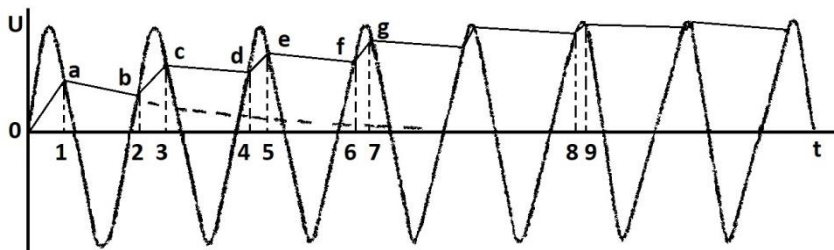


Fig. 10,4. Spanning over het RC-filter.

De gelijkspanning, waartoe de condensator is opgeladen, is ook werkzaam tussen anode en kathode; de linkerkant van de condensator is negatief ten opzichte van de rechterzijde (kathode).

Gedurende het tijdvak 1 – 2 zal de condensator zich over de weerstand ontladen tot de waarde *b*. In het tijdvak 2 – 3 overheerst de hf.-wisselspanning over de gelijkspanning die het RC-filter tussen anode en kathode teweeg brengt, dus zal de buis weer stroom voeren en het RC-filter verder opladen tot de waarde *c*.

Zo voortgaande zal de gemiddelde waarde van de spanning over het RC-filter stijgen totdat, gedurende de tijdvakken, dat de buis geen stroom voert door de condensator evenveel lading afgeeft als deze bij stroomvoeren van de buis ontvangt. Deze laatste situatie kunnen we in fig. 10,4 bereiken na het tijdstip 9. We zien dat de gemiddelde waarde van de spanning nagenoeg gelijk is aan de topwaarde van de wisselspanning. We zien ook dat de buis maar gedurende zeer korte tijd stroom doorlaat (0 – 1, 2 – 3, 4 – 5, 6 – 7, 8 – 9 enz.). Naarmate de weerstand een grotere waarde

Gedurende de eerste halve periode wordt de condensator opgeladen tot de waarde *a* op het tijdstip 1. Na dit moment 1 kan de buis geen stroom meer voeren, daar de anode negatief is ten opzichte van de kathode.



krijgt, des te meer zal de gemiddelde waarde van de gelijkspanning over het RC-filter de amplitude van het signaal benaderen. Daar echter de spanning over het filter in laagfrequent ritme moet veranderen als een gemoduleerd signaal ontvangen wordt, kan deze weerstand niet willekeuring groot gekozen worden.

Het is reeds bekend dat de condensator zich over een weerstand ontladst volgens de formule $U_C = U_0 e^{-\frac{t}{RC}}$, waarin U_0 de spanning over de condensator voorstelt aan het begin der ontlading. Naarmate de RC-tijd groter is, zal de condensatorspanning langzamer afnemen. Om zoveel mogelijk de hoogfrequent trilling te onderdrukken, moet de RC-tijd van het filter zo groot mogelijk zijn.

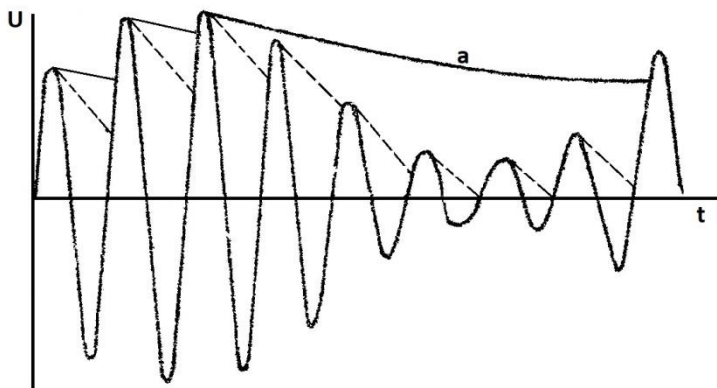


Fig. 10,5. Spanning over het RC-filter bij verschillende RC-tijden.

In fig. 10.5 is weergegeven hoe de spanning over het RC-filter eruit ziet bij verschillende waarden van de RC-tijd. Is de RC-tijd te groot, dan heeft het spanningsverloop de gedaante van kromme *a*. We zien dat een ontoelaatbare vervorming optreedt, daar de omhullende van de gewenste spanningsveranderingen is. Indien de RC-tijd te klein is, dan ontstaat

op de laagfrequentverandering een hoogfrequent rimpeltje, zoals in de figuur door stiplijntjes is aangegeven. We moeten wel bedenken dat in de tekening deze hoogfrequentvariaties veel te groot zijn weergegeven. In het algemeen komen per periode van de laagfrequenttrilling veel meer perioden van de hoogfrequenttrilling voor als in de tekening is weergegeven.

Het filter moet in elk geval een zodanige RC-tijd hebben dat het de hoogste frequentie van de laagfrequenttrilling nog goed volgt. Is hieraan voldaan, dan is de RC-tijd voor laagfrequenttrillingen met lagere frequentie kleiner dan voor deze trillingen nodig is. Dit heeft echter geen erg hinderlijke gevolgen (hf.-rimpel).

Of er al dan niet vervorming zal optreden ten gevolge van de RC-tijd van het filter hangt ook af van de diepte waarmee het ontvangen signaal is gemoduleerd. Daar, ongeacht de grootte van de RC-tijd van het filter, de condensator in principe lange tijd nodig heeft om zich te ontladen, zal bij ontvangst van een signaal met een modulatie diepte van 100 %, altijd vervorming optreden. Immers, bij ontvangst van een 100 % gemoduleerd signaal, zou het filter zich in $\frac{1}{2}$ periode van de lf.-trilling geheel moeten ontladen.

In de praktijk verkrijgt men behoorlijke resultaten door $RC = \frac{1}{\omega}$ te maken, waarin ω de cirkelfrequentie van de hoogste frequentie der laagfrequenttrilling is die in de modulatie voorkomt. Men stelt het filter veelal samen uit een condensator van 100 pF en een weerstand van 0,5 MΩ.

Men zou eenzelfde RC-tijd kunnen vormen met een kleinere condensator met grotere weerstand. Daar in serie met de condensator in de schakeling de diode voorkomt die ook een zekere capaciteit tussen anode en kathode bezit, is het niet raadzaam de filtercondensator veel kleiner te nemen, daar anders een te grote hf.-wisselspanning over het filter komt te staan en op de buis dus minder.

Waarom we omgekeerd de condensator niet groter en de weerstand kleiner kiezen, zal later duidelijk gemaakt worden.

10.3. De karakteristieken van een gelijkrichtdiode

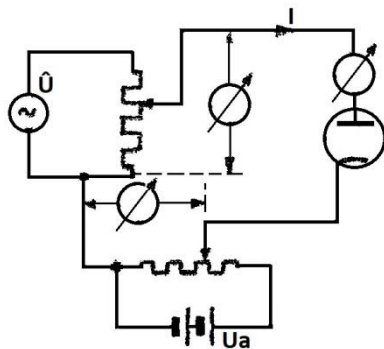


Fig. 10,6. Schakeling voor het opnemen van karakteristieken van een detectiediode.

spanning de anode meer en meer negatief ten opzichte van de kathode. We zien dat de stroom steeds kleiner wordt en bij circa 1,3 volt nul is geworden. Deze karakteristiek is dezelfde als we in fig. 1,8 reeds gaven. Op de verticale as is nu de stroom aangegeven in micro-ampères, in plaats van milli-ampères.

We merken nog op dat de meetschakeling volgens fig. 10,6 is gebaseerd op de werking van de diode als detector. Een wisselspanning zowel als een gelijkspanning is in de schakeling opgenomen. Deze beide spanningen zijn nu echter onafhankelijk van elkaar in te stellen, hetgeen bij de detector niet het geval is, daar de amplitude van de wisselspanning bepaalt hoe groot de gelijkspanning is.

De gemiddelde waarde van de stroom die de meter aanwijst, is bij deze karakteristiek gelijk aan de gelijkstroom die door de buis optreedt.

Zou er eveneens een wisselspanning werkzaam zijn, dan zou de stroom tevens bestaan uit gelijkstroompiekjes en wijst de meter de gemiddelde waarde van deze piekjes aan.

Over het filter wordt zowel een gelijkspanning als een lf.-wisselspanning ontwikkeld. De gelijkspanning is nagenoeg gelijk aan de amplitude van de draaggolf en de lf.-wisselspanning is afhankelijk van de modulatie diepte van de gemoduleerde trilling.

Om dit goed in te zien, nemen we van de diode een bundel karakteristieken op. We kunnen dit doen door in serie met de diode een gelijkspanningsbron, een hoogfrequent wisselspanning en een draaispoel micro-ampèremeter op te nemen (zie fig. 10,6).

De micro-ampèremeter geeft dus de gemiddelde waarde van de anodestroom aan.

We stellen eerst de wisselspanningsbron op nul volt in en lezen de gelijkstroom in μA af, die bij nul volt gelijkspanning optreedt. Daarna maken we door middel van de batterij-

10.3. De karakteristieken van een gelijkrichtdiode (vervolg)

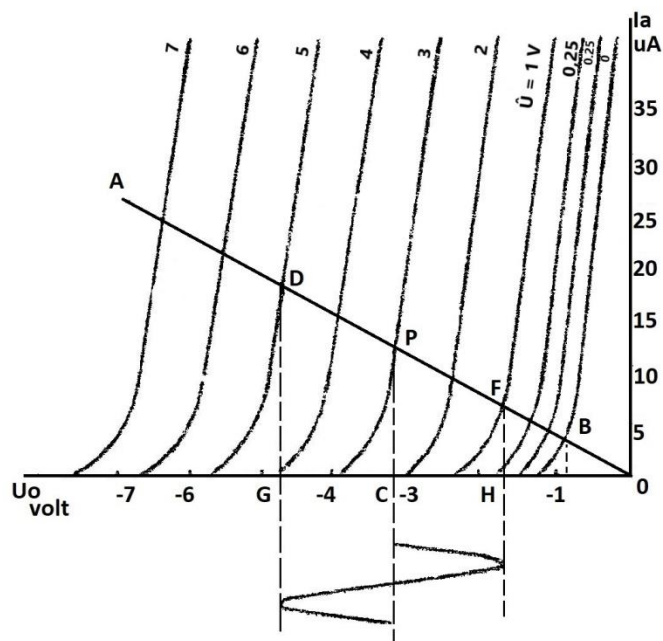


fig. 10,7. Karakteristieken van een detectiediode.

Zo voortgaande kunnen we bij verschillende waarden van hf.-wisselspanning karakteristieken opnemen en we krijgen dan de karakteristieken die in fig. 10,7 bij achtereenvolgens: $-0,5$, -1 , -2 , -3 , -4 en -5 volt van de wisselspanning zijn weergegeven. Deze karakteristieken geven dus het verband tussen de gemiddelde waarde van de anodestroom en de negatieve voorspanning bij verschillende waarden van de hoogfrequentwisselspanning weer.

Daar de gemiddelde waarde van de stroom door de weerstand van het RC-filter gelijk moet zijn aan de gemiddelde waarde van de stroom door de buis kunnen we in fig. 10,7 ook de grafiek van de weerstand opnemen. Daar de spanning over de weerstand de negatieve anodespanning levert, kunnen we de weerstand aangeven door een lijn (belastinglijn) $0 - A$, links van de verticale as. De helling van de lijn $0 - A$ hangt af van de grootte der weerstand; naarmate de weerstand kleiner is, zal de lijn steiler verlopen.

Ontvangen we nog geen wisselspanning op de detectieschakeling en wordt van buitenaf ook geen gelijkspanning aangesloten, dan zal door de diode toch enige stroom vloeien. Deze stroom veroorzaakt over de weerstand een gelijkspanning die de anode negatief maakt ten opzichte van de kathode, waardoor de stroom dus afneemt. De stroom neemt zoveel af totdat de stroom door de buis, door de weerstand en de spanning over de weerstand de evenwichtstoestand bereiken. In fig. 10,7 is deze toestand bereikt in punt B . We zien dus dat, zonder enige spanning in de diodeketen op te nemen, de buis al iets negatief is ingesteld (punt B).

Is nu alleen een hf.- wisselspanning, dus zonder modulatie in de schakeling werkzaam, bijvoorbeeld $\bar{U} = 3$ volt, dan zal de schakeling zich instellen in punt P : Immers daar zijn bij $U = 3$ volt de gemiddelde stromen door buis en weerstand gelijk. De gelijkspanning die nu over het filter staat, is gelijk aan 0 . C .

De karakteristiek die hieruit volgt, is dus bij nul volt wisselspanning opgenomen (zie fig. 10,7).

Vervolgens stellen we de wisselspanning in op $0,25$ V en lezen bij verschillende waarden van de gelijkspanning de gemiddelde stroom af. We zien dat de gemiddelde stroomwaarden groter zijn dan zonder wisselspanning. Daar de karakteristiek van de diode een gebogen lijn is, zullen de positieve spanningspieken grotere stroomtoenames veroorzaken dan de negatieve spanningspieken (stroomafnamen). De gemiddelde waarde van de stroom neemt dus toe.

Veronderstellen we verder dat bovengenoemde hf.-wisselspanning 67 % gemoduleerd is, dan betekent dit dat de amplitude van het signaal gaat variëren tussen 5 en 1 volt in de figuur, dus tussen de punten *D* en *F*. De spanning over het filter verandert dus in lf.-tempo tussen de waarden *G* en *H*.

Wil er lineaire detectie optreden, dit wil zeggen, wil er geen vervorming optreden, dan moet de spanning over het RC-filter evenredig zijn met de amplitude van de hf-wisselspanning. Per volt verandering van de amplitude van het hf.-signaal moet de spanning over het filter met een bepaald bedrag veranderen. De lijndelen waarin de karakteristieken de belastingslijn verdelen, moeten alle gelijk zijn (bij gelijke verandering in de hf.-amplitude). Hieraan zal zijn voldaan zolang het signaal niet kleiner wordt dan ongeveer 1 volt. Bij kleinere amplitude zal vervorming optreden. Men spreekt dan van kwadratische detectie, daar bij kleinere waarden van de wisselspanning de $I_a - U_a$ - karakteristiek een kwadratisch karakter heeft.

10.4. Vervorming bij kleine signalen

Het onderste gedeelte van de $I_a - U_a$ - karakteristiek kan voorgesteld worden door een machtreeks:

$$I_a = I_{a_0} + bU_a + cU_a^2 + dU_a^3 + \dots$$

Wordt aan de buis een kleine wisselspanning $U = \hat{U} \sin \omega t$ aangelegd, dan is de plaatstroom bepaald door:

$$I_a = I_{a_0} + b\hat{U} \sin \omega t + c\hat{U}^2 \sin^2 \omega t + d\hat{U}^3 \sin^3 \omega t + \dots$$

Bij de als detector geschakelde diode wordt de gelijkrichtende werking bepaald door de gemiddelde waarde van de anodestroom.

De gemiddelde waarde van de componenten $b\hat{U} \sin \omega t$ en $d\hat{U}^3 \sin^3 \omega t$ is gelijk nul (bij analyse blijken deze termen geen gelijkstroomcomponenten te bevatten, doch slechts sinusvormige componenten).

De gemiddelde waarde van de term $c\hat{U}^2 \sin^2 \omega t$ is niet gelijk aan nul.

$$c\hat{U}^2 \sin^2 \omega t = \frac{1}{2} c\hat{U}^2 - \frac{1}{2} c\hat{U}^2 \cos 2\omega t.$$

De gemiddelde waarde is dus gelijk aan $\frac{1}{2} c\hat{U}^2$. De gemiddelde waarde van de stroom is dus evenredig met het kwadraat van de amplitude van de wisselspanning. Daar de amplitude van het inkomend signaal ten gevolge van de amplitudemodulatie niet constant, doch verandert in lf.-tempo $U_a = \hat{U}(1 + m \sin pt)$, waarin \hat{U} de amplitude van de draaggolf voorstelt,

De gemiddelde waarde van de stroom wordt:

$$\begin{aligned} I_{\text{gemid.}} &= \frac{1}{2} c\hat{U}^2 (1 + m \sin pt)^2 = \\ &= \frac{1}{2} c\hat{U}^2 + cm\hat{U}^2 \sin pt + \frac{1}{2} c\hat{U}^2 m^2 \sin^2 pt \end{aligned}$$

en daar: $\sin^2 pt = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2pt$ wordt dit:

$$I_{\text{gemid.}} = \frac{1}{2} c\hat{U}^2 + cm\hat{U}^2 \sin pt + \frac{1}{4} c\hat{U}^2 m^2 - \frac{1}{4} c\hat{U}^2 m^2 \cos 2pt.$$

We zien dat in de stroom dus ook in de spanning over het RC-filter een tweede harmonische van de lf.-component voorkomt.

De distorsiefactor is:

$$d = \frac{\frac{1}{4} c\hat{U}^2 m^2}{c\hat{U}^2 m} = \frac{1}{4} m.$$

Hieruit blijkt dus dat de distorsie bij detectie van kleine signalen met toenemende modulatie-diepte eveneens toeneemt.

Oplossingen inzenden van de opgaven Ea, nr. 240 t/m 243.

10.5. Koppeling van de detector aan de volgende buis

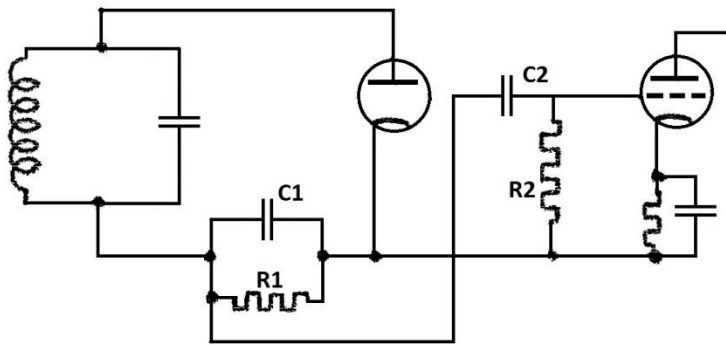


Fig. 10,8. Koppeling van de diode-detector aan de de lf.-versterkerbuis.

het rooster van de lf.-versterkerbuis toegevoerd (zie fig. 10,8). De condensator C_2 moet een zodanige waarde hebben dat de reactantie daarvan voor alle frequenties van de lf.-wisselspanning ten opzichte van R_2 is te verwaarlozen. Een veel gebruikte waarde van C_2 is ongeveer 10 000 pF terwijl $R_2 = 1\text{ M}\Omega$ genomen wordt.

Indien een signaal met constante amplitude op de diode werkzaam is, dan staat over R_1 een gelijkspanning; de tak gevormd door $C_2 R_2$ voert geen stroom. Is een amplitude gemoduleerd signaal op de diode werkzaam, dan zal de wisselcomponent van de spanning over R_1 een wisselstroom door $C_2 R_2$ sturen. De grootte van de stroom is praktisch alleen bepaald door R_2 . Voor de wisselcomponent van de spanning over $R_1 C_1$ -filter is dus parallel aan R_1 de weerstand R_2 werkzaam.

De belastingsweerstand voor wisselspanning over het filter is dus $R_\omega = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$, dit wil zeggen kleiner dan de weerstand $R_1 = R_g$, die zich bij gelijkspanning doet gevoelen. Door dit verschil tussen de gelijk- en wisselstroomweerstand kan bij grote modulatie diepte ernstige vervorming optreden.

In fig. 10,9 is nogmaals een bundel karakteristieken getekend zoals we in het voorgaande hebben gebruikt. De lijn OA stelt de belastingslijn voor die behoort bij de weerstand R_g . Bij ontvangst van een draaggolf van 3 V zal de buis worden ingesteld in punt P . De gelijkspanning over $R_1 = R_g$ is nu gelijk aan OC .

Zodra de amplitude van het hf.-signaal gaat veranderen, doet zich een kleinere weerstand R_ω gevoelen in plaats van de weerstand R_g .

De weerstand R_ω kunnen we nu aangeven door een nieuwe belastingslijn die door punt P moet gaan. Zie in fig. 10,9 de lijn QS .

Veronderstellen we, dat het inkomend signaal 100 % is gemoduleerd, dan zou de belastingslijn R_g worden doorlopen van B tot D ; er ontstaat een wisselspanning over het filter die door de gestippelde kromme is aangegeven. Nu we rekening te houden hebben met de weerstand R_ω , zal de spanning over het filter het aanzien volgens de getrokken kromme hebben. We zien dat er nu een ontoelaatbare vervorming optreedt, daar een der toppen van de lf.-wisselspanning wordt afgesneden.

Over de weerstand R van het RC-filter ontstaat een gelijkspanning met daarop gesuperponeerd een lf.-wisselspanning. Deze gelijkspanning is afhankelijk van de amplitude van de ontvangerdraaggolf en kan dus niet zonder meer op de volgende lf.-versterkerbuis worden aangesloten. Om deze gelijkspanning te blokkeren wordt de spanning van het filter van de detector via een RC-koppeling aan

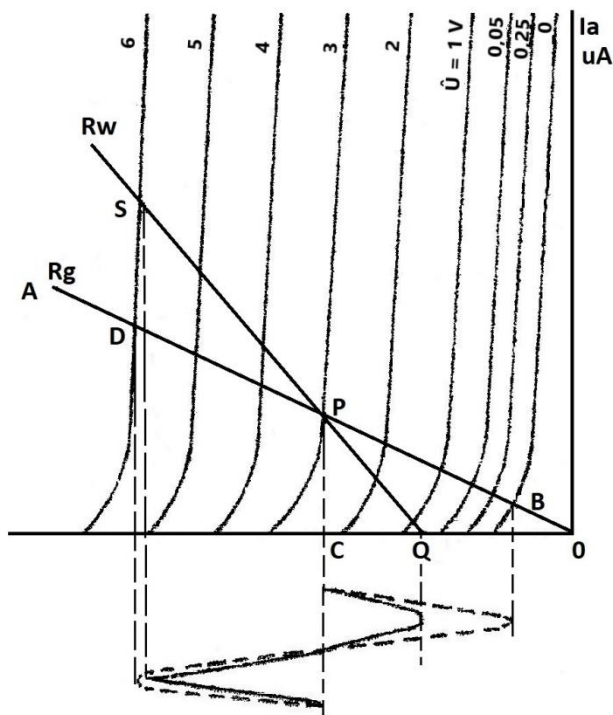


Fig. 10,9. Vervorming ten gevolge van de wisselstroomweerstand.

de toelaatbare modulatie diepte:

$$m_{max} = \frac{R_{\omega}}{R_g} = \frac{\frac{R_g R_2}{R_g + R_2}}{R_g} = \frac{R_2}{R_g + R_2}.$$

We zien dat naarmate R_2 kleiner is, de toelaatbare modulatie diepte eveneens kleiner wordt.

10.6. Volumeregeling bij de diodedetectie

De lf.-wisselspanningen die door de diodedetector beschikbaar worden gesteld, zijn in het algemeen van kleine waarden. Om dus een spanning te verkrijgen die voldoende groot is om door de luidspreker te worden omgezet, moet deze eerst door de lf.-versterker worden versterkt.

Daar de zenders niet alle met eenzelfde sterkte worden ontvangen, zal het nodig zijn in de ontvanger een inrichting aan te brengen waarmee de luisteraar zelf de door hem gewenste geluidsterkte kan regelen. De ontvanger moet worden voorzien van een geluidsterkteregeling of volumeregeling.

Oplossingen inzenden van de opgaven Ea, nr. 244 t/m 245.

We willen nagaan, welke maximale modulatie diepte zonder deze vervorming gedetecteerd kan worden. De gelijkstroomweerstand kunnen we als volgt uitdrukken:

$R_g = \frac{OC}{PC}$ en de wisselstroomweerstand: $R_{\omega} = \frac{QC}{PC}$, of:

$$OC = R_g \times PC \text{ en:}$$

$$QC = R_{\omega} \times PC.$$

Als de amplitude van de lf.-wisselspanning niet groter is dan QC , treedt er geen vervorming op. De amplitude van de hf.-wisselspanning is behoudens een kleine benadering gelijk aan OC .

Het quotiënt van QC en OC is gelijk aan de modulatie diepte. De maximaal toelaatbare modulatie diepte waarbij nog geen vervorming optreedt, is dus bepaald door:

$$P_{max} = \frac{QC}{OC} = \frac{R_{\omega} \times PC}{R_g \times PC} = \frac{R_{\omega}}{R_g}.$$

Daar $R_{\omega} = \frac{R_g R_2}{R_g + R_2}$ ($R_1 = R_g$) wordt

10.6. Volumeregeling bij de diodedetector (vervolg)

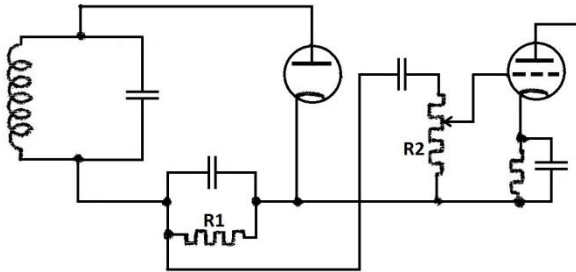


Fig. 10,10. Voor volumeregeling is de lekweerstand als potentiometer uitgevoerd.

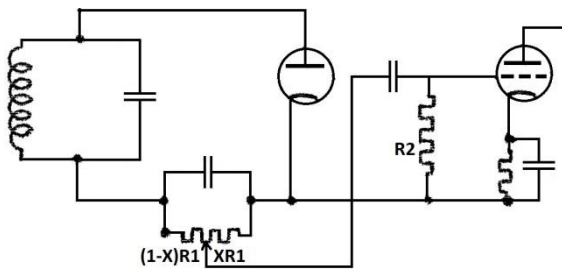


Fig. 10,11. Voor de volumeregeling is de filterweerstand als potentiometer uitgevoerd.

laatbare modulatie diepte verandert met de stand van de volumeregeling. Verder concluderen we dat naarmate een kleiner volume wordt ingesteld (x kleiner wordt) de toelaatbare modulatie diepte groter wordt.

In de ongunstigste, wat dit betreft, als het maximumvolume is ingesteld, ($x = 1$), dan is de toelaatbare modulatie diepte gelijk aan:

$$m_{max} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \text{ dus nog gelijk aan die volgens de schakeling van fig. 10,10.}$$

10.7. Belasting van de diodedetector op de voorafgaande kringen

Daar ten gevolge van de werkzaam zijnde hf.-wisselspanning stromen in de detectorschakeling optreden en deze stromen ook door weerstanden vloeien, wordt er dus elektrisch vermogen verbruikt. Dit vermogen wordt onttrokken aan de voorgaande afgestemde kring. We zeggen nu dat de afgestemde kring wordt belast door de detector of de afgestemde kring wordt gedempt door de detector. Een dergelijke demping kunnen we voorstellen door een weerstand parallel aan de kring. Deze weerstand moet dan een zodanige waarde hebben dat deze evenveel vermogen verbruikt als de gehele detector.

We hebben reeds opgemerkt dat de gemiddelde waarde van de gelijkstroom door de buis even groot is als de gemiddelde waarde van de stroom door de filterweerstand. Daar de buisweerstand bij Stroomdoorgang ($\pm 1000 \Omega$) veel kleiner is dan de weerstand R_1 kunnen we het verbruik van de buis

Het is mogelijk de volumeregeling in de schakeling van de diodedetector op te nemen. Dit is mogelijk op twee manieren (zie fig. 10,10 en 10,11).

Beide schakelingen leveren een verschil in de maximum toelaatbare modulatie diepte op. In de schakeling volgens fig. 10,10 is de grootte van de wisselstroomweerstand onafhankelijk van de stand der volumeregelaar. Voortdurend is:

$$R_w = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}, \text{ dus is:}$$

$$m_{max} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \text{ voor alle standen van de potentiometer.}$$

In de schakeling volgens fig. 10,11 is de wisselstroomweerstand:

$$R_w = (1 - x)R_1 + \frac{xR_1 R_2}{xR_1 + R_2} \text{ en}$$

de maximum toelaatbare modulatie diepte:

$$m_{max} = \frac{(1-x)R_1 + \frac{xR_1 R_2}{xR_1 + R_2}}{R_1} = 1 - x + \frac{xR_2}{xR_1 + R_2}.$$

We zien dat de maximum toe-

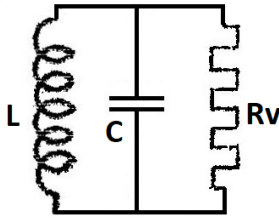


Fig. 10,12. Dempingsweerstand van de diodedetector.

verwaarlozen ten opzichte van het verbruik van de weerstand R_1 . We veronderstellen dat over de afstemcondensator een ongemoduleerde hf.-wisselspanning met amplitude \hat{U} beschikbaar komt, dan is over de weerstand R_1 een gelijkspanning met een waarde \hat{U} werkzaam. In de weerstand R_1 wordt dus een vermogen verbruikt dat gelijk is aan: $P_{R_1} = \frac{\hat{U}^2}{R_1}$.

Denken we de demping van de detector vervangen door een weerstand R_v parallel aan de kring (zie fig. 10,12), dan is over deze weerstand een hoogfrequent wisselspanning met amplitude \hat{U}_1 werkzaam. Het vermogen dat deze weerstand opneemt is: $P_{R_v} = \frac{1}{2} \frac{\hat{U}_1^2}{R_v}$. Wil de weerstand R_v de demping van de detector vervangen dan moet: $P_{R_1} = P_{R_v}$ dus: $\frac{\hat{U}_1^2}{R_1} = \frac{1}{2} \frac{\hat{U}_1^2}{R_v}$.

Hieruit volgt dat $R_v = \frac{1}{2} R_1$, dit wil zeggen: De demping van de diodedetector volgens fig. 10,3 is te vervangen door een weerstand parallel aan de afgestemde kring met een waarde die gelijk is aan de helft der filterweerstand.

10.8. Gewijzigde schakeling van de diodedetector

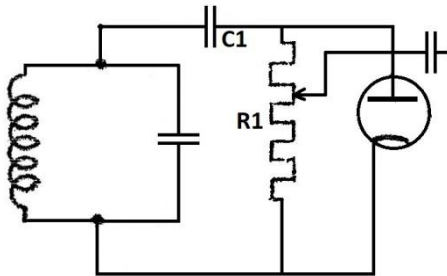


Fig. 10,13. Gewijzigde schakeling van de diodedetector.

We kunnen het RC-filter van de diodedetector ook schakelen zoals in fig. 10,13 is weergegeven.

Hierbij is de filterweerstand parallel aan de afgestemde kring geschakeld. De werking van het filter is hierdoor niet veranderd. De ontlading van de condensator vindt nu plaats over de serieschakeling van de spoel en de weerstand R_1 . De weerstand van de spoel is ten opzichte van R_1 te verwaarlozen. Een voordeel van deze schakeling ten opzichte van die volgens fig. 10,13 is, dat een zijde van de afstemcondensator en de kathode beide aan aarde gelegd kunnen worden. Dat kan in fig. 10,3 niet. Een belangrijk verschil is dat in fig. 10,13 over de filterweerstand R_1 niet alleen de gelijkspanning en lf.-wisselspanning, maar ook de volle hf.-wisselspanning komt te staan. Deze laatste

moet dus nog weggewerkt worden, bv. door middel van een kleine condensator tegen aarde te schakelen. Een ander verschil dat fig. 10,13 heeft ten opzichte van fig. 10,3 is te vinden in de demping op de voorgaande kring. Veronderstellen we in fig. 10,13 een hf.-wisselspanning met amplitude \hat{U} over de afstemcondensator werkzaam, dan is over de weerstand R_1 werkzaam een gelijkspanning \hat{U} en een hf.-wisselspanning met amplitude \hat{U} . Het vermogen in R_1 ten gevolge van de gelijkspanning is $\frac{\hat{U}^2}{R_1}$ en dat van de wisselspanning $\frac{1}{2} \frac{\hat{U}^2}{R_1}$. het totale vermogen dat R_1 opneemt, is dus $P_{R_1} = \frac{\hat{U}^2}{R_1} + \frac{1}{2} \frac{\hat{U}^2}{R_1}$. Over de vervangingsweerstand R_v die we parallel aan de afgestemde kring kunnen denken, is de hf.-spanning \hat{U} werkzaam en is het vermogen dat deze weerstand opneemt $P_{R_v} = \frac{1}{2} \frac{\hat{U}^2}{R_v}$. Dus: $\frac{1}{2} \frac{\hat{U}^2}{R_v} = \frac{\hat{U}^2}{R_1} + \frac{1}{2} \frac{\hat{U}^2}{R_1}$.

Hieruit volgt dat $R_v = \frac{1}{3} R_1$ en we zien dat bij gelijke waarde van R_1 in fig. 10,3 en fig. 10,13 de laatstgenoemde de kleinste dempingsweerstand, dus de grootste demping geeft. Met de schakeling volgens fig. 10,3 is dus een grotere selectiviteit te bereiken als met die volgens fig. 10,13.

10.9. Detectiekaracteristiek

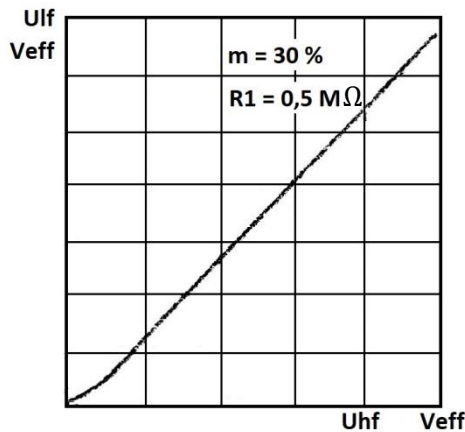


Fig. 10,14. Detectiekaracteristiek van een diode.

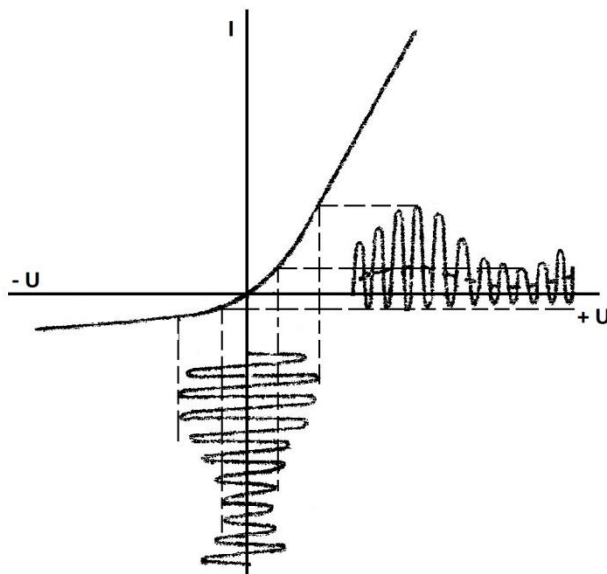


Fig. 10,15. Kristal als detector.

Het is ook mogelijk dat een kristal een karakteristiek heeft zoals in fig. 10,17 is weergegeven. Een dergelijk kristal geeft men een positieve voorspanning die er voor zorgt dat in het buigingspunt is ingesteld. Maken we de voorspanning gelijk aan OA , dan zijn we zo ingesteld dat bij positieve signaalwaarden de weerstand beduidend kleiner is dan bij negatieve waarden van de wisselspanning.

10.11. De roosterdetector

Het principe van de werking van een roosterdetector is volkomen gelijk aan dat van een diodedetector. In de roosterkring van de triode vindt hetzelfde plaats als in de anodekring van de diode.

Om de kwaliteit van een detector te kunnen beoordelen, neemt men van de detector een detectiekaracteristiek op. Deze geeft het verband aan tussen de effectieve waarde van de hf.-wisselspanning, die 30 % is gemoduleerd en de lf.-wisselspanning (zie fig. 10,14).

Voor grote signalen is deze karakteristiek bij de diodedetector een rechte lijn. Bij kleine signalen zal de grafiek enigszins gebogen verlopen door de buiging in de $I_a - U_a$ - karakteristiek van de diode. De karakteristieken worden opgenomen bij een bepaalde filterweerstand.

10.10. Kristaldetectie

Daar de weerstand die een kristal oplevert voor de ene stroomrichting veel verschilt voor de tegengestelde stroomrichting, kan dit ook gebruikt worden als detector.

In fig. 10,15 is een karakteristiek van een kristal weergegeven. We zien dat in positieve richting de weerstand van het kristal veel kleiner is dan in negatieve richting.

In fig. 10,16 is de schakeling van een kristal als detector weergegeven. De werking van deze detector is gelijk aan die van de diodedetector. Een belangrijk verschil met de diodedetector is, dat de stroom in negatieve richting niet nul is, hetgeen het gelijkrichteffect vermindert en de demping groter doet zijn.

Een voordeel van het kristal als detector is dat geen gloeistroom en geen vacuüm nodig zijn, dus de schakeling daarvan is zeer eenvoudig.

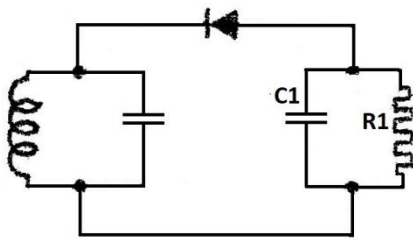


Fig. 10,16. Schakeling van een kristal als detector

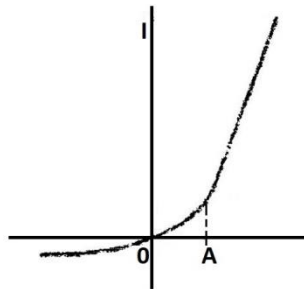


Fig. 10,17. Karakteristiek van een kristal dat een voorspanning behoeft.

Nadruk verboden

De buis krijgt geen roostervoorspanning. Ten gevolge van de positieve delen van de wisselspanning die tussen rooster en kathode werkzaam is, zal er roosterstroom gaan vloeien. Een schakeling van de roosterdetector is in fig. 10,18 weergegeven.

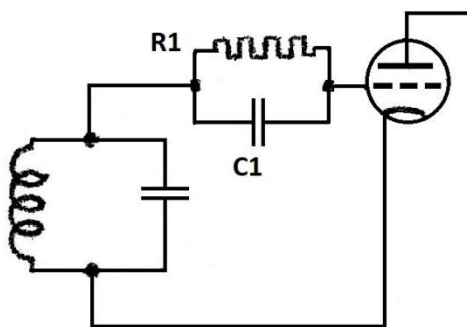


Fig. 10,18. Principe van de roosterdetector.

Is de draaggolf van het inkomend signaal zonder modulatie werkzaam, dan ontstaat over het RC-filter een gelijkspanning die gelijk is aan de amplitude van de wisselspanning. Deze gelijkspanning geeft het rooster een negatieve voorspanning die nagenoeg gelijk is aan de amplitude van het inkomend signaal (zie fig. 10,19).

Bij de ontvangst van de 1^e positieve puls van de roosterwisselspanning treedt er roosterstroom op. Deze roosterstroom laadt de condensator op, zodat de spanning die daardoor over de condensator wordt ontwikkeld de buis iets negatief instelt. Gedurende de negatieve puls van de wisselspanning voert de buis geen roosterstroom. De condensator zal zich over

de weerstand enigszins ontladen; de mate van ontlading is afhankelijk van de RC-tijd van het filter. De volgende positieve puls van de hf.-wisselspanning zal het rooster niet zoveel positief maken als de voorgaande, daar nu eerst een zekere voorspanning teniet gedaan moet worden. Het rooster zal gedurende de tijd dat dit positief is ten opzichte van de kathode weer roosterstroom voeren. De condensator wordt weer meer opgeladen en de negatieve voorspanning op het rooster wordt groter. Gedurende de volgende negatieve puls vindt weer enige ontlading van de condensator plaats enz.

De gelijkspanning over het filter en dus ook de negatieve roosterspanning zal zo lang toenemen, totdat de condensator gedurende het positief zijn van het rooster evenveel lading ontvangt als deze ten tijde van de negatieve puls afgeeft. We hebben dan de situatie bereikt waarbij de gelijkspanning op filter en rooster nagenoeg constant is.

We zien dat de buisschakeling zich automatisch negatief instelt op een waarde die nagenoeg gelijk is aan de amplitude van de roosterwisselspanning.

Zonder inkomend signaal heeft de buis geen voorspanning; de anodegelijkstroom die de buis voert, heeft een vrij grote waarde. Ten gevolge van een wisselspanning op het rooster stelt de buis zich negatief in en neemt de gemiddelde anode stroom af. Bij ontvangst van een in amplitude gemoduleerd signaal zal de spanning over het filter en daarmee de gemiddelde waarde van de anodestroom in lf-tempo veranderen.

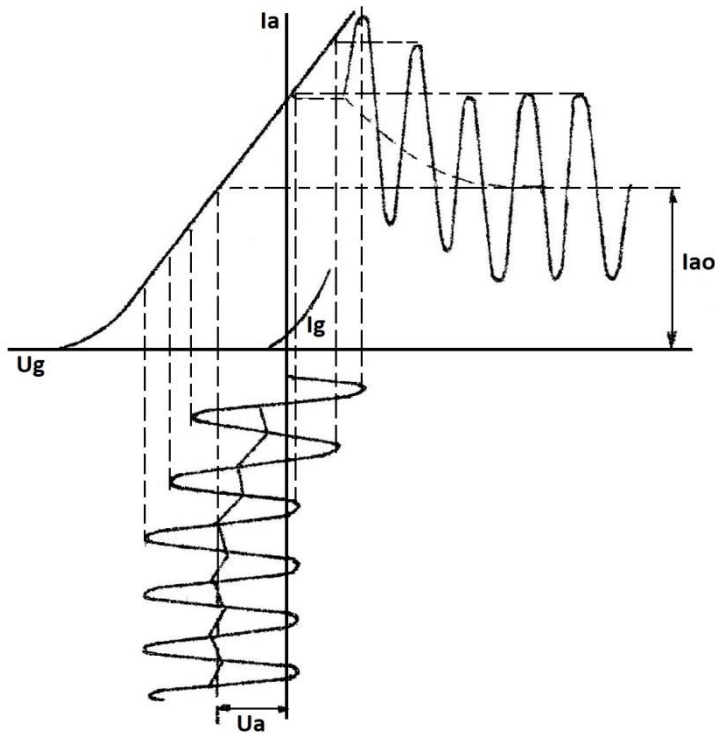


Fig. 10,19. Roosterdetectie.

stroom. De maatregelen die men kan nemen om te zorgen dat de hf.-wisselstroomcomponent geen verder effect heeft, zijn in fig. 10,20 aangegeven. In de anodeketen is opgenomen een laagdoorlaatfilter.

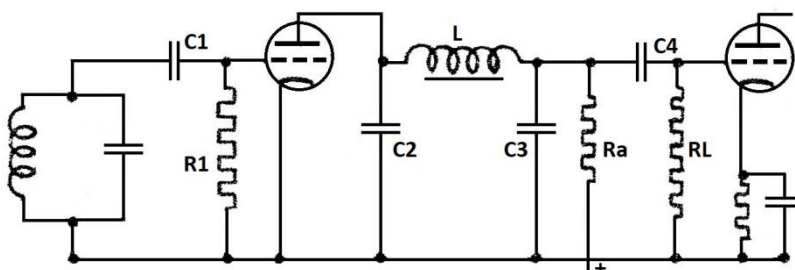


Fig. 10.20. Roosterstroomdetector met laagdoorlaatfilter in de anodeketen.

ties zo groot mogelijk en voor lage frequenties zo klein mogelijk is. De buis wordt gevoed via de weerstand R_a , terwijl het RC-lid $R_L C_4$ de hoogspanning van het rooster van de volgende buis verwijderd moet houden.

Met de roosterdetector bereikt men dus, naast de detectie, tevens een zekere versterking, hetgeen bij de diodedetector niet mogelijk was. Het bezwaar hierbij is echter, dat de buiging van de

Indien het signaal een kleine waarde heeft, zal ook deze detector vervorming veroorzaken wegens de buiging van de roosterstroomkarakteristiek bij kleine waarden van de rooster spanning.

Het signaal mag daarentegen ook geen erg grote waarde hebben, daar dan de rooster spanning komt in het gedeelte van de $I_a - U_a$ - karakteristiek dat gebogen verloopt.

Zou het signaal in dit deel van de karakteristiek werken, dan treedt de zogenaamde anodedetectie op (zie hierna).

Verder oefent de roosterdetector ook demping uit op de voorgaande kring. In de anodekring vloeit dus een gelijkstroom, een lf.-wisselstroom en een hf.-wissel-

Dit filter moet voor de wisselstromen met hoge frequenties een zo klein mogelijke en voor wisselstromen met lage frequenties een zo groot mogelijke impedantie hebben. De condensatoren C_2 en C_3 worden zo gekozen dat de reactantie daarvan voor hoge frequenties zeer klein en voor lage frequenties zo groot mogelijk is. De reactantie voor de spoel L wordt zo gekozen dat deze voor hoge frequen-

$I_a - U_g$ - karakteristiek aanleiding tot meer vervorming geeft, des te meer, daar de negatieve rooster-voorspanning verandert met de amplitude van het signaal dat werkzaam is.

Andere redenen waardoor de roosterdetector niet veel meer gebruikt wordt, is dat deze evenals de diodedetector bij kleine signalen vervorming veroorzaakt, terwijl bij grote signalen ook vervorming optreedt ten gevolge van de anodedetectie die ten gevolge van de buiging der $I_a - U_g$ - karakteristiek optreedt.

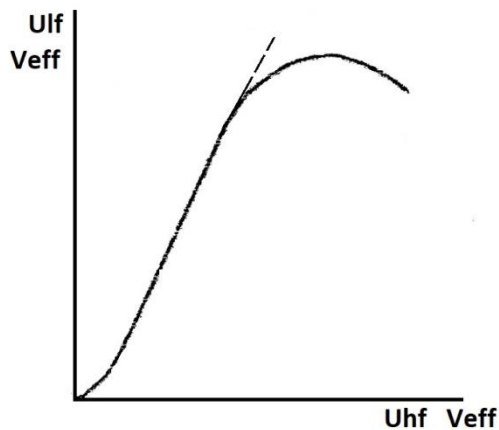


Fig. 10,21. Detectie karakteristiek van een roosterdetector.

versterking lineair verloopt. Teneinde detectie te verkrijgen, is het nodig dat in het gebogen gedeelte van de $I_a - U_g$ - karakteristiek wordt gewerkt.

De schakeling voor roosterdetectie wordt wel veel gebruikt voor het leveren van automatische negatieve rooster spanning. Bij een oscillator biedt deze methode dan verschillende voordelen. De negatieve rooster spanning stelt zich automatisch in op een waarde die nagenoeg gelijk is aan de amplitude van het signaal.

Echter heeft deze schakeling altijd een demping op de afgestemde kring ten gevolge die voor de schakeling volgens fig. 10,20 gelijk te stellen is aan een weerstand $\frac{1}{3} R_1$ parallel aan de afstemkring.

De roosterdetectieschakeling zien we ook nog wel toegepast in telegrafie-ontvangers. De functie van de schakeling is dan gelijkrichting, als het signaal bestaat uit een trilling met constante amplituden. De trilling wordt dan in het ritme van het seinschrift (morseschrift) onderbroken. De trillingstreintjes die dan ontvangen worden, worden door de roosterdetector omgezet in gelijkspanningsstoten.

In fig. 10,21 is een detectie karakteristiek van een roosterdetector weergegeven. De ontwikkelde lf.-wisselspanning is gemeten in de anodeketen van de buis, zodat de gemeten lf.-wisselspanning groter is dan het toegevoerde hf.-signaal aan het rooster. Bij kleine signalen zien we wederom weer een kleine buiging die ontstaat door de buiging in de $I_a - U_g$ - karakteristiek. Bij grote signalen onderneemt de karakteristiek een sterke buiging ten gevolge van de optredende anodedetectie.

De roosterdetector werkt dus goed zolang de roosterwisselspanning binnen het rechte deel van de $I_a - U_g$ - karakteristiek blijft, opdat de

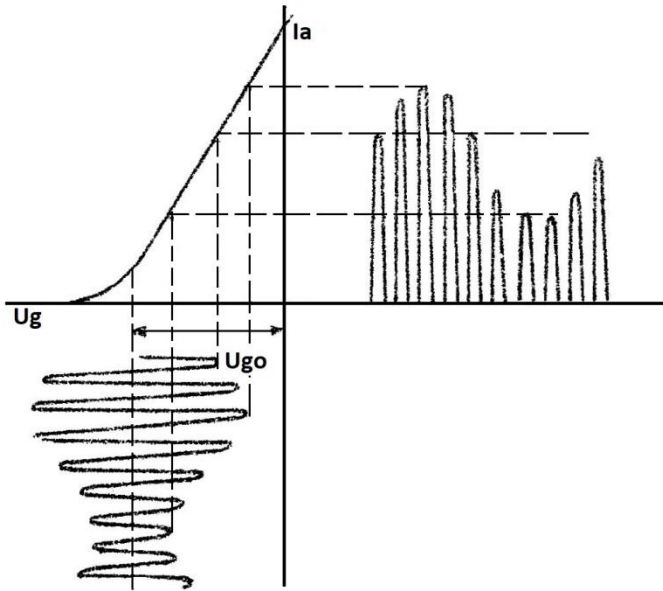


Fig. 10,22. Anodedetectie.

Wordt een triode als anodedetector geschakeld, dan geeft men deze een roostervoorspanning van een zodanige waarde dat de buis ingesteld is in de onderste buiging van de $I_a - U_g$ -karakteristiek (zie fig. 10,22).

We stellen de karakteristiek voor door de volgende reeks:

$$I_a = I_{a_0} + b\hat{U}_g + c\hat{U}_g^2.$$

Aan het rooster van de buis voeren we een in amplitude gemoduleerd signaal toe, voorgesteld door:

$$U_g = \hat{U}(1 + m \sin pt) \sin \omega t.$$

De anodestroom is dan bepaald door:

$$I_a = I_{a_0} + b\hat{U}(1 + m \sin pt) \sin \omega t + c\hat{U}^2(1 + m \sin pt)^2 \sin^2 \omega t.$$

Uitgewerkt geeft dit:

$$\begin{aligned} I_a &= I_{a_0} + b\hat{U} \sin \omega t + b\hat{U}m \sin \omega t \sin pt + c\hat{U}^2(1 + 2m \sin pt + m^2 \sin^2 pt) \sin^2 \omega t = \\ &= I_{a_0} + b\hat{U} \sin \omega t + \frac{1}{2}b\hat{U}m \cos(\omega - p)t - \frac{1}{2}b\hat{U}m \cos(\omega + p)t + c\hat{U}^2 \sin^2 \omega t + \\ &+ 2mc\hat{U}^2 \sin^2 \omega t \sin pt + cm^2\hat{U}^2 \sin^2 pt \sin^2 \omega t = \\ &= I_{a_0} + b\hat{U} \sin \omega t + \frac{1}{2}b\hat{U}m \cos(\omega - p)t - \frac{1}{2}b\hat{U}m \cos(\omega + p)t + \\ &+ \frac{1}{2}c\hat{U}^2 - \frac{1}{2}c\hat{U}^2 \cos 2\omega t + 2mc\hat{U}^2 \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t\right) \sin pt + \\ &+ cm^2\hat{U}^2 \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2pt\right) \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t\right) = I_{a_0} + b\hat{U} \sin \omega t + \\ &+ \frac{1}{2}b\hat{U}m \cos(\omega - p)t - \frac{1}{2}b\hat{U}m \cos(\omega + p)t + \frac{1}{2}\hat{U}^2 + \\ &- \frac{1}{2}c\hat{U}^2 \cos 2\omega t + mc\hat{U}^2 \sin pt - mc\hat{U}^2 \sin pt \cos 2\omega t + \\ &+ \frac{1}{4}cm^2\hat{U}^2 - \frac{1}{4}cm^2\hat{U}^2 \cos 2pt - \frac{1}{4}cm^2\hat{U}^2 \cos 2\omega t + \\ &+ \frac{1}{4}cm^2\hat{U}^2 \cos 2pt \cos 2\omega t. \end{aligned}$$

We zien dat de anodestroom onder andere bestaat uit een component met de frequentie p , de laagfrequentfrequentie. Deze term is $mc\hat{U}^2 \sin pt$. Deze component zal groter zijn naarmate c groter is. In de bocht van de karakteristiek heeft de constante c een grote waarde. In de anodekring moet nu een impedantie zijn opgenomen die alleen betekenis heeft voor de frequentie p en geen impedantie voor de overige componenten.

In het algemeen is het niet mogelijk de impedantie in de anodekring voor de component met de frequentie $2p$ voldoende klein te doen zijn, opdat deze component $\left(\frac{1}{4} cm^2 \bar{U}^2 \cos 2pt\right)$ geen uitgangsspanning van betekenis veroorzaakt.

Een voordeel van deze detector is dat geen demping wordt uitgeoefend op de voorgaande kring, daar er geen roosterstroom vloeit.

Bij het detecteren van kleine signalen wordt het signaal nagenoeg geheel behandeld in het sterk gekromde gedeelte van de $I_a - U_g$ - karakteristiek. De tweede harmonische heeft dan een grote waarde in verhouding tot de eerste harmonische, dus ontstaat een grote vervorming. Wordt een signaal met erg grote amplitude toegevoerd, dan is het mogelijk dat het signaal de buis in de roosterstroom voert, dus dat roosterdetectie op gaat treden. Dit geeft ook weer ontoelaatbare vervorming. We zien dus dat bij de anodedetector zowel bij grote als kleine signalen vervorming kan optreden.

In tegenstelling tot de roosterdetector neemt ten gevolge van het signaal de gemiddelde waarde van de anodestroom toe.

De anodedetector werkt dus goed als de amplitudevariëaties van het inkomend signaal zo goed mogelijk in het rechte deel van de $I_a - U_g$ - karakteristiek verwerkt worden. Zodra de amplitudevariëaties in het gebogen deel van de karakteristiek komen, treedt vervorming op. Dit is dus ook het geval bij grote modulatie diepten.

We stellen de negatieve roosterspanning zo in dat het instelpunt in de buiging van de $I_a - U_g$ - karakteristiek komt te liggen. Men zegt wel: we stellen in, in het onderste buigingspunt van de $I_a - U_g$ - karakteristiek. Indien we de beschikking hadden over een rechte $I_a - U_g$ - karakteristiek, dan zouden we instellen in het afknijppunt.

Vergelijken we nu de drie behandelde detectiemethoden, dan komen we tot de volgende conclusies:

- Diodedetector:
1. Geen versterking.
 2. Vervorming bij kleine signalen en grote modulatie diepte.
 3. Naarmate het signaal een grotere amplitude heeft, minder vervorming.
 4. Demping op de voorgaande kring.

- Roosterdetectie:
1. Versterking.
 2. Vervorming bij kleine en grote signalen en bij grote modulatie diepte.
 3. Demping op de voorgaande kring.
 4. Groot stroomverbruik.

- Anodedetectie:
1. Versterking.
 2. Vervorming bij kleine en grote signalen en bij grote modulatie diepte.
 3. Geen demping op de voorgaande kring.
 4. Klein stroomverbruik.

- Kristaldetectie:
1. Geen versterking.
 2. Vervorming bij kleine signalen.
 3. Grotere demping.
 4. Bij kleine signalen gering detectie-effect.

11.1. De diode als gelijkrichter

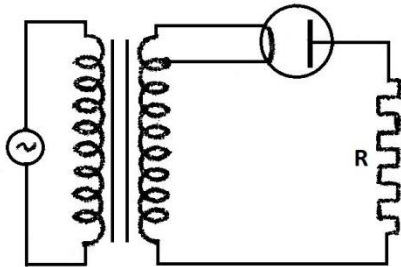


Fig. 11,1. Diode als gelijkrichter.

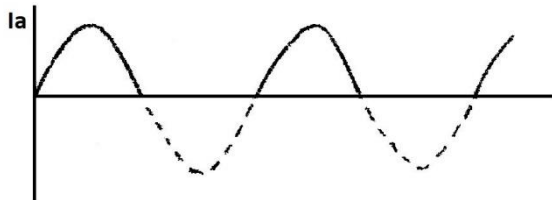


Fig. 11,2. De stroom door de keten in fig. 11,1.

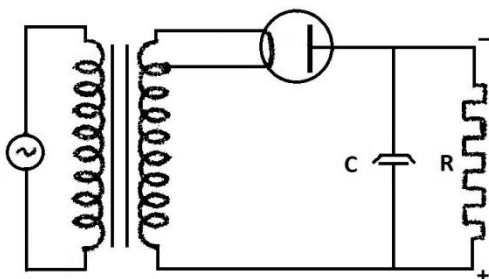


Fig. 11,3. Als fig. 11,1, echter met condensator over de weerstand.

Tegenwoordig worden alle elektronische apparaten gevoed met een gelijkspanning die wordt verkregen door de netspanning gelijk te richten.

Het toestel waarmee de wisselspanning omgezet wordt in een gelijkspanning wordt plaatsspanningsapparaat, afgekort P.S.A. genoemd.

Fig. 11,1 geeft het principe van een dergelijke inrichting die is uitgevoerd met een enkele diode. We veronderstellen dat de spanning die aan de primaire zijde van de transformator een wisselspanning is, overeenkomend met de netspanning 220 V, 50 Hz. Gedurende de halve perioden van de spanning aan de secundaire klemmen van de transformator vloeit een stroom in de keten (zie fig. 11,2).

De spanning over de weerstand R zal dezelfde gedaante hebben als de stroom in de keten.

Om deze spanningspulsen over de weerstand R om te zetten in een zo constant mogelijke gelijkspanning, plaatsen we parallel aan de weerstand een condensator C (zie fig. 11,3). De weerstand R in de keten is de vervanging van de belasting van het P.S.A., dat wil zeggen, dat deze weerstand een zodanige waarde moet hebben dat het verbruik van het aangesloten apparaat (ontvanger of versterker) hierdoor wordt vervangen. Op deze wijze wordt in de gelijkrichtketen een RC-filter gevormd, zoals we dit bij detectie reeds hebben gezien.

Gedurende het aangroeien van de positieve spanning op de anode van de diode voert de buis een stroom die de condensator oplaadt. Het stijgen van de spanning op de condensator wordt bepaald door de RC-tijd die gevormd wordt door de serieschakeling van de inwendige weerstand van de buis en de weerstand van de secundaire wikkeling van de transformator.

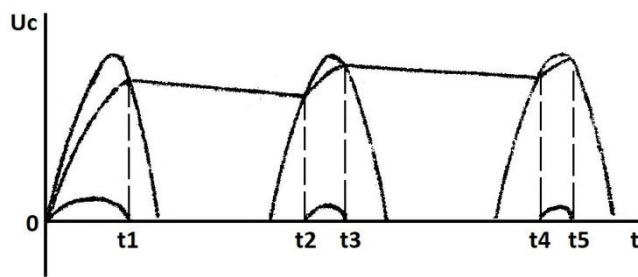


Fig. 11,4. Spanning over de condensator.

Daar deze weerstanden vrij klein zijn, zal de oplading vrij snel plaatsvinden. De spanning over de condensator doet de spanning tussen anode en kathode van de buis afnemen, zodat op het tijdstip t_1 de anodespanning gelijk nul is en de buis dus dicht is. Zodra de buis dicht is, gaat de condensator zich over de weerstand R ontladen.

Daar de weerstand R vrij groot kan zijn, verloopt de ontlading betrekkelijk langzaam. De ontlading gaat nu door tot op het tijdstip waarop de wisselspanning de negatieve roosterspanning compenseert. Dit gebeurt op tijdstip t_2 . Gedurende de tijd $t_2 - t_3$ laadt de buis de condensator verder op om gedurende de tijd $t_3 - t_4$ de condensator weer enigszins te doen ontladen, enz.

De snelheid waarmee de condensator zich ontlad, is afhankelijk van de waarde van R . Naarmate het verbruikstoestel een grotere stroom draagt, wordt de vervangingsweerstand kleiner en ontlad de condensator zich meer. De variaties die nog overblijven op de gelijkspanning worden dan groter of anders gezegd:

De rimpel neemt toe als de belasting op het P.S.A. groter wordt.

Om de rimpel zo klein mogelijk te houden, moet de RC-tijd van de parallelschakeling van C en R zo groot mogelijk zijn. In de eerste plaats moeten we de condensator C een zo groot mogelijk capaciteit geven. We gebruiken hiervoor dan ook meestal een elektrolytische condensator van 32 of 50 μF . Hoe groot deze capaciteit gekozen kan worden, hangt af van de spanning die er aan de klemmen optreedt. Zoals bekend mogen die grote elektrolytische condensatoren op niet te hoge spanning worden aangesloten.

Verder kunnen we de RC-tijd vergroten door een weerstand van grote waarde te gebruiken. De grootte van de werkzame weerstand is afhankelijk van de stroom en spanning die het P.S.A. moet leveren. Naarmate de verbruiker minder stroom opneemt (een kleinere belasting op het P.S.A.) zal de vervangingsweerstand groter zijn en een betere afvlakking worden verkregen, dus kleinere rimpel.

Uit fig. 11,4 zien we dat de gelijkrichtbuis slechts gedurende zeer korte tijdvakjes stroom voert. Naarmate de belasting meer stroom opneemt, moet de buis meer stroom voeren, want de gemiddelde stroom door de buis is gelijk aan de gemiddelde waarde van de stroom door de belasting. Als de stroom door de buis kleiner wordt, zal de rimpel eveneens kleiner zijn.

Oplossingen inzenden van de opgaven Ea, nr. 259 t/m 262.

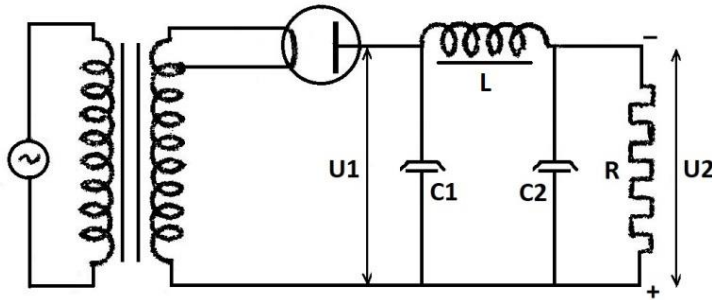


Fig. 11,5. P.S.A. met afvlakfilter.

Veelal is het van het grootste belang de rimpel bij een bepaald stroomverbruik zo gering mogelijk te houden. Om de rimpel zo klein mogelijk te maken, wordt het RC-filter met enige onderdelen uitgebreid en vormt zich een afvlakfilter zoals fig. 11,5 dit weergeeft. Tussen weerstand en condensator zijn een spoel en nog een condensator opgenomen. De spoel moet voor de rimpelfrequentie een grote impedantie en de condensatoren C_1 en C_2 een kleine impedantie hebben. De rimpel die op de gelijkspanning ontstaat, is in wezen niet sinusvormig. Deze is opgebouwd uit een 1^e harmonische die een frequentie gelijk aan de netfrequentie heeft (50 Hz) en een zeker aantal hogere harmonische. De amplituden van de hogere harmonischen zijn beduidend kleiner dan die van de 1^e harmonische, zodat men een kleine benadering maakt als de mate van afvlakking berekend wordt voor de 1^e harmonische. Daar de impedantie van C_1 veel kleiner is dan die van de daaraan parallel geschakelde impedantie, gevormd door L , C_2 en R zal de stroom die de buis voert in hoofdzaak C_1 opladen (C_1 wordt ook wel de buffercondensator genoemd). Over C_1 ontstaat dus een vrij grote variatie in de spanning (grote rimpel). Deze rimpelspanning U_1 is dus eveneens werkzaam over de serieschakeling van L met C_2R . De impedantie van C_2R is:

$$\frac{R \times \frac{1}{j\omega C_2}}{R + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{R}{jR\omega C_2 + 1}$$

De spanning die over de parallelschakeling van R en C_2 wordt ontwikkeld is:

$$\begin{aligned} \bar{U}_2 &= U_1 \frac{\frac{R}{jR\omega C_2 + 1}}{j\omega L + \frac{R}{jR\omega C_2 + 1}} = U_1 \frac{R}{R - R\omega^2 LC_2 + j\omega L} = \\ &= U_1 \frac{1}{1 - \omega^2 LC_2 + \frac{j\omega L}{R}} \end{aligned}$$

dus $\omega L \ll R$, dan kunnen we de spanningsdeling benaderen tot $\bar{U}_2 = U_1 \frac{1}{1 - \omega^2 LC_2}$. Zijn nu L en C_2 zo groot gekozen dat $\omega^2 LC_2 \gg 1$, dan krijgen we met redelijke benadering voor de spanningsdeling $U_2 = \frac{U_1}{\omega^2 LC_2}$. Kiezen we $L = 12 \text{ H}$, $C_2 = 50 \mu\text{F}$ en $R = 4000$, waarden, die in de praktijk ook veel voorkomen, dan is de verhouding:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{\omega^2 LC_2} = \frac{1}{40.25 \cdot 10^2 \cdot 12 \cdot 50 \cdot 10^{-6}} = \frac{1}{60}$$

Dit wil zeggen dat de rimpelspanning over de belasting $\frac{1}{60}$ is van de rimpel op C_1 . Daar de spoel een vrij kostbare kwestie is, voert men het afvlakfilter ook wel uit met een weerstand. Het bezwaar dat de weerstand met zich brengt is, dat deze een vrij groot gelijkspanningsverlies veroorzaakt. In fig. 11,6 is de schakeling met een weerstand weergegeven.

De spanning U_2 wordt:

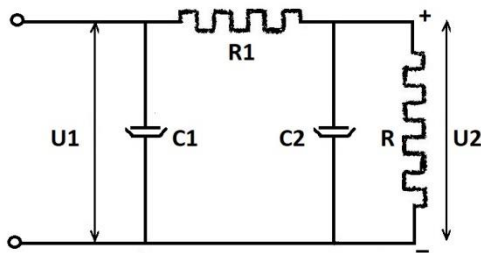


Fig. 11,6. Afvlakfilter met weerstand.

$$\begin{aligned} \bar{U}_2 &= U_1 \frac{\frac{R}{jR\omega C_2 + 1}}{R_1 + \frac{R}{jR\omega C_2 + 1}} = \\ &= U_1 \frac{1}{jR_1\omega C_2 + R_1 + R} = \\ &= U_1 \frac{1}{jR_1\omega C_2 + 1 + \frac{R_1}{R}}. \end{aligned}$$

Nemen we $R_1 \ll R$, dan kan \bar{U}_2 vereenvoudigd worden:

$$\bar{U}_2 = U_1 \frac{1}{jR_1\omega C_2 + 1} \text{ of:}$$

$$\bar{U}_2 = U_1 \frac{1}{\sqrt{R_1^2\omega^2 C_2^2 + 1}}.$$

Nemen we R_1 en C_2 zo groot dat voor de frequentie van 50 Hz,

$R_1^2\omega^2 C_2^2 + 1 \gg 1$, dan krijgen we de vereenvoudigde uitdrukking voor de verzwakking van de rimpel.

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{R_1\omega C_2}.$$

Als we voor $R_1 = 2000 \Omega$ en $C_2 = 50 \mu F$ kiezen, dan wordt de verzwakking:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{2.10^3 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 50 \cdot 10^{-6}} = \frac{1}{31}.$$

Mocht de rimpel die met de schakelingen volgens fig. 11,5 en 11,6 ontstaat te groot zijn, dan kan men het filter nog uitbreiden zoals fig. 11,7 dit aangeeft.

In plaats van de spoelen kunnen ook weerstanden geschakeld worden.

Moet een ontvanger op het P.S.A. worden aangesloten, dan is het van groot belang dat de anodespanningen en schermroosterspanningen van de lf.-versterkers goed zijn afgevlakt. De rimpelspanning wordt door deze versterkers direct versterkt. Voor de andere buizen heeft een kleine rimpelspanning minder ernstige gevolgen. Daarom wordt wel het schema volgens fig. 11,7 gebruikt. De lf.-versterkers worden dan aangesloten op punt B, terwijl de andere buizen vanaf

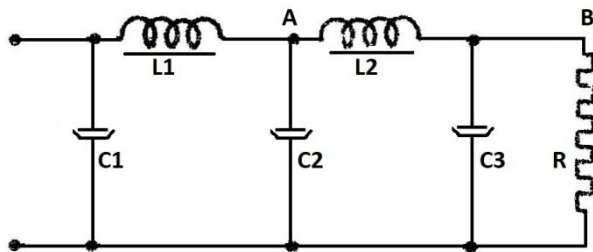


Fig. 11,7. Afvlakfilter met twee filtercellen.

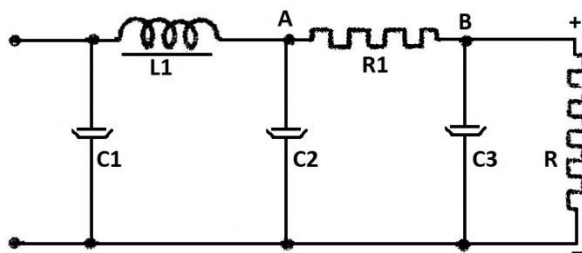


Fig. 11,8. Afvlakfilter met weerstand en spoel in het afvlakfilter.

het punt A worden gevoed. Door smoorspoel L_2 vloeit dan slechts een kleine gelijkstroom. Deze spoel kan daarom klein en goedkoop zijn. Veelal wordt in plaats van L_2 een weerstand R_1 opgenomen zoals in fig. 11,8 is aangegeven. In het voorgaande waren de schakelingen zo ingericht dat de helft van de beschikbare wisselspanning benut werd om stroom in de schakeling te doen vloeien. We noemen dit ook de enkelfasige gelijkrichting.

11.3. Dubbelfasige gelijkrichting

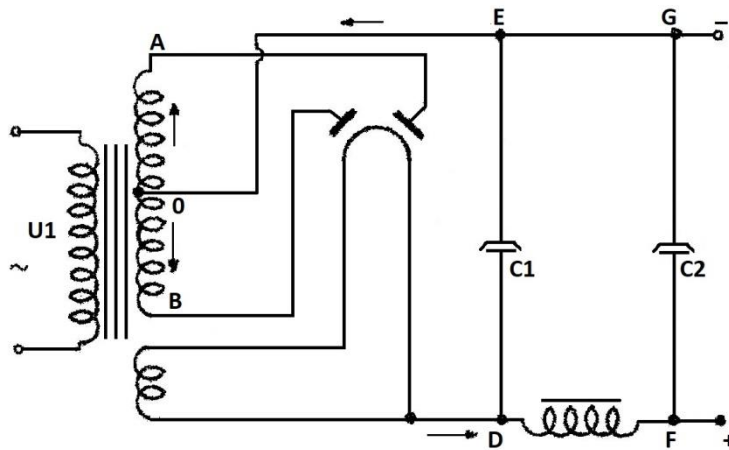


Fig. 11,9. Dubbelfasige gelijkrichter.

positief ten opzichte van 0, dan vloeit in diode II stroom van anode—kathode— D —afvlakfilter— E — 0 — B —anode. De stroom die ten gevolge van beide spanningshelften optreedt, vloeit in dezelfde richting door het afvlakfilter. Van de uitgangsklemmen wordt punt F positief ten opzichte van G .

De negatieve helft van de wisselspanning heeft eenzelfde effect als de positieve. In fig. 11,10 is dit in tekening gebracht. We zien dat de condensatoren tweemaal per periode van de wisselspanning worden opgeladen. De tijd voor ontlading wordt dus ook gehalveerd. Hierdoor zal de rimpelspanning op de 1^e condensator al belangrijk kleiner zijn dan bij enkelfasige gelijkrichting, indien eenzelfde stroom wordt afgeleverd.

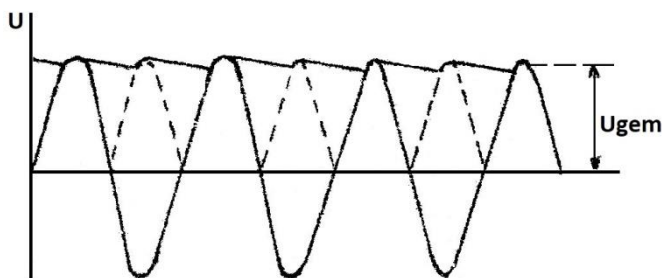


Fig. 11,10. Spanningsverloop bij dubbelfasige gelijkrichting.

effect. Daar de reactantie van de spoel tweemaal zo groot en de reactantie van de condensator gehalveerd is, zal de afvlakking verbeterd zijn. Bij aanwezigheid van een spoel in het afvlakfilter zal bij verdubbeling van de frequentie de afvlakking viermaal groter worden, terwijl bij aanwezigheid van een weerstand in plaats van een spoel de afvlakking verdubbeld is.

11.4. Constantheid van de afgegeven spanning

De stroom die het P.S.A. levert, is afhankelijk van de belasting die het verbruiksapparaat op het P.S.A. uitoefent. De stroom die het aangesloten apparaat opneemt, kan veranderen. Deze verander-

Het is ook mogelijk de schakeling zo in te richten dat beide helften van de beschikbare wisselspanning effect in de schakeling hebben. We spreken dan van dubbelfasige gelijkrichting.

In fig. 11,9 is een dubbelfasige gelijkrichter weergegeven. Het punt 0 is het elektrisch midden van de secundaire wikkeling. Als de wisselspanning punt A positief maakt ten opzichte van 0, dan is de anode van de diode I positief ten opzichte van de kathode. Er vloeit nu stroom in de keten van anode—kathode— D —afvlakfilter— E — 0 — A —anode. Wordt punt B

De grondfrequentie van de rimpel is hier tweemaal zo groot als de netfrequentie, dus 100 Hz.

De onderdelen van het afvlakfilter hebben dank zij de hogere frequentie van de rimpel ook een groter

lijke belasting kan tot gevolg hebben dat de gelijkspanning die het P.S.A. levert eveneens verandert. Bij toename van de stroom door de belasting neemt ook de stroom door het afvlakfilter en de buis met transformator toe. Hierdoor ontstaat een groter inwendig spanningsverlies, de klemspanning zakt.

Dit afnemen van de klemspanning van het P.S.A. is afhankelijk van de inwendige weerstand van het P.S.A. Komt een weerstand in het afvlakfilter voor, dan heeft dit een grotere inwendige weerstand van het P.S.A. tot gevolg en zal bij toename van de belasting de klemspanning meer zakken dan indien het afvlakfilter met een spoel is uitgevoerd.

Tevens zal bij toenemende belasting door de condensatoren een grotere stroom moeten worden afgegeven; dit wil zeggen, dat de spanning over de condensatoren meer verandert en de rimpel aan de klemmen van het P.S.A. groter wordt. Om de invloed van de belasting op de rimpel kleiner te doen zijn, moet de inwendige weerstand van het P.S.A. voor de wisselspanning zo klein mogelijk zijn, dus zo groot mogelijke condensatoren in het afvlakfilter opnemen.

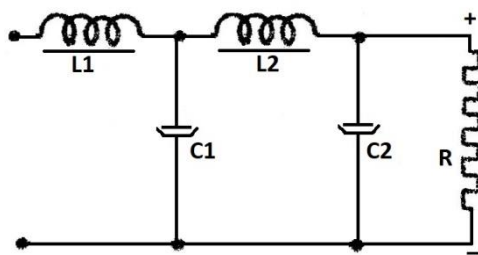


Fig. 11,11. Afvlakfilter met inductieve ingang.

buizen enigszins kortgesloten. De stroom kan nu zo groot worden dat de buis wordt beschadigd.

Om dit te voorkomen geeft men het afvlakfilter in plaats van een capacitieve ingang (fig. 11,9) een inductieve ingang door voor de buffercondensator een spoel L_1 op te nemen (zie fig. 11,11).

11.5. Meerfasige plaatsspanningsapparaten

Tot slot geven we nog enkele gelijkrichtschakelingen als het driefase draaistroomnet voor voeding wordt gebruikt.

In fig. 11,12 is een driefasen-enkelfasige P.S.A. getekend. Op elke fase van het driefasensysteem is een gelijkrichtbuis werkzaam. Daar de drie spanningen der drie fasen onderling een faseverschuiving van 120° hebben, zullen de buizen dus 120° na elkaar stroom aan het afvlakfilter leveren. De rimpelfrequentie is, bij netfrequentie nu dus 150 Hz, hetgeen een betere afvlakking mogelijk maakt, terwijl door dit P.S.A. een groter vermogen geleverd kan worden als door de dubbelfasige gelijkrichter.

In fig. 11,13 is een driefase-dubbelfasige gelijkrichter weergegeven. Bij deze schakeling is op elke fase van het driefasennet een dubbelfasige gelijkrichter aangesloten. Daar de drie fasen hier ook weer 120° onderling verschoven worden, wordt het filter dus $6 \times$ per periode van de 50 Hz frequentie opgeladen. De rimpelfrequentie wordt hier dus 300 Hz.

Er kan echter ook weer een gevaar verbonden zijn aan het gebruik van grote capaciteiten vooral voor wat betreft de buffercondensator (C_1 uit fig. 11,9). Indien de gelijkrichtbuizen een lage inwendige weerstand hebben, iets wat bij gasgevulde gelijkrichtbuizen het geval is, dan zal bij het inschakelen van het P.S.A. een zeer grote stroom naar de buffercondensator gaan vloeien. Daar deze condensator groot wordt verondersteld, is bij het inschakelen de spanning op deze condensator zeer laag en staan de

11.6. Gasgevulde gelijkrichtbuizen

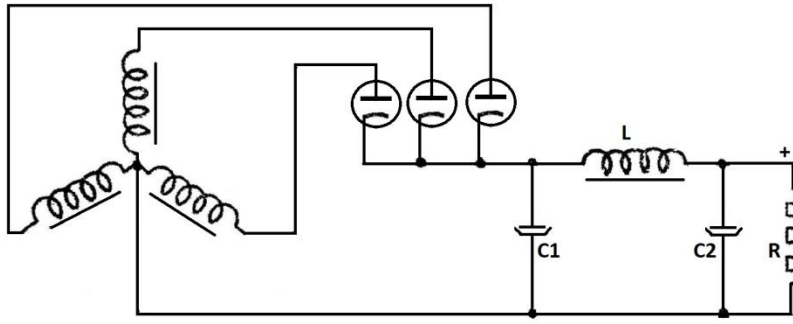


Fig. 11,12. Driefasen enkelfasige gelijkrichter.

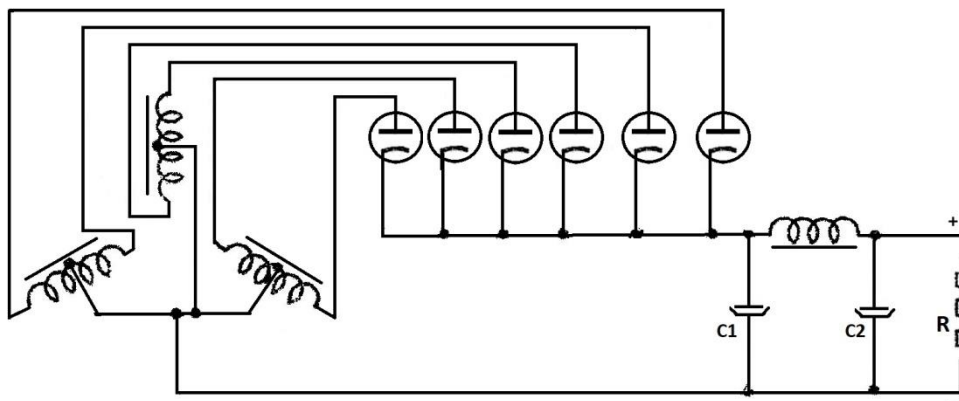


Fig. 11,13. Driefasen dubbelzijdige gelijkrichter.

gevuld met een gas van zeer lage druk. De kathode die zich in de buis bevindt, zal, op de juiste temperatuur gebracht, elektronen uitstoten. Deze elektronen zullen op hun weg vanaf de kathode tegen gasatomen botsen. Door deze botsing zullen elektronen uit het atoom worden weggestoten, deze botsen weer tegen een ander gasatoom op en hieruit worden weer elektronen verwijderd enz. men noemt dit verschijnsel stootionisatie. De vrijgemaakte elektronen zullen door de anode worden aangetrokken en een anodestroom vormen. De atomen, die elektronen hebben afgestaan, krijgen een positieve lading en worden positieve ionen genoemd. Deze ionen worden door de anode afgestoten en zullen zich naar de kathode bewegen. Op hun weg naar de kathode zullen zij zich met de elektronen die de ruimtelading vormen, neutraliseren. De ruimtelading wordt dus door de ionen verwijderd en wordt een belangrijke belemmering voor de beweging van de elektronen van kathode naar anode weggenomen en wordt de inwendige weerstand belangrijk kleiner.

Door de ionisatie van de ionen komen dus zeer veel elektronen vrij en zal dus ook een grote anodestroom gevormd kunnen worden, terwijl hierbij een kleine anodespanning nodig is.

Om te voorkomen dat de anodestroom een te grote waarde aanneemt, neemt men in de anodeketen een impedantie op die aan een bepaalde minimumwaarde moet voldoen, zodat bij toenemende anodestroom de anodespanning daalt.

Hoewel gelijkrichtschakelingen voorzien van hoogvacuümbuizen een grote bedrijfszekerheid bezitten, hebben zij een bezwaar ten gevolge van de hoge inwendige weerstand die deze buizen bezitten.

Om grote stromen te leveren, moeten deze buizen dan ook robuust worden uitgevoerd.

We beschikken over buizen met lage inwendige weerstand in de vorm van gasgevulde buizen. De ballon van de buis is hierbij

Indien de kwikdampgelijkrichtbuis niet in bedrijf is, bevindt zich geen damp in de buis. bij het in bedrijf stellen van de buis moet eerst kwikdamp in de buis voorkomen opdat ionisatie kan optreden. Bij koude buis is de kwikdamp neergeslagen en bevindt zich een druppeltje kwik in de buis.

Om kwikdamp te vormen, moet de buis iets verwarmd worden. Hiertoe is in de buis een gloeidraad aangebracht. Bij grote buizen moet de gloeidraad circa 1 minuut eerder worden ingeschakeld dan de anodespanning. Wordt de anodespanning bij koude buis ingeschakeld, dus nagenoeg geen kwikdamp, dan krijgen de enkele gasionen die zich voordoen een te grote snelheid, dank zij de hoge anodespanning dat de kathode beschadigd zou kunnen worden (bedenk, dat de anodespanning bij kleine anodestroom zeer hoog is, daar geen belangrijke spanning over de anode-impedantie valt).

De temperatuur van een gasgevulde buis is dus zeer belangrijk; vandaar dat de buizen zo worden opgesteld, of worden voorzien van een kap, om te sterke afkoeling te voorkomen. De kwikdampgelijkrichters mogen niet zonder meer parallel worden geschakeld. Bij inschakelen van parallel geschakelde buizen (dus met een gezamenlijke anode-impedantie) zal het mogelijk zijn dat een der buizen gaat geleiden en de anodespanning daalt tot een waarde waarbij de andere buizen niet meer kunnen geleiden.

Voor kleine buizen kan men ook neongas gebruiken.

11.7. De ratelcondensator

Veronderstellen we dat de bovenkant van de spanningsklem U_1 (fig.11,9) aan de primaire kant van de transformator aan aarde ligt, dan is het mogelijk dat de antennespanning een antennestroom via het P.S.A. naar aarde doet vloeien; vooral als de ontvanger niet goed geaard is.

Dit antennestroompje vloeit dan van D door de buizen naar de secundaire van de transformator en via de capaciteit die zich doet gevoelen tussen primaire en secundaire wikkeling naar de primaire wikkeling en naar aarde. Daar de buizen niet voortdurend geleiden, maar gedurende korte ogenblikken, wordt de antennestroom regelmatig onderbroken. Dit heeft een ratelend geluid van de ontvanger ten gevolge .

Men kan dit ratelen voorkomen door een zogenaamde ratelcondensator op te nemen. Deze condensator wordt geschakeld tussen de punten O en A en moet een zodanige capaciteit hebben dat de reactantie daarvan groot is voor de netspanning en klein is voor de antennestroom. Een praktische waarde hiervoor is 20 000 pF. De antennestroom vloeit nu van punt D door C_1 en de ratelcondensator tussen A en O naar de capaciteit tussen primaire en secundaire wikkeling en dan naar aarde.

Op deze wijze wordt de antennestroom buiten de buizen omgeleid en het ratelen voorkomen.

Oplossingen inzenden van de opgaven Ea, nr. 267 t/m 272.

Hoofdstuk 12

Oscillatoren

12.1. Het principe van een oscillator

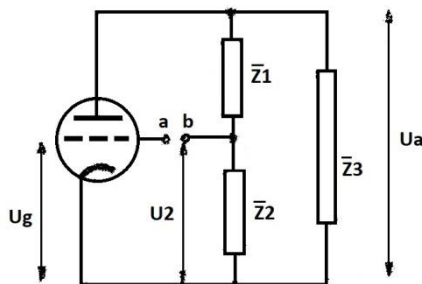


Fig. 12,1. Principe van een oscillatorschakeling.

voerde wisselspanning de functie van de van buiten af toegevoerde spanning op het rooster overnemen en blijft op het rooster, zowel als in de anodeketen wisselspanning en $-$ stroom optreden, terwijl geen wisselspanning aan de schakeling wordt toegevoerd. De schakeling wekt dan een wisselspanning op. Het terugvoeren van een spanning uit de anodeketen naar het rooster vindt plaats via een impedantie, zodat grootte en fase van de spanning de juiste waarde hebben.

In principe kunnen we een oscillatorschakeling voorstellen zoals in fig. 12,1 is weergegeven. Ter wille van de volgende beschouwing zijn de punten a en b niet verbonden.

Denken we tussen rooster en kathode de spanning U_g werkzaam, dan kunnen we uitrekenen welke spanning over \bar{Z}_2 wordt ontwikkeld. Als we de impedantie die gezamenlijk gevormd wordt door \bar{Z}_1 , \bar{Z}_2 en \bar{Z}_3 \bar{Z}_a noemen, dan is de anodestroom $\bar{I}_a = S_d \bar{U}_g$. De anodewisselspanning $\bar{U}_a = -S_d U_g \bar{Z}_a$. Over de serieschakeling van \bar{Z}_1 en \bar{Z}_2 vindt een spanningsdeling plaats. De verhouding $-\frac{U_2}{U_a}$ noemen we de terugkoppelfactor K , dus: $\bar{K} = -\frac{U_2}{U_a}$. Als we bedenken dat de anode wisselspanning in tegenfase is met U_g , zal de spanning U_2 ook in tegenfase moeten zijn met U_a , dus komt in de terugkoppelfactor een minteken.

$$\bar{U}_2 = -\bar{K} \bar{U}_a = S_d U_g \bar{K} \bar{Z}_a.$$

Om aan de voorwaarde van oscilleren te voldoen. Moet U_2 gelijk zijn aan \bar{U}_g , dus:

$$\bar{U}_g = \bar{S}_d \bar{U}_g \bar{K} \bar{Z}_a \quad \text{of} \quad \bar{S}_d \bar{K} \bar{Z}_a = 1.$$

Dit is de algemene formulering van de oscilleervoorwaarde.

De verhouding $\frac{U_2}{U_g}$ wordt wel de rondgaande versterking genoemd. Om aan de oscilleervoorwaarde te voldoen, moet de rondgaande versterking gelijk aan 1 zijn.

Wordt dus aan bovenvermelde voorwaarde voldaan, dan kunnen de punten $a - b$ worden doorverbonden en zal de schakeling een wisselspanning opwekken.

De impedanties \bar{Z}_1 , \bar{Z}_2 en \bar{Z}_3 willen we aan een nader onderzoek onderwerpen. Gemakshalve veronderstellen we dat \bar{Z}_1 , \bar{Z}_2 en \bar{Z}_3 zuivere reactanties zijn.

Denken we op het rooster de spanning \bar{U}_g werkzaam, dan zal de anodespanning zijn:

Onder een oscillator verstaan we een schakeling die in staat is een elektrische trilling op te wekken en te onderhouden. De trilling die door de oscillator wordt opgewekt, zal dan een zo constant mogelijke frequentie en amplitude moeten bezitten.

Stellen we ons een versterker voor die een toegevoerde roosterwisselspanning 10 maal versterkt, dit wil zeggen dat de anodewisselspanning 10 maal zo groot is als de roosterwisselspanning. Indien we nu $\frac{1}{10}$ deel van de anodewisselspanning aftakken en terugvoeren naar het rooster, zodat het in dezelfde fase werkzaam is als de toegevoerde roosterwisselspanning, dan kan de terugge-

$$\bar{U}_a = -g\bar{U}_g \frac{\bar{Z}_a}{R_i + \bar{Z}_a}.$$

De spanning over \bar{Z}_2 wordt: $\bar{U}_2 = \bar{U}_a \frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2}$, dus:

$$\bar{U}_2 = -g\bar{U}_g \frac{\bar{Z}_a}{R_i + \bar{Z}_a} \frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2}.$$

Drukken we \bar{Z}_a uit in \bar{Z}_1 , \bar{Z}_2 en \bar{Z}_3 , dan krijgen we:

$$\bar{U}_2 = -g\bar{U}_g \frac{\frac{\bar{Z}_3(\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2)}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 + \bar{Z}_3}}{R_i + \frac{\bar{Z}_3(\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2)}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 + \bar{Z}_3}} \frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2}.$$

Voeren we de oscilleervoorwaarde in, dus stellen we $\bar{U}_g = \bar{U}_2$, dan wordt bovengenoemde vorm na enige vereenvoudiging:

$$1 = \frac{-g \frac{\bar{Z}_2 \bar{Z}_3}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 + \bar{Z}_3}}{R_i + \frac{\bar{Z}_3(\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2)}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 + \bar{Z}_3}} = \frac{-g \bar{Z}_2 \bar{Z}_3}{R_i(\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 + \bar{Z}_3) + \bar{Z}_3(\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2)}.$$

Aan beide zijden van het =teken met de noemer vermenigvuldigd geeft:

$$\begin{aligned} R_i(\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 + \bar{Z}_3) + \bar{Z}_3(\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2) &= -g\bar{Z}_2\bar{Z}_3 \\ R_i(\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 + \bar{Z}_3) + \bar{Z}_3(\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 + g\bar{Z}_2) &= 0 \end{aligned}$$

Hiermee hebben we de voorwaarde van oscilleren herleid tot een complexe vorm. Het eerste deel $R_i(\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 + \bar{Z}_3)$ is imaginair en het tweede deel $\bar{Z}_3(\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 + g\bar{Z}_2)$ is reëel. (bedenk dat \bar{Z}_1 , \bar{Z}_2 en \bar{Z}_3 zuivere reactanties zijn.)

Daar de complexe vorm gelijk aan nul moet zijn, moeten zowel het reële deel als het imaginaire deel gelijk aan nul zijn. We krijgen op deze wijze twee voorwaarden en wel:

$$\begin{aligned} R_i(\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 + \bar{Z}_3) &= 0 \\ \bar{Z}_3(\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 + g\bar{Z}_2) &= \bar{Z}_3\{\bar{Z}_1 + (1+g)\bar{Z}_2\} = 0. \end{aligned}$$

Uit de tweede voorwaarde volgt dat \bar{Z}_1 en \bar{Z}_2 tegengesteld van teken zijn moeten zijn om de vorm tussen accoladen gelijk aan nul te doen zijn.

Verder zien we dat Z_2 kleiner is dan Z_1 , want, om de vorm gelijk nul te maken, moet de absolute waarde van Z_1 en $(1+g)Z_2$ gelijk zijn.

Wil in de eerste voorwaarde $\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2 + \bar{Z}_3$ gelijk aan nul zijn, dan moeten Z_2 en Z_3 dezelfde tekens hebben (bedenk, dat Z_1 groter is dan Z_2 , echter tegengesteld van teken).

Resumerend kunnen we dus zeggen dat om aan de oscilleervoorwaarde te kunnen voldoen \bar{Z}_1 en \bar{Z}_2 tegengesteld van teken (spoel en condensator) en \bar{Z}_2 en \bar{Z}_3 gelijk van teken moeten zijn.

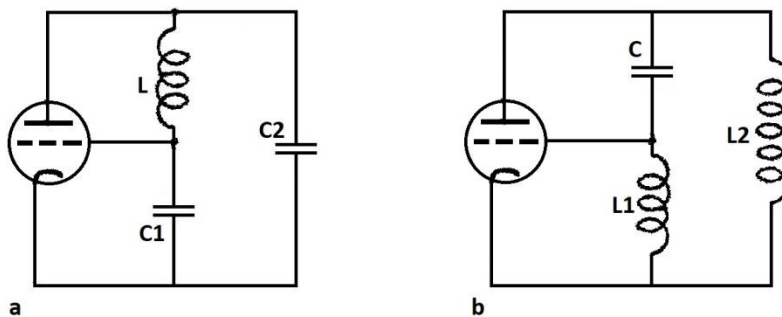


Fig. 12,2. Vervangingschema van oscillatorschakelingen.

Oplossingen inzenden van de opgaven Ea, nr. 273 t/m 276.

12.2.

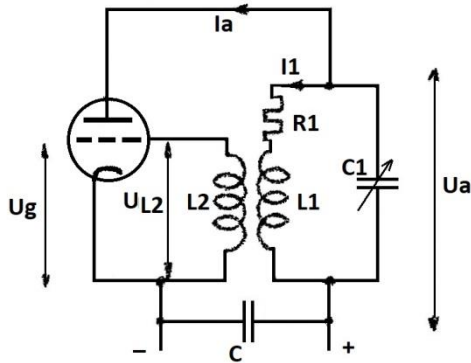


Fig. 12,3. Oscillatorschakeling.

Een vooral in ontvangers veel toegepaste oscillatorschakeling is in fig. 12,3 weergegeven. Door middel van een indirecte inductieve koppeling wordt een deel van de anodewisselspanning naar de roosterketen overgedragen. We veronderstellen dat in de buis geen roosterstroom kan optreden, dus de spoel L_2 voert geen stroom. In de schakeling is tevens de condensator C opgenomen om de inwendige weerstand van het P.S.A. voor de wisselstroom kort te sluiten. C moet dus een grote waarde hebben. Voor deze schakeling zullen we de benodigde mate van koppeling tussen L_1 en L_2 vastleggen opdat de schakeling kan oscilleren en zullen we de opgewekte frequentie bepalen. We berekenen weer, uitgaande van een wisselspanning \bar{U}_g tussen

rooster en kathode, de spanning over L_2 , terwijl L_2 niet met het rooster is verbonden.

$$\bar{U}_a = -gU_g \frac{\bar{Z}_a}{R_i + \bar{Z}_a}; \quad \bar{I}_1 = \frac{\bar{U}_a}{R_1 + j\omega L_1}; \quad \bar{U}_{L_2} = -j\omega M \bar{I}_1.$$

Dus: $\bar{U}_{L_2} = -j\omega M \frac{\bar{U}_a}{R_1 + j\omega L_1}$ en $\bar{U}_{L_2} = \frac{j\omega M}{R_1 + j\omega L_1} gU_g \frac{\bar{Z}_a}{R_i + \bar{Z}_a}$.

Door: $\bar{U}_{L_2} = U_g$ te stellen, voeren we de oscillatievoorwaarde in:

$$1 = \frac{j\omega M g}{R_1 + j\omega L_1} \frac{\bar{Z}_a}{R_i + \bar{Z}_a}.$$

Drukken we \bar{Z}_a uit in de onderdelen waaruit de kring is opgebouwd, dan krijgen we:

$$1 = \frac{j\omega M g}{R_1 + j\omega L_1} \frac{\frac{-j}{\omega C_1} (R_1 + j\omega L_1)}{R_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right)} \cdot \frac{-j}{\omega C_1} (R_1 + j\omega L_1)}{R_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right)}.$$

De termen $R_1 + j\omega L_1$ vallen tegen elkaar weg. Door teller en noemer van de breuk te vermenigvuldigen met $R_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right)$ krijgen we:

$$1 = j\omega M g \frac{\frac{-j}{\omega C_1}}{R_i R_1 + j\omega L_1 R_i - \frac{jR_i}{\omega C_1} - \frac{jR_1}{\omega C_1} + \frac{L_1}{C_1}}.$$

Aan beide zijden van het =teken met de noemer vermenigvuldigd geeft:

$$R_i R_1 + j\omega L_1 R_i - \frac{jR_i}{\omega C_1} - \frac{jR_1}{\omega C_1} + \frac{L_1}{C_1} = \frac{Mg}{C_1} \text{ of:}$$

$$R_i R_1 + \frac{L_1}{C_1} - \frac{Mg}{C_1} + j \left(\omega L_1 R_i - \frac{R_i}{\omega C_1} - \frac{R_1}{\omega C_1} \right) = 0.$$

Hieruit volgen, door zowel het reële deel als het imaginaire deel gelijk nul te stellen, twee voorwaarden waaraan moet worden voldaan om de schakeling te doen oscilleren:

$$R_i R_1 + \frac{L_1}{C_1} - \frac{Mg}{C_1} = 0$$

$$\omega L_1 R_i - \frac{R_i}{\omega C_1} - \frac{R_1}{\omega C_1} = 0.$$

Uit de tweede voorwaarde volgt:

$$\omega^2 L_1 C_1 R_i = R_i + R_1$$

Of:
$$\omega^2 = \frac{1}{L_1 C_1} \left(\frac{R_i + R_1}{R_i} \right) = \frac{1}{L_1 C_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_i} \right).$$

Dus:
$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_i} \right)}.$$

Hiermee is de frequentie van de wisselspanning, die de schakeling opwekt, bepaald.

Uit de eerste voorwaarde kunnen we de wederzijdse inductie bepalen die voor oscilleren nodig is.

$$R_i R_1 C_1 + L_1 = M g$$

$$M = \frac{R_i R_1 C_1 + L_1}{g}.$$

Beschouwen we de uitdrukking voor de opgewekte frequentie eens nader, dan zal, indien de afgestemde kring van de oscillator weinig verliezen heeft, de waarde van R_1 klein zijn ten opzichte van de inwendige weerstand van de buis. De breuk $\frac{R_1}{R_i}$ zal dus veel kleiner zijn dan 1 en dus zal het verschil tussen de oscillatorfrequentie en de faseresonantiefrequentie dus heel klein zijn en dikwijls te verwaarlozen. Met deze verwaarlozing maken we een kleinere fout naarmate de inwendige weerstand van de buis groter is, dus bijvoorbeeld indien een penthode wordt, dus bijvoorbeeld indien een pentode wordt gebruikt.

Veronderstellen we dus met bovengenoemde kleine benadering dat de opgewekte frequentie gelijk is aan de resonantiefrequentie van de afgestemde kring in de anodeketen, dan is de anode-impedantie gelijk aan $\frac{L_1}{C_1 R_1}$. De dynamische steilheid waarmee de buisschakeling werkt, is dan:

$$S_d = \frac{g}{R_i + \frac{L_1}{C_1 R_1}} = \frac{g C_1 R_1}{R_i R_1 C_1 + L_1}. \text{ Hieruit volgt dat:}$$

$$\frac{R_i R_1 C_1 + L_1}{g} = \frac{C_1 R_1}{S_d}.$$

Uit de boven afgeleide waarde voor M vinden we dus:

$$M = \frac{C_1 R_1}{S_d}.$$

We kunnen de oscillatorschakeling ook als volgt beschouwen.

Indien we aan de trillingskring gevormd door L_1 , C_1 en R_1 (fig. 12,3) energie toevoeren, bijvoorbeeld door de condensator C_1 op te laden, dan zal deze kring een elektrische trilling doen ontstaan met een frequentie die gelijk is aan de eigen frequentie van die kring. Daar de kring verliezen heeft, zal de trilling een gedempt karakter hebben en na enige tijd ophouden te bestaan.

Is deze kring in de buisschakeling opgenomen, dan zal ten gevolge van de trilling in de kring ook een anodewisselstroom ontstaan. Deze anodewisselstroom voert weer energie aan de kring toe, indien deze stroom de juiste fase heeft. Voert de buis via de anodewisselstroom per periode van de trilling evenveel energie aan de kring toe als in de kring verloren gaat, dan zal de kring blijven trillen met een constante amplitude en voldoet de schakeling juist aan de oscilleervoorwaarde.

Gaan we uit van de gedachte dat een bepaalde mate van terugkoppeling (in fig. 12,3 dus een zekere M) is ingesteld, dan zal de anodewisselstroom een bepaalde amplitude moeten hebben om evenveel energie aan de kring toe te voeren, als ten gevolge van de trilling verloren gaat. Bij een bepaalde waarde van de trilling en mate van terugkoppeling hangt het van de steilheid van de buis af of voldoende energie aan de kring wordt meegedeeld.

Is bij het inschakelen van de oscillator de energie die aan de kring wordt meegedeeld kleiner dan het energieverlies, dan zal de trilling ophouden te bestaan. Indien de energie die wordt toegevoerd groter is dan het energieverlies in de kring, dan zal de trilling in amplitude toenemen en wel zoveel dat er weer evenwicht in energie is. Bij groter worden van de amplitude van de trilling zal de amplitude van de roosterwisselspanning ook toenemen; de toename van de anodewisselstroom is daarmee echter niet evenredig. De steilheid die gemiddeld in rekening moet worden gebracht, wordt bij grotere amplitude van de roosterwisselspanning kleiner.

Daar de anodewisselstroom en daarmee de energietoevoer aan de kring niet zoveel toeneemt als de amplitude van de trilling in de kring, moet bij aangroeiing van het signaal een evenwichtstoestand bereikt worden waarin de schakeling blijft oscilleren.

Voorbeeld:

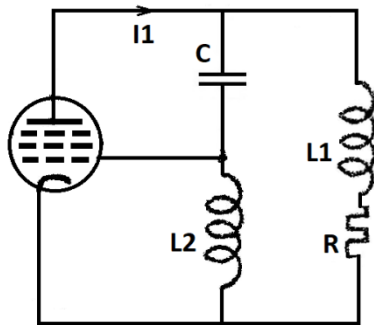


Fig. 12,4. Voorbeeld.

Gegeven oscillatorschakeling fig. 12,4 bevat een pentode waarvan de inwendige weerstand oneindig groot mag worden ondersteld.

$$L_1 = L_2 = 100 \mu H, \quad C = 200 \text{ pF} \text{ en} \\ R = 10 \Omega .$$

Bereken de kleinste waarde van de steilheid waarbij nog juist oscilleren optreedt. Bereken eveneens de oscillatorfrequentie.

Oplossing:

We denken het rooster even los van L_2 en veronderstellen een spanning U_g tussen rooster en kathode. Uitgaande van deze spanning berekenen we de uitdrukking voor de spanning over L_2 .

Daar $R_i = \infty$ is de anodewisselspanning $U_a = -SZ_a U_g$, waarin Z_a wordt gevormd door de parallelschakeling van $C_1 L_2$ met $L_1 R$.

De stroom I_1 door C en L_2 is nu: $\bar{I}_1 = \frac{U_a}{j\omega L_2 - \frac{j}{\omega C}}$ en de spanning over L_2 wordt dan:

$$\bar{U}_{L_2} = U_a \frac{j\omega L_2}{j\omega L_2 - \frac{j}{\omega C}} .$$

Substitueren we hierin de vorm voor U_a , dan geeft dit:

$$\bar{U}_{L_2} = -SZ_a U_g \frac{j\omega L_2}{j\omega L_2 - \frac{j}{\omega C}} .$$

De voorwaarde voor oscilleren kunnen we nu invoeren door $U_{L_2} = U_g$ te stellen en dus krijgen we, terwijl we de complexe vorm voor \bar{Z}_a invoeren:

$$1 = -S \frac{(R + j\omega L_1) \left(j\omega L_2 - \frac{j}{\omega C} \right)}{R + j\omega L_1 + j\omega L_2 - \frac{j}{\omega C}} \cdot \frac{j\omega L_2}{j\omega L_2 - \frac{j}{\omega C}} .$$

$$1 = -S \frac{j\omega L_2 (R + j\omega L_1)}{R + j\omega L_1 + j\omega L_2 - \frac{j}{\omega C}} .$$

R.T.

160 Ea

Nadruk verboden

$$R + j\omega L_1 + j\omega L_2 - \frac{j}{\omega C} = jS\omega L_2 R + S\omega^2 L_1 L_2, \text{ dus:}$$

$$R - S\omega^2 L_1 L_2 + j\left(\omega L_1 + \omega L_2 - \frac{1}{\omega C} + S\omega L_2 R\right) = 0.$$

Om te voldoen aan deze voorwaarde voor oscilleren, moet deze complexe vorm gelijk nul zijn, dat wil zeggen, dat het reële deel zowel als het imaginaire deel gelijk nul moet zijn.

$$R - S\omega^2 L_1 L_2 = 0$$

$$\omega L_1 + \omega L_2 - \frac{1}{\omega C} + S\omega L_2 R = 0.$$

Uit de eerste vergelijking volgt:

$$S\omega^2 L_1 L_2 = R \quad \text{en} \quad S = \frac{R}{\omega^2 L_1 L_2}.$$

De tweede vergelijking met ωC vermenigvuldigd levert op:

$$\omega^2 L_1 C + \omega^2 L_2 C - 1 + S\omega^2 L_2 C R = 0$$

Hierin de verkregen waarde van S ingevuld geeft:

$$\omega^2 L_1 C + \omega^2 L_2 C - 1 + \frac{R}{\omega^2 L_1 L_2} \omega^2 L_2 C R = 0 \text{ of:}$$

$$\omega^2 L_1 C + \omega^2 L_2 C - 1 + \frac{R^2 C}{L_1} = 0.$$

$$\omega^2 (L_1 C + L_2 C) = 1 - \frac{R^2 C}{L_1}.$$

$$\omega^2 = \frac{1 - \frac{R^2 C}{L_1}}{L_1 C + L_2 C}.$$

Deze uitdrukking is ook geschikt voor het geval dat de twee spoelen verschillend zijn. We vullen nu de getallenwaarde in:

$$\begin{aligned} \omega^2 &= \frac{1 - \frac{10^2 \cdot 2 \cdot 10^{-10}}{10^{-4}}}{10^{-4} \cdot 2 \cdot 10^{-10} + 10^{-4} \cdot 2 \cdot 10^{-10}} = \frac{1 - 2 \cdot 10^{-4}}{4 \cdot 10^{-14}} = \\ &= \frac{10^{14}}{4} = 25 \cdot 10^{12}. \\ \omega &= 5 \cdot 10^6. \end{aligned}$$

Nu de getallen in de uitdrukking voor S geeft:

$$S = \frac{R}{\omega^2 L_1 L_2} = \frac{10}{25 \cdot 10^{12} \cdot 10^{-8}} = 40 \mu A/V.$$

Oplossingen inzenden van de opgaven Ea, nr. 277 t/m 279.

12.3. De negatieve roosterspanning bij een oscillator

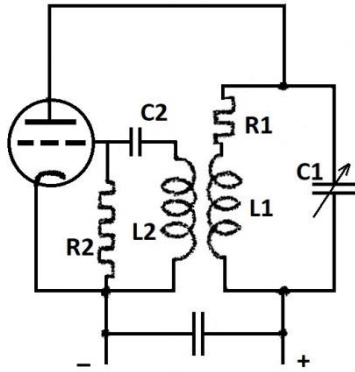


Fig. 12,5. Oscillator met roostercondensator en lekweerstand.

roosterspanning geleverd door een batterij of kathodeweerstand, dan heeft de buis al een negatieve voorspanning, voordat het oscilleren zal beginnen. Bij een negatieve voorspanning op het rooster is in het algemeen de steilheid kleiner dan bij nul volt roosterspanning. Het aanlopen van de oscillator wordt dan moeilijker of is soms zelfs onmogelijk, omdat de steilheid te klein is, dus: $KS_d Z_a < 1$. Voor het aanlopen van een oscillator is een grote spanningsverandering, bijvoorbeeld het inschakelen van de hoogspanning niet beslist noodzakelijk.

Elke kleine verandering in de voedingsspanning, (die nooit geheel constant is) of zelfs ruïstrillingen kunnen aanleiding zijn tot het aanlopen van een oscillator. In het algemeen zal een oscillator

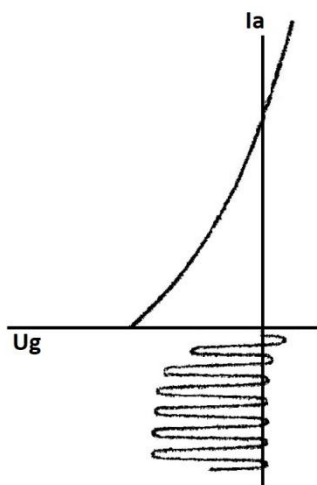


Fig. 12,6. Het aanlopen van de oscillator.

De negatieve roosterspanning bij een oscillator wordt geleverd door de schakeling van een roostercondensator C_2 en lekweerstand R_2 (zie fig. 12,5). Deze beide onderdelen vervullen dezelfde functie als de weerstand en condensator van het RC-filter bij de diodedetector of roosterdetector. Bij de juiste keuze van de RC-tijd van dit filter zal over de weerstand een gelijkspanning worden ontwikkeld die praktisch gelijk is aan de amplitude van de roosterwisselspanning.

De schakeling van de roostercondensator en lekweerstand biedt vele voordelen boven het gebruik van een kathodeweerstand met condensator of een batterij.

Voor een gemakkelijk aanlopen van de oscillator is het van belang dat de steilheid van de buis in het punt van de karakteristiek waar de oscillator moet aanlopen zo groot mogelijk is. Wordt de negatieve

aanlopen met een heel kleine amplitude die daarna geleidelijk aangroeit tot die waarde waarbij de rondgaande versterking juist 1 is, of anders gezegd, tot die waarde van de amplitude waarbij de steilheid die gemiddeld in rekening moet worden gebracht, voldoet aan de genereerwaarde: $KS_d Z_a = 1$ (zie fig. 12,6). We zien, dat dankzij de roostercondensator en lekweerstand bij aangroeien van het signaal ook de negatieve roosterspanning toeneemt en de steilheid afneemt.

De roostercondensator en lekweerstand bepalen dus mede de grootte van de opgewekte wisselspanning.

Zou door een inwendige oorzaak de amplitude van de opgewekte spanning kleiner worden, dan vermindert de negatieve roosterspanning en neemt de steilheid toe waardoor dus een grotere versterking wordt geleverd en de amplitude van de opgewekte spanning niet veel zal veranderen. Zou de amplitude door een inwendige oorzaak groter worden, dan vindt het omgekeerde plaats.

Door de negatieve roosterspanning te verzorgen met behulp van roosterdetectie bereiken we dus dat de amplitude van de opgewekte spanning automatisch wordt begrensd en op een constante waarde wordt gehouden.

Is het van belang de amplitude van de opgewekte spanning zo goed mogelijk constant te houden, dus zo veel mogelijk stabiliteit te geven, dan moeten we de condities waaronder de schakeling werkt, onder andere de anodegelijkspanning en kathodetemperatuur zo goed mogelijk constant houden.

12.4. Frequentiestabiliteit van de oscillator

Het kan ook van groot belang zijn dat de frequentie van de opgewekte spanning een grote mate van stabiliteit bezit.

De frequentie die wordt opgewekt, hangt in hoge mate af van de grootte der reactanties die in de schakeling voorkomen, daar deze voor de juiste fasedraaiing zorgen. Indien de omgevingstemperatuur van de oscillator zich wijzigt, dan veranderen ook de grootte van de zelfinducties en capaciteiten, dus ook de fasedraaiing en zal bij een andere frequentie aan de benodigde fasedraaiing voor oscilleren worden voldaan. De opgewekte frequentie verandert.

In de schakeling doen zich meer reactanties gevoelen dan in fig. 12,5 is getekend. We denken hier aan de bedradingscapaciteiten, interelektrodecapaciteiten, spreidingszelfinducties enz.

Bijvoorbeeld, door een verandering de anodegelijkspanning, veranderen de interelektrodecapaciteiten, daar de ruimtelading in de buis wordt veranderd. Deze capaciteitsvariatie heeft een andere faseverschuiving ten gevolge waardoor de frequentie zodanig gaat veranderen totdat de fasedraaiing weer aan de oscilleer voorwaarde voldoet.

In het algemeen kunnen we zeggen dat als een of andere capaciteit of zelfinductie zich wijzigt, een andere faseverschuiving tot stand wordt gebracht. Bij een andere frequentie zal de oscillatorkring dus weer een zodanige faseverschuiving moeten veroorzaken, zodat de totale faseverschuiving weer voldoet aan de oscilleer voorwaarde.

Hoeveel de frequentie van de oorspronkelijke zal gaan afwijken hangt af van de kwaliteit van de oscillatorkring.

Om dit te kunnen beoordelen zullen we de grafieken nagaan die de faseverschuiving als functie van de frequentie weergeven.

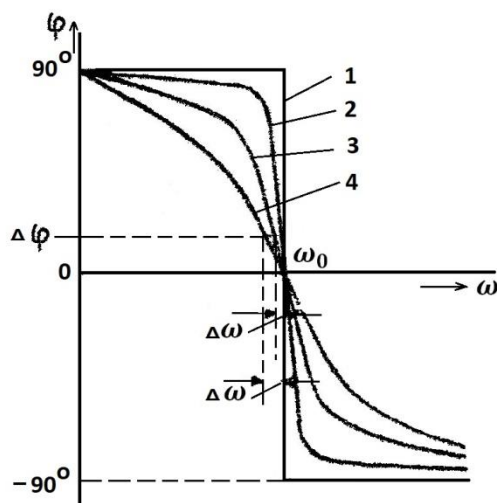


Fig. 12,7. De faseverschuiving als functie van de frequentie.

In fig. 12,7 geeft lijn 1 de faseverschuiving als functie van de frequentie aan van een kring zonder verliezen, dus de Q -factor is oneindig groot. ω_0 is de faseresonantiefrequentie. We zien dat bij een frequentieverandering van een frequentie lager dan ω_0 tot een frequentie groter dan ω_0 de faseverschuiving bij het passeren van de frequentie ω_0 plotseling omklapt van $+90^\circ$ tot -90° .

Kromme 2 geeft het verloop van de faseverschuiving van een kring met geringe verliezen. Naarmate de verliezen groter (dus Q -factor kleiner) worden, gaat de grafiek minder steil verlopen (zie de lijnen 3 en 4).

Om een verandering in de faseverschuiving tot stand te brengen,

moet de frequentie meer verschuiven naarmate de kring een lagere Q -factor bezit. We zien in fig. 12,7 dat kring 4 een grotere frequentieverschuiving moet ondergaan om de fasehoek met $\Delta\varphi$ te veranderen dan de kringen 2 en 3.

HILVERSUM

Hoe hoger de kwaliteitsfactor van de kring is, des te meer constante waarde zal de opgewekte frequentie bezitten, daar eventuele correcties van de faseverschuiving met zeer kleine frequentiever-schuiving gepaard gaan.

Om de frequentie een nog meer constante waarde te geven, is het nodig de oscillatorkring los te koppelen aan de buis. Bij losse koppeling is de wederzijdse beïnvloeding ook minder. De parasitaire veranderingen die aanleiding kunnen zijn tot frequentie-instabiliteit hebben dan minder effect op de oscillatorkring.

Omgekeerd heeft de oscillatorkring ook minder invloed op de buis, zodat de amplitude van de opgewekte trilling ook klein zal zijn.

Om een grote frequentiestabiliteit aan de oscillator te geven, is het nodig de oscillatorkring los aan de buis te koppelen en de kring een hoge kwaliteit te geven.

12.5. Verschillende oscillatorschakelingen

a.

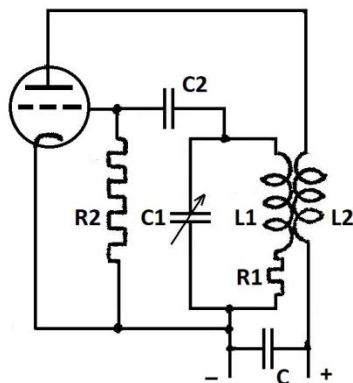


Fig. 12,8. Oscillator met afgestemde roosterkring met serievoeding.

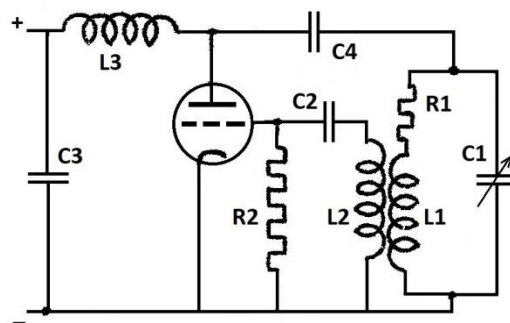


Fig. 12,9. Oscillator met parallelvoeding.

Een kleine variatie op de oscillatorschakeling volgens fig. 12,5 is de schakeling volgens fig. 12,8. In deze schakeling is de roosterkring in plaats van de anodekring in fig. 12,5 afgestemd. Als de afstemming van de oscillator variabel is uitgevoerd en de condensator C_1 variabel is, heeft deze schakeling het voordeel dat de condensator C_1 geen hoogspanning ten opzichte van aarde bezit. De roosterwisselspanning in fig. 12,5 is nagenoeg gelijk aan die in fig. 12,8. De anode-wisselspanning in fig. 12,8 in het algemeen kleiner dan in fig. 12,5.

Een andere methode om de condensator aan een zijde op aardpotentiaal te houden is de zogenaamde parallelvoeding toe te passen. In fig. 12,8 vloeit zowel de gelijkstroom als de wisselstroom via de anode-impedantie naar de buis. We spreken dan van serievoeding. In fig. 12,9 is het schema weergegeven waarbij de parallelvoeding is toegepast. In de gelijkstroomkring is een smoorspoel L_3 opgenomen die zorgt dat deze stroomkring praktisch niet door wisselstroom wordt doorlopen. De condensator C_3 sluit de gelijkspanningsbron voor de eventueel nog doorgelaten wisselstroom kort. De condensator C_4 voorkomt dat de voedingsbron U_b niet via de oscillatorkring wordt kortgesloten. Zo zijn dus de wisselstroomketen en gelijkstroomketen gescheiden.

b. De Hartley-schakeling

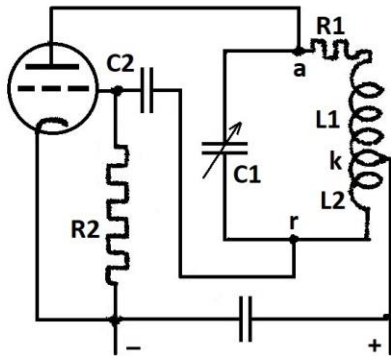


Fig. 12,10. Hartley-schakeling.

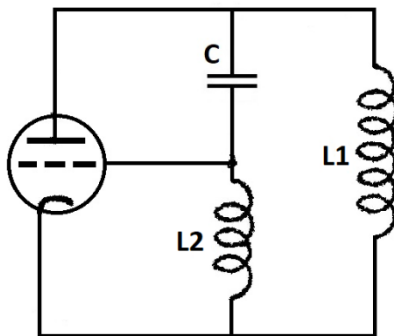


Fig. 12,11. Vervanging van de Hartley-schakeling.

niet oscilleert, omdat $\bar{S}_a \bar{K} \bar{Z}_a < 1$, dan wordt door het aftakpunt naar boven te verplaatsen niet altijd bereikt dat de schakeling gaat oscilleren.

Om de anode-impedantie zo groot mogelijk te doen zijn, is het van belang de kwaliteitsfactor van de spoelen L_1, L_2 zo hoog mogelijk te kiezen.

Veronderstellen we, dat de onderlinge koppeling tussen L_1 en L_2 verwaarloosd kan worden, dan is van de Hartley-schakeling het vervangingsschema te tekenen zoals fig. 12,11 dit weergeeft. De Hartley-schakeling kan ook weer worden uitgevoerd met parallelvoeding.

Een andere oscillatorschakeling ontstaat indien we de terugkoppeling tussen anode- en roosterketen niet indirect inductief, maar direct inductief tot stand brengen. De oscillatorschakeling die dan ontstaat, is in fig. 12,10 weergegeven en wordt de Hartley-schakeling genoemd. Ook draagt deze schakeling wel de naam “inductieve driepunt”. Men lette op de drie punten a , k en r op de spoel L_1 , de kathode in het midden. De anodewisselspanning staat over het spoeldeel L_1 en de roosterwisselspanning over het spoeldeel L_2 . Veronderstellen we wisselstroom in de afgestemde kring, dan zien we dat de spanning tussen rooster en kathode (U_{L_2}) in tegenfase is met de spanning tussen anode en kathode (U_{L_1}). De hoogspanning die op de afgestemde kring staat, wordt door C_2 , R_2 van het rooster verwijderd gehouden, terwijl deze beide onderdelen tevens voor de negatieve instelling van het rooster zorgdragen.

De anode-impedantie die zich op deze schakeling doet gevoelen, wordt gevormd door de parallelschakeling van L_1 aan de serieschakeling van L_2 en C_1 . Deze impedantie is kleiner dan de impedantie die tussen anode en rooster wordt gevormd door de parallelschakeling van C_1 aan de serieschakeling van L_1 en L_2 . De hier gevormde anode-impedantie is dus ook kleiner dan die in de figuren 12,5, 12,8 en 12,9. De versterking is in de Hartley-schakeling dus kleiner en vraagt om te oscilleren dus een grote mate van terugkoppeling. De terugkoppeling wordt groter naarmate het aftakpunt k meer naar boven wordt geplaatst. Hiermee wordt de anode-impedantie Z_a weer kleiner. Als de schakeling

12.5. Verschillende oscillatorschakelingen (vervolg)
c. De Colpittsschakeling

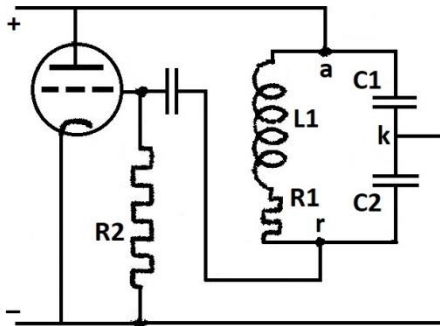


Fig. 12,12. Colpitts-schakeling.

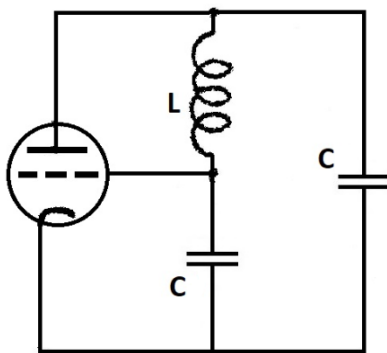


Fig. 12,13. Colpitts-schakeling.

Hebben we bij de Hartley-schakeling een aftakking op de spoel geplaatst, bij de Colpitts-schakeling wordt een aftakking op de condensator tot stand gebracht door twee condensatoren serie te schakelen. Zo ontstaat de capacitieve driepunt-schakeling (zie fig. 12,12). De verhouding van de reactanties van C_1 en C_2 , dus ook de verhouding van de capaciteiten van deze condensatoren bepaalt de mate van terugkoppeling.

Bij verandering van de opgewekte frequentie door middel van verandering van de capaciteiten moeten, om de terugkoppelfactor constant te houden, de capaciteiten C_1 en C_2 in gelijke mate worden veranderd om de verhouding van C_1 en C_2 constant te houden. Bij de Colpitts-schakeling hebben de parasitaire capaciteiten minder invloed als bij de Hartley-schakeling. De capaciteit C_{ak} staat parallel aan C_1 en C_{gk} staat parallel aan C_2 . Daar C_1 en C_2 in het algemeen veel groter zijn dan C_{ak} en C_{gk} hebben deze laatste slechts een geringe invloed, althans minder dan bij de Hartley-schakeling, want daar staan zij parallel aan de spoelen L_1 en L_2 .

Het vervangingsschema van de Colpitts-schakeling is in fig. 12,13 weergegeven.

Een verschil in eigenschappen tussen die van de Hartley-schakeling en de Colpitts-schakeling is de aanwezigheid van wisselspanningsfrequenties die een veelvoud zijn van die waarop de anodekring is afgestemd.

Zoals bekend, hebben de buiskarakteristieken een gebogen karakter. Veronderstellen we op het rooster van de buis een sinusvormige wisselspanning, dan zal de anodestroom naast een component met de frequentie gelijk aan de roosterwisselspanning ook hogere harmonischen bevatten. Veroorzaken deze hogere harmonischen wisselspanningen over de anode-impedantie van een zodanige waarde dat de rondgaande versterking groter is dan 1, dan zal de oscillator dus tegelijkertijd een eerste en hogere harmonischen opwekken. Om te zorgen dat de oscillator zo weinig mogelijk hogere harmonischen opwekt, moeten de anode-impedanties voor de eerste harmonische zo groot mogelijk zijn en tegelijkertijd voor de hogere harmonischen zo klein mogelijk zijn. Aan deze eis is bij de Colpitts-schakeling beter voldaan dan bij de Hartley-schakeling.

Bezien we de vervangingsschema's die in fig. 12,11 en 12,13 zijn weergegeven, dan zien we dat bij de Hartley-schakeling tussen anode en aarde een zelfinductie voorkomt die voor de hogere harmonischen een grotere impedantie heeft dan voor de eerste harmonische. Bij de Colpitts-schakeling bevindt zich tussen anode en kathode een condensator die voor de hogere harmonischen een kleinere impedantie heeft dan voor de eerste harmonische.

Bij de Colpitts-schakeling is de anode-impedantie voor de hogere harmonische kleiner en bij de Hartley-schakeling groter dan voor de eerste harmonische. Bij de Colpitts-schakeling zal de uitgangsspanning ten gevolge van hogere harmonischen kleiner zijn dan bij de Hartley-schakeling.

d. De Huth Kühn of T.P.T.G.-schakeling

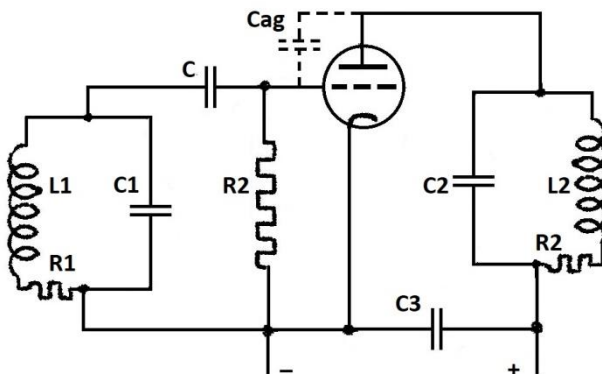


Fig. 12,14. T.P.T.G.-schakeling.

C_{ag} , door de kring gevormd door L_1 , C_1 , R_1 , door C_3 en de kring L_2 , C_2 , R_2 terug naar de anode van de buis.

De spanning over de condensator C_{ag} is:

$$\bar{U}_{C_{ag}} = \bar{U}_g - \bar{U}_a,$$

Waarbij we \bar{U}_g positief hebben aangenomen. De stroom door de condensator C_{ag} is nu:

$$\bar{I} C_{ag} = (\bar{U}_g - \bar{U}_a)j\omega C_{ag}.$$

Voor de anodewisselspanning kunnen we schrijven:

$$\bar{U}_a = -\bar{V} \cdot \bar{U}_g.$$

Alle grootheden worden hier als vectoren aangegeven, daar de impedanties een zekere faseverschuiving zullen veroorzaken.

$$\bar{I} C_{ag} = (\bar{U}_g - \bar{V}\bar{U}_g)j\omega C_{ag} = \bar{U}_g(1 + \bar{V})j\omega C_{ag}.$$

Delen we aan beide zijden van het =teken door \bar{U}_g :

$$\frac{\bar{I} C_{ag}}{\bar{U}_g} = (1 + \bar{V})j\omega C_{ag}.$$

Deze vorm stelt een admittantie voor. Deze admittantie moeten we ons voorstellen tussen die punten waar \bar{U}_g werkzaam is, dus tussen rooster en kathode. We kunnen deze admittantie ter vervanging van de condensator C_{ag} werkzaam denken tussen rooster en kathode.

Het karakter van het versterkingscijfer wordt bepaald door het gedrag van de anode-impedantie. De anode-impedantie zal een zekere faseverschuiving tussen anodestroom en $-$ spanning veroorzaken en is dus voor te stellen als een complexe grootheid. Dit brengt met zich mee dat het versterkingscijfer eveneens een complexe grootheid is. Ter vereenvoudiging van het volgende stellen we de versterking voor door $\bar{V} = a \pm jb$. Gedraagt de anodekring zich inductief voor de frequentie van het opgewekte signaal, dan is het imaginaire deel van \bar{V} positief en bij capacitief gedrag van de anodekring dus negatief.

In onze verdere berekening gaan we uit van een inductief gedrag van de anodekring, dus:

$$\bar{V} = a + jb. \text{ Hiermee wordt de admittantie tussen rooster en kathode: } \bar{Y}_g = \frac{\bar{I} C_{ag}}{\bar{U}_g} = (1 + a + jb)j\omega C_{ag}$$

$$\text{of: } \bar{Y}_g = \frac{\bar{I} C_{ag}}{\bar{U}_g} = (1 + a)j\omega C_{ag} - b\omega C_{ag}.$$

De Huth Kühn-schakeling bestaat uit een buis met afgestemde anode en afgestemde roosterkring. De afgekorte Engelse benaming is dan ook afgeleid van Tuned Plate Tuned Grid. De terugkoppeling wordt bij deze oscillator tot stand gebracht door een capaciteit die altijd bij een buis voorkomt, de anoderoostercapaciteit C_{ag} (zie fig. 12,14).

Dankzij de aanwezigheid van C_{ag} is een stroomketen gevormd die zowel de anodeketen als de roosterketen omvat. Deze keten is, gaande van anode naar rooster, via de condensator

Deze uitdrukking wijst op de parallelschakeling van een capacatieve reactantie

$\frac{1}{j\omega(1+a)C_{ag}}$ en een weerstand $-\frac{1}{b\omega C_{ag}}$ (zie fig. 12,15).

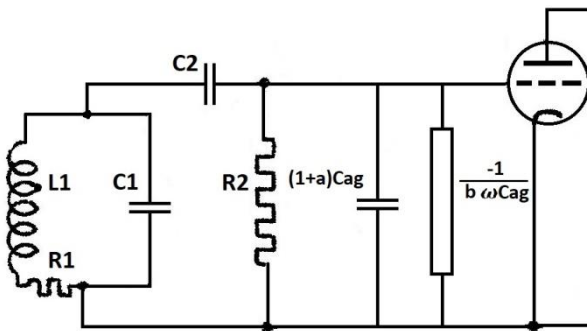


fig. 12,15. Vervanging T.P.T.G.-schakeling.

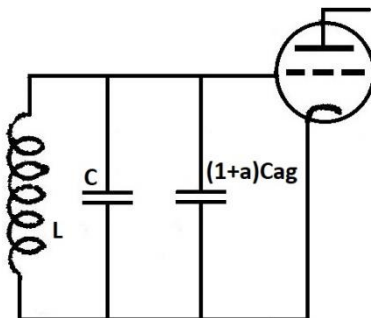


Fig. 12,16. Vervanging der roosterkring van de T.P.T.G.

die dus in de roosterkring aanvankelijk optreedt, blijft dus ook onverzwakt bestaan. De roosterkring kunnen we, indien de energieverliezen gecompenseerd worden door de energieleverantie van de negatieve weerstand, vereenvoudigd voorstellen door de schakeling volgens fig. 12,16. We hebben hierbij aangenomen dat C_2 een verwaarloosbare reactantie voor de opgewekte frequentie bezit.

Er wordt nu in vervanging in de roosterkring een trillingskring gevormd die geen demping bezit, dus een ongedempte vrije trilling opgewekt. We moeten er goed om denken dat deze ongedempte trilling alleen mogelijk is, doordat voldoende energie uit de anodekring naar de roosterkring wordt toegevoerd. De frequentie van de opgewekte trilling is bepaald door de spoel L_1 en de beide condensatoren C_1 en $(1 + a)C_{ag}$, dus:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1\{C_1 + (1+a)C_{ag}\}}}$$

Voor deze opgewekte frequentie gedraagt de oorspronkelijke afgestemde kring (L_1 , C_1) zich inductief.

In de figuur zijn de weerstand $-\frac{1}{b\omega C_{ag}}$ en de condensator $(1 + a)C_{ag}$ weergegeven.

De uitdrukking voor de weerstand draagt een min-teken, het is dus een negatieve weerstand.

De weerstanden waarmee we in het voorgaande te maken hadden, ter onderscheiding nu positieve weerstand genoemd, verbruiken elektrische energie en zetten

deze om in een andere energievorm, bv. Warmte. Negatieve weerstanden leveren elektrische energie en zijn dus op te vatten als energiebronnen. De negatieve weerstand $-\frac{1}{b\omega C_{ag}}$ levert een vermogen dat bepaald is

$$\text{door: } P = \frac{U_{eff}^2}{-\frac{1}{b\omega C_{ag}}}$$

In werkelijkheid zal door middel van C_{ag} een gelijkwaardig vermogen uit de anodekring naar de roosterkring vloeien. Is dit vermogen even groot als het vermogen dat in de weerstanden (positieve), die in de roosterkring volkomen verloren gaat, dan betekent dit dat het aanvankelijke vermogen dat zich in de roosterkring bevindt, onverminderd blijft bestaan. De trilling

In het voorgaande zijn we uitgegaan van een positief imaginair gedeelte van het versterkingscijfer. De afgestemde kring in de anodekring gedraagt zich dus eveneens inductief voor de frequentie van het opgewekte signaal.

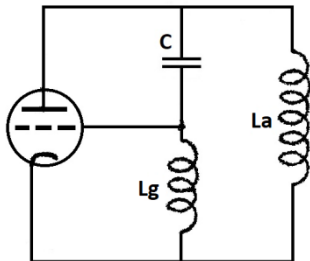


Fig. 12,17. Vervangingsschema van de T.P.T.G.-schakeling.

Indien we voor de versterking uitgegaan waren van de uitdrukking $\bar{V} = a - jb$, dus een capacitief gedrag van de anodekring hadden verondersteld, was ter vervanging van C_{ag} in de roosterkring een impedantie gekomen, bestaande uit een capacitieve reactantie $\frac{1}{j\omega(1+a)C_{ag}}$ en een weerstand (positief) $\frac{1}{b\omega C_{ag}}$. Dit wil zeggen dat er nog meer energie aan de roosterkring via C_{ag} naar de anodekring wordt getransporteerd. Of er energie aan de roosterkring wordt onttrokken, ofwel wordt geleverd, hangt af van de faseverschuiving die de anodewisselspanning ten opzichte van de roosterwisselspanning bezit. Bij inductief gedrag van de anodekring is de fase goed.

De T.P.T.G.-schakeling kunnen we vervangen door de schakeling volgens fig. 12,17. Om de schakeling te doen oscilleren, moet dus zowel het imaginaire deel b van de versterking als de condensator C_{ag} een bepaalde waarden voldoen. Naarmate C_{ag} kleiner is, moet b groter zijn. Is de reeds aanwezige C_{ag} niet voldoende groot om de schakeling te doen oscilleren, hetgeen bij een pentode wel mogelijk is, dan kan men een kleine condensator tussen anode en rooster schakelen. De waarde van C_{ag} is bij een pentode praktisch veel kleiner dan bij een triode. Bij de aanvang van deze behandeling van de T.P.T.G.-schakeling zijn we uitgegaan van de uitdrukking $\bar{U}_{C_{ag}} = \bar{U}_g - \bar{U}_a$. Het geeft hetzelfde resultaat indien we zouden uitgaan van de uitdrukking $\bar{U}_{C_{ag}} = \bar{U}_a - \bar{U}_g$. Met $\bar{U}_a = -\bar{V}\bar{U}_g$ wordt dit: $\bar{U}_{C_{ag}} = -\bar{U}_g(1 + \bar{V})$. De stroom door C_{ag} wordt nu $\bar{I}_{C_{ag}} = -\bar{U}_g(1 + \bar{V})j\omega C_{ag}$ en de admittantie tussen rooster en kathode: $Y_g = \frac{\bar{I}_{C_{ag}}}{-\bar{U}_g} = (1 + \bar{V})j\omega C_{ag}$.

e. De Clapp-oscillator

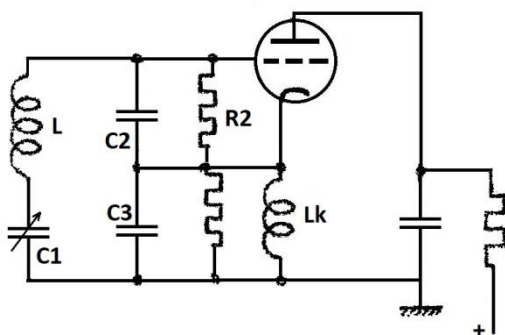


fig. 12,18. Clapp-schakeling.

De Clapp-oscillator is gebouwd volgens het principe van de anodebasisschakeling; een schakeling waarbij de anode voor de wisselspanning aan aarde ligt. We komen later nog op de anodebasisschakeling terug. In fig. 12,18 is het principe van deze schakeling weergegeven. Het principe van de oscillator is dat van de Colpitts-schakeling. De oscillatorfrequentie kan worden ingesteld met de variabele condensator C_1 . De capaciteit van C_1 moet zo groot zijn dat de serieschakeling van L_1 en C_1 inductief is, dus: $\omega L_1 \gg \frac{1}{\omega C_1}$. De smoorspoel L_k moet een zo grote zelfinductie bezitten dat zijn impedantie groot is ten opzichte van die van C_3 . De roosterwisselspanning zorgt voor een anodewisselstroom die gaande door C_3 weer energie aan de afgestemde kring toevoert opdat de aanwezige trilling blijft bestaan en niet in amplitude afneemt.

De verhouding van de capaciteiten C_2 en C_3 bepalen de mate van terugkoppeling en dus de amplitude van de opgewekte trilling. De roostercondensator ten behoeve van de negatieve rooster spanning kan hier achterwege blijven, daar de condensatoren C_1 en C_2 die functie kunnen overnemen. De gehele afgestemde kring heeft hier nagenoeg geen spanning ten opzichte van aarde.

12.5. Verschillende oscillatorschakelingen (vervolg)

f. De dynatron-schakeling

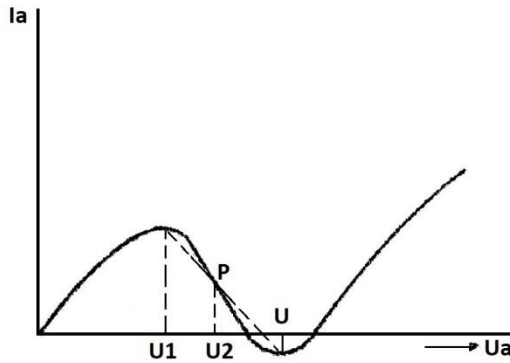


Fig. 12,19. Karakteristiek van een tetrode.

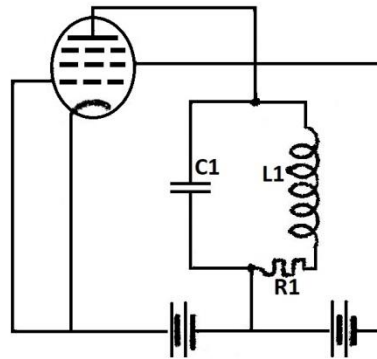


Fig. 12,20. Dynatron-oscillator.

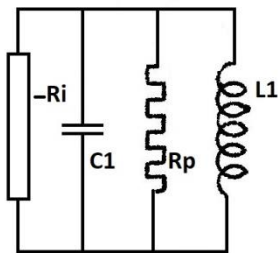


Fig. 12,21. Vervanging Dynatron-oscillator.

De dynatron-schakeling is gebaseerd op de aanwezigheid van een negatieve weerstand die direct door de buis wordt gevormd.

De $I_a - U_a$ - karakteristiek van een tetrode heeft een verloop zoals fig. 12,19 dit weergeeft.

Uit de gedaante van de karakteristiek volgt dat de buis anodespanningen gelegen tussen U_1 en U_2 zich als een negatieve weerstand gedraagt. De schermroosterspanning waarbij de gegeven karakteristiek is opgenomen is ongeveer gelijk aan U_2 .

Stellen we de buis dus in bij een anodespanning U_2 , die lager is dan de schermroosterspanning, dan vertegenwoordigt de buis een negatieve weerstand, die bepaald is door de helling van de karakteristiek in punt P .

Als we de schakeling van de dynatron-oscillator bekijken (fig. 12,20) dan zien we dat de buis, die dus voor te stellen is door een negatieve weerstand, parallel staat aan de oscillatorkring die gevormd wordt door L_1 , C_1 en R_1 .

Indien deze negatieve weerstand evenveel vermogen levert als in de oscillatorkring verloren gaat, dan kunnen we de oscillatorkring als een verliesvrije trillingskring opvatten, waarin dus een trilling met een constante amplitude zal ontstaan. In fig. 12,21 is ter verduidelijking een vervangingsschema gegeven waarin de weerstand R_1 is vervangen door een equivalente parallelweerstand R_p .

De negatieve weerstand die de buis levert, is aangegeven met $-R_i$. Indien de waarde van de negatieve weerstand even groot is als de waarde van R_p , dan zal $-R_i$ evenveel energie leveren als R_p verbruikt en compenseren de weerstanden elkaar, dus blijft over de schakeling van L_1 en C_1 , die een ongedempte vrije trillingskring vormen. Om de schakeling te doen aanlopen, moet in het instelpunt P de negatieve inwendige weerstand van de buis kleiner zijn dan de weerstand R_p . Naarmate de amplitude van de anodewisselspanning groter wordt, wordt de negatieve inwendige weerstand eveneens groter (zie de stippellijn in fig. 12,19) en neemt het geleverde vermogen af, net zo lang totdat de beide energieën evenwicht met elkaar maken.

g. Numans-schakeling of transitron

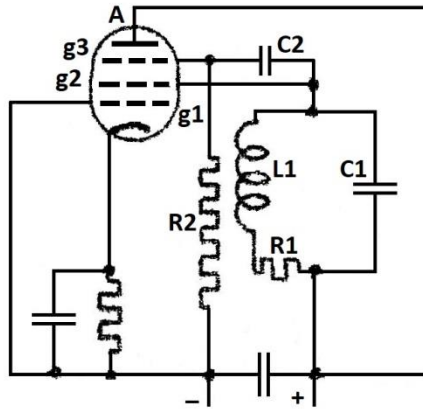


Fig. 12,22. Numans-schakeling of transitron.

stroom in de tweede roosterkring toenemen.

In de schakeling volgens fig. 12,22 zullen de roosters g_2 en g_3 dezelfde spanningsveranderingen krijgen, want zij zijn beide aan hetzelfde punt (bovenkant $L_1 C_1$) verbonden. De spanningsveranderingen op het tweede rooster vinden plaats om een positief ingestelde spanning en de spanningsveranderingen op het derde rooster om de negatief ingestelde spanning. Deze negatieve spanning wordt verkregen met behulp van de roostercondensator C_2 en lekweerstand R_2 (roosterdetectie). Bij daling van de spanning op g_2 neemt de stroom in deze keten toe (ten gevolge van een even grote daling van de spanning op g_3 , het rooster g_3 gedraagt zich als een stuurrooster over de "anodekring" gevormd door g_2 en de $L_1 C_1$ -kring). Tussen g_2 en kathode doet zich dus een negatieve weerstand gevoelen (dalende spanning gaat gepaard met toenemende stroom). Deze negatieve weerstand staat parallel aan de oscillatorkring gevormd door $L_1 C_1$. De schakeling zal dus een zodanige amplitude van het oscillatorsignaal opwekken dat de energietoevoer door de negatieve weerstand gelijk is aan het energieverlies dat in de oscillatorkring $L_1 C_1$ optreedt. In de tekening zijn de verliezen die in de kring optreden door een weerstand R_1 aangegeven. Deze schakeling heeft het voordeel dat geen terugkoppelorganen nodig zijn.

h. Kristaloscillatoren

Er zijn verschillende kristallen zoals kwarts, rochelle-zout en seighette-zout die de zogenaamde piëzo-elektrische eigenschappen bezitten. Delen we aan deze kristallen mechanische energie mede, bijvoorbeeld door het te buigen, of door er een trekkracht of drukkracht op uit te oefenen, dan zal het kristal na het aan zichzelf overgelaten te hebben, in mechanische trilling geraken. Deze mechanische trilling gaat vergezeld van een elektrische trilling die aan de oppervlakken als een wisselspanning valt waar te nemen. Periodiek verandert de mechanische energie in elektrische energie en omgekeerd, op gelijksoortige wijze als bij een vrije trillingskring, bestaande uit spoel en condensator periodiek energie in het elektrische veld zich omzet in energie in het magnetisch veld. Bij een kristal gaat de energie-omzetting echter met veel minder verliezen gepaard als bij een kring bestaande uit de serieschakeling van een spoel en condensator.

Uit elektrisch oogpunt gedraagt het kristal zich ook als een vrije trillingskring, maar dan een kring met zeer weinig verliezen.

Voor deze schakeling kan men ook een tetrode gebruiken. Tegenwoordig wordt ook wel een pentode gebezigd, echter wordt het eerste rooster dan aan aarde gelegd. de schakeling is in fig. 12,22 weergegeven.

Het tweede rooster van de buis wordt op een positieve spanning ingesteld door het direct te verbinden aan de bovenzijde van de afgestemde kring. Het derde rooster is via de koppelorganen C_2 , R_2 aan de bovenkant van de kring verbonden. Dit derde rooster heeft, als geen wisselspanning optreedt, dus geen voorspanning ten opzichte van aarde. De invloed van het derde rooster op de stroom in de tweede roosterkring, is nu als volgt. Stijgt de derde roosterspanning, dan zal de stroom in de tweede roosterkring afnemen, terwijl de anodestroom van de buis toeneemt. Bij daling van de spanning op g_3 zal de

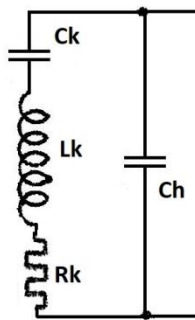


Fig. 12,23. Vervangingsschema.

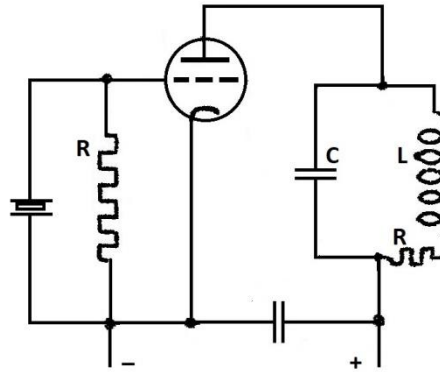


Fig. 12,24. Kristaloscillator.

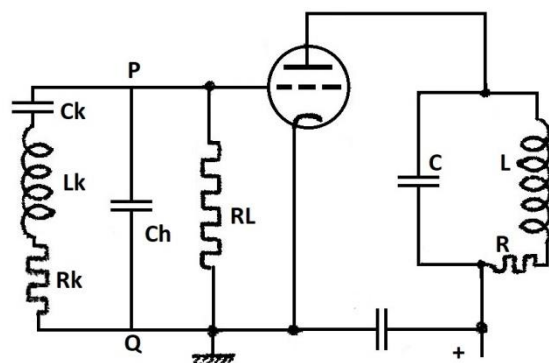


Fig. 12,25. Vervanging kristaloscillator.

We kunnen ons het kristal voorstellen door een equivalente schakeling van een condensator, spoel en weerstand, in fig. 12,23 voorgesteld door C_k , L_k en R_k . De kwaliteitsfactor van de serieschakeling van C_k , L_k en R_k kan zeer hoog zijn en in de orde van 100000 liggen. Dank zij deze hoge Q -factor is met

de oscillator, uitgevoerd met een kristal in plaats van een afgestemde kring, een veel grotere frequentiestabiliteit te verkrijgen (zie fig. 12,7).

De condensator C_h die in fig. 12,23 is weergegeven, vertegenwoordigt de capaciteit van de kristalhouder. Het oscillatorkristal wordt in het algemeen uitgevoerd in de vorm van een klein plaatje (kristalsnede) van enkele tiende millimeters dik. De dikte bepaalt in hoofdzaak de eigenfrequentie van het kristal. Het kristalplaatje wordt tussen twee geleidende plaatjes, de kristalhouder, gemonteerd. Deze twee plaatjes vormen de capaciteit C_h .

De kristaloscillator wordt veelal volgens het principe van de T.P.T.G.-oscillator geschakeld (zie fig. 12,24). Bij de roosterlekweerstand is geen afzonderlijke roostercondensator geschakeld, de houdercapaciteit vervult de functie daarvan. Indien we het vervangingsschema van het kristal in fig. 12,24 tekenen, verkrijgen we fig. 12,25 en zien we dat het gebruik van een kristal nog een ander voordeel ten aanzien van de frequentiestabiliteit met zich brengt. De oscillatorkring (het kristal) is door de aanwezigheid van de houdercapaciteit los gekoppeld aan de buis, hetgeen de frequentiestabiliteit ten goede komt. De houdercapaciteit C_h is vele malen groter dan de kristalcapaciteit C_k . Praktische waarden voor deze capaciteiten zijn:
 $C_k = 0,1 \text{ pF}$ en $C_h = 20 \text{ pF}$.

De impedantie van het kristal tussen de punten P en Q van fig. 12,25 als functie van de frequentie verloopt zoals fig. 12,26 dit weergeeft. De weerstand R_k is hierbij verwaarloosd.

We zien dat het kristal in zijn houder twee faseresonantiefrequenties bezit. Een serieresonantiefrequentie ω_s en een parallelresonantiefrequentie ω_p .

Bij het bespreken van de T.P.T.G.-oscillator hebben we gezien dat zowel de afgestemde kring in de roosterkring als in de anodekring zich inductief gedragen voor de frequentie van het opgewekte signaal.

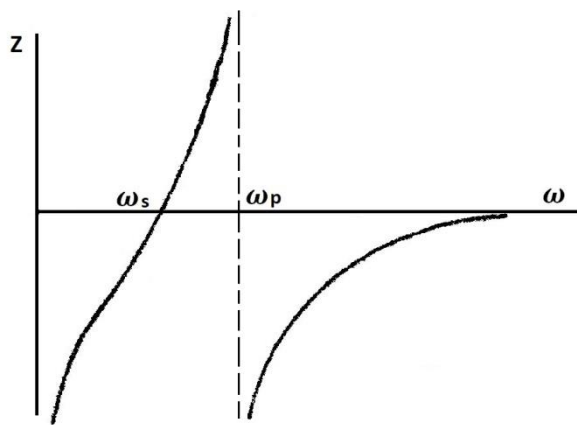


fig. 12,26. Impedantie van het kristal als functie van de frequentie.

omdat naarmate hij dichter bij ω_s komt te liggen, de impedanties tussen rooster en kathode kleiner worden.

Een kristalplaatje wordt gesneden uit het zogenaamde moederkristal. Het hangt voornamelijk af van de richting waaruit het plaatje wordt gesneden of het kristalplaatje een positieve of negatieve temperatuurscoëfficiënt heeft. Bepaalde kristallen kunnen zelfs nagenoeg temperatuursonafhankelijk zijn. Bij een positieve temperatuurscoëfficiënt zal de eigenfrequentie van het kristal bij temperatuurstijging toenemen. Bij negatieve temperatuurscoëfficiënt zal het omgekeerde plaats vinden.

De kristaloscillator is dus voor wat betreft de frequentiestabiliteit afhankelijk van de omgevingstemperatuur. Voor een grote mate van frequentiestabiliteit is het dus gewenst de temperatuur constant te houden. Men kan dit bereiken door de oscillator in een thermostaat te plaatsen.

We hebben in het voorgaande reeds opgemerkt dat de eigenfrequentie van het kristal praktisch bepaald wordt door de dikte van het kristalplaatje. Nadat de kristalsnede uit het moederkristal is gesneden, wordt het plaatje verder op de gewenste dikte en dus frequentie geslepen.

Kwarts is veel harder dan de overige kristalsoorten, zodat dit materiaal zeer nauwkeurig op de gewenste dikte en frequentie geslepen kan worden. Verder is kwarts een stof met een grotere frequentieconstantheid zodat in het algemeen kwarts een grotere frequentiestabiliteit aan de oscillator geeft dan andere materialen.

Daar het kristal een zekere mate van mechanische sterkte moet bezitten, kan het dus niet al te dun worden geslepen en is het dus ook niet mogelijk dit een zeer hoge eigenfrequentie te geven.

Het aanlopen van een kristaloscillator geschiedt als volgt:

Een spanningsverandering op de anode van de buis (zie fig. 12,24), die dus ook kan worden veroorzaakt door het inschakelen van de voedingsspanning, heeft een stroomverandering ten gevolge door de serieschakeling van C_{ag} en de roosterketen. Hierdoor ontstaat een spanningsverandering over het kristal. Deze spanningsverandering heeft de elektrische veldverandering in het kristal ten gevolge. De veldverandering van de veldsterkte gaat gepaard met energietoever aan het kristal en zo is de vrije trilling ingeluid.

Dit geldt dus ook voor het kristal. Daar het kristal zich alleen tussen de serie- en parallelresonantiefrequenties inductief gedraagt (de impedantie positief), zal de opgewekte frequentie dus tussen ω_s en ω_p moeten liggen.

Daar de capaciteit C_k veel kleiner is dan C_h , liggen beide frequenties betrekkelijk dicht bij elkaar en is het frequentiegebied waarin de oscillatorfrequentie kan voorkomen slechts klein.

Daar uit de oscilleervoorwaarde volgt dat de impedantie in de roosterkring vrij groot moet zijn, zal de oscillatorfrequentie dicht bij ω_p moeten liggen,

12.5. Verschillende oscillatorschakelingen (vervolg)

i. Effectieve steilheid

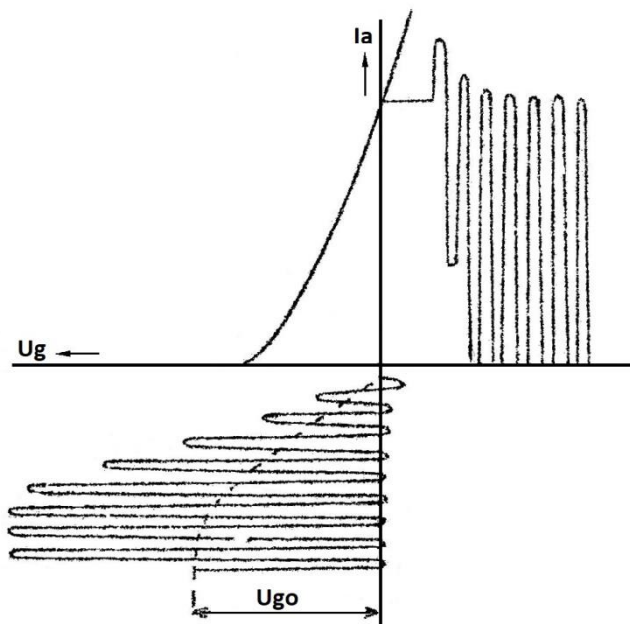


Fig. 12,27. Oscillator in klasse C.

delijk in klasse C en de anodestroom heeft een gedaante die verre van sinusvormig is.

Deze sinusvormige anodestroom kunnen we opgebouwd denken uit een min of meer groot aantal sinusvormige componenten met verschillende amplituden en frequenties. De frequenties zijn dan alle een groter of kleiner veelvoud van de zogenaamde eerste harmonische. De overige componenten zijn dan hogere harmonischen. De afgestemde kring is afgestemd op de eerste harmonische en deze component heeft een anodewisselspanning ten gevolge. De hogere harmonischen ondervinden in de anodekring nagenoeg geen impedantie, dus hebben ook geen anodewisselspanning ten gevolge.

De eerste harmonische heeft dus ook weer een roosterwisselspanning ten gevolge, deze is in fig. 12,27 getekend. De grootte van de eerste harmonische is dus bepalend voor de grootte van de roosterwisselspanning.

We definiëren nu: De effectieve steilheid in het quotient van de amplitude van de eerste harmonische van de anodestroom en de amplitude van de roosterwisselspanning. Dit is dan ook de juiste omschrijving van datgene dat we in het voorgaande de gemiddelde steilheid hebben genoemd.

j. Overoscilleren

indien we in een oscillatorschakeling een grote mate van terugkoppeling tot stand brengen en een grote RC-tijd aan de schakeling R_2C_2 (fig. 12,10) geven, kunnen zich nog andere verschijnselen voordoen.

Indien het oscilleren geschiedt op de wijze zoals in fig. 12,28 is aangegeven, dus in klasse C, zal indien door een of andere oorzaak de roosterwisselspanning ophoudt te bestaan, de buis geen stroom voeren.

Aan de hand van fig. 12,6 hebben we gezien dan bij een bepaalde mate van terugkoppeling de trilling aangroeit, totdat de rondgaande versterking is afgenomen tot de waarde 1.

Dit afnemen van de rondgaande versterking wordt veroorzaakt door de afnemende gemiddelde steilheid, waarmee de roosterwisselspanning wordt versterkt. Het afnemen van de steilheid komt, doordat het aangroeiende signaal een groter deel van de karakteristiek beslaat en doordat de negatieve rooster spanning, dankzij de roostercondensator en lekweerstand, evenredig met het signaal toeneemt.

Bij een grote mate van terugkoppeling kan de gemiddelde steilheid tot een kleinere waarde afnemen, waarbij het oscilleren een stabiele waarde aanneemt. Maken we de terugkoppelfactor nog groter, dan is het mogelijk dat de schakeling gaat oscilleren bij een negatieve rooster spanning die groter is dan de rooster ruimte (zie fig. 12,27). De buis werkt uitein-

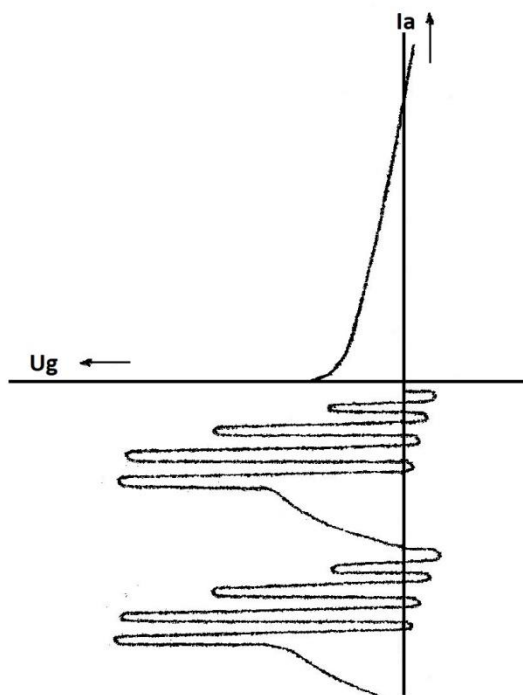


Fig. 12,28.

Er zal nu een zekere tijd verlopen alvorens de negatieve roosterspanning en daarmee de effectieve steilheid weer die waarde hebben verkregen waarbij het oscilleren weer opnieuw kan inzetten.

We krijgen dan een trilling waarvan de gedaante in fig. 12,28 is geschetst en spreken nu van overscilleren of oscilleren met zelfonderbreking.

Is een oscillator die een constante trilling opwekt, gewenst, dan mogen we de RC-tijd van de roostercondensator en lekweerstand niet te groot nemen.

Door de schakeling nog iets te wijzigen, is het mogelijk een oscillator met zelfonderbreking te gebruiken voor het opwekken van een zaagtandspanning.

k. RC-oscillatoren

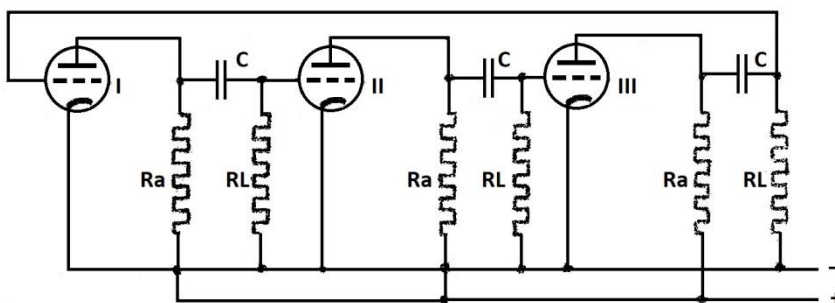


fig. 12,29. RC-oscillator, bestaande uit drie buizen.

De Ingestelde steilheid is dan nul. De negatieve roosterspanning zal dan eerst voldoende moeten afnemen om de effectieve steilheid tot die waarde te doen toenemen opdat genereren weer kan inzetten.

Heeft de condensator C_2 een grote waarde, dan zal bij het aanlopen van de oscillator die grote condensator lange tijd nodig hebben om tot een bepaalde spanning, ten gevolge van de roosterstroom, te worden opgeladen tot die spanning, die bij het opgewekte signaal behoort. Het gevolg hiervan is, dat gedurende het aangroeien van de amplitude van het signaal de spanning over de roostercondensator, dus de negatieve roosterspanning, steeds iets minder is dan die waarde, die bij het signaal behoort.

Heeft de amplitude van het signaal die waarde bereikt waarbij de rondgaande versterking 1 is, dan blijft de negatieve roosterspanning nog iets toenemen, waardoor de effectieve steilheid nog kleiner wordt. Het gevolg hiervan is dat niet meer aan de oscilleerwaarde is voldaan en het oscilleren ophoudt.

Het is ook mogelijk oscillatoren te maken zonder zelfinducties. In fig. 12,29 is een schakeling van drie buizen weergegeven waarin de koppelorganen C en R_L gebezigd worden om de juiste faseverschuiving tot stand te brengen.

Veronderstellen we dat geen parasitaire optredende capaciteiten zich doen gevoelen, dan is de anodewisselspanning 180° in fase verschoven ten opzichte van de roosterspanning van dezelfde buis.



Indien de capaciteiten van de condensatoren zo groot gekozen worden dat hun Reactanties verwaarloosbaar zijn ten opzichte van de weerstand R_L , dan zijn eveneens twee opvolgende roosterspanningen 180° in fase verschoven. Op deze wijze zou de spanning over de weerstand R_L van de derde buis $3 \times 180^\circ = 450^\circ$ of 180° , dus in tegenfase zijn met de roosterspanning van de eerste buis en kan de schakeling niet oscilleren.

Door nu door een condensator C en weerstand R_L een faseverschuiving van 60° tussen de spanning over R_L en de spanning U_a tot stand te brengen, bereiken we dat de faseverschuiving tussen twee opvolgende roosterwisselspanningen 120° in fase verschoven zijn (180° tussen de anodewisselspanning en roosterspanning van een buis en 60° van de CR_L -spanningsdeler).

De spanning over de lekweerstand is nu $3 \times 120^\circ = 360^\circ$ verschoven, ofwel in fase met de roosterspanning van de eerste buis en is aan de voorwaarde tot oscilleren, voor wat de faseverschuiving betreft, voldaan.

Daar de totale versterking van de drie buizen 1 moet zijn en we de buizen en weerstanden R_a en R_L en condensatoren C gelijk veronderstellen, moet de versterking per trap (verhouding tussen de roosterspanningen van twee opvolgende buizen) ook gelijk aan 1 zijn.

De schakeling zal oscilleren in die frequentie waarbij de serieschakeling van C en R_L 60° faseverschuiving tussen U_{R_L} en U_a tot stand brengt.

De spanning over de lekweerstand is bepaald door:

$$\bar{U}_{R_L} = U_a \frac{R_L}{R_L - \frac{j}{\omega C}} = \bar{U}_{R_L} = U_a \frac{1}{1 - \frac{j}{\omega CR_L}} \text{ of } \bar{U}_{R_L} = U_a \frac{1 + \frac{j}{\omega CR_L}}{1 + \frac{1}{\omega^2 C^2 R_L^2}}$$

De faseverschuiving tussen U_{R_L} en U_a is bepaald door $\tan \varphi = \frac{1}{\omega CR_L}$. Daar φ gelijk moet zijn aan 60° en $\tan 60^\circ = \sqrt{3}$ kunnen we de uitdrukking voor $\tan \varphi$ gelijkstellen aan $\sqrt{3}$. Hieruit volgt dat de frequentie waarin de schakeling zal oscilleren, voldoet aan $\omega = \frac{1}{R_L C \sqrt{3}}$. Deze frequentie kunnen we naar wens instellen door de drie condensatoren C variabel uit te voeren of de drie weerstanden R_L variabel te maken.

Voeren we in bovenvermelde vorm voor U_{R_L} in voor $\tan \varphi = \sqrt{3}$, dan vinden we dat met de

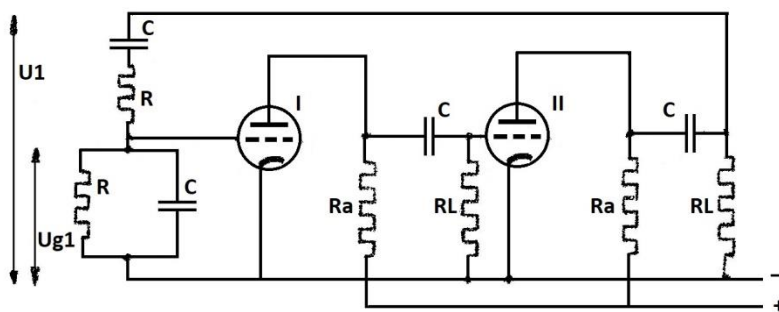


Fig. 12,30. RC-oscillator, bestaande uit twee buizen.

fasedraaiing van 60° gepaard gaat een verzwakking tot op $\frac{1}{2}$, dat wil zeggen dat de spanning $U_{R_L} = \frac{1}{2} U_a$. Daar de verhouding van twee opvolgende roosterspanningen 1 moet zijn, moet de anodewisselspanning dus $2 \times$ zo groot zijn als de roosterwisselspanning. Het versterkingscijfer per buis is dus $V = 2$. Bij deze kleine versterking zal R_a dus een kleine waarde hebben ten opzichte van R_L en mogen we voor de versterking $V = SR_a$ schrijven. Hieruit volgt dat $2 = SR_a$ of: $R_a = \frac{2}{S}$. bij deze beschouwing is verondersteld dat de impedantie van de serieschakeling van C en R_L groot is ten opzichte van R_a .

Een RC-oscillator van een ander type is in fig. 12,30 weergegeven. Hierbij worden twee buizen gebruikt. Door de capaciteit van de condensatoren groot te kiezen, zijn deze reactanties te verwaarlozen ten opzichte van R_L en is er geen faseverschuiving tussen de spanningen U_{R_L} en U_a , dit wil zeggen dat twee opvolgende roosterspanningen 180° in fase verschoven zijn.

fasedraaiing van 60° gepaard gaat een verzwakking tot op $\frac{1}{2}$, dat wil zeggen dat de spanning $U_{R_L} = \frac{1}{2} U_a$. Daar de verhouding van twee opvolgende roosterspanningen 1 moet zijn, moet de anodewisselspanning dus $2 \times$ zo groot zijn als de roosterwisselspanning. Het versterkingscijfer per buis is dus $V = 2$. Bij deze kleine versterking zal R_a dus een kleine waarde hebben ten opzichte van R_L en mogen we voor de versterking $V = SR_a$ schrijven. Hieruit volgt dat $2 = SR_a$ of: $R_a = \frac{2}{S}$. bij deze beschouwing is verondersteld dat de impedantie van de serieschakeling van C en R_L groot is ten opzichte van R_a .

De spanning over R_L van de tweede buis is dus 360° ofwel in fase met de spanning op het rooster van de eerste buis. Op deze wijze is de gewenste fase voor oscilleren dus aanwezig. Dit geldt echter voor alle frequenties, dus zal de schakeling geen sinusvormige trilling opwekken. Om te zorgen dat de schakeling slechts een sinusvormige trilling opwekt, nemen we het netwerk, bestaande uit een serieschakeling van C en R en een parallelschakeling van gelijke condensator en weerstand. De frequentie waarin de schakeling zal gaan oscilleren, zal dus geen faseverschuiving tussen U_1 en U_{g_1} mogen veroorzaken, daar U_1 al de juiste fase heeft. Deze frequentie kunnen we als volgt bepalen. De stroom I_1 , die door U_1 aan deze schakeling wordt geleverd is:

$$\bar{I}_1 = \frac{U_1}{R - \frac{j}{\omega C} + \frac{R}{jR\omega C + 1}}. \text{ De spanning } \bar{U}_{g_1} \text{ is nu: } \bar{U}_{g_1} = U_1 \frac{\frac{R}{j\omega RC + 1}}{R - \frac{j}{\omega C} + \frac{R}{jR\omega C + 1}}.$$

Teller en noemer vermenigvuldigd met $jR\omega C + 1$ geeft:

$$\bar{U}_{g_1} = U_1 \frac{R}{jR^2\omega C + R + R - \frac{j}{\omega C} + R} = U_1 \frac{R}{3R + j\left(R^2\omega C - \frac{j}{\omega C}\right)}.$$

Wil de faseverschuiving tussen U_{g_1} en U_1 nul zijn, dan moet het imaginaire deel gelijk nul zijn; dus: $R^2\omega C - \frac{1}{\omega C} = 0$; $R^2\omega^2 C^2 - 1 = 0$; $\omega^2 = \frac{1}{R^2 C^2}$ of: $\omega = \frac{1}{RC}$. Dit is dus de frequentie waarbij de faseverschuiving tussen U_{g_1} en U_1 nul is en dus ook de opgewekte frequentie van deze RC-oscillator.

Uit boven afgeleide uitdrukking is gemakkelijk te concluderen dat:

$U_{g_1} = \frac{1}{3} U_1$. De beide buizen moeten dus samen $3 \times$ versterken. Zijn de beide buizen en de weerstanden R_a en R_L en de condensatoren gelijk, dan moet elke buis dus $\sqrt{3} \times$ versterken. De frequentie waarin de oscillator oscilleert, kan worden gevarieerd door de condensatoren C of de weerstanden R te veranderen.

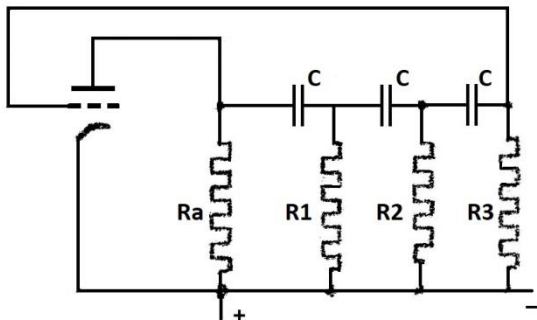


Fig. 12,31. RC-oscillator met een buis.

met de drie weerstanden R_L moeten gezamenlijk de spanning dus ook nog 180° in fase draaien. Zouden we elk der drie serieschakelingen van C en R_L 60° laten draaien, dan treedt in elk der drie elementen een verzwakking van $\frac{1}{2}$ op. In totaal dus een verzwakking van $\frac{1}{8}$. De anodewisselspanning moet dus 8 maal groter zijn dan de roosterspanning. De versterking van de buis is: $V = SR_a = 8$ of: $R_a = \frac{8}{S}$. Om elk der drie schakelingen van C en R_L in fase te doen draaien, moet de impedantie van de tweede serieschakeling groot zijn ten opzichte van de impedantie van de eerste serieschakeling, terwijl de derde serieschakeling weer een grotere impedantie moet hebben dan de tweede. De weerstanden R_L en de condensatoren C kunnen dan niet gelijk zijn. Stellen we het netwerk samen uit drie gelijke weerstanden en condensatoren, dan moet de grootte daarvan zo gekozen worden dat de totale fasedraaiing 180° is.

Een RC-oscillator kan ook gevormd worden met één buis. De schakeling ontstaat door in fig. 12,25 twee van de buizen weg te nemen. We verkrijgen dan de schakeling volgens fig. 12,31. De anodewisselspanning van de buis is 180° verschoven ten opzichte van de roosterspanning. De drie condensatoren C

Hoofdstuk 13Hoogfrequentversterking13.1. Verschillende versterkers voor hoge frequenties

Bij laagfrequent-versterking hebben we ons bezig gehouden met het versterken van trillingen met frequenties gelegen in het frequentiegebied van 30 of 50 Hz tot maximaal 20 000 Hz. De versterking moet in dit frequentiegebied zo gelijkmatig mogelijk zijn.

Versterkers voor hoge frequenties dienen gewoonlijk voor het versterken van wisselspanningen met frequenties die in een bepaald frequentiegebied ter weerszijden van een centrale frequentie liggen. In omroepontvangers is deze centrale frequentie bijvoorbeeld de frequentie van de draagtrilling van het gemoduleerde signaal, en moet een frequentiegebied dat zich ter weerszijden van deze centrale frequentie uitstrekt over ongeveer 3 á 15 kHz gelijkmatig versterken. Bij de zogenaamde middenfrequentversterkers voor omroepontvangers is de centrale frequentie de middenfrequentie die gewoonlijk tussen 450 en 480 kHz ligt, terwijl de vereiste frequentieband zich ter weerszijden hiervan eveneens over ongeveer 3 á 15 kHz uitstrekt. De breedte van de frequentieband is dus ongeveer 6 á 30 kHz.

Voor sommige doeleinden is het nodig dat een veel bredere frequentieband gelijkmatig wordt versterkt. Voorbeelden hiervan zijn middenfrequentversterkers voor televisie-ontvangers, ontvangers voor frequentiemodulatie, radarontvangers en ontvangers voor meerkanalen telefonie. Hierbij bedraagt de bandbreedte vaak enige MHz.

In ontvangers en zenders worden ook hoogfrequentversterkers gebruikt waarbij de centrale frequentie variabel moet zijn. Daarbij moet of de spoel of de condensator kunnen worden gevarieerd.

Indien de te versterken spanning een zeer hoge frequentie heeft, moet de versterker volgens andere principes geconstrueerd worden als bij de laagfrequentversterkers gebruikelijk waren.

Evenals bij laagfrequentversterkers onderscheiden we ook bij hoogfrequentversterkers spanningsversterkers en vermogensversterkers. In ontvangers komen alleen spanningsversterkers voor; het uitgangsvermogen wordt geleverd door een laagfrequentvermogensversterker. Bij zenders is de laatste trap echter een hoogfrequentvermogensversterker; deze moet een bepaald hoogfrequent vermogen aan de antenne leveren.

Het vermogen dat een spanningsversterker moet leveren, is zo gering dat het rendement van de buis hierbij geen rol speelt. De buis wordt dan ook gewoonlijk volgens klasse A ingesteld. Ook bij de keuze van de impedantie die in de anodeketen wordt opgenomen, behoeft gewoonlijk geen rekening te worden gehouden met het verkregen rendement. Bij een hoogfrequentvermogensversterker is het rendement daarentegen wel van groot belang. Daarom worden daarin buizen gebruikt die volgens klasse C zijn ingesteld; dan kan het rendement groot zijn. Bij laagfrequentvermogensversterkers zou een instelling volgens klasse C ontoelaatbare vervorming geven; bij hoogfrequentversterkers is dit echter niet het geval.

13.2. Hoogfrequent versterking in omroepontvangers

Het signaal dat door de zender wordt uitgezonden, wordt met behulp van het elektromagnetisch veld overgedragen naar de ontvanger. De zendantenne straalt een elektromagnetisch veld uit; dit veld induceert een hoogfrequent wisselspanning in de ontvangantenne. Deze wisselspanning die in amplitude gemoduleerd is, is zeer zwak en bedraagt veelal enkele microvolts. Deze spanning is dus veel te zwak om rechtstreeks aan de diodedetector te worden toegevoerd. De detector zou dan te veel vervorming tot stand brengen.

De wisselspanning aan de detector moet, om niet te veel vervormd te worden, minstens ½ volt bedragen.

Het antennesignaal zal dus, alvorens het voldoende groot is om gedetecteerd te worden, eerst moeten worden versterkt. Hiertoe voeren we het antennesignaal eerst aan een hoogfrequentversterker toe.

Daar tegelijkertijd vele zenders werkzaam zijn, zullen in de ontvangstantenne vele verschillende wisselspanningen, afkomstig van verschillende zenders, werkzaam zijn. De ontvanger moet nu een van deze wisselspanningen zoveel versterken dat voldoende geluidsenergie in de luidspreker wordt ontwikkeld en de overige, dus niet gewenste wisselspanningen, zo goed mogelijk onderdrukken. De ontvanger moet selectie tot stand brengen, dat wil zeggen, het gewenste signaal scheiden van de niet gewenste signalen.

Hiertoe worden de hoogfrequentversterkers die in de ontvanger voorkomen als selectieve versterkers uitgevoerd. In anode- en roosterketen worden afgestemde kringen opgenomen. Naarmate de kwaliteitsfactor van deze kringen groter is, zal de impedantie in de anodeketen voor het afgestemde signaal groter zijn en dus een grotere versterking worden verkregen. Met de hoge kwaliteitsfactor wordt tevens bereikt dat de kringimpedantie voor een andere frequentie belangrijk kleiner is en de versterking daarvoor veel minder zal zijn.

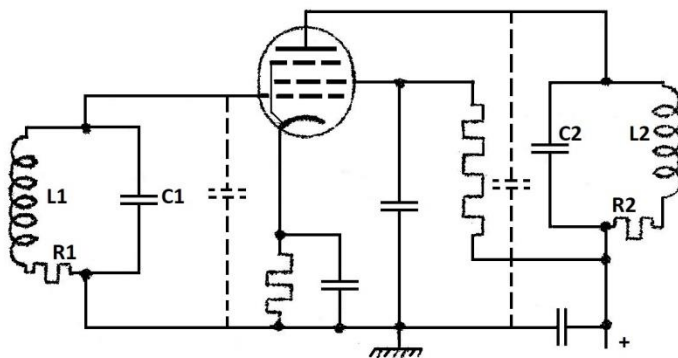


Fig. 13,1. Afgestemde versterker.

Het opnemen van deze afgestemde kringen heeft ook nog het voordeel dat van de parasitaire capaciteiten tussen rooster-kathode en anode-kathode geen hinder wordt ondervonden. Deze capaciteiten staan parallel aan de afstemcondensator.

De afstemming van de anode- of roosterketen wordt dus nu bepaald door de zelfinductie en de som van afstemcapaciteit en parasitaire capaciteit. We zeggen nu, de parasitaire capaciteiten worden opgenomen in de afstemming en wordt met hen de grote afstemimpedantie gevormd.

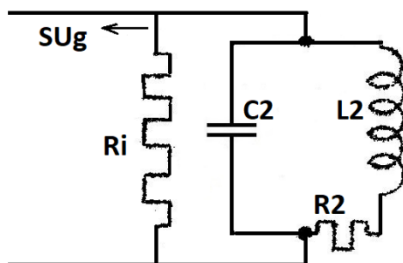


Fig. 13,2. Vervanging van fig. 13,1.

In fig. 13,1 is een principe van een afgestemde versterker weergegeven. Daar de inwendige weerstand van de buis parallel staat aan de afgestemde kring L_2 , C_2 , R_2 zal deze de kwaliteitsfactor van de in de anode voorkomende afgestemde kring verminderen.

In fig. 13,2 hebben we het vervangingschema van de versterker getekend waarbij de buis als een constante stroombron is weergegeven

We kunnen deze schakeling vereenvoudigen tot een gelijkwaardige afgestemde kring.

De admittantie tussen de punten $a - b$ is voor de afstemfrequentie:

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{\frac{L_2}{C_2 R_2}} = \frac{1}{R_i} + \frac{C_2 R_2}{L_2} = \frac{L_2 + C_2 R_2 R_i}{R_i L_2}$$

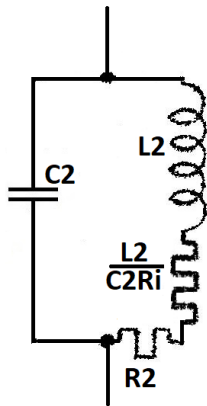


Fig. 13,3. Vervanging van fig. 13,2.

De impedantie is dus: $Z = \frac{R_i L_2}{L_2 + C_2 R_2 R_i} = \frac{L_2}{\frac{L_2}{R_i} + C_2 R_2}$ of: $Z = \frac{L_2}{C_2 \left(\frac{L_2}{C_2 R_i} + R_2 \right)}$. Deze impedantie geeft de impedantie van een parallelschakeling van de condensator C_2 en de spoel L_2 met verliesweerstand $\frac{L_2}{C_2 R_i} + R_2$ (zie fig. 13,3). We zien dat de parallelweerstand R_i is vervangen door een equivalente weerstand $\frac{L_2}{C_2 R_i}$ in serie met de spoel.

De kwaliteitsfactor van de gehele schakeling is dus: $Q = \frac{\omega_0 L_2}{\frac{L_2}{C_2 R_i} + R_2}$, terwijl deze van de afgestemde kring alleen

was $Q = \frac{\omega_0 L_2}{R_2}$. De kwaliteitsfactor is door de inwendige weerstand van de buis dus verkleind.

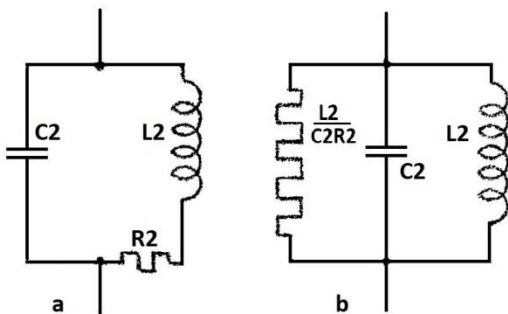


Fig. 13,4. Vervanging van serieweerstand in equivalente parallelweerstand.

Het is ook mogelijk de verliesweerstand in serie met de spoel te vervangen door een equivalente weerstand parallel aan de kring (zie fig. 13,4).

In resonantie is de impedantie van kring *a*: $Z_{res} = \frac{L_2}{C_2 R_2}$. Van kring *b* is in resonantie de weerstand gevormd door L_2 en C_2 oneindig groot, dus wordt de impedantie bepaald door de waarde van de parallelweerstand. Daar de resonantie-impedantie gelijk moet zijn aan die van kring *a*, moet deze weerstand de parallelweerstand dus gelijk zijn aan $\frac{L_2}{C_2 R_i}$.

In de versterker staat deze weerstand parallel aan R_i (fig. 13,5). De vervanging van

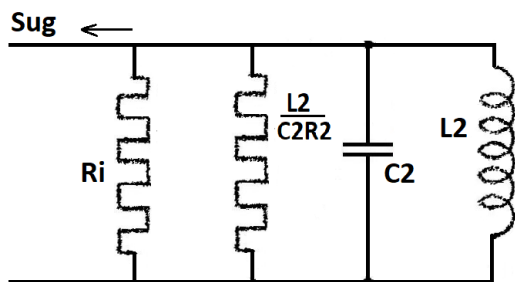


fig. 13,5. Vervangingsschema hf.-versterker.

$$R_i \text{ en } \frac{L_2}{C_2 R_i} \text{ is: } Z = \frac{R_i \times \frac{L_2}{C_2 R_i}}{R_i + \frac{L_2}{C_2 R_i}} = \frac{R_i L_2}{R_i C_2 R_2 + L_2} = \frac{L_2}{C_2 R_2 + \frac{L_2}{R_i}} \text{ of: } Z = \frac{L_2}{C_2 \left(R_2 + \frac{L_2}{C_2 R_i} \right)}$$

We kunnen uit het bovenstaande concluderen dat naarmate de inwendige weerstand van de buis kleiner is, de Q -factor kleiner wordt, ofwel de kring wordt meer gedempt. Teneinde een goede Q -factor te behouden en daarmee een goede selectiviteit is het dus nodig voor deze hoogfrequentversterkers buizen met hoge inwendige weerstand te gebruiken, dus bijvoorbeeld pentodes. Het gebruik van pentodes

heeft tevens nog het voordeel dat de capaciteit C_{ag} tussen anode en rooster een kleine waarde heeft. Hierdoor is de mogelijkheid dat energie van anode via C_{ag} naar het rooster gaat, kleiner geworden en daarmee de mogelijkheid tot parasitair oscilleren afgenomen.

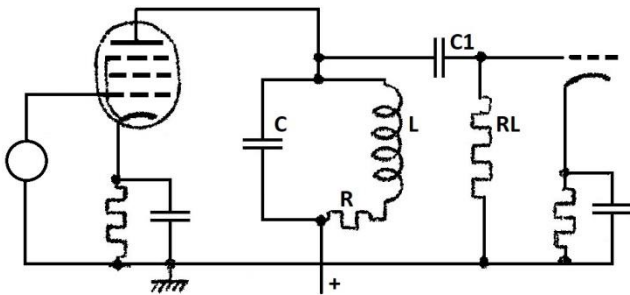


Fig. 13,6. Voorbeeld.

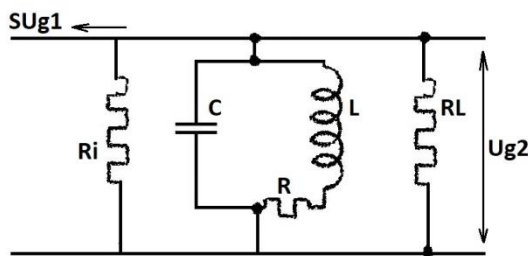


fig. 13,7. Vervanging van fig. 13,6.

Voorbeeld: een hoogfrequentversterker is gekoppeld met de volgende buis zoals fig. 13,6 dit weergeeft. Van de hoogfrequentversterker is gegeven: $S = 5 \text{ mA/V}$ en $R_i = 10^6 \Omega$. Verder is gegeven: $L = 400 \mu\text{H}$, $R = 5 \Omega$ en $R_L = 10^6$. De reactantie van de condensator C_1 is te verwaarlozen. Aan de ingang van de versterker is werkzaam een in amplitude gemoduleerde wisselspanning waarvan de draaggolf U_1 een amplitude van 1 mV en een frequentie $\omega_0 = 2 \cdot 10^6$ heeft. Deze hoogfrequenttrilling is 80% gemoduleerd met een laagfrequenttrilling met frequentie $p = 3 \cdot 10^4$.

Bepaal de grootte en de modulatie diepte van de spanning die op het rooster van de tweede buis werkzaam is. De kring is afgestemd op de frequentie ω_0 .

Oplossing: In fig. 13,7 hebben we het vervangingschema van de versterker weergegeven.

Vervangen we de weerstanden R_i en R_L door een weerstand R_v dan is deze:

$$R_v = \frac{R_i R_L}{R_i + R_L} = \frac{10^6 \cdot 10^6}{10^6 + 10^6} = 5 \cdot 10^5 \Omega.$$

Deze weerstand vervangen door een equivalentente weerstand R_s in serie met R geeft:

$$R_s = \frac{L}{C R_v} = \frac{\omega_0^2 L^2}{R_v}. \text{ (Bedenk dat in resonantie } C = \frac{1}{\omega_0^2 L} \text{.) De grootte van } R_s \text{ wordt: } R_s = \frac{4 \cdot 10^{12} \cdot 16 \cdot 10^{-8}}{5 \cdot 10^5} = 1,28 \Omega. \text{ De totale impedantie wordt nu: } Z = \frac{L}{C(R_s + R)} = \frac{\omega_0^2 L^2}{R_s + R} = \frac{4 \cdot 10^{12} \cdot 16 \cdot 10^{-8}}{5 + 1,28} = \frac{64 \cdot 10^4}{6,28} = 102 \cdot 10^3 \Omega.$$

De spanning U_{g_2} wordt nu: $U_{g_2} = S U_{g_1} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-3} \cdot 102 \cdot 10^3 = 0,51$ volt.

De modulatie diepte van de spanning U_{g_2} wordt bepaald door $m' = m\alpha$ (zie Wt, pag.131), waarin:

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} Q\right)^2}}. \text{ In deze uitdrukking is } \Delta\omega \text{ de afwijking in frequentie die de zijcomponenten van de}$$

toegevoerde gemoduleerde trilling bezitten ten opzichte van ω_0 , dus is $\Delta\omega = p = 3 \cdot 10^4$.

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2 \cdot 3 \cdot 10^4}{2 \cdot 10^6} \cdot \frac{2 \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot 10^{-4}}{6,28}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 14,4}} = \frac{1}{\sqrt{15,4}} = \frac{1}{3,92}. \text{ De modulatie diepte van } U_{g_2} \text{ wordt dus:}$$

$m' = \alpha m = \frac{1}{3,92} \times 80\% = 20,4\%$. We zien dat voor de modulatie diepte $p = 3 \cdot 10^4$ de modulatie diepte erg wordt verminderd, hetgeen in deze mate ontoelaatbaar is. Deze frequentie stemt overeen met een toon van ongeveer 5000 Hz. Voor lagere tonen is de verkleining van de modulatie diepte minder.

De hoge tonen in de modulatie worden dus verzwakt ten opzichte van de lagere tonen. De schakeling heeft een te grote selectiviteit of anders gezegd: de bandbreedte is te klein. We zien dat in het gekozen voorbeeld de weerstanden R_i en R_L geen hinderlijke achteruitgang van de selectiviteit of vergroting van de bandbreedte ten gevolge hebben. Om aan de gewenste bandbreedte te voldoen, zou de kring een kleinere Q -factor moeten hebben. Beschouwen we $p = 3 \cdot 10^4$ als de hoogste modulatie frequentie die moet worden doorgelaten, dan mag de vermindering van de modulatie diepte niet groter zijn geweest tot op 0,7 maal de oorspronkelijke modulatie diepte.



13.3. Het verband tussen versterking en bandbreedte

In het voorgaande hebben we gezien dat de kwaliteitsfactor van de afgestemde kring van een hoogfrequentversterker wordt verminderd door aanwezigheid van weerstanden die zich parallel aan deze kring doen gevoelen (paralleldemping). Hierdoor worden mede de versterking en de bandbreedte die de kring doorlaat, beïnvloed. Enerzijds is een grote Q -factor gewenst om een zo groot mogelijke versterking te leveren, anderzijds mag deze Q -factor ook weer niet te groot zijn, opdat de bandbreedte die de kring doorlaat niet te smal wordt.

De versterking van een pentode die in de anodeketen een, op de toegevoerde frequentie afgestemde kring heeft, is gelijk aan $V = SZ_{res}$ of: $V = S \times \frac{L}{CR} = S \times \omega_0 LQ$. De versterking is dus evenredig met de Q -factor.

We definiëren de bandbreedte weer als het frequentiegebied waarin de versterking niet kleiner wordt dan 0,7 of $\frac{1}{\sqrt{2}}$ maal de maximale versterking. De bandbreedte is dan $B = 2\Delta f = \frac{\omega_0}{2\pi} \times Q$ (zie Wt, 8,11). De bandbreedte is dus omgekeerd evenredig met de kwaliteitsfactor.

Het product van versterking en bandbreedte wordt nu:

$$V \cdot B = S \cdot \omega_0 L \cdot Q \times \frac{\omega_0}{2\pi} \cdot \frac{1}{Q} \text{ of: } V \cdot B = \frac{S\omega_0^2 L}{2\pi} \text{ en daar } \omega_0^2 = \frac{1}{LC} \text{ wordt dit:}$$

$$V \cdot B = \frac{S \frac{1}{LC} L}{2\pi} = \frac{S}{2\pi C}.$$

Het product van bandbreedte en versterking is dus onafhankelijk van de kwaliteitsfactor Q .

Maken we de bandbreedte groter door een parallelweerstand kleiner te maken, dan wordt de versterking in dezelfde mate kleiner.

Verder zien we dat het product $V \cdot B$ evenredig is met de steilheid en omgekeerd evenredig met de capaciteit C van de kring. Bij het ontwerpen van de versterkertrap volgens fig. 13,1 heeft men dus de keuze tussen een brede frequentieband en een geringe versterking of een smalle frequentieband en een evenredig grotere versterking. Door het verkleinen van de capaciteit C , gepaard gaande met een evenredige vergroting van L , om eenzelfde resonantiefrequentie $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ te behouden, kan men het product $V \cdot B$ groter maken, doch in de praktijk kan men C niet kleiner maken dan de gezamenlijke waarden van parallelcapaciteiten die door bedrading en buis worden gevormd. In de regel is het zelfs nodig de minimumcapaciteit groter te maken dan de hierboven aangegeven minimumwaarde. Wordt een buis verwisseld, dan kan de capaciteit van de nieuwe buis iets verschillen met die van de oude, waardoor een verstemming van de kring optreedt. Hoe groter de capaciteit C van de kring is, des te geringer is de verstemmende invloed van deze capaciteitsvariatie.

In het algemeen is het dus zo, dat naarmate de versterking groter moet zijn, de bandbreedte kleiner wordt of omgekeerd: naarmate de bandbreedte groter is, kan de versterking maar kleiner zijn.

Plaatsen we nu meer versterkertrappen achter elkaar, dan wordt V dus groter, terwijl B kleiner wordt (indien de kringen alle dezelfde Q -factor hebben). Moet een bepaalde minimum bandbreedte worden doorgelaten, dan zal, naarmate meer trappen achter elkaar worden geschakeld, de Q -factor van de kringen kleiner gekozen moeten worden.

Naast het feit dat we een zo groot mogelijke versterking bij een bepaalde bandbreedte wensen te bereiken, mag niet uit het oog worden verloren dat de componenten, die buiten de te versterken bandbreedte liggen, zo veel mogelijk moeten worden verzwakt, met andere woorden: de selectiviteit moet goed zijn.

Dit is alleen bereikbaar met kringen waarvan de kwaliteitsfactor groot is, terwijl bij kringen met hoge kwaliteitsfactor de bandbreedte veelal te klein wordt. Dit is zeker het geval met de versterker, zoals deze hiervoor geschetst werd.

Om een goed compromis te vinden tussen bandbreedte en selectiviteit moeten we gebruik maken van gekoppelde kringen ofwel bandfilters. Hierbij is het mogelijk de versterker een resonantiekromme te geven waarbij de kromme een min of meer vlakke top en toch steile flanken bezit. Door de mate van koppeling juist te kiezen (in het algemeen iets overkritisch) kan men met kringen van hoge kwaliteit toch de gewenste resonantiekromme benaderen.

13.4. Vervorming en storingsverschijnselen bij hf-versterkers

In Elektronica 7,12 hebben we reeds gezien dat het gebogen karakter van de buiskarakteristiek tot gevolg heeft dat in de anodestroom componenten voorkomen die hogere harmonischen zijn van de toegevoerde roosterwisselspanning, hetgeen vervorming tot gevolg heeft.

We willen thans nagaan welke verdere gevolgen de gebogen karakteristiek van hf-versterkers heeft.

Modulatiebrom

Staat op het rooster van een buis die een hoogfrequente wisselspanning versterkt tevens een laagfrequente wisselspanning, dan doen zich in de anodeketen de overeenkomstige stroomcomponenten voor, maar tevens zal de hoogfrequent anodewisselstroom gemoduleerd zijn met de laagfrequent component. Daar dit verschijnsel meestal voorkomt doordat in de roosterketen een bromspanning aanwezig is die door het 50 Hz wisselstroomnet wordt geïnduceerd, heeft men dit de naam modulatiebrom gegeven.

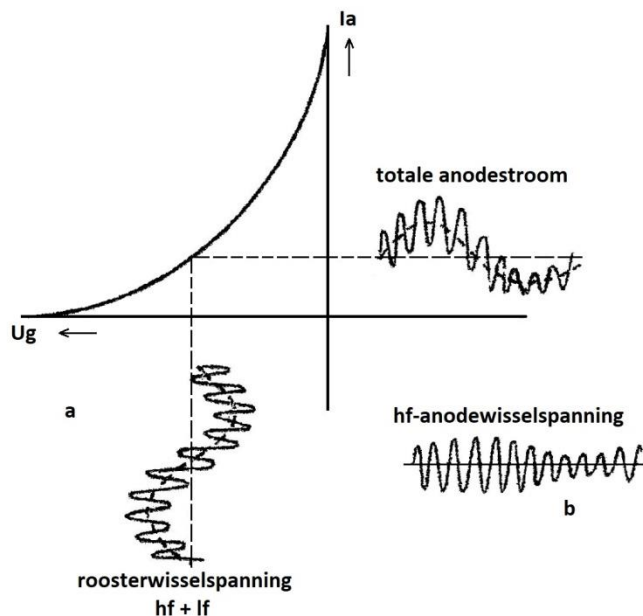


Fig. 13,8. Modulatiebrom.

die in de anodestroom voorkomt geen uitgangsspanning ten gevolge hebben. De hf-trilling ondervindt hierin een grote impedantie en zal dus een uitgangsspanning veroorzaken (fig. 13,8b). Deze hf-wisselspanning zal dus ook de amplitudemodulatie bevatten. Deze kan in bepaalde gevallen ernstige storing veroorzaken.

In fig. 13,8 zijn op het rooster tegelijkertijd de hoogfrequent- en de laagfrequent wisselspanning werkzaam. We zien dat het werkpunt van de hoogfrequent roosterwisselspanning in laagfrequent ritme wordt verschoven. De steilheid waarmee het hf-sigitaal wordt versterkt, verandert dus eveneens in lf-ritme. Het gevolg hiervan is dat de amplitude van de hoogfrequent anodewisselstroom ook in lf-ritme zal veranderen, dit wil zeggen dat deze hf-trilling in amplitude is gemoduleerd.

Daar in de anodekring meestal een op de hf-trilling afgestemde kring is opgenomen, zal de lf-component

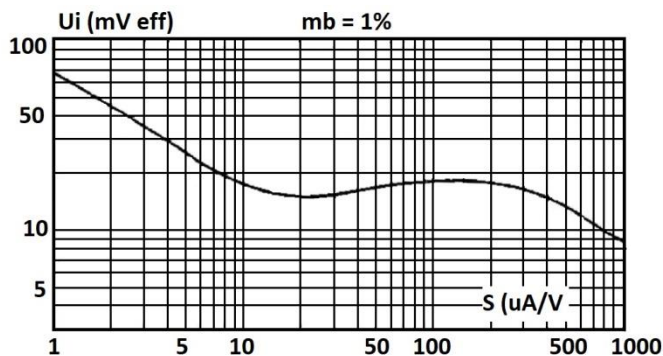


Fig. 13,9. Modulatiebromgrafiek.

$+b\hat{U}_1^2 \sin^2 \omega t + 2b\hat{U}_1\hat{U}_2 \sin \omega t \sin pt + b\hat{U}_2^2 \sin^2 pt$. De tweede en vijfde term van deze reeks vormt het in amplitude gemoduleerde hoogfrequent signaal.

$$a\hat{U}_1 \sin \omega t + 2b\hat{U}_1\hat{U}_2 \sin \omega t \sin pt = a\hat{U}_1 \sin \omega t \left(1 + \frac{2b\hat{U}_2}{a} \sin pt \right).$$

We zien dat deze uitdrukking een in amplitude gemoduleerde trilling voorstelt. De hf-trilling (ω) met amplitude $a\hat{U}_1$ is gemoduleerd met de lf-trilling (frequentie p). De modulatiebromdiepte $m_b = \frac{2b\hat{U}_2}{a}$.

Bij hoogfrequent buizen kunnen grafieken worden opgenomen waaruit men kan concluderen hoe de modulatiebrom-mogelijkheden bij verschillende steilheden van de buis zijn. Men zet in deze grafieken dan uit welke effectieve waarde van de bromspanning aan de ingang van de buis, bij verschillende steilheden van de buis, nodig is om 1% modulatiebromdiepte te verkrijgen (zie fig. 13,9).

Bij die steilheid waar de grootste effectieve waarde van de bromspanning nodig is om 1% modulatiebromdiepte te verkrijgen, is de buis dus het minste gevoelig voor de bromspanning. Om dus modulatiebrom tegen te gaan, zal men in de eerste plaats moeten zorgen dat de mogelijkheid dat een bromspanning in het roostercircuit geïnduceerd wordt zo klein mogelijk is, bijvoorbeeld de netgeleider zo ver mogelijk verwijderd houden van de roosterketens.

In de tweede plaats moet men de buis bij die steilheid instellen waarbij een zo gering mogelijke kans is op een storende modulatiebromdiepte.

13.5. Modulatieverdieping en modulatievorming

Wordt aan een buis een in amplitude gemoduleerde roosterwisselspanning toegevoerd, dan is het mogelijk dat de anodewisselstroom een grotere modulatie diepte heeft dan de roosterwisselspanning, men noemt dit modulatieverdieping.

Het ontstaan van modulatieverdieping kan worden verklaard uit het feit dat de gemiddelde steilheid van een buis met gekromde karakteristiek afhankelijk kan zijn van de grootte van de roosterwisselspanning.

In fig. 13,10 zijn twee roosterwisselspanningen met verschillende amplituden getekend. Bij de kleine roosterwisselspanning kunnen we de gemiddelde steilheid waarmee dit signaal wordt versterkt, voorstellen door de helling van de lijn *a*. Voor de grote roosterwisselspanning stelt de helling van de lijn *b* de gemiddelde steilheid voor waarmee dit signaal wordt versterkt. De lijn *b* heeft een steiler verloop dan de lijn *a*. Een grotere roosterwisselspanning wordt dus meer versterkt dan de kleine roosterwisselspanning.

Daar bij aanwezigheid van een in amplitude gemoduleerde roosterwisselspanning, de wisselspanning tussen twee waarden varieert, zal de versterking met een niet-constante steilheid plaats hebben.

Stellen we de karakteristiek van de buis voor als een kwadratische functie:

$$I_a = I_{a_0} + aU_g + bU_g^2$$

en de hf-roosterwisselspanning door:

$$U_1 = \hat{U}_1 \sin \omega t, \text{ terwijl de lf-roosterwisselspanning door } U_2 = \hat{U}_2 \sin pt$$

wordt voorgesteld, dan kunnen we de anodestroom nader onderzoeken.

$$I_a = I_{a_0} + a(\hat{U}_1 \sin \omega t + \hat{U}_2 \sin pt) + b(\hat{U}_1 \sin \omega t + \hat{U}_2 \sin pt)^2.$$

$$I_a = I_{a_0} + a\hat{U}_1 \sin \omega t + a\hat{U}_2 \sin pt +$$

Op de ogenblikken dat de amplitude het grootst is, is de versterking groter dan bij aanwezigheid van de minimale waarde van de amplitude. Hierdoor wordt de modulatie diepte dus groter.

De modulatieverdieping treedt alleen op indien de karakteristiek in fig. 13,10 het geschetste verloop heeft, dit wil zeggen dat de karakteristiek een derdegraads karakter heeft:

$$I_a = I_{a_0} + aU_g + bU_g^2 + cU_g^3.$$

Ter wille van de eenvoud zullen we de volgende beschouwing de 2^e graadsterm buiten beschouwing laten. We stellen de reeks dus voor door:

$$I_a = I_{a_0} + aU_g + cU_g^3.$$

Is de rooster spanning een wisselspanning voorgesteld door: $U_g = \hat{U}_g \sin \omega t$, dan wordt de uitdrukking voor de anodestroom:

$$\begin{aligned} I_a &= I_{a_0} + a\hat{U} \sin \omega t + c\hat{U}^3 \sin^3 \omega t = \\ &= I_{a_0} + a\hat{U} \sin \omega t + c\hat{U}^3 \left(\frac{3}{4} \sin \omega t - \frac{1}{4} \sin 3\omega t \right) = \\ &= I_{a_0} + a\hat{U} \sin \omega t + \frac{3}{4} c\hat{U}^3 \sin \omega t - \frac{1}{4} c\hat{U}^3 \sin 3\omega t = \\ &= I_{a_0} + \left(a\hat{U} + \frac{3}{4} c\hat{U}^3 \right) \sin \omega t - \frac{1}{4} c\hat{U}^3 \sin 3\omega t. \end{aligned}$$

Daar in de anodeketen een kring voorkomt, die afgestemd is op de frequentie ω , kunnen we dus alleen de component met frequentie ω in beschouwing nemen en de overige componenten, voor wat betreft de uitgangsspanning, verwaarlozen, dus:

$$I_a = \left(a\hat{U} + \frac{3}{4} c\hat{U}^3 \right) \sin \omega t = \left(1 + \frac{3}{4} \frac{c}{a} \hat{U}^2 \right) a\hat{U} \sin \omega t.$$

Uit deze uitdrukking blijkt de versterking $\left\{ \text{deze is } \left(1 + \frac{3}{4} \frac{c}{a} \hat{U}^2 \right) a \right\}$ afhankelijk te zijn van de amplitude van de roosterwisselspanning.

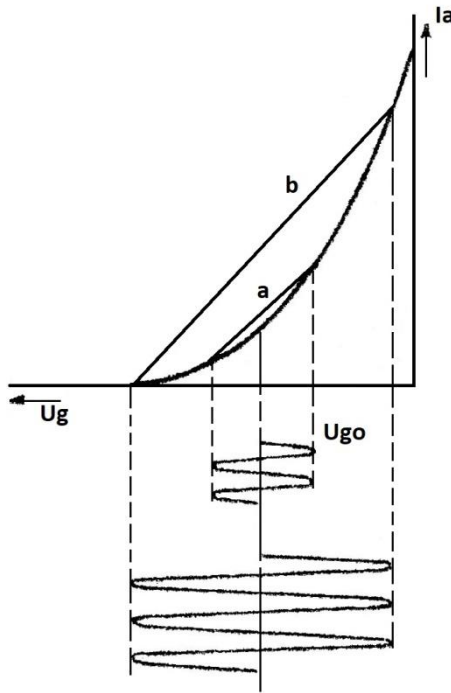


Fig. 13,10. Modulatieverdieping.

Veronderstellen we dat de roosterwisselspanning in amplitude is gemoduleerd, dan moet \hat{U} gewijzigd worden in:

$$\hat{U}(1 + m \sin pt).$$

De steilheid van de buis zal door de laagfrequent verandering van de amplitude van de hoogfrequent roosterwisselspanning eveneens in laagfrequent tempo worden gevarieerd.

Is bijvoorbeeld in de amplitude gemoduleerde roosterwisselspanning de maximale waarde van de amplitude gelijk aan de grootste roosterwisselspanning in fig. 13,10 en de minimale waarde van de amplitude gelijk aan kleine roosterwisselspanning, dan zal de steilheid veranderen tussen de steilheid van de lijn *b* en die van lijn *a*.

De grote amplitude van de in amplitude gemoduleerde roosterwisselspanning wordt dus met een grotere steilheid versterkt dan de kleine amplitude. In de anodestroom is dus het verschil tussen de grootste en de kleinste amplitude groter geworden, dus is de modulatie diepte groter geworden.



13.5. Modulatieverdieping en modulatievervorming (vervolg)

De anodestroomcomponent met frequentie ω wordt nu:

$$\begin{aligned}
 I_a &= \left\{ a\hat{U}(1 + m \sin pt) + \frac{3}{4}c\hat{U}^3(1 + m \sin pt)^3 \right\} \sin \omega t = \\
 &= \left\{ a\hat{U} + a\hat{U}m \sin pt + \frac{3}{4}c\hat{U}^3(1 + 3m \sin pt + 3m^2 \sin^2 pt + m^3 \sin^3 pt) \right\} \sin \omega t = \\
 &= \left\{ a\hat{U} + a\hat{U}m \sin pt + \frac{3}{4}c\hat{U}^3 \left(1 + 3m \sin pt + \frac{3}{2}m^2 - \frac{3}{2}m^2 \cos 2pt + \frac{3}{4}m^3 \sin pt - \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \frac{1}{4}m^3 \sin 3pt \right) \right\} \sin \omega t = \left\{ a\hat{U} + a\hat{U}m \sin pt + \frac{3}{4}c\hat{U}^3 + \frac{9}{4}mc\hat{U}^3 \sin pt + \frac{9}{8}m^2c\hat{U}^3 \cos 2pt + \right. \\
 &\quad \left. + \frac{9}{16}m^3c\hat{U}^3 \sin pt - \frac{3}{16}m^3c\hat{U}^3 \sin 3pt \right\} \sin \omega t = \left(a\hat{U} + \frac{3}{4}c\hat{U}^3 + \frac{9}{8}m^2c\hat{U}^3 \right) \sin \omega t + \\
 &\quad + \left(a\hat{U}m \sin pt + \frac{9}{4}mc\hat{U}^3 \sin pt + \frac{9}{16}m^3c\hat{U}^3 \sin pt \right) \sin \omega t + \left(-\frac{9}{8}m^2c\hat{U}^3 \cos 2pt - \right. \\
 &\quad \left. + \frac{3}{16}m^3c\hat{U}^3 \sin 3pt \right) \sin \omega t = \left(1 + \frac{3}{4}\frac{c}{a}\hat{U}^2 + \frac{9}{8}m^2\frac{c}{a}\hat{U}^2 \right) a\hat{U} \sin \omega t + \left(1 + \frac{9}{4}\frac{c}{a}\hat{U}^2 + \right. \\
 &\quad \left. + \frac{9}{16}m^2\frac{c}{a}\hat{U}^2 \right) a\hat{U}m \sin \omega t \sin pt + \left(-\frac{9}{8}m^2\frac{c}{a}\hat{U}^2 \cos 2pt - \frac{3}{16}m^2\frac{c}{a}\hat{U}^2 \sin 3pt \right) a\hat{U} \sin \omega t = \\
 &= \left(1 + \frac{3}{4}\frac{c}{a}\hat{U}^2 + \frac{9}{8}m^2\frac{c}{a}\hat{U}^2 \right) a\hat{U} \times \left\{ 1 + \frac{1 + \frac{9}{4}\frac{c}{a}\hat{U}^2 + \frac{9}{16}m^2\frac{c}{a}\hat{U}^2}{1 + \frac{3}{4}\frac{c}{a}\hat{U}^2 + \frac{9}{8}m^2\frac{c}{a}\hat{U}^2} m \sin pt \right\} \times \\
 &\quad \times \sin \omega t + \left(-\frac{9}{8}m^2\frac{c}{a}\hat{U}^2 \cos 2pt - \frac{3}{16}m^2\frac{c}{a}\hat{U}^2 \sin 3pt \right) a\hat{U} \sin \omega t.
 \end{aligned}$$

Het eerste gedeelte van deze uitdrukking stelt een in amplitude gemoduleerd signaal voor met een modulatie diepte die bepaald is door:

$$m_2 = \frac{1 + \frac{9}{4}\frac{c}{a}\hat{U}^2 + \frac{9}{16}m^2\frac{c}{a}\hat{U}^2}{1 + \frac{3}{4}\frac{c}{a}\hat{U}^2 + \frac{9}{8}m^2\frac{c}{a}\hat{U}^2} m.$$

De optredende modulatieverdieping wordt nu bepaald door:

$$m_v = \frac{m_2 - m}{m} \cdot 100 \%.$$

Met de afgeleide uitdrukking wordt dit:

$$\begin{aligned}
 m_v &= \frac{\frac{1 + \frac{9}{4}\frac{c}{a}\hat{U}^2 + \frac{9}{16}m^2\frac{c}{a}\hat{U}^2}{1 + \frac{3}{4}\frac{c}{a}\hat{U}^2 + \frac{9}{8}m^2\frac{c}{a}\hat{U}^2} m - m}{m} \times 100 \% = \\
 &= \frac{1 + \frac{9}{4}\frac{c}{a}\hat{U}^2 + \frac{9}{16}m^2\frac{c}{a}\hat{U}^2 - 1 - \frac{3}{4}\frac{c}{a}\hat{U}^2 - \frac{9}{8}m^2\frac{c}{a}\hat{U}^2}{1 + \frac{3}{4}\frac{c}{a}\hat{U}^2 + \frac{9}{8}m^2\frac{c}{a}\hat{U}^2} \times 100 \% = \\
 &= \frac{\frac{3}{4}\frac{c}{a}\hat{U}^2 - \frac{9}{16}m^2\frac{c}{a}\hat{U}^2}{1 + \frac{3}{4}\frac{c}{a}\hat{U}^2 + \frac{9}{8}m^2\frac{c}{a}\hat{U}^2} \times 100 \% = \frac{\frac{3}{2}\frac{c}{a}\hat{U}^2 \left(1 - \frac{3}{8}m^2 \right)}{1 + \frac{3}{4}\frac{c}{a}\hat{U}^2 \left(1 + \frac{3}{2}m^2 \right)} \times 100 \%.
 \end{aligned}$$

Voor een kleine waarde van m en een kleine waarde van de amplitude \hat{U} kunnen we deze vorm benaderen tot:

$$m_v = \frac{3}{2}\frac{c}{a}\hat{U}^2 \cdot 100 \%.$$

De beschouwde modulatieverdieping gaat gepaard met een vervorming van de modulerende trilling, modulatieverdieping genaamd.

In de hierboven afgeleide uitdrukking voor de anodestroom komen ook de 2^e en 3^e harmonische van de toegevoerde modulerende trilling voor (zie de componenten met frequentie $2p$ en $3p$).

Uit bovengenoemde vorm kunnen we ook constateren dat de amplitude van de 3^e harmonische veel kleiner is dan die van de 2^e harmonische.

Voor de optredende modulatievorming d_m kunnen we dan ook een uitdrukking vastleggen. We bepalen daartoe het quotiënt van de amplitude van de 2^e harmonische en de amplitude van de 1^e harmonische. We vinden dan:

$$d_m = \frac{\left(\frac{9}{8} m^2 \frac{c}{a} \hat{U}^2\right) a \hat{U}}{\left(1 + \frac{9}{4} \frac{c}{a} \hat{U}^2 - \frac{9}{16} m^2 \frac{c}{a} \hat{U}^2\right) a \hat{U} m}.$$

Gaan we weer uit van kleine waarden van m en \hat{U} , dan kan de noemer weer worden benaderd tot $a \hat{U} m$ en wordt de distorsie:

$$d_m = \frac{9}{8} m \frac{c}{a} \hat{U}^2.$$

13.6. Kruismodulatie

Het kan voorkomen dat men bij de ontvangst van de draaggolf van een zwakke zender tegelijkertijd de modulatie waarneemt van een op een geringe frequentie-afstand van de eerstgenoemde zender gelegen plaatselijke, dus sterke zender. Valt de draaggolf van de gewenste zender weg, dan zal ook de plaatselijke zender in het geheel niet meer of slechts zeer zwak worden waargenomen.

Blijkbaar wordt dus de modulatie van de plaatselijke zender overgebracht op de draaggolf van de gewenste zender. Dit verschijnsel wordt kruismodulatie genoemd.

Gebleken is nu dat indien de eerste buis van de ontvanger een karakteristiek heeft die een derdegraads karakter heeft, de kruismodulatiemogelijkheden het grootst zijn. Ook kan eventueel nog door middel van een volgende buis kruismodulatie optreden.

We zullen de kruismodulatie ook mathematisch onderzoeken. De buiskarakteristiek stellen we weer voor door:

$$I_a = I_{a_0} + aU_g + cU_g^3.$$

waarin de tweedegraadsterm weer is weggelaten.

We veronderstellen dat tussen rooster en kathode van de buis werkzaam is de som van twee hoogfrequent wisselspanningen, voor te stellen door: $U_1 = \hat{U}_1 \sin \omega t$ en $U_2 = \hat{U}_2 \sin pt$, waarin $U_1 = \hat{U}_1 \sin \omega t$ de gewenste trilling is.

De uitdrukking voor de anodestroom wordt nu:

$$I_a = I_{a_0} + a(\hat{U}_1 \sin \omega t + \hat{U}_2 \sin pt) + c(\hat{U}_1 \sin \omega t + \hat{U}_2 \sin pt)^3.$$

Uitgewerkt krijgen we het volgende:

$$I_a = I_{a_0} + a\hat{U}_1 \sin \omega t + a\hat{U}_2 \sin pt + c\hat{U}_1^3 \sin^3 \omega t + 3c\hat{U}_1^2 \hat{U}_2 \sin^2 \omega t \sin pt + 3c\hat{U}_1 \hat{U}_2^2 \sin \omega t \sin^2 pt + c\hat{U}_2^3 \sin^3 pt,$$

of:

$$\begin{aligned} I_a = I_{a_0} + a\hat{U}_1 \sin \omega t + a\hat{U}_2 \sin pt + \frac{3}{4}c\hat{U}_1^3 \sin \omega t - \frac{1}{4}c\hat{U}_1^3 \sin 3\omega t + \\ + 3c\hat{U}_1^2 \hat{U}_2 \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t\right) \sin pt + 3c\hat{U}_1 \hat{U}_2^2 \sin \omega t \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2pt\right) + \\ + \frac{3}{4}c\hat{U}_2^3 \sin pt - \frac{1}{4}c\hat{U}_2^3 \sin 3pt = I_{a_0} + a\hat{U}_1 \sin \omega t + a\hat{U}_2 \sin pt + \\ + \frac{3}{4}c\hat{U}_1^3 \sin \omega t - \frac{1}{4}c\hat{U}_1^3 \sin 3\omega t + \frac{3}{2}c\hat{U}_1^2 \hat{U}_2 \sin pt + \\ - \frac{3}{2}c\hat{U}_1^2 \hat{U}_2 \cos 2\omega t \sin pt + \frac{3}{2}c\hat{U}_1 \hat{U}_2^2 \sin \omega t - \frac{3}{2}c\hat{U}_1 \hat{U}_2^2 \sin \omega t \cos 2pt + \\ + \frac{3}{4}c\hat{U}_1^3 \sin \omega t - \frac{1}{4}c\hat{U}_1^3 \sin 3\omega t. \end{aligned}$$



Daar in de anodeketen weer een kring voorkomt, afgestemd op de frequentie ω , behoeven we dus alleen de componenten met frequentie ω in rekening te brengen, daar deze alleen een uitgangsspanning tot gevolg hebben. Deze termen zijn:

$$I_{a_1} = a\hat{U}_1 \sin \omega t + \frac{3}{4}c\hat{U}_1^3 \sin \omega t + \frac{3}{2}c\hat{U}_1\hat{U}_2^2 \sin \omega t \text{ of:}$$

$$I_{a_1} = \left(1 + \frac{3}{4}\frac{c}{a}\hat{U}_1^2 + \frac{3}{2}\frac{c}{a}\hat{U}_2^2\right)a\hat{U}_1 \sin \omega t.$$

Daar de kruismodulatie in het algemeen optreedt bij ontvangst van een zwakke zender is \hat{U}_1 klein. Ter vereenvoudiging verwaarlozen we de term \hat{U}_1^2 ten opzichte van de overige termen, dus:

$$I_{a_1} = \left(1 + \frac{3}{2}\frac{c}{a}\hat{U}_2^2\right)a\hat{U}_1 \sin \omega t.$$

Hieruit blijkt dus dat, indien de derdegraadsterm van een buiskarakteristiek niet verwaarloosd mag worden, de versterking van het gewenste signaal afhankelijk is van de amplitude van het storende signaal.

Is het storende signaal gemoduleerd, dan moet in bovengenoemde uitdrukking \hat{U}_2 vervangen worden door $\hat{U}_2(1 + m \sin qt)$, waarin q de frequentie van de lf-trilling is en m de modulatie diepte.

$$I_{a_1} = \left\{1 + \frac{3}{2}\frac{c}{a}\hat{U}_2^2(1 + m \sin qt)^2\right\}a\hat{U}_1 \sin \omega t.$$

Dit uitgewerkt geeft:

$$\begin{aligned} I_{a_1} &= \left\{1 + \frac{3}{2}\frac{c}{a}\hat{U}_2^2(1 + 2m \sin qt + m^2 \sin^2 qt)\right\}a\hat{U}_1 \sin \omega t = \\ &= \left\{1 + \frac{3}{2}\frac{c}{a}\hat{U}_2^2\left(1 + 2m \sin qt + \frac{1}{2}m^2 - \frac{1}{2}m^2 \cos 2qt\right)\right\}a\hat{U}_1 \sin \omega t = \\ &= \left\{1 + \frac{3}{2}\frac{c}{a}\hat{U}_2^2 + 3m\frac{c}{a}\hat{U}_2^2 \sin qt + \frac{3}{4}\frac{c}{a}m^2\hat{U}_2^2 - \frac{3}{4}m^2\frac{c}{a}\hat{U}_2^2 \cos 2qt\right\}a\hat{U}_1 \sin \omega t. \end{aligned}$$

Verwaarlozen we de tweede harmonische van de lf-trilling ($2q$), dan krijgen we:

$$I_{a_1} = \left(1 + \frac{3}{2}\frac{c}{a}\hat{U}_2^2 + \frac{3}{4}\frac{c}{a}m^2\hat{U}_2^2\right)a\hat{U}_1 \sin \omega t + (3m\hat{U}_2^2 \sin qt)a\hat{U}_1 \sin \omega t \text{ of:}$$

$$I_{a_1} = \left\{1 + \frac{3\frac{c}{a}\hat{U}_2^2 m}{1 + \frac{3}{2}\frac{c}{a}\hat{U}_2^2 + \frac{3}{4}\frac{c}{a}m^2\hat{U}_2^2} \sin pt\right\}\left(1 + \frac{3}{2}\frac{c}{a}\hat{U}_2^2 + \frac{3}{4}\frac{c}{a}m^2\hat{U}_2^2\right)a\hat{U}_1 \sin \omega t.$$

Deze uitdrukking is weer gelijksoortig aan die voor een in amplitude gemoduleerde trilling. Hieruit blijkt dat de draaggolf van de gewenste zender is gemoduleerd met de laagfrequenttrilling van de storende zender.

De modulatie diepte waarmee deze modulatie gepaard gaat, is:

$$m_k = \frac{\frac{3}{a}\hat{U}_2^2}{1 + \frac{3}{2}\frac{c}{a}\hat{U}_2^2 + \frac{3}{4}\frac{c}{a}m^2\hat{U}_2^2} m.$$

We voeren nu in de kruismodulatiefactor. Hieronder wordt verstaan de verhouding van de ten gevolge van de kruismodulatie veroorzaakte modulatie diepte (m_k) tot de modulatie diepte van het gewenste station, onder voorwaarde dat het gewenste, zowel als het storende station dezelfde modulatie diepte hebben.

Is de modulatie diepte van het gewenste station m_1 , terwijl die van het storende station m is, dan is $m_1 = m$.

Voor de kruismodulatie k vinden we dan:

$$k = \frac{\frac{3}{a}\hat{U}_2^2}{1 + \frac{3}{2}\frac{c}{a}\hat{U}_2^2 + \frac{3}{4}\frac{c}{a}m^2\hat{U}_2^2} = \frac{\frac{3}{a}\hat{U}_2^2}{1 + \frac{3}{2}\frac{c}{a}\hat{U}_2^2 \left(1 + \frac{1}{2}m^2\right)}.$$

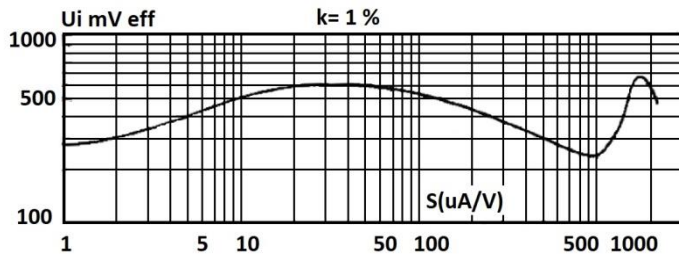


Fig. 13,11. Kruismodulatiegrafiek.

In deze grafieken wordt de effectieve waarde van het storende signaal, waarbij de kruismodulatiefactor 1% is, uitgezet als functie van de steilheid (fig. 13,11). Bij die steilheid waarbij de grootste effectieve waarde van de stoorspanning nodig is om 1% kruismodulatie tot stand te brengen, is de buis het minste gevoelig voor kruismodulatie.

Om dus een minimum aan kruismodulatie mogelijk te doen zijn, moet de stoorspanning op het rooster van de eerste buis zo klein mogelijk gehouden worden. De afgestemde kring of kringen moeten dus een zodanige resonantiekromme hebben dat eventueel optredende stoorsignalen zo veel mogelijk worden verzwakt.

In de tweede plaats moet de buis bij die steilheid worden ingesteld waarbij de kruismodulatie-mogelijkheden zo klein mogelijk zijn.

In het voorgaande hebben we de grootte van de modulatiebromdiepte, modulatieverdieping, modulatievervorming en kruismodulatie leren kennen. Deze verschijnselen hebben we te danken aan het gebogen karakter van de buiskarakteristiek. Daar deze vervorming ten gevolge van de buiskarakteristiek ook te danken is aan de buiging daarvan, moet er dus een verband bestaan tussen de distorsie en bovengenoemde storingsverschijnselen.

In Ea 7,12 werd afgeleid de distorsiefactor ten gevolge van de 2^e harmonische:

$$d_2 = \frac{b}{2a} \hat{U}, \text{ en voor de derde harmonische } d_3 = \frac{c}{4a} \hat{U}^2.$$

Hieruit volgt voor: $m_b = \frac{2b\hat{U}}{a} = 4 \frac{b}{2a} \hat{U} = 4d_2$; voor $m_v = \frac{3}{2} \frac{c}{a} \hat{U}^2 = 6 \frac{c}{4a} \hat{U}^2 = 6d_3$;

voor $d_m = \frac{9}{8} m \frac{c}{a} \hat{U}^2 = 4,5m \frac{c}{4a} \hat{U}^2 = 4,5md_3$ en voor $k = 3 \frac{c}{a} \hat{U}^2 = 12 \frac{c}{4a} \hat{U}^2 = 12d_3$.

Indien dus op een buis een wisselspanning werkzaam is met zodanige amplitude dat de distorsie $d_2 = \frac{1}{4} \%$, dan is indien de bromspanning even groot is als de signaalspanning, de modulatiebrom 1%.

Bij de derdegraadskarakteristieken zien we, dat indien het gewenste signaal een zodanige amplitude heeft dat de distorsiefactor $\frac{1}{12} \%$ is, een even grote stoorspanning een kruismodulatie diepte van 1% veroorzaakt.

De kruismodulatie volgens fig. 13,11 geeft ons dus ook een indruk van de grootte van het signaal waarbij de distorsie $\frac{1}{12} \%$ bij verschillende steilheden is.

We concluderen uit deze figuur tevens bij welke signaalwaarde en steilheid de modulatieverdieping $\frac{1}{2} \%$ is en de modulatievervorming $\frac{3}{8} m \%$ is.

(bij $d_3 = \frac{1}{12} \%$ is dus $d_m = 4,5m \times \frac{1}{12} = \frac{3}{8} m \%$ en $m_v = 6 \times \frac{1}{12} = \frac{1}{2} \%$).

Oplösungen inzenden van de opgaven Ea, nr. 316 t/m 319.

Veronderstellen we dat \hat{U}_2 een kleine waarde heeft, dan wordt:

$$k = 3 \frac{c}{a} \hat{U}_2^2$$

We zien dat zowel bij de kruismodulatiefactor, de modulatieverdieping en de modulatievervorming, alle evenredig zijn met het kwadraat van de roosterwisselspanning.

Evenals bij modulatiebrom, kunnen we bij hoogfrequentbuizen ook grafieken worden opgenomen, betreffende de kruismodulatiefactor.

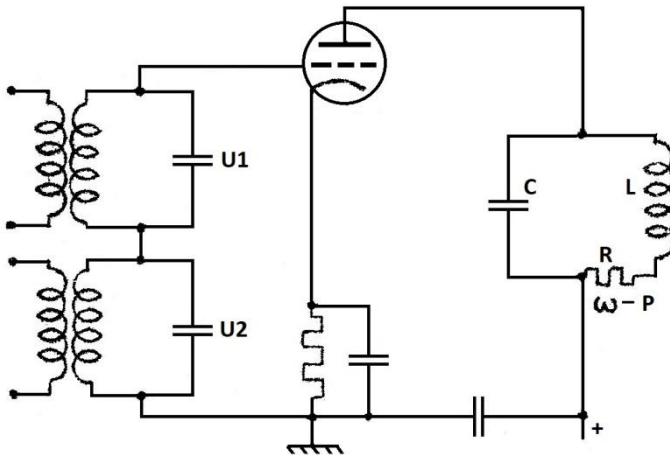
Menging14.1. Additieve menging

Fig. 14,1. Principeschema voor additieve menging.

deketen een afgestemde kring opgenomen die is afgestemd op het frequentieverschil van de toegevoerde signalen.

We veronderstellen dat de buis in fig. 14,1 een karakteristiek heeft die voor te stellen is door:

$$I_a = I_{a_0} + aU_g + bU_g^2.$$

De twee signalen die aan het rooster worden toegevoerd, stellen we voor door respectievelijk:

$$U_1 = \hat{U}_1 \sin \omega t \quad \text{en} \quad U_2 = \hat{U}_2 \sin pt.$$

We veronderstellen dat de frequentie ω hoger is dan de frequentie p .

Tussen rooster en kathode is dus werkzaam:

$$U_g = \hat{U}_1 \sin \omega t + \hat{U}_2 \sin pt.$$

De uitdrukking voor de anodestroom wordt hiermee:

$$I_a = I_{a_0} + a(\hat{U}_1 \sin \omega t + \hat{U}_2 \sin pt) + b(\hat{U}_1 \sin \omega t + \hat{U}_2 \sin pt)^2.$$

Dit uitgewerkt geeft:

$$\begin{aligned} I_a = I_{a_0} + a\hat{U}_1 \sin \omega t + a\hat{U}_2 \sin pt + b\hat{U}_1^2 \sin^2 \omega t + 2b\hat{U}_1 \hat{U}_2 \sin \omega t \sin pt + \\ + b\hat{U}_2^2 \sin^2 pt = I_{a_0} + a\hat{U}_1 \sin \omega t + a\hat{U}_2 \sin pt + \frac{1}{2}b\hat{U}_1^2 - \frac{1}{2}b\hat{U}_1^2 \cos 2\omega t + \\ + b\hat{U}_1 \hat{U}_2 \cos(\omega - p)t - b\hat{U}_1 \hat{U}_2 \cos(\omega + p)t + \frac{1}{2}b\hat{U}_2^2 - \frac{1}{2}b\hat{U}_2^2 \cos 2pt. \end{aligned}$$

Dankzij de aanwezigheid van de kring die is afgestemd op de frequentie $(\omega - p)$, zal dus de betreffende anodestroomcomponent een anodewisselspanning tot gevolg hebben. De overige componenten zullen praktisch geen impedantie in de anodeketen ondervinden, dus ook geen anodewisselspanning tot gevolg hebben.

Daar de afgestemde kring voor de frequentie $\omega - p$ een impedantie vertegenwoordigt met een waarde $\frac{L}{CR}$, zal de amplitude van de anodewisselspanning zijn: $U_a = b\hat{U}_1 \hat{U}_2 \cdot \frac{L}{CR}$.

Veronderstellen we dat een der roosterwisselspanningen in amplitude gemoduleerd is, dan bezit de amplitude van de anodewisselstroom en anodewisselspanning met de frequentie $(\omega - p)$ dezelfde amplitudemodulatie.

Door aan een buis twee hoogfrequente signalen met verschillende frequenties toe te voeren, zullen we in de anodeketen een groot aantal wisselstroomcomponenten aantreffen die onderling in amplitude, zowel als in frequentie verschillen.

De wisselstroomcomponent die ons bij het mengproces interesseert, is die met een frequentie van de signalen die aan de roosterketen werden toegevoerd.

Om deze component te kunnen benutten, wordt in de anode-

Nemen we aan dat U_1 is gemoduleerd, dan is de amplitude van deze spanning voor te stellen door $\hat{U}_1(1 + m \sin qt)$, waarin m de modulatie diepte en q de hoekfrequentie van de modulerende trilling is.

De uitdrukking voor de anodewisselstroom met frequentie $(\omega - p)$ wordt nu:

$$I_a = b\hat{U}_1\hat{U}_2(1 + m \sin qt) \cos (\omega - p)t.$$

En die voor de anodewisselspanning:

$$U_a = b\hat{U}_1\hat{U}_2(1 + m \sin qt) \frac{L}{CR} \cos (\omega - p)t.$$

We zien dat de amplitudemodulatie die aan de buis met U_1 werd toegevoerd op draaggolfrequentie ω in de anodeketen voorkomt op een nieuwe draaggolf en wel met frequentie $(\omega - p)$. Deze nieuwe draaggolfrequentie wordt dus bepaald door het verschil van de draaggolfrequentie van het gemoduleerde signaal en de frequentie p van het hulpsignaal.

We spreken nu van menging en daar de beide te mengen signalen aan één elektrode van de buis werden toegevoerd, spreekt men van additieve menging.

Bij versterkers werd de verhouding tussen de anodewisselstroom en de roosterwisselspanning gelegd door de dynamische steilheid. We moeten hierbij bedenken dat anodewisselstroom en roosterwisselspanning dezelfde frequenties hebben.

Bij het mengproces interesseert ons de anodewisselstroomcomponent met de verschilfrequentie en de frequentie van het toegevoerde hoogfrequent signaal aan het rooster. Deze grootheden hebben verschillende frequenties. Het verband tussen beide genoemde grootheden wordt gelegd door de mengsteilheid of conversiesteilheid.

Onder conversiesteilheid wordt verstaan de verhouding tussen de amplitude van de anodewisselstroom met de verschilfrequentie en de amplitude van het hoogfrequente ingangssignaal bij constante amplitude van de hulpspanning.

De conversiesteilheid waarmee de voorgaande schakeling werkt is dus:

$$S_c = \frac{b\hat{U}_1\hat{U}_2}{\hat{U}_1} = b\hat{U}_2$$

14.2. Multiplicatieve menging

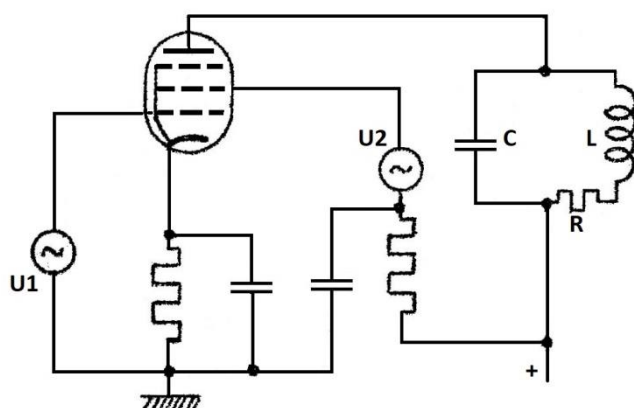


Fig. 14,2. Principeschema voor multiplicatieve menging.

die aan het schermrooster $U_2 = \hat{U}_2 \sin pt$. We kiezen hier de frequentie p groter dan ω .

Indien we de beide te mengen signalen aan verschillende elektroden van een buis toevoeren, spreken we van multiplicatieve menging.

In fig. 14,2 is een schakeling van een pentode als mengbuis weergegeven. De beide signalen worden aan verschillende elektroden toegevoerd, dus is hier sprake van multiplicatieve menging.

In de anodeketen bevindt zich weer een op de verschilfrequentie afgestemde kring L, C, R . De wisselspanning aan het stuurrooster noemen we $U_1 = \hat{U}_1 \sin \omega t$ en

Veronderstellen we een ogenblik dat de spanning U_2 gelijk aan nul is, dan is de schermroosterspanning constant. De steilheid die de buis nu bezit, duiden we aan met S_c .

Door verandering van de schermroosterspanning zal de steilheid van de buis veranderen. We nemen aan dat de steilheid evenredig met de schermroosterspanning verandert. Is op het schermrooster een sinusvormige wisselspanning werkzaam, dan zal de steilheid eveneens sinusvormig veranderen.

Is dus op het schermrooster een spanning $U_2 = \hat{U}_2 \sin pt$ werkzaam, dan zal de steilheid van de buis veranderen volgens $S_w = \hat{S}_w \sin pt$ en wordt de steilheid waarmee het ingangssignaal wordt versterkt:

$$S_t = S_c + \hat{S}_w \sin pt.$$

De anodestroom wordt nu:

$$\begin{aligned} I_a &= S_t U_1 = (S_c + \hat{S}_w \sin pt) \hat{U}_1 \sin \omega t = \\ &= S_c \hat{U}_1 \sin \omega t + \hat{S}_w \hat{U}_1 \sin \omega t \sin pt = \\ &= S_c \hat{U}_1 \sin \omega t + \frac{1}{2} \hat{S}_w \hat{U}_1 \cos(p - \omega)t - \frac{1}{2} \hat{S}_w \hat{U}_1 \cos(\omega + p)t. \end{aligned}$$

We treffen in de anodestroom onder andere weer een component met frequentie $(\omega - p)$ aan en wel:

$$\frac{1}{2} \hat{S}_w \hat{U}_1 \cos(p - \omega)t.$$

Deze component zal met behulp van de afgestemde kring wederom een anodewisselspanning met frequentie $(p - \omega)$ veroorzaken.

De conversiesteilheid waarmee de gegeven schakeling werkt, is:

$$S_c = \frac{\frac{1}{2} \hat{S}_w \hat{U}_w}{\hat{U}_1} = \frac{1}{2} \hat{S}_w.$$

Diverse mengschakelingen

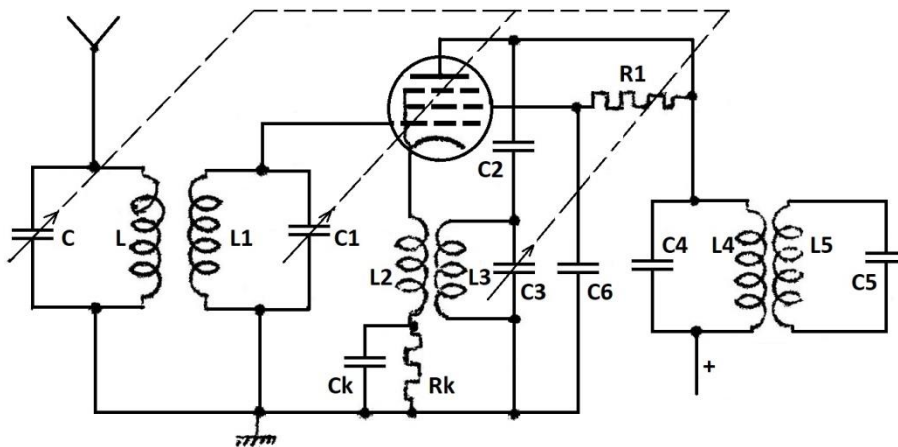


Fig. 14,3. Additieve menging met een tetrode.

Deze afgestemde kring bepaalt de frequentie van het hulpsignaal. De oscillator levert dus een spanning over L_2 . Deze spanning staat in serie met het antennesignaal tussen het eerste rooster en de kathode, dus additieve menging. De weerstand R_k en condensator C_k verzorgen de negatieve roosterspanning. De condensator C_2 dient ter blokkering van de anodegelijkspanning. R_1 bepaalt de grootte van de schermroosterspanning, die ontkoppeld is door C_6 . In de anodekring bevindt zich de zogenaamde middenfrequenttransformator, die een grote impedantie levert voor de anodestroom met de verschilffrequentie.

In fig. 14,3 hebben we een schakeling voor additieve menging met een tetrode weergegeven.

De antennespanning wordt via de afgestemde kringen C, L en C_1, L_1 toegevoerd aan het rooster van de tetrode,

de buis wekt het hulpsignaal op door middel van de terugkoppeling met $L_3 - L_2$ en de afge-

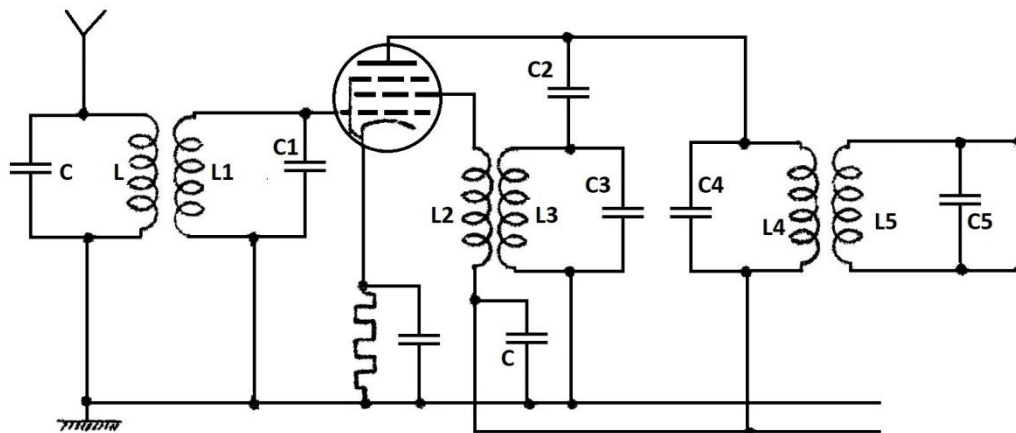


Fig. 14,4. Multiplicatieve menging met een pentode.

Een bezwaar van deze schakeling is dat de oscillatorfrequentie geen voldoende stabiliteit zal bezitten, daar de spoel L_2 ook wordt doorlopen door een wisselstroomcomponent met de frequentie van het antennesignaal. Deze draagt dus eveneens energie over naar de kring L_3, C_3 .

In fig. 14,4 is een mengschakeling met behulp van een pentode weergegeven. De oscillator wordt hier gevormd met behulp van de terugkoppeling van de anodekring op de schermroosterkring. De koppeling tussen L_2 en L_3 bepaalt de grootte van de amplitude van het opgewekte signaal, terwijl de afgestemde kring L_3, C_3 de frequentie bepaalt. Daar het antennesignaal op het eerste rooster en de oscillatorspanning op het tweede rooster werkzaam is, spreekt men hier van multiplicatieve menging. Daar zich tussen het tweede rooster en het eerste rooster een capaciteit doet gevoelen, is het bij deze schakeling dat energie van de oscillatorketen naar de antennekring wordt overgedragen. Deze energie kan dan door de antenne worden uitgestraald. Men zegt dan dat de ontvanger straalt.

Een mengschakeling met behulp van een triode-heptode is in fig. 14,5 weergegeven.

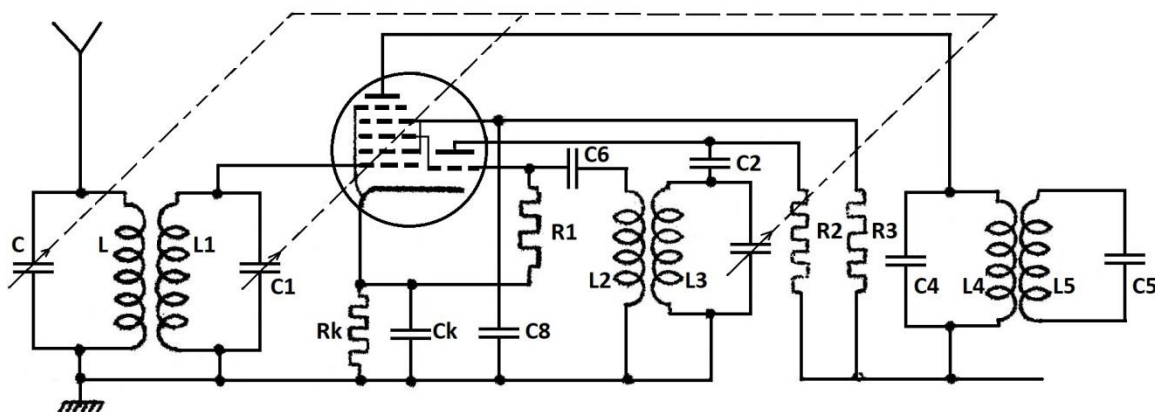


Fig. 14,5. Triode-heptode als mengbuis.

14.2. Multiplicatieve menging (vervolg)

Bij deze buis is een afzonderlijk triode met de heptode in een buis gemonteerd. Het triodegedeelte is geschakeld als oscillator. De terugkoppeling wordt tot stand gebracht door de koppeling tussen L_2 en L_3 . Het oscillatorsignaal wordt in het menggedeelte gebracht door het rooster van de triode door te verbinden met het derde rooster van de heptode. Dit derde rooster is van het overige deel van de buis afgeschermd door een tweedelig schermrooster. Hiermee is de capacitieve koppeling tussen het oscillatorrooster en antennerooster voorkomen. De lekweerstand van de oscillator wordt hier niet aan aarde gelegd maar aan de kathode van de buis, dus aan de bovenzijde van de buis.

Hiermee wordt bereikt dat het trioderooster geen voorspanning heeft als deze nog moet aanlopen. Zouden we de lekweerstand aan aarde leggen, dan zou de triode reeds negatief ingesteld zijn voordat deze is aangelopen. De ingestelde steilheid is daarmee kleiner geworden, hetgeen het aanlopen bemoeilijkt of zelfs onmogelijk kan maken. In de getekende situatie heeft het triodegedeelte geen vaste voorspanning op het rooster. Daar op het eerste rooster het antennesignaal werkzaam is, wordt dit met de steilheid, die door de oscillatorspanning op het derde rooster wordt gevarieerd, versterkt.

De werking van het heptodegedeelte kunnen we als volgt beschrijven. De spanning op het eerste rooster doet de elektronenstroom, die door het tweede rooster in de richting van het derde rooster wordt gestuwd, veranderen. Het derde rooster is negatief ingesteld en belemmert in zekere mate de doorgang van de elektronen. Hierdoor vormt zich tussen het derde en tweede rooster een ruimtelading. De dichtheid van deze ruimtelading verandert in de frequentie van het antennesignaal. Daar deze ruimtelading fungeert als elektronenreservoir voor het derde rooster wordt dit ook wel virtuele kathode genoemd. De spanning op het derde rooster laat het aantal elektronen uit deze veranderlijke ruimtelading, dat dit rooster passeert, in de frequentie van de oscillatorspanning veranderen. Hieruit ontwikkelt zich een anodestroom die componenten bezit die bepaald zijn door de beide gecombineerde frequenties.

De component met de verschilfrequentie kan weer bepaald worden op dezelfde wijze als we in het voorgaande bij de pentode hebben gedaan.

Een schakeling die wel veel is gebruikt, echter langzamerhand steeds minder wordt toegepast, is de schakeling met de octode. De schakeling is in fig. 14,6 weergegeven. Als we de roosters vanaf de kathode opvolgend 1 t/m 6 nummeren, dan vormen het eerste en het tweede rooster een triode die als oscillator is geschakeld. De kring L_1, C_1 bepaalt de opgewekte frequentie van de oscillator.

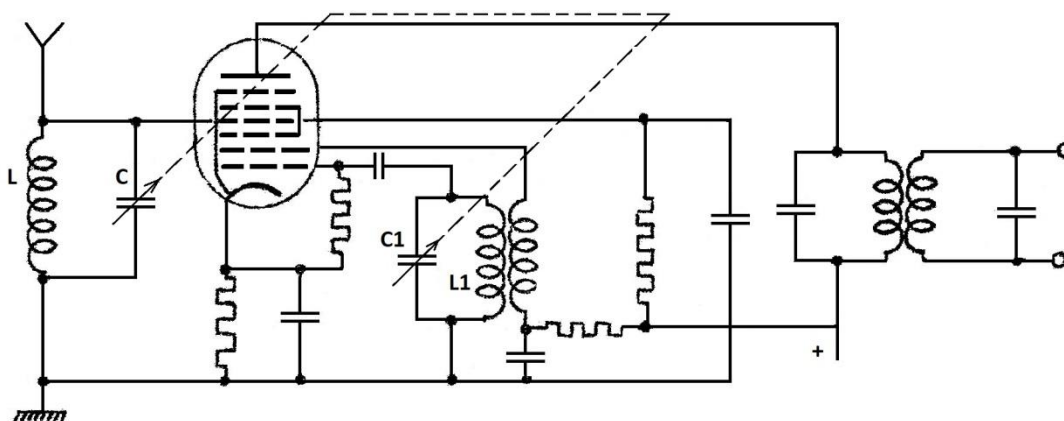


Fig. 14,6. Oktode als mengbuis.

Het derde rooster is een schermrooster dat het antennesignaal, dat op het vierde rooster staat, afschermt van het oscillatorgedeelte. Het vijfde rooster is een normaal schermrooster waaraan de buis zijn hoge inwendige weerstand te danken heeft, terwijl het zesde rooster het normale keerrooster is.

Met behulp van het derde rooster vormt zich tussen het derde en vierde rooster een ruimtelading (virtuele kathode) die in de frequentie van de oscillator varieert. Het mengproces verloopt overigens zoals dit bij de triode-heptode werd beschreven.

Er treedt bij deze buis nog een effect op, het inductie-effect, dat de werking van deze schakeling als mengschakeling nadelig beïnvloedt.

Brengen we een elektrische lading in de omgeving van een neutrale geleider, dan zal de lading op de geleider een tegengestelde lading induceren aan de naar de lading toegekeerde zijde. Verandert de lading, dan zal de geïnduceerde lading op de geleider ook veranderen.

De ruimtelading die zich tussen het derde en vierde rooster bevindt, zal dus een tegengestelde lading op het vierde rooster induceren. De negatief geladen ruimtelading induceert op het vierde rooster een positieve lading. De ruimtelading verandert in de frequentie van de oscillator en zal de lading op het vierde rooster dus ook in de frequentie van de oscillator veranderen. Bevindt zich tussen het vierde rooster en kathode een grote impedantie, dan zal de veranderlijke lading op het vierde rooster daarover een wisselspanning met een frequentie gelijk aan de oscillatorfrequentie veroorzaken. Gedraagt de impedantie tussen vierde rooster en kathode zich voor de frequentie van de oscillator capacitief, dan zullen de ladingsveranderingen daarover een wisselspanning met oscillatorfrequentie veroorzaken die tegengesteld is aan de ruimteladingsveranderingen, dus ook tegengesteld aan de spanning op het eerste rooster. We kunnen dit als volgt toelichten.

Tussen de ruimtelading en het vierde rooster vormt zich een capaciteit. Als de spanning op het eerste rooster in positieve zin toeneemt, neemt de ruimtelading in negatieve zin toe en de lading op het vierde rooster in positieve zin, hetgeen identiek is aan het gedrag van een condensator (zie fig. 14,7, waarin we uitgaan van de gedachte dat de impedantie tussen het vierde rooster en kathode zich capacitief gedraagt, dus hebben we alleen een condensator C_v getekend).

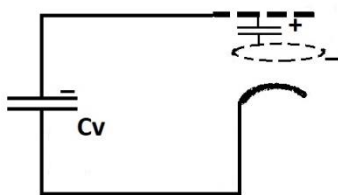


Fig. 14,7. Inductie-effect.

Door de ladingsverschuiving wordt de bovenkant van C_v negatief en staat er tussen het vierde rooster en kathode een spanning met de frequentie van de oscillator, die de spanning op het eerste rooster tegenwerkt, hetgeen de conversiesteilheid doet afnemen.

Zou de impedantie tussen het vierde rooster en de kathode zich inductief gedragen, dan zou het omgekeerde plaatsvinden en zou de spanning op het vierde rooster de spanning op het eerste rooster ondersteunen.

Zoals we later zullen zien, wordt bij omroepontvangers de oscillatorfrequentie hoger gekozen dan de antennefrequentie, zodat de impedantie tussen vierde rooster en kathode (antennekring) zich voor de oscillatorfrequentie capacitief gedraagt en dus deze hinderlijke vermindering van de conversiesteilheid een feit is.

Bij de triode-heptode is het inductie-effect veel geringer, daar het antennesignaal op het eerste rooster een zeer zwak signaal is, vergeleken bij de oscillatorspanning die wel 8 of 10 volt kan bedragen.

Het is bij de oktode niet gewenst de antennespanning op het eerste rooster en de oscillatorspanning op het vierde rooster aan te sluiten, daar de werking van de oscillator dan sterk afhankelijk

zou zijn van de spanning op het eerste rooster, die instelbaar moet zijn om de gewenste conversiesteilheid te verkrijgen. Bij verandering van de instelling van het eerste rooster, zouden ook de oscilleercondities worden gewijzigd.

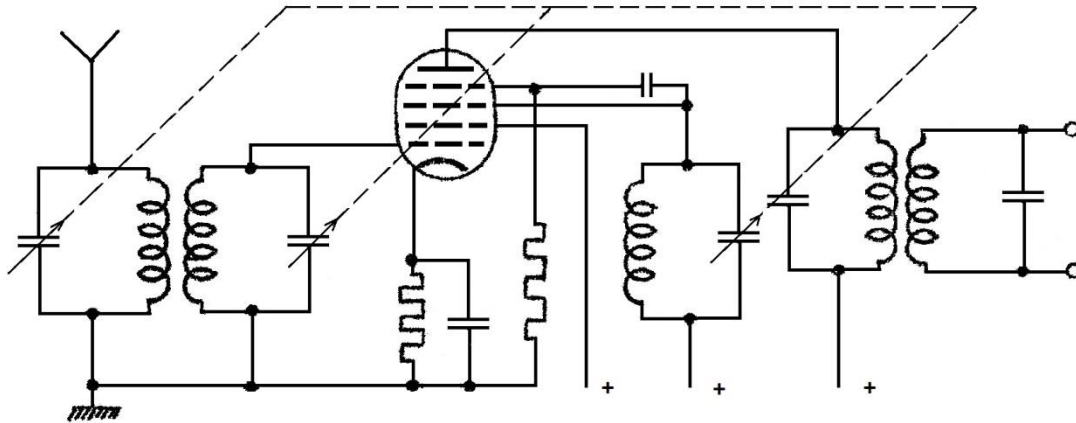


Fig. 14,8. Mengschakeling met Numansoscillator.

Vervolgens geven we nog de mengschakeling die voorzien is van een oscillator volgens het principe van Numan (zie fig. 14,8).

De oscillator wordt gevormd door het derde en vierde rooster van een hexode.

Op het eerste rooster wordt het antennesignaal aangesloten. Voor het vierde rooster bevindt zich weer een ruimtelading (virtuele kathode) die in het ritme van de frequentie van het antennesignaal verandert. Het tweede rooster is een schermrooster dat de mogelijkheden van koppeling tussen eerste en derde rooster verkleint. Het derde rooster fungeert als anode van de triode die met het stuurrooster (4) de oscillatorbuis vormt.

De conversiesteilheid als functie van de oscillatorspanning.

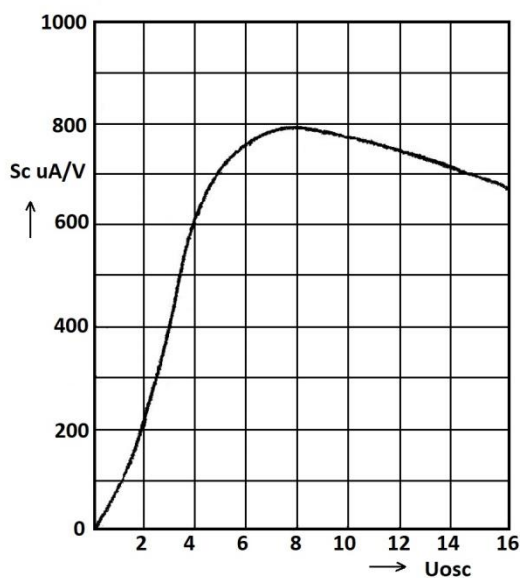


Fig. 14,9. Conversiesteilheid als functie van de oscillatorspanning.

Om een keuze te kunnen doen voor de grootte van de oscillatorspanning, nemen we een grafiek op waarin de conversiesteilheid als functie van de oscillatorspanning is uitgezet (zie fig. 14,9).

We zien dat aanvankelijk de conversiesteilheid toeneemt bij toenemende oscillatorspanning. Bij ongeveer 8 volt oscillatorspanning bereikt de conversiesteilheid een maximum, om bij verdere stijging van de oscillatorspanning langzaam te gaan afnemen.

Dit afnemen ontstaat door het toenemen van de negatieve spanning op het oscillatorrooster. Immers de negatieve rooster-spanning is nagenoeg gelijk aan de amplitude van de oscillatorspanning. Door het toenemen van de negatieve roostergelijkspanning, neemt de steilheid van de buis meer en meer af, zodat deze steilheid zo klein wordt dat ondanks

toenemende oscillatorspanning de conversiesteilheid eveneens af gaat nemen.

Daar de oscillator die bij het mengproces is betrokken een vrij groot frequentiegebied moet kunnen doorlopen, zal de amplitude van de oscillatorspanning niet constant zijn en binnen zekere grenzen gaan veranderen. Om deze veranderingen zo'n klein mogelijke invloed op de conversiesteilheid te doen hebben, kiezen we de oscillatorspanning 8 à 15 volt. Variaties in de oscillatorspanning hebben dan minimale invloed op de conversiesteilheid.

Bij gebruik van de mengschakeling in ontvangapparaten wordt bijvoorbeeld bij de triode-hep-tode het antennesignaal tussen het eerste rooster en kathode toegevoerd. Wordt de antenne zonder meer op het rooster aangesloten, dan kunnen twee verschillende antennesignalen met de oscillatorfrequentie de gewenste middenfrequentie vormen. Noemen we de oscillatorfrequentie f_0 , de middenfrequentie f_m , dan zullen de antennesignalen $f_1 = f_0 - f_m$ en $f_2 = f_0 + f_m$ de juiste middenfrequentie opleveren.

De oscillatorfrequentie wordt in omroepontvangers ingesteld met behulp van een variabele condensator. Met deze variabele condensator moet dan een vrij brede golfband (voor de middengolfband van 512 – 1667 kHz) worden bestreken. In verband met de mogelijkheden die de afstemcondensator biedt, wordt de oscillatorfrequentie bij dergelijke ontvangers hoger dan de antennefrequentie ingesteld. Het antennesignaal dat men wenst te ontvangen, is dan $f_1 = f_0 - f_m$. Zonder voorselectie zou ook de antennetrilling $f_2 = f_0 + f_m$ ontvangen worden, hetgeen dus een storende invloed heeft, want op deze wijze ontvangt men twee zenders door elkaar. De frequentie $f_2 = f_0 + f_m$ wordt de spiegelfrequentie genoemd. Niet alleen dat men bij ontvangst van de spiegelfrequentie twee programma's door elkaar hoort, maar ook treedt nog een fluittoon op die ontstaat doordat in de praktijk de frequentie f_2 en f_1 niet precies een verschil van $2f_m$ hebben, maar daarvan een laagfrequent aantal perioden afwijken. Om dus de spiegelfrequentie zo veel mogelijk te verzwakken, moet voor de mengbuis een selectie plaatsvinden, opdat dergelijke frequenties zo veel mogelijk worden verzwakt.

De mate van verzwakking wordt aangegeven met de spiegelverhouding of spiegelonderdrukking.

Onder de spiegelverhouding verstaat men de verhouding tussen de spanning van het signaal met de spiegelfrequentie, nodig om een bepaald uitgangssignaal te geven en de spanning van het gewenste signaal dat nodig is om dezelfde uitgangsspanning tot stand te brengen. Is er geen voorselectie toegepast, dan is de spiegelverhouding 1.

Ook kan aan de ingang een antennesignaal werkzaam zijn dat dezelfde frequentie heeft als de middenfrequentie van het apparaat. Dit signaal wordt met behulp van de middenfrequentkringen ook versterkt en kan dus storing tot gevolg hebben. Om dit signaal te verzwakken moet dus ook voorselectie worden toegepast.

Teneinde de mate van storing van de zender met de middenfrequentie aan te geven, gebruiken we de middenfrequent-gevoeligheidsverhouding.

Deze wordt bepaald door de verhouding van de spanning van het antennesignaal met de middenfrequentie en de spanning van het gewenste signaal waarbij gelijke uitgangsspanningen worden verkregen.

Hoofdstuk 15Ruis15.1. De oorzaken van ruis

Bij het luisteren naar een omroepzender, die slechts een kleine spanning in de ontvangantenne veroorzaakt, hoort men op de achtergrond, in het bijzonder bij zwakke passages of een pauze in de muziek of de spraak een geruis, gelijkend op zacht ruisen van de zee. Dit wordt veroorzaakt door een component in de luidsprekerstroom die niet periodiek is, (want dan zou een bepaalde toon worden voortgebracht) en een zeer grillig karakter heeft.

Ook bij andere ontvangers en versterkers treedt dit verschijnsel op. Deze component in de stroom kan daarbij storend werken, bv. Bij een telegrafie-ontvanger of bij een televisie-ontvanger, waarbij de storing niet hoorbaar, maar zichtbaar is. In al deze gevallen noemen we de storing ruis, onverschillig of deze hoorbaar of zichtbaar is, of alleen in de stroom aanwezig is en dus nog niet zonder meer waarneembaar.

De elektrische ruis heeft twee oorzaken: het hageleffect in de elektronenbuizen en de temperatuurbeweging door elektronen in de geleiders. Beide effecten zijn een gevolg van een onregelmatige beweging der elektronen; beide geven een gelijksoortig resultaat. Aan de ruiscomponent in de luidsprekerstroom kan men niet meer zien of de oorzaak het hageleffect of de temperatuurbeweging is geweest.

15.2. Het hageleffect

In de elektronenbuis is de anodestroom een beweging van de door de kathode uitgezonden elektronen naar de anode. Ieder afzonderlijk elektron voert een negatieve elektrische lading met zich mee. Deze stroom is dus niet te vergelijken met het constante voortstromende water in een rivier, doch vertoont meer overeenkomst met een regen- of hagelbui, waarbij voortdurend afzonderlijke kleine hoeveelheden water in de vorm van regendruppels of hagelstenen neerkomen en waardoor het bekende kletteren van regen of hagel ontstaat. De elektronen treffen de anode zoals de hagel op de grond valt. Daarom spreken we bij een elektronenbuis van hageleffect. Telkens wanneer een elektron uit de kathode vrijkomt, ontstaat er een klein stroomstootje in de keten.

In niet te korte tijdvakjes gemeten, kunnen we zeggen dat gemiddeld steeds evenveel elektronen vrij komen en kan men de anodestroom veelal praktisch als een constante stroom opvatten.

Staat er een wisselspanning op het rooster, dan kan men praktisch de anodestroom opvatten als bestaande uit een zuivere gelijkstroom met daarop gesuperponeerd een wisselstroom die een getrouwe afbeelding is van de roosterwisselspanning indien we de karakteristiek recht opvatten.

Bezien we de stroom nauwkeuriger, dan is deze gelijkstroom, gedurende zeer korte tijdvakjes bekeken, en bij gelijkspanning op het stuurrooster slechts de gemiddelde waarde van de anodestroom, waarop grillige stroomfluctuaties zijn gesuperponeerd. Ieder elektron dat uit de kathode vrijkomt, doet dit onafhankelijk van de andere elektronen; enige regelmaat zal men er niet in ontdekken.

15.3. De temperatuurbeweging

Alle materie is opgebouwd uit atomen. Een atoom bestaat uit een kern en een aantal elektronen. De elektronen zijn alle onderling gelijk en bezitten een negatieve elektrische lading die voor zover bekend de kleinste is die in de natuur voorkomt³*. De lading van een elektron is $1,6 \times 10^{-19}$ coulomb. De atoomkern bevat een positieve elektrische lading, even groot als de bij het atoom behorende elektronen gezamenlijk aan negatieve lading bezitten. In natuurlijke toestand is het atoom dus neutraal.

³ Volgens de onbevestigde snaartheorie zijn elementaire deeltjes ten minste 10^{-35} m groot. (Bron: Wikipedia) FV

Deze atomen zijn zeer klein, terwijl hun onderlinge afstand die van de grootte-orde van 10^{-8} cm is, groot is ten opzichte van de afmetingen van het atoom.

De elektronen die nog weer zeer veel kleiner zijn dan de atoomkernen vinden tussen de verschillende atomen overvloedig ruimte om zich te kunnen bewegen, daarvoor zijn hun onderlinge afstanden voldoende groot.

Inderdaad zijn de atomen en de elektronen voortdurend in beweging. Deze beweging hangt samen met de temperatuur van het lichaam waarvan zij deel uitmaken. Hoe hoger de temperatuur, hoe groter de snelheid de bewegende deeltjes, dus hoe heftiger de beweging is. De richting van de beweging is geheel willekeurig; alle mogelijke bewegingsrichtingen komen voor. Het spreekt vanzelf dat hierbij onderlinge botsingen niet kunnen uitblijven. Daarbij verandert de bewegingsrichting der deeltjes en ook hun snelheid, zodat niet alle deeltjes dezelfde snelheid bezitten.

In een geleider kan een gedeelte van de aanwezige elektronen, de zogenaamde vrije elektronen, gemakkelijk in beweging worden gebracht, daar deze niet vast aan een atoom zijn gebonden. Daar de elektronen zeer veel lichter zijn dan de atoomkernen, bewegen de elektronen zich veel sneller dan de kernen. Met benadering kunnen we daarom de kernen in rust veronderstellen en alleen de beweging der elektronen in de geleider beschouwen.

Bij een staafvormige geleider zullen zich op een bepaald ogenblik aan het ene uiteinde meer elektronen bevinden dan aan het andere. Nu eens is het tekort of de overmaat aan elektronen aan de uiteinden groot, dan weer kleiner. Het gevolg hiervan zal zijn dat tussen de uiteinden van de geleider voortdurend een grillig veranderende spanning ontstaat. Deze spanning is een wisselspanning van zeer grillige gedaante.

Daar de richting en de grootte van de snelheid bij de beweging der elektronen geheel willekeurig zijn, is het gedrag van de spanning die door de temperatuurbeweging der elektronen tussen de uiteinden van een weerstand ontstaat, geheel te vergelijken met de stroomfluctuaties ten gevolge van het hageleffect.

Men kan afleiden dat het kwadraat van de effectieve waarde van de ruisspanning bepaald is door de uitdrukking:

$$U_r^2 = 4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot \Delta f.$$

Hierin is k de constante van Boltzman, $k = 1,38 \times 10^{-23}$ joule per graad (Kelvin). De temperatuur T is de absolute temperatuur, uitgedrukt in graden Kelvin (0° Celsius = 273° Kelvin). Verder is R de weerstand van de geleider waarin de ruis berekend wordt en Δf is het frequentiegebiedje dat beoordeeld wordt. Het frequentiegebied dat we beoordelen, hangt af van de schakeling, nl. het frequentiegebied dat door de schakeling wordt behandeld.

Daar de ruisspanning een zeer grillig gevormde wisselspanning is, denken we deze opgebouwd uit een groot aantal sinusvormige wisselspanningen. De frequentie van deze componenten liggen over een groot frequentiegebied verspreid, van zeer laag tot zeer hoog.

Komt de ruisbron voor in een audiofrequente versterker, dan kiezen we voor Δf het audiofrequente gebied; komt de ruisbron voor in een hoogfrequent schakeling, dan wordt Δf even groot genomen als de bandbreedte die de schakeling doorlaat.

Uit bovengegeven uitdrukking zien we dat de ruisspanning die we meten, te berekenen is uit de uitdrukking $U_r = \sqrt{4k \cdot T \cdot R \cdot \Delta f}$. Verder brengt het geen verschil in waarde van de ruisspanning of Δf gelegen is in het laagfrequent, dan wel in het hoogfrequent gebied, mits Δf in beide gevallen gelijk wordt genomen.

15.4. De ruisspanning in netwerken

Het is vanzelfsprekend van belang ook de ruisspanning te leren kennen die zich ontwikkelt aan de klemmen van een schakeling.

Een zuivere zelfinductie baseert haar gedragingen op de aanwezigheid van een magnetische

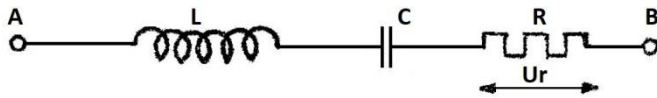


Fig. 15,1. Serieschakeling van L en C met ruisbron R .

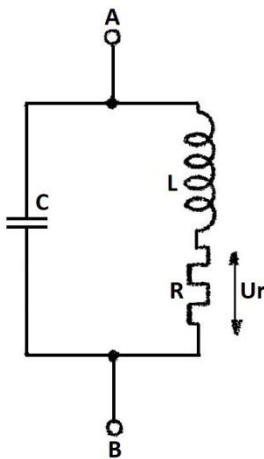


Fig. 15,2. Parallelschakeling van condensator en spoel met ruisbron R .

flux, de condensator op die van een elektrische flux, daar deze velden niet uit afzonderlijke deeltjes bestaan, kan hierin geen ruis worden ontwikkeld. Alleen in een geleider (weerstand) kan ruis worden ontwikkeld.

Gaan we uit van de serieschakeling van weerstand, zelfinductie en condensator,

dan kunnen we bepalen welke ruisspanning aan de klemmen van de serieschakeling zich zal voordoen.

We bepalen met de formule $U_r = \sqrt{4k \cdot T \cdot R \cdot \Delta f}$ de ruisspanning die in de weerstand wordt ontwikkeld. Daar bij open klemmen (zie fig. 15,1) in de keten geen stroom vloeit, zal aan de klemmen eveneens de ruisspanning U_r gemeten kunnen worden. Bij een parallelschakeling van een verliesvrije condensator C en verliesvrije zelfinductie L , waarmee in serie staat een weerstand R , is de ruisspanning aan de klemmen als volgt te bepalen (zie fig. 15,2).

De weerstand R ontwikkelt weer een ruisspanning U_r die we op boven aangegeven wijze kunnen berekenen. Deze spanning heeft een spanning aan de klemmen $A - B$ ten gevolge die dan bepaald is door:

$$U_{A-B} = U_r \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}$$

15.5. De equivalente ruisweerstand van een versterkerbuis

De fluctuaties in de anodestroom van een versterkerbuis ten gevolge van het hageleffect zijn van dezelfde aard als de fluctuaties ten gevolge van de temperatuurbeweging. We kunnen nu een ruisspanning in de anodestroom van een buis ook ontstaan denken in een denkbeeldige weerstand in de roosterketen. Deze weerstand wordt dan de equivalente ruisweerstand genoemd. Een equivalente ruisweerstand in de roosterketen heeft bij een ruisvrij veronderstelde buis dus evenveel ruis in de anodeketen ten gevolge als de werkelijke buis veroorzaakt. De equivalente ruisweerstand is te berekenen uit:

$$R_{eq} = \frac{F^2 e I}{2S^2 k T}$$

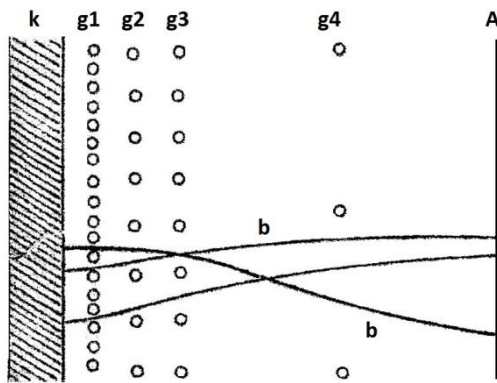
In deze uitdrukking is F een getal kleiner dan 1, die bepaalt in welke verhouding de ruis van de anodestroom kleiner is dan de ruis bij het optreden van de verzadigingsstroom. $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ coulomb, I in mA, S in mA/V, $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/°K en T is de absolute temperatuur.

15.6. Verdelingsruis

Bij buizen die een positief rooster bevatten, zal een gedeelte van de elektronen die de kathode verlaat niet op de anode terecht komen. Als de totale kathodestroom, dit is de som van anodestroom en schermroosterstroom bij een pentode, volkomen constant zou zijn, dan zouden toch nu eens wat meer,

dan weer iets minder elektronen het positieve rooster bereiken, afhankelijk van de toevallige richting en grootte van de snelheid der afzonderlijke elektronen. Daardoor zal de schermroosterstroom variaties bezitten. Het aantal elektronen dat het schermrooster meer opneemt, ontvangt de anode minder. De schermroosterstroom heeft dus dezelfde variaties in tegengestelde zin als de anodestroom. Deze variaties in de anodestroom uiteten zich weer als ruis, de zogenaamde verdelingsruis. Hoe groot deze verdelingsruis is, hangt in grote mate af van de opstelling van de elektroden in de buis.

Deze ruis zal afnemen als de schermroosterstroom kleiner wordt gemaakt. Een der methoden om de schermroosterstroom te verkleinen, bestaat uit het aanbrengen van een extra rooster tussen stuurrooster en schermrooster. Dit extra rooster is gewikkeld met nauwkeurig dezelfde spoed als het scherm-



rooster, terwijl het zodanig is opgesteld dat de draden hiervan zich juist voor de draden van het schermrooster bevinden. De schermroosterdraden bevinden zich juist in de schaduw van de draden van het extra rooster. Dit extra rooster wordt met de kathode verbonden en er zullen maar zeer weinig elektronen dit rooster treffen. Door de schaduwwerking van dit rooster komen er ook slechts zeer weinig elektronen op het schermrooster. In fig. 15,3 zijn enkele elektronenbanen door lijnen aangegeven. Een dergelijke buis wordt een ruisarme buis genoemd. Bij elke buis wordt door de fabrikant de equivalente ruisweerstand opgegeven. Dit is dus de weerstand die men zich tussen rooster en kathode werkzaam moet denken, om dezelfde ruis in de anodestroom te geven, als het hageffect en de verdelingsruis tezamen veroorzaken. Deze equivalente ruisweerstand geldt slechts voor één enkele instelling van de buis, daar het hageffect afhankelijk van

Fig. 15,3. Ruisarme buis.

de steilheid en de anodestroom is, terwijl de verdelingsruis afhankelijk is van de schermroosterstroom.

15.7. Ruisfactor en ruisgetal

Een zeer belangrijke grootheid bij berekeningen betreffende de ruisspanning die optreedt in versterkers en andere schakelingen, is de ruisfactor. Daar een ruisspanning en ruisstroom uit zeer veel verschillende componenten zijn opgebouwd en zeer uiteenlopende frequenties bezitten, kunnen de ruisspanningen, afkomstig van verschillende ruisbronnen niet bij elkaar worden opgeteld. Wel kunnen we de vermogens bij elkaar optellen. Wordt aan een versterker een vermogen P_i toegevoerd en levert deze versterker aan de uitgang een vermogen P_u , dan is de vermogensversterking $V = \frac{P_u}{P_i}$. Echter behalve een vermogen P_i aan de ingang, wordt ook een ruisvermogen P_{ri} aan de ingang toegevoerd. Dit wordt ook versterkt met een factor V en geeft aan de uitgang een ruisvermogen $V \cdot P_{ri}$. De versterker is ook een bron van ruis; het ruisvermogen dat de versterker zelf levert, noemen we P_{ra} . Het totale ruisvermogen aan de uitgang van de versterker is nu dus: $P_{ru} = V \cdot P_{ri} + P_{ra} = V \cdot P_{ri} \left(1 + \frac{P_{ra}}{V \cdot P_{ri}} \right)$. Door de bijdrage die de versterker zelf geeft aan het totale ruisvermogen, wordt het ruisvermogen, dat zou optreden als de versterker ideaal was en geen ruis zou geven, vermenigvuldigd met $F = 1 + \frac{P_{ra}}{V \cdot P_{ri}}$. Deze factor F wordt ruisfactor genoemd. Drukken we deze factor uit in decibels (als we $\log_{10} F$ bepalen, dan vinden we het aantal dB) dan spreekt men van ruisgetal. We kunnen de ruisfactor ook als volgt herleiden: $F = 1 + \frac{P_{ra}}{V \cdot P_{ri}} = \frac{V \cdot P_{ri} + P_{ra}}{V \cdot P_{ri}} = \frac{P_{ru}}{V \cdot P_{ri}}$. Daar $V = \frac{P_u}{P_i}$ wordt dit: $F = \frac{P_i}{P_u} \cdot \frac{P_{ru}}{P_{ri}} = \frac{P_u}{P_{ru}} \cdot \frac{P_{ri}}{P_i}$. In woorden: De ruisfactor F is de signaalruisverhouding aan de ingang gedeeld door de signaalruisverhouding aan de uitgang.

Hoofdstuk 16

De wetten van Kirchhoff toegepast op buizen16.1. Inleiding

Voor de behandeling van meer gecompliceerde buisschakelingen geeft het dikwijls een belangrijke vereenvoudiging van de bewerking van de schakeling, indien we de wetten van Kirchhoff ook op buizen toepassen.

Daar we nu te maken krijgen met wisselstroom en -spanningen, zullen we eerst daarvoor een afspraak moeten maken. Bij de wisselstroom en -spanning hebben we te maken met de positieve en de negatieve richting daarvan. Welke de positieve richting wordt genoemd, is geheel willekeurig.

Indien we bij een wisselspanningsbron een plus- en minteken plaatsen, betekent dit niet anders als de aangenomen positieve richting van de wisselspanning. Zo geeft een stroompijl dus de aangenomen positieve richting van de wisselstroom aan.

Bij een triode is, indien we van rechte karakteristieken uitgaan, de triodevergelijking van toepassing, deze luidt:

$$I_a = S U_g + \frac{U_a}{R_i}$$

De anodestroom wordt dus gevormd uit de som van twee stromen, de stroom $S U_g$, bepaald door de grootte van de roosterspanning en de stroom $\frac{U_a}{R_i}$, bepaald door de anodespanning. De richting van rooster- en anodespanning moet hier dus gelijklopend aangenomen worden.

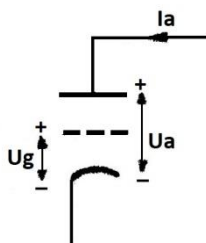


Fig. 16,1.

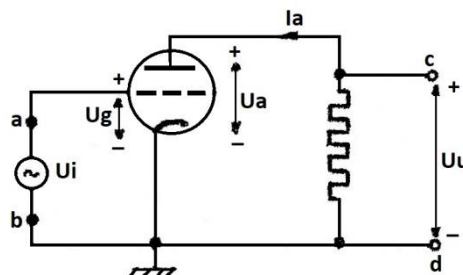


Fig. 16,2.

Indien we de triodevergelijking als volgt schrijven:

$$I_a = S U_g + \frac{U_a}{R_i}$$

behoren de tekens in de buis te staan zoals fig. 16,1 dit aangeeft. Zijn andere richtingen van rooster- of anodespanning als positief aangenomen of de stroomrichting anders aangenomen, dan veranderen ook de overeenkomstige tekens in de te gebruiken vorm van de

triodevergelijking.

We zullen de wetten van Kirchhoff eerst toepassen op de bekende kathodebasisschakeling (zie fig. 16,2). De schakeling wordt de kathodebasisschakeling genoemd omdat de kathode geen wisselspanning t.o.v. aarde heeft.

In de figuur zijn de tekens telkens aangegeven. De keuze van de aan te nemen positieve richting van U_i en U_u zijn geheel willekeurig en hebben niets te maken met de tekens bij de buis. Daar het hier gaat om het gedrag van de schakeling voor wisselstromen en -spanningen, zijn de gelijkspanningen in dit schema niet opgenomen, alhoewel ze natuurlijk wel werkzaam zijn om de buis te doen functioneren.

Op de anodeketen en roosterketen kunnen we de tweede wet van Kirchhoff toepassen. We spreken af dat als we een spanning van plus- naar minteken passeren, we de spanning positief noteren. Doorlopen we een weerstand in de aangenomen positieve stroomrichting, dan noteren we de spanningsval positief.

Uit fig. 16,2 volgt nu: in de anodeketen, gaande van anode naar kathode en via R_a terug en in de roosterketen gaande, van rooster naar kathode en via U_i terug:

$$U_a = I_a R_a = 0$$

$$U_g - U_i = 0$$

$$U_u + I_a R_a = 0$$

Verder nog de triodevergelijking $I_a = S U_g + \frac{U_a}{R_i}$. Uit de vergelijkingen van de ketens volgt:

$$U_a = -I_a R_a$$

$$U_g = U_i$$

$$U_u = -I_a R_a$$

De waarden voor U_a en U_g in de triodevergelijking gesubstitueerd geeft:

$$I_a = S U_i - \frac{I_a R_a}{R_i}$$

$$I_a R_i = S R_i U_i - I_a R_a$$

$$I_a R_i = g U_i - I_a R_a$$

$$I_a R_i + I_a R_a = g U_i$$

$$I_a = \frac{g U_i}{R_i + R_a}.$$

We zien dat de aangenomen positieve richtingen van I_a en U_i bij elkaar passen.

Substitueren we de uitdrukking voor I_a in de vergelijking voor U_u , dan krijgen we:

$$U_u = -g U_i \frac{R_a}{R_i + R_a}.$$

We concluderen hieruit dat de spanning U_u in tegenfase is met de spanning U_i . Met de tekens in fig. 16,2 zijn de spanningen in fase verondersteld. Ons antwoord wijst op een faseverschuiving van 180° .

Het is dikwijls van belang dat we de impedantie van de buis aan de in- en uitgangsklemmen kennen. We duiden deze impedanties in algemene zin respectievelijk aan met Z_i en Z_u .

De ingangsimpedantie Z_i gemeten aan de klemmen $a - b$, waar de ingangsimpedantie werkzaam is, wordt gevormd door de impedantie tussen rooster en kathode. In principe bestaat deze impedantie uit de parallelschakeling van een condensator C_{gk} en een weerstand. Indien het rooster negatief is ingesteld, dan zal de weerstand praktisch oneindig groot zijn en blijft dus alleen de frequentie-afhankelijke reactantie C_{gk} over.

Voor hogere frequenties wordt de ingangsimpedantie kleiner dan $\frac{1}{\omega C_{gk}}$, daar ten gevolge van de aanwezigheid van C_{ag} zich parallel aan C_{gk} nog een capaciteit doet gevoelen. Dit wordt later behandeld.

Bij lage frequenties is deze reactantie zo groot dat de ingangsimpedantie praktisch oneindig groot mag worden ondersteld.

Bezien we de uitgangsimpedantie Z_u vanaf de uitgangsklemmen $c - d$, dan zien we de buis parallel aan R_a staan en wordt voor lage frequenties de impedantie $Z_u = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}$. We kunnen deze impedantie ook berekenen door aan de uitgangsklemmen een spanning aan te sluiten en de stroom te berekenen die ten gevolge hiervan door de spanningsbron wordt geleverd. Hierbij moet aan de ingangsklemmen de spanning U_i worden weggenomen. Het quotiënt van de aangelegde spanning en de stroom geeft eveneens de uitgangsimpedantie Z_u . Ook kan de uitgangsimpedantie berekend worden uit het quotiënt van de open klemspanning en de kortsluitstroom. De open klemspanning is in het voorgaande reeds vastgelegd en is $U_u = -g U_i \frac{R_a}{R_i + R_a}$. De kortsluitstroom kunnen we vinden door in de uitdruk-

king voor de anodestroom $R_a = 0$ te stellen, dus $I_k = \frac{g U_i}{R_i}$. Het quotiënt $\frac{U_u}{I_k} = \frac{g U_i \frac{R_a}{R_i + R_a}}{\frac{g U_i}{R_i}} = \frac{R_a}{R_i + R_a}$.

Indien de impedantie bekeken moet worden voor hoge frequenties, dan moet parallel aan R_i en R_a nog een capaciteit C_{ak} in rekening worden gebracht.

16.2. De anodebasisschakeling of cathode follower

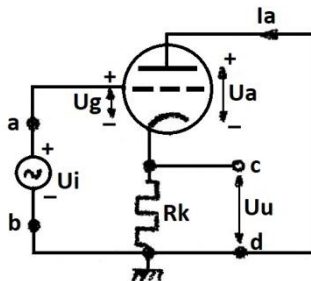


Fig. 16,3. Anodebasisschakeling.

Het principeschema van de anodebasisschakeling is in fig. 16,3 weergegeven. De anode heeft geen wisselspanning ten opzichte van aarde. De tekens bij de buis zijn weer op de afgesproken wijze aangegeven, terwijl bij U_u en U_i willekeurig de tekens zijn geplaatst. Voor de roosterkring kunnen we nu de volgende vergelijking noteren: $U_g = I_a R_k - U_i = 0$, voor de anodekring: $U_a + I_a R_k = 0$ en voor de uitgangsketen: $U_u - I_a R_k = 0$. Deze vergelijkingen kunnen we in de volgende vorm brengen:

$$\begin{aligned} U_g &= U_i - I_a R_k \\ U_a - I_a R_k & \\ U_u &= I_a R_k. \end{aligned}$$

Deze vergelijkingen gesubstitueerd in de triodevergelijking geeft:

$$\begin{aligned} I_a &= S U_g + \frac{U_a}{R_i} = S U_i - S I_a R_k - \frac{I_a R_k}{R_i} \text{ of:} \\ I_a R_i &= g U_i - g I_a R_k - I_a R_k \\ I_a (R_i + g R_k + R_k) &= g U_i \\ I_a &= \frac{g U_i}{R_i + (g+1) R_k}. \end{aligned}$$

De spanning U_u is: $U_u = I_a R_k = g U_i \frac{R_k}{R_i + (g+1) R_k}$. De tekens in fig. 16,3 veronderstellen geen faseverschuiving tussen U_u en U_i . De gevonden uitdrukking voor U_u bezit geen mintekens. U_u is dus in fase met U_i . Veronderstellen we $g \gg 1$, dan wordt: $U_u = U_i \frac{g R_k}{R_i + g R_k}$.

Vervangen we g door $S R_i$, dan wordt deze uitdrukking: $U_u = U_i \frac{S R_k}{1 + S R_k}$.

Is $S R_k \gg 1$, dan nadert U_u tot U_i , dit wil zeggen dat de versterking tot 1 nadert.

Bij gebruik van een grote kathodeweerstand kan de spanning U_u dus nagenoeg gelijk worden aan de ingangsspanning U_i .

Voor wat betreft de ingangsimpedantie kunnen we hetzelfde opmerken als bij de kathodebasisschakeling is gedaan; de ingangsimpedanties van deze beide schakelingen zijn gelijk, dus lage frequenties oneindig groot.

De uitgangsimpedantie Z_u wordt gevormd door de parallelschakeling van R_k en de buis. Deze impedantie is dus weer te berekenen door de spanning aangesloten aan de klemmen $c - d$ te delen door de stroom die door deze spanning geleverd wordt.

Ook kunnen we de uitgangsimpedantie vinden door het quotiënt van open klemspanning en kortsluitstroom. De open klemspanning is in het voorgaande reeds bepaald. $U_u = g U_i \frac{R_k}{R_i + (g+1) R_k}$. De kortsluitstroom vinden we door in de in het voorgaande afgeleide uitdrukking voor I_a , R_k gelijk aan nul te stellen, dus: $I_k = \frac{g U_i}{R_i}$. Het quotiënt van U_u en I_k geeft:

$$Z_u = \frac{U_u}{I_k} = \frac{g U_i \frac{R_k}{R_i + (g+1) R_k}}{\frac{g U_i}{R_i}} = \frac{R_i R_k}{R_i + (g+1) R_k}.$$

Veronderstellen we $g \gg 1$, dan wordt deze uitdrukking voor $Z_u = \frac{R_i R_k}{R_i + g R_k}$ en vervangen we g door $S R_i$, dan is $Z_u = \frac{R_k}{1 + S R_k}$. Als $S R_k \gg 1$, nadert de uitgangsimpedantie Z_u tot $\frac{1}{S}$.

We zien dus dat de uitgangsimpedantie een zeer kleine waarde kan hebben. Dit maakt deze buisschakeling zeer geschikt als koppelorgaan tussen een hoge en lage impedantie, zoals we ook een transformator als aanpassingsorgaan benutten.

Het voordeel van de anodebasischakeling t.o.v. de transformator is dat er minder vervorming (lineaire zowel als niet-lineaire) wordt ontwikkeld en dat de spanning nagenoeg niet verzwakt wordt, terwijl deze bij de transformator met de transformatieverhouding wordt verzwakt. Tevens is de buisschakeling beter geschikt voor hoge frequenties.

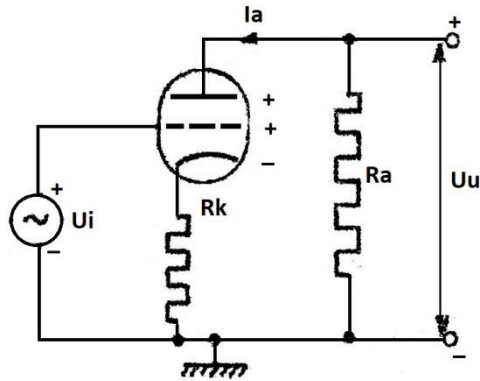


Fig. 16,4. Voorbeeld.

Voorbeeld:

Van gegeven buisschakeling is gegeven:

$$R_i = 2 \cdot 10^4, R_a = 3 \cdot 10^4, S = 4 \text{ mA/V}.$$

Bepaal de versterking $\left(\frac{U_u}{U_i}\right)$ en de uitgangsimpedantie

voor het geval dat:

a. $R_k = 1000 \Omega$

b. $R_k = 2 \cdot 10^4 \Omega$

Oplossing:

$$U_g + I_a R_k - U_i = 0$$

$$U_a + I_a R_k + I_a R_a = 0$$

$$U_u + I_a R_a = 0$$

of: $U_g = U_i - I_a R_k$

$$U_a = -I_a (R_a + R_k)$$

$$U_u = -I_a R_a. \quad \text{Deze vergelijking met de}$$

triodevergelijking geeft: $I_a = S U_g + \frac{U_a}{R_i} = S U_i - S I_a R_k - I_a \frac{R_a + R_k}{R_i}$ of:

$$I_a + S I_a R_k + I_a \frac{R_a + R_k}{R_i} = S U_i$$

$$I_a R_i + g I_a R_k + I_a (R_a + R_k) = g U_i$$

$$I_a = \frac{g U_i}{R_i + g R_k + R_a + R_k}$$

$$U_u = -I_a R_a = -g U_i \frac{R_a}{R_i + R_a + (1+g)R_k}.$$

Voor bepaling van de uitgangsimpedantie is de open klemspanning:

$$U_0 = U_u = g U_i \frac{R_a}{R_i + R_a + (1+g)R_k}$$

en de kortsluitstroom: $I_k = \frac{g U_i}{R_i + (1+g)R_k}$. (in I_a de weerstand R_a gelijk nul stellen.) Nu is:

$$Z_u = \frac{U_0}{I_k} = \frac{g U_i \frac{R_a}{R_i + R_a + (1+g)R_k}}{\frac{g U_i}{R_i + (1+g)R_k}} = \frac{R_a \{R_i + (1+g)R_k\}}{R_i + R_a + (1+g)R_k}.$$

Met de gegeven getallen vinden we:

a. $V = \frac{U_u}{U_i} = g \frac{R_a}{R_i + R_a + (1+g)R_k} = 80 \frac{3 \cdot 10^4}{2 \cdot 10^4 + 3 \cdot 10^4 + 81 \times 10^3} = \frac{24 \cdot 10^5}{131 \cdot 10^3} = \frac{2400}{131} = \underline{18,3}$

$$Z_u = \frac{R_a \{R_i + (1+g)R_k\}}{R_i + R_a + (1+g)R_k} = \frac{3 \cdot 10^4 \{2 \cdot 10^4 + 81 \cdot 10^3\}}{2 \cdot 10^4 + 3 \cdot 10^4 + 81 \cdot 10^3} = \frac{3 \cdot 10^4 \times 101 \cdot 10^3}{131 \cdot 10^3} = \frac{303 \cdot 10^4}{131} = \frac{303 \times 10^4}{131} = \underline{23 \cdot 10^3 \Omega}.$$

b. $V = 80 \frac{3 \cdot 10^4}{2 \cdot 10^4 + 3 \cdot 10^4 + 81 \times 2 \cdot 10^4} = 80 \frac{3 \cdot 10^4}{167 \cdot 10^4} = \frac{240}{167} = 1,4.$

$$Z_u = \frac{R_a \{R_i + (1+g)R_k\}}{R_i + R_a + (1+g)R_k} = \frac{3 \cdot 10^4 \{2 \cdot 10^4 + 81 \cdot 2 \cdot 10^4\}}{2 \cdot 10^4 + 2 \cdot 10^4 + 81 \cdot 2 \cdot 10^4} = \frac{3 \cdot 10^4 \times 164 \cdot 10^4}{167 \cdot 10^4} = \frac{492 \cdot 10^4}{167} = 29 \cdot 10^3 \Omega.$$

Oplossingen inzenden van de opgaven Ea, nr. 341t/m 344.

16.3. Roosterbasisschakeling

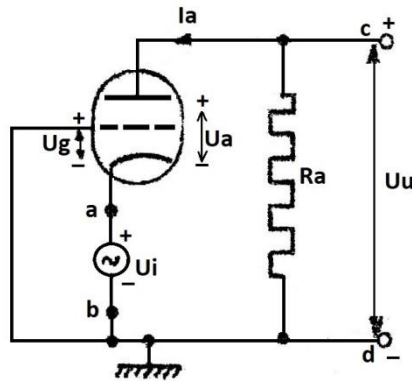


Fig. 16,5. Roosterbasisschakeling.

Bij de roosterbasisschakeling kan het rooster geen wisselspanning t.o.v. aarde bezitten (zie fig. 16,5). De tekens zijn wederom in de figuur weergegeven.

We noteren de volgende vergelijkingen:

$$U_g + U_i = 0$$

$$U_a + U_i + I_a R_a = 0$$

$$U_u + I_a R_a = 0$$

of: $U_g = -U_i$

$$U_a = -U_i - I_a R_a$$

$$U_u = -I_a R_a.$$

Deze resultaten gesubstitueerd in de triode vergelijking:

$$I_a = -S U_i - \frac{U_i + I_a R_a}{R_i}$$

$$I_a + \frac{I_a R_a}{R_i} = U_i \left(S + \frac{1}{R_i} \right)$$

$$I_a = -\frac{U_i (g + 1)}{R_i + R_a}.$$

We zien dat de aangenomen positieve richting van I_a en U_g niet bij elkaar passen, daar in de uitdrukking een minteken voorkomt.

De spanning wordt nu:

$$U_u = (g + 1) U_i \frac{R_a}{R_i + R_a}.$$

Hieruit volgt dat de spanningen U_u en U_i in fase zijn. Met deze schakeling is dus een grote spanningsversterking te bereiken, van dezelfde grootte-orde als bij de kathodebasisschakeling.

De ingangsimpedantie is bepaald door de spanning U_i en de stroom die ten gevolge daarvan optreedt, dus:

$$Z_i = \frac{U_i}{I_a} = \frac{U_i}{\frac{U_i (g + 1)}{R_i + R_a}} = \frac{R_i + R_a}{g + 1}.$$

Deze ingangsimpedantie kan een zeer kleine waarde aannemen. Veronderstellen we R_i zo groot dat $S R_i = g$ veel groter is dan 1, dan kunnen we Z_i benaderen tot $Z_i = \frac{R_i + R_a}{S R_i}$. Is tevens R_i groot ten opzichte van R_a , dan kunnen we de teller van de breuk benaderen tot $R_i + R_a \approx R_i$. De uitdrukking voor Z_i is hiermee vereenvoudigd tot $Z_i = \frac{1}{S}$, hetgeen wijst op een kleine waarde voor deze impedantie.

De uitgangsimpedantie kunnen we weer bepalen door de impedantie vanaf de klemmen $c - d$ te beschouwen. Het blijkt dat dan R_i en R_a parallel staan en dus $Z_u = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}$.

Natuurlijk kunnen we Z_u ook weer bepalen met behulp van de methoden die in het voorgaande zijn aangegeven.

De uitgangsimpedantie kan dus een vrij grote waarde hebben.

De roosterbasisschakeling is dus te gebruiken, daar waar een kleine impedantie aangepast moet worden op een grote impedantie, dus een omgekeerde aanpassing als de anodebasisschakeling. Daar de ingangsimpedantie een kleine waarde heeft, betekent dat, dat daar vermogen moet worden geleverd door de aangelegde spanningsbron U_i . De voorgaande schakeling wordt door de roosterbasisschakeling dus belast.

Daar aan deze schakeling vermogen wordt toegevoerd en aan de uitgang vermogen wordt geleverd, kan de roosterbasisschakeling dus gebruikt worden als vermogensversterker.

Door het rooster van de buis op aardpotential te houden, wordt de capaciteit gevormd tussen anode en kathode belangrijk verkleind, iets dat de versterking bij hoge frequenties ten goede komt.

Voorbeeld:

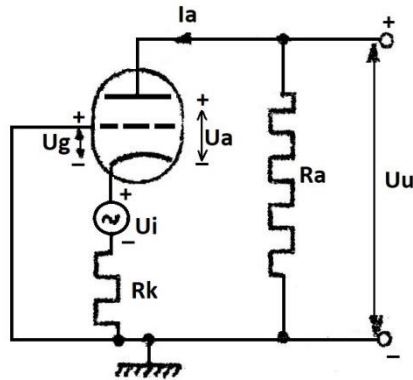


Fig. 16,6. Voorbeeld.

Bepaal de versterking, ingangsimpedantie en uitgangsimpedantie van gegeven schakeling (fig. 16,6).

$S = 4 \text{ mA/V}$, $R_i = 10^4 \ \Omega$, $R_k = 500 \ \Omega$ en $R_a = 3 \cdot 10^4 \ \Omega$.

Oplossing:

De vergelijkingen voor de kringen worden:

$$U_g + U_i + I_a R_k = 0$$

$$U_a + U_i + I_a R_k + I_a R_a = 0$$

$$U_u + I_a R_a = 0$$

$$U_g = -U_i - I_a R_k$$

$$U_a = -U_i - I_a (R_k + R_a)$$

$$U_u = -I_a R_a$$

Deze in de triodevergelijking gesubstitueerd geeft: $I_a = S U_g + \frac{U_a}{R_i} = -S U_i - S I_a R_k - \frac{U_i + I_a (R_k + R_a)}{R_i}$

$$I_a R_i + g I_a R_k + I_a (R_a + R_k) = -g U_i - U_i$$

$$I_a = \frac{-U_i (g+1)}{R_i + R_a + (g+1)R_k}$$

en U_u wordt: $U_u = (g+1) U_i \frac{R_a}{R_i + R_a + (g+1)R_k}$.

De versterking is: $\frac{U_u}{U_i} = (g+1) U_i \frac{R_a}{R_i + R_a + (g+1)R_k}$.

$$\frac{U_u}{U_i} = 41 \frac{3 \cdot 10^4}{10^4 + 3 \cdot 10^4 + 41 \times 500} = \frac{123 \cdot 10^4}{605 \cdot 10^2} = 20,2.$$

De ingangsimpedantie is: $\frac{U_i}{U_u} = \frac{R_i + R_a + (g+1)R_k}{1+g} = 1475 \ \Omega$.

De uitgangsimpedantie is de open klemspanning gedeeld door de kortsluitstroom.

De open klemspanning is U_u , terwijl de kortsluitstroom is:

$$\frac{U_i (g+1)}{R_i + (g+1)R_k} \quad (I_a \text{ met } R_a = 0 \text{ gesteld}).$$

De uitgangsimpedantie is dus:

$$Z_u = \frac{U_i \frac{R_a}{R_i + R_a + (g+1)R_k}}{\frac{U_i (g+1)}{R_i + (g+1)R_k}} = \frac{R_a \{R_i + (1+g)R_k\}}{R_i + R_a + (1+g)R_k} = \frac{3 \cdot 10^4 \{10^4 + 41 \times 500\}}{10^4 + 3 \cdot 10^4 + 41 \times 500} = \frac{3 \cdot 10^4 \times 305 \cdot 10^2}{605 \cdot 10^2} = 15 \cdot 10^3 \ \Omega.$$

Oplossingen inzenden van de opgaven Ea, nr. 345 t/m 348.

16.4. Buisschakelingen waarin impedanties voorkomen

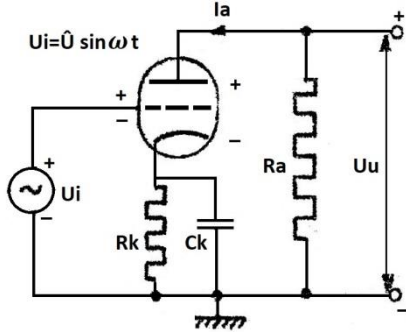


Fig. 16,7. Buisschakeling met complexe grootheden.

Komen in een buisschakeling complexe impedanties voor, dan kan men met de wetten van Kirchhoff de versterking en de fasedraaiing bepalen. We zullen dit aan de hand van een eenvoudige buisschakeling behandelen.

In het schema volgens fig. 16,7 is de capaciteit van de condensator C_k zo klein dat deze ten gevolge heeft dat een niet te verwaarlozen wisselspanning over de kathode-impedantie wordt ontwikkeld. We ontlenen aan de schakeling de volgende vergelijkingen:

$$\begin{aligned} \bar{U}_g + \bar{I}_a \bar{Z}_k - \bar{U}_i &= 0 & \rightarrow & \bar{U}_g = \bar{U}_i - \bar{I}_a \bar{Z}_k \\ \bar{U}_a + \bar{I}_a \bar{Z}_k + \bar{I}_a R_a &= 0 & \rightarrow & \bar{U}_a = \bar{I}_a (R_a + \bar{Z}_k) \\ \bar{U}_U + \bar{I}_a R_a &= 0 & \rightarrow & U_u = -\bar{I}_a R_a \end{aligned}$$

Deze gegevens in de triodevergelijking geeft:

$$I_a = S U_g + \frac{U_a}{R_i} = S \bar{U}_i - S \bar{I}_a \bar{Z}_k - \frac{I_a (R_a + \bar{Z}_k)}{R_i}$$

$$\bar{I}_a R_i + g \bar{I}_a \bar{Z}_k + I_a (R_a + \bar{Z}_k) = g U_i \quad \bar{I}_a = \frac{g U_i}{R_i + (g+1) \bar{Z}_k + R_a} \quad \text{De uitgangsspanning } U_u \text{ is nu:}$$

$$\bar{U}_u = -g \bar{U}_i \frac{R_a}{R_i + R_a + (g+1) \bar{Z}_k} = -g \bar{U}_i \frac{R_a}{R_i + R_a + (g+1) \frac{R_k}{j R_k \omega C_k + 1}}$$

$$\bar{U}_u = -g \bar{U}_i \frac{R_a}{R_i + R_a + (g+1) \frac{-j R_k^2 \omega C_k}{R_k^2 \omega^2 C_k^2 + 1}} \quad \bar{U}_u = -g \bar{U}_i \frac{R_a}{R_i + R_a + (g+1) \frac{R_k}{R_k^2 \omega^2 C_k^2 + 1} - j (g+1) \frac{R_k^2 \omega C_k}{R_k^2 \omega^2 C_k^2 + 1}}$$

De absolute waarde $|\bar{U}_u|$ van \bar{U}_u is hieruit te berekenen. Het minteken voor de breuk geeft weer de bekende 180° faseverschuiving tussen U_u en U_i aan. De breuk duidt op een extra faseverschuiving, daar de noemer een complexe grootheid is. Door teller en noemer van de breuk met de toegevoegde complexe tweeterm te vermenigvuldigen verkrijgen we:

$$\bar{U}_u = -g \bar{U}_i \frac{R_a \left\{ R_i + R_a + (g+1) \frac{R_k}{R_k^2 \omega^2 C_k^2 + 1} + j (g+1) \frac{R_k^2 \omega C_k}{R_k^2 \omega^2 C_k^2 + 1} \right\}}{\sqrt{\left\{ R_i + R_a + (g+1) \frac{R_k}{R_k^2 \omega^2 C_k^2 + 1} \right\}^2 + \left\{ (g+1) \frac{R_k^2 \omega C_k}{R_k^2 \omega^2 C_k^2 + 1} \right\}^2}}$$

De hoek van faseverschuiving tussen U_u en U_i is ook afhankelijk van het argument van de complexe vorm die daarin voorkomt. Noemen we het argument van de breuk φ dan is $\tan \varphi$ is:

$$\tan \varphi = \frac{(g+1) \frac{R_k^2 \omega C_k}{R_k^2 \omega^2 C_k^2 + 1}}{R_i + R_a + (g+1) \frac{R_k}{R_k^2 \omega^2 C_k^2 + 1}}$$

Daar de ingangsimpedantie een argument ωt bezit, wordt het argument van de uitgangsspanning U_u gelijk aan: $\omega t + \varphi \pm \pi$. (Het minteken voor de breuk kan in een hoek van 180° voor of na worden uitgedrukt. In onze uitdrukking moet dit in radialen, dus $\pm \pi$ worden weergegeven.) Is de ingangsspanning weergegeven door $U_i = \bar{U}_i \sin \omega t$, dan wordt de momentele waarde van de uitgangsspanning: $U_u = |\bar{U}_u| \sin(\omega t + \varphi \pm \pi)$.

Voorbeeld: Bepaal de faseverschuiving die in gegeven schakeling (fig. 16,8) ontwikkeld wordt tussen U_u en U_i . Gegeven is: $S = 4 \text{ mA/V}$, $R_i = 10^4$, $R_a = 10^4$, $C_a = 2 \text{ pF}$, $\omega = 10^8$ en $L_k = 2 \mu\text{H}$.

Oplossing:

$$\begin{aligned} \bar{U}_g + j \bar{I}_a \omega L_k - \bar{U}_i &= 0 \\ \bar{U}_a + j \bar{I}_a \omega L_k + \bar{I}_a \bar{Z}_a &= 0 \\ \bar{U}_u + \bar{I}_a \bar{Z}_a &= 0, \text{ waaruit volgt: } \bar{U}_g = U_i - j \bar{I}_a \omega L_k \\ \bar{U}_a &= -\bar{I}_a (j \omega L_k + \bar{Z}_a) \\ \bar{U}_u &= -\bar{I}_a \bar{Z}_a. \end{aligned}$$

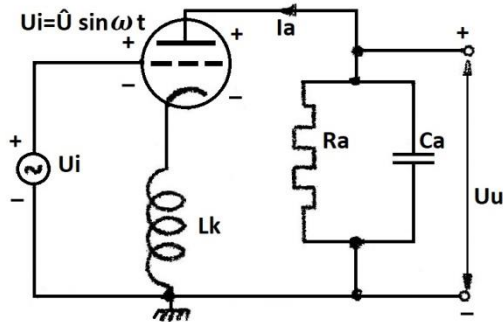


Fig. 16,8. Buisschakeling met complexe onderdelen.

$$\begin{aligned}\bar{U}_u &= -4 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4 \bar{U}_i \frac{2 \cdot 10^3 (-j2+1)}{10^4 + j40 \cdot 10^8 \cdot 2 \cdot 10^{-6} + j10^8 \cdot 10^{-6} + 2 \cdot 10^3 (-j2+1)} = \\ &= -40 \bar{U}_i \frac{-j4 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3}{10^4 + j8 \cdot 10^3 + j200 - j4 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3} = \bar{U}_i \frac{j16 \cdot 10^4 - 8 \cdot 10^4}{12 \cdot 10^3 + j42 \cdot 10^2} = \\ &= \bar{U}_i \frac{j800 - 400}{60 + j21} = \bar{U}_i \frac{(j800 + 400)(60 - j21)}{60^2 + 21^2} = \bar{U}_i \frac{j39600 + 40800}{60^2 + 21^2}.\end{aligned}$$

De hoek van faseverschuiving φ tussen U_u en U_i , is dus bepaald door $\tan \varphi = \frac{39600}{40800} = \frac{99}{102}$.

De momentele waarde van U_u is dus nu bepaald door:

$$U_u = |U_u| \sin(\omega t + \varphi).$$

We hebben in het voorgaande gezien dat, als in de kathodeleiding van de buis zich een impedantie doet gevoelen en de spanning over deze impedantie de roosterspanning beïnvloed, deze impedantie of eventueel spanningsbron $(g+1)$ maal zo groot werkzaam gedacht mag worden in de anodeketen van de buis.

Bijvoorbeeld in 16,2 zien we een uitdrukking voor de anodestroom voorkomen die luidt:

$$I_a = \frac{gU_i}{R_i + (g+1)R_k}. \text{ Uit deze uitdrukking volgt dat we de buisschakeling mogen opvatten als een spanningsbron } gU_i \text{ werkzaam in een keten gevormd door de serieschakeling van de weerstand } R_i \text{ en } (g+1)R_k.$$

Bij de afleiding onder 16,3 komt voor de anodestroom de volgende uitdrukking voor:

$$I_a = \frac{U_i (g+1)}{R_i + R_a}.$$

Hieruit volgt dat we de spanningsbron U_i die in de kathodeleiding werkzaam is met een waarde $(g+1)U_i$ werkzaam mogen denken in de serieschakeling van R_i en R_a .

Tenslotte zien we in 16,4 steeds de kathode-impedantie $(g+1)$ maal zo groot opgeteld voorkomen bij R_i en R_a , dus de spanning gU_i werkzaam in de serieschakeling van R_i, R_a en $(1+g)Z_k$.

In het vervolg kunnen we de kathode-impedantie dus direct vervangen denken door een $(g+1)$ maal zo grote impedantie in de anodeketen.

In het laatste voorbeeld hadden we een veel kortere oplossing kunnen maken door de kathode-impedantie $j\omega L$ met $(g+1)$ te vermenigvuldigen en in serie geschakeld te denken met R_i en Z_a en de spanningsbron gU_i .

$$\text{De anodestroom wordt dan: } \bar{I}_a = \frac{gU_i}{R_i + Z_a + (g+1)j\omega L}$$

$$\text{en de anodespanning: } \bar{U}_a = -gU_i \frac{Z_a}{R_i + Z_a + (g+1)j\omega L}.$$

De triodevergelijking wordt nu:

$$\begin{aligned}\bar{I}_a &= S\bar{U}_i - jS\bar{I}_a\omega L_k - \frac{\bar{I}_a(j\omega L_k + \bar{Z}_a)}{R_i} \\ \bar{I}_a R_i + jg\bar{I}_a\omega L_k + j\bar{I}_a\omega L_k + \bar{I}_a \bar{Z}_a &= g\bar{U}_i \\ \bar{I}_a (R_i + jg\omega L_k + j\omega L_k + \bar{Z}_a) &= g\bar{U}_i \\ \bar{I}_a &= \frac{g\bar{U}_i}{R_i + jg\omega L_k + j\omega L_k + \bar{Z}_a} \\ \bar{U}_u &= -g\bar{U}_i \frac{\bar{Z}_a}{R_i + jg\omega L_k + j\omega L_k + \bar{Z}_a} \\ \bar{Z}_a &= \frac{R_a}{jR_a\omega C + 1} = \frac{10^4}{j10^4 \cdot 10^8 \cdot 2 \cdot 10^{-12} + 1} = \\ &= \frac{10^4}{j2 + 1} = \frac{10^4(-j2+1)}{5} = 2 \cdot 10^3(-j2+1).\end{aligned}$$

Voorbeeld:

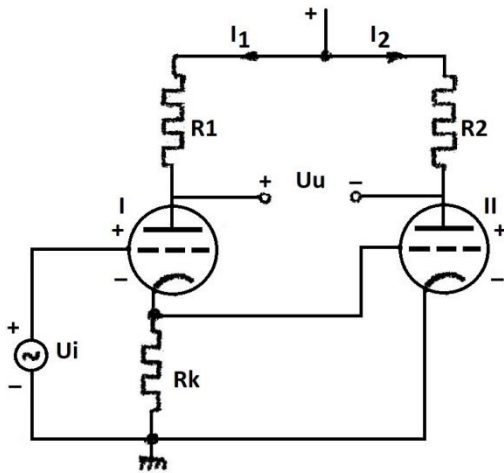


Fig. 16,9. Voorbeeld.

Bepaal de spanning U_u in de schakeling volgens fig. 16,9 als gegeven is:

$S_1 = 4 \text{ mA/V}$, $S_2 = 5 \text{ mA/V}$, $R_k = 500 \Omega$,
 $R_1 = 10^4 \Omega$, $R_{i_1} = 10^4 \Omega$, $R_{i_2} = 15 \cdot 10^3 \Omega$,
 $U_i = 4 \text{ V}$, en $R_2 = 2 \cdot 10^4 \Omega$.

Oplossing:

$$\begin{aligned} U_{g_1} + I_1 R_k - U_i &= 0 \\ U_{a_1} + I_1 R_k + I_1 R_1 &= 0 \\ U_{g_2} - I_1 R_k &= 0 \\ U_{a_2} + I_2 R_2 &= 0 \\ U_u - I_2 R_2 + I_1 R_1 &= 0 \end{aligned}$$

Hieruit volgt:

$$\begin{aligned} U_{g_1} &= U_i - I_1 R_k \\ U_{g_2} &= I_1 R_k \\ U_{a_1} &= -I_1 R_k - I_1 R_1 \\ U_{a_2} &= -I_2 R_2 \\ U_u &= I_2 R_2 - I_1 R_1 \end{aligned}$$

De triodevergelijking voor de eerste buis wordt:

$$I_1 = S_1 U_{g_1} + \frac{U_{a_1}}{R_i} = S_1 U_i - S_1 I_1 R_k - \frac{I_1 R_k - S_1 I_1 R_k}{R_{i_1}}$$

$$\begin{aligned} I_1 R_{i_1} &= g_1 U_i - g_1 I_1 R_k - I_1 R_k - I_1 R_1 \\ I_1 R_{i_1} + g_1 I_1 R_k + I_1 R_k + I_1 R_1 &= g_1 U_i \\ I_1 &= \frac{g_1 U_i}{R_{i_1} + (g+1)R_k + R_1} \end{aligned}$$

Voor de tweede buis wordt de triodevergelijking:

$$I_2 = S_2 U_{g_2} + \frac{U_{a_2}}{R_{i_2}} = S_2 I_1 R_k - \frac{I_2 R_2}{R_{i_2}} \quad I_2 R_{i_2} = g_2 I_1 R_k - I_2 R_2 \quad I_2 = \frac{g_2 R_k}{R_{i_2} + R_2} I_1$$

Met de getallen wordt: $I_1 = \frac{40 \times 4}{10^4 + 41 \times 500 + 10^4} = \frac{160}{405 \cdot 10^2} = 3,94 \cdot 10^{-3} \text{ A}$.

De waarde van I_2 wordt: $I_2 = \frac{75 \times 500}{15 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^4} \times I_1 = \frac{375 \cdot 10^2}{35 \cdot 10^3} = \frac{75}{70} \cdot 3,94 \cdot 10^{-3} = 4,22 \cdot 10^{-3} \text{ A}$.

De spanning U_u is bepaald door:

$$U_u = I_2 R_2 - I_1 R_1 = 4,22 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^4 - 3,94 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4 = 45 \text{ V}$$

Voorbeeld: Bewijs dat de spanning U_u in fig. 16,10 evenredig is met het verschil van de spanningen U_1 en U_2 . De inwendige weerstanden van de buizen mogen als oneindig groot worden beschouwd, terwijl de buizen gelijke steilheden hebben.

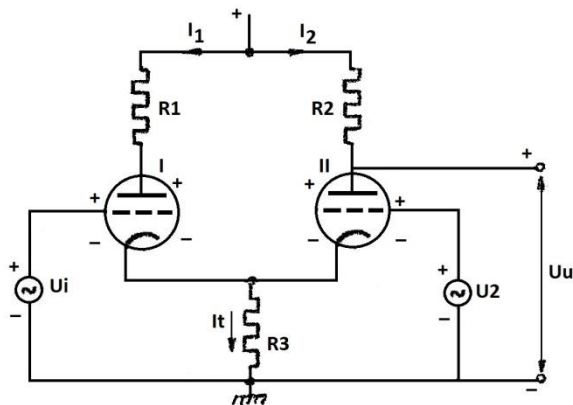


Fig. 16,10. Voorbeeld.

Oplossing: De vergelijkingen voor de roosterketens luiden:

$$U_{g_1} + I_t R_3 - U_i = 0 \quad U_{g_2} + I_t R_3 - U_2 = 0$$

Daar de buizen een oneindig grote inwendige weerstand is toegekend, zijn de anodestromen bepaald door $I_a = S \cdot U_g$. De stroom in de eerste buis is:

$$I_1 = S(-I_t R_3 + U_i) = -S I_t R_3 + S U_i$$

De stroom in de tweede buis is:

$$I_2 = S(-I_t R_3 + U_2) = -S I_t R_3 + S U_2$$

Daar de stroom I_t gelijk is aan $I_1 + I_2$ wordt dit: $I_t = I_1 + I_2 = -2S I_t R_3 + S(U_1 + U_2)$ of:

$$I_t + 2SI_tR_3 = S(U_1 + U_2) \quad I_t = \frac{S(U_1 + U_2)}{1 + 2SR_3} \text{ . Dit gesubstitueerd in de vergelijking voor } I_2 \text{ geeft:}$$

$$I_2 = -SR_3 \frac{S(U_1 + U_2)}{1 + 2SR_3} + SU_2. \quad I_2 = \frac{-S^2R_3U_1 - S^2R_3U_2 + SU_2 + 2S^2R_3U_2}{1 + 2SR_3} =$$

$$= \frac{SU_2 + S^2R_3U_2 - S^2R_3U_1}{1 + 2SR_3} = \frac{SU_2(1 + SR_3) - S^2R_3U_1}{1 + 2SR_3} \text{ . Veronderstellen we dat } R_3 \text{ zo groot is dat } SR_3 \gg 1, \text{ dan}$$

kunnen we dus 1 t.o.v. SR_k verwaarlozen. $I_2 = \frac{S^2U_2R_3 - S^2U_1R_3}{1 + 2SR_3} = \frac{S^2R_3(U_2 - U_1)}{1 + 2SR_3}$. De spanning U_u wordt

vervolgens bepaald door de vergelijking: $U_u + I_2R_2 = 0$ of: $U_u = -I_2R_2$ of: $U_u = \frac{S^2R_3R_2}{1 + 2SR_3}(U_2 - U_1)$.

Uit deze uitdrukkingen concluderen we dat de spanning evenredig is met het verschil $U_2 - U_1$. Aan de bovengenoemde voorwaarde is alleen zo goed mogelijk voldaan als R_3 een grote waarde heeft. Schakelen we voor R_3 een grote weerstand, dan treedt het bezwaar op dat deze ook een groot gelijkspanningsverlies ten gevolge heeft. We streven er dus naar, een grote weerstand voor de wisselstroom en een kleine weerstand voor gelijkstroom in R_3 te doen voorkomen. Dit kan bv. uitgevoerd worden door in de plaats van R_3 een pentode te schakelen; deze kan voor gelijkstroom een veel kleinere weerstand betekenen dan voor wisselstroom.

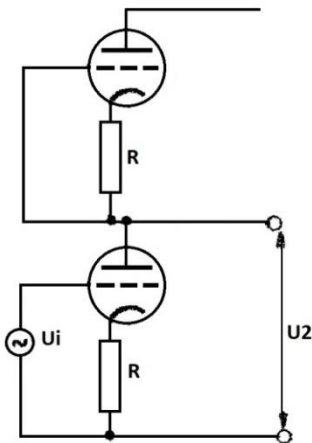


Fig. 16,11. Voorbeeld.

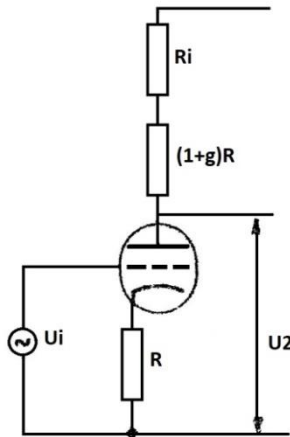


Fig. 16,12. Wijziging van fig. 16,11.

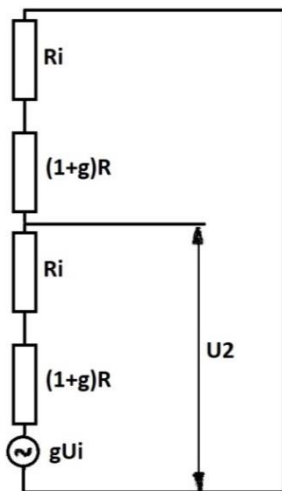


Fig. 16,13. Vereenvoudiging van fig. 16,12.

Voorbeeld: in fig. 16,11 is de schakeling weergegeven van twee gelijke buizen.

De weerstanden R zijn eveneens gelijk. De buizen hebben een versterkingsfactor g .

Bereken de versterking $\frac{U_2}{U_1}$.

Oplossing: In dit schema kunnen we de bovenste buis opvatten als de anodeweerstand van de onderste buis.

De weerstand die door de bovenste buis in de anodeketen van de onderste buis wordt gevormd, is gelijk aan: $R_i + (1 + g)R$.

We kunnen de schakeling nu

terugbrengen tot die volgens fig. 16,12. Indien we in fig. 16,12 de kathodeweerstand R , $(1 + g)$ maal zo groot in de anodeketen werkzaam denken, dan wordt het vervangingsschema zoals fig. 16,13 dit aangeeft.

De anodestroom is nu:

$$I_a = \frac{gU_1}{2\{R_i + (1 + g)R\}}$$

De spanning U_2 is bepaald door de spanning over de door de bovenste buis gevormde weerstand $\{R_i + (1 + g)R\}$, dus:

$$U_a = -gU_i \frac{R_i + (1 + g)R}{2\{R_i + (1 + g)R\}} \text{ .}$$

$$\frac{U_a}{U_i} = \frac{g}{2} \text{ .}$$



Hoofdstuk 17

Stabilisatie

17.1. Stroomstabilisatie

Zoals in Telecommunicatie reeds werd vermeld, kan de stroom die toegevoerd wordt aan de gloeidraden van buizen van ontvangapparaten, binnen nauwe grenzen constant worden gehouden.

Een ander circuit waarin de stroom een tamelijk constante waarde moet bezitten, is het gelijkrichtcircuit bij het laden van accu's.

De stroom constant houden, terwijl de spanning verandert, kan geschieden met behulp van een stroomregulatorbuis waarin een ijzerdraad gespannen is in een ruimte waarin zich waterstofgas bevindt. In fig. 17,1 is de stroomspanningskarakteristiek van een dergelijke buis, die dient voor het stabiliseren van 200 mA, weergegeven. We zien dat spanningsvariatie van 60 V tot 100 V geen stroomverandering ten gevolge heeft.

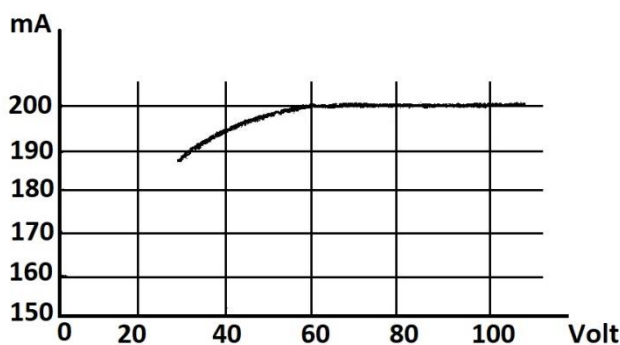


Fig. 17,1. Stroomspanningskarakteristiek van een stroomregulatorbuis.

coëfficiënt) is veelal uraanoxys. De tijd die nodig is om de ingebouwde weerstand, bestaande uit uraanoxys te verwarmen is voldoende om de weerstanddraad van de regulatorbuis een voldoende hoge temperatuur te doen verkrijgen, zodat bij inschakelen geen te grote "stroomstoot" in de keten optreedt.

Een bezwaar dat aan deze buizen is verbonden is, is dat voor verwarming van de ijzerdraad die nodig is om een voldoende hoge weerstand te verkrijgen enige tijd nodig is. Gedurende deze tijd vloeit in de keten een te hoge stroom. Om aan dit bezwaar tegemoet te komen, wordt in sommige regulatorbuizen in serie met de ijzerdraad een andere geleider opgenomen die in koude toestand een hogere weerstand heeft dan in warme toestand. Hiermee wordt voorkomen dat de inschakelstroomstoot te groot wordt. Het materiaal dat voor deze extra weerstand, ook wel aangegeven met N.T.C. (negatieve temperatuur-

17.2. Spanningstabilisatie

Voor het stabiliseren van spanningen wordt veelal gebruik gemaakt van gasgevulde buizen waarbij de spanning over de buis nagenoeg onafhankelijk is van de stroom erdoor.

Tot nu toe hebben we ons in hoofdzaak beziggehouden met buizen waarin een kathode na verhitting elektronen emitteert. Het is ook mogelijk in een buis die met verdund gas is gevuld een stroom te laten vloeien zonder dat er een afzonderlijke kathode aanwezig is.

Is een ballon met een gas met lage druk gevuld, dan zal bij het aanleggen van een kleine spanning tussen de elektroden geen stroom optreden. Verhogen we de spanning, dan zal tenslotte de spanning een zodanige waarde bereiken, waarbij een enkel vrij elektron dat altijd wel aanwezig is zich met een zo grote snelheid naar de positieve anode beweegt, dat bij botsing met de gasmoleculen andere

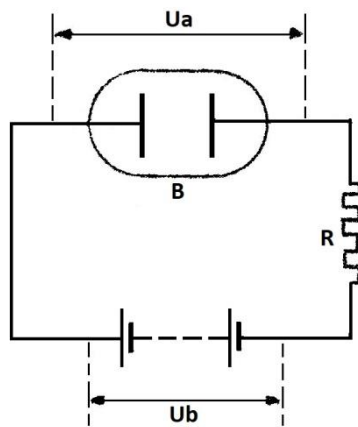


Fig. 17,2. De weerstand R in serie met de gasgevulde buis.

deze in stand te houden. We onderscheiden nu dus twee spanningen, de ontsteekspanning en de brandspanning, die dus lager is dan de ontsteekspanning. De brandspanning is slechts weinig afhankelijk van de door de buis vloeiende stroom. Hierop berust juist de mogelijkheid bij verandering van de stroom, de spanning constant te houden.

Daar de spanning van een normaal lichtnet altijd min of meer grote variaties vertoont, kunnen we dit voorstellen door de batterij U_b een veranderlijk spanning toe te kennen. Wordt U_b groter, dan zal de stroom I toenemen en de spanning over R eveneens toenemen. De spanning U_a zal echter slechts zeer weinig veranderen, daar deze spanning, de brandspanning, nagenoeg niet verandert als de stroom door de buis verandert. Bij afname van U_b neemt I af, echter zal de spanning op de buis nagenoeg niet veranderen. De veranderingen van de voedingsspanningen vindt men terug over de weerstand R . De spanning op de buis is dus gestabiliseerd.

Heeft men op deze wijze de spanning gestabiliseerd, dan verandert deze spanning ook weinig als een veranderlijke stroom van de schakeling wordt afgenomen. In fig. 17,3 is het prinsipschema hiervan weergegeven.

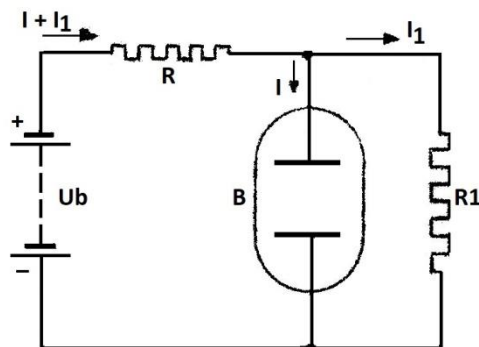


Fig. 17,3. Schakeling van stabilisatorbuis bij veranderlijke belasting.

elektronen worden vrijgemaakt die op hun beurt weer door botsingen nieuwe elektronen vrijmaken. Hierdoor kan de stroom plotseling tot een grote waarde aangroeien, tenzij men door verlaging van de spanning er voor zorgt dat de stroom een bepaalde waarde niet kan overschrijden.

Dit verlagen van de spanning kan automatisch gebeuren door in serie met de buis een weerstand te schakelen, zoals in fig. 17,2 is weergegeven. Zolang in de buis B geen stroom vloeit, is de spanning tussen beide elektroden U_a gelijk aan U_b . Vloeit door de buis een stroom I , dan is de spanning tussen de elektroden gelijk aan $U_a = U_b - I_R$. Zodra er dus een stroom gaat vloeien wordt de spanning aan de buis lager.

Is eenmaal de gasontlading tot stand gekomen, dan is een veel lagere spanning voldoende om

De gestabiliseerde spanning is wederom U_a , door de belastingsweerstand R_1 wordt een stroom I_1 opgenomen. Door de stabilisatiebuis vloeit een stroom I . Door de weerstand R vloeit dus een stroom $I + I_1$.

Wordt nu bijvoorbeeld R_1 kleiner, dan zal I_1 toenemen. Een verandering van de stroom door de buis heeft geen verandering van de spanning U_a tot gevolg. Hierdoor moet de spanning over R en dus de stroom $I + I_1$ daardoor onveranderd blijven. De stroom I moet dus evenveel afnemen als I_1 toenam. Men kan dus met behulp van een stabilisatiebuis een constante spanning verkrijgen, zowel bij variatie der voedingsspanning als bij verandering van de belasting.

Bij toepassing van de stabilisatorbuizen dient er voor te worden gezorgd dat de batterijspanning U_b voldoende hoog is om de buis te doen ontsteken. Noemen we de ontsteekspanning in fig. 17,3 U_o , dan moet de batterijspanning minstens gelijk zijn aan $\frac{R_1 + R}{R_1} U_o$. (bedenk dat bij niet geleidende stabilisatiebuis de spanning over R_1 minstens gelijk aan U_o moet zijn.) Is U_b voldoende groot, dan zal de buis B ontsteken waardoor de stroom door R toeneemt en de spanning U_a daalt tot de brandspanning. Het gas waarmee de stabilisatorbuis is gevuld is gewoonlijk neon.

Bezien we de voeding van een apparaat dat door middel van een gelijkrichtschakeling wordt gevoed, dan kan het dikwijls nodig zijn de geleverde spanning zo goed mogelijk te stabiliseren. Wordt de beschikbare gelijkspanning gebruikt voor anode- en schermroster spanning van een oscillator, dan is dikwijls stabilisatie nodig, daar de anodespanningsvariaties frequentieveranderingen tot gevolg hebben.

Het is ook mogelijk dat door veranderingen in de geleverde stroom de klemspanning van de gelijkrichter verandert, daar de stroomveranderingen een verandering in het inwendige spanningsverlies brengen. Deze spanningsveranderingen worden kleiner naarmate de inwendige weerstand (de weerstand gemeten aan de uitgangsklemmen) kleiner is.

De inwendige weerstand (wisselstroomweerstand) wordt bepaald door $\frac{\Delta U_a}{\Delta I}$ als ΔU_a de klemspanning en ΔI de stroomverandering door de belasting is.

De inwendige gelijkstroomweerstand wordt bepaald door de gelijkspanning te delen door de gelijkstroom. De wisselstroomweerstand is in het algemeen kleiner dan de gelijkstroomweerstand. Door het opnemen van een stabilisatorbuis wordt de inwendige wisselstroomweerstand veel kleiner. Indien de stabilisatie volkomen was, zou de inwendige weerstand nul zijn. In fig. 17,4 is een gelijkrichtschakeling met spanningsstabilisator weergegeven.

De kleine inwendige weerstand die door de stabilisator B_2 voor de wisselspanning gevormd wordt, heeft het voordeel dat hierdoor de rimpelspanning wordt verminderd. In vele gevallen kan een afvlakcondensator aan B_2 zelfs gemist worden.

De weerstand R moet met zorg gekozen worden en wel zodanig dat:

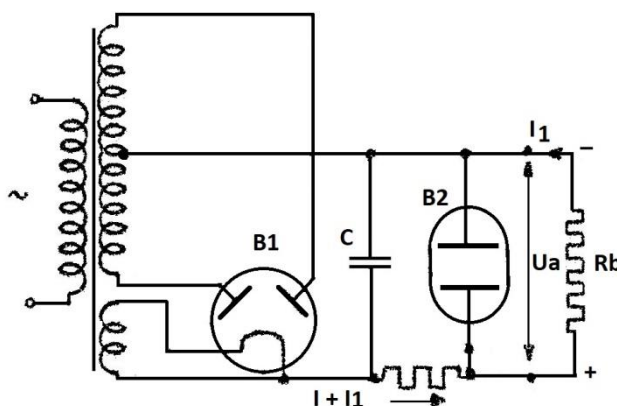


Fig. 17,4. Gelijkrichtschakeling met spanningsstabilisatie.

- 1° bij het inschakelen de spanning aan de stabilisatorbuis boven de ontsteekspanning stijgt;
- 2e. bij de laagst voorkomende netspanning en de hoogst voorkomende belastingstroom de buis niet dooft;
- 3° bij de hoogst voorkomende netspanning en de laagst voorkomende belastingstroom de buis niet wordt overbelast.

Ligt de spanning die men wenst te stabiliseren belangrijk hoger dan de spanning van de stabilisatorbuis, dan kunnen verschillende van deze neonbuizen in serie worden geschakeld (zie fig. 17,5).

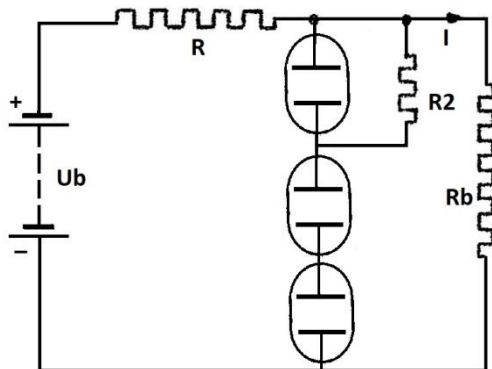


Fig. 17.5. Serieschakeling van drie stabilisatorbuizen.

De weerstand R is de gebruikelijke serie weerstand en R_b de belastingsweerstand. De weerstand R_2 (ongeveer $0,1 \text{ M}\Omega$) moet parallel aan een der neonbuizen staan om de ontsteking in te leiden. De beschikbare spanning U_b is in het algemeen niet voldoende groot om de ontsteking van de drie buizen ineens te verzorgen. Door middel van de weerstand R_2 worden eerst de beide onderste neonbuizen ontstoken; als deze ontstoken zijn, nemen zij minder spanning op, zodat ook de bovenste ontsteken kan.

17.3. Spanningsstabilisatie door middel van elektronenbuizen

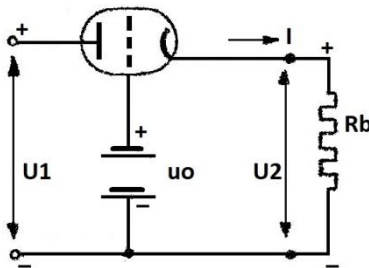


Fig. 17.6. Principe van spanningsstabilisatie met hoogvacuümbuis.

In zijn eenvoudigste gedaante kan deze stabilisatie plaatsvinden door een triode in de stroomketen op te nemen. De roosterspanning moet dan worden bepaald door het verschil tussen de spanning die we wensen te stabiliseren en een vaste vergelijkingsspanning. De vergelijkingsspanning kan bijvoorbeeld door een droge batterij worden geleverd.

In fig. 17,6 is een eenvoudig prinsipeschema van een dergelijke schakeling weergegeven. De spanning U_1 is afkomstig van een gewone gelijkrichtschakeling. Het rooster is verbonden aan de positieve pool van een batterij, waarvan de negatieve pool aan de negatieve uitgangsklem ligt.

De spanning U_2 zal zich nu zo instellen dat het verschil $U_2 - U_0$ dat tussen rooster en kathode werkzaam is, juist de stroom I door R_b levert. De spanning U_2 zal altijd iets groter zijn dan U_1 , daar de roosterspanning zich iets negatief instelt.

Stijgt de spanning U_1 en hierdoor de anodespanning van de buis, terwijl de stroom I constant blijft, dan zal ook de spanning U_2 een weinig stijgen en wel zoveel dat de toename van de negatieve roosterspanning die hierdoor ontstaat juist in staat is om het effect van de anodespanningsverhoging te compenseren.

Wordt een buis met een grote versterkingsfactor gebruikt, dan is de benodigde roosterspanningsvariatie veel geringer dan de anodespanningsverandering, dus zal de stijging van U_2 veel minder zijn dan die in U_1 .

Stijgt de afgegeven stroom I_1 terwijl de spanning U_1 constant blijft, dan zal de spanning U_2 iets dalen ten gevolge van de toename van het inwendige spanningsverlies in de buis waardoor de negatieve roosterspanning iets kleiner wordt (kathode iets minder positief) en wel juist zoveel als nodig is om de anodestroom met het gewenste bedrag te vergroten.

De verandering die U_2 ondergaat ten gevolge van een wijziging van U_1 kan als volgt berekend worden:

$$\Delta I = S \Delta U_g + \frac{\Delta U_a}{R_i}$$

R.T.

Elektronica.

Nadruk verboden 215



HILVERSUM

Hierin zijn:

$$\Delta I = \frac{\Delta U_a}{R_i}, \quad \Delta U_g = -\Delta U_2 \text{ en } \Delta U_a = \Delta U_2.$$

Dit gesubstitueerd in de triodevergelijking geeft:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta U_2}{R_b} &= -S\Delta U_2 + \frac{\Delta U_1 - \Delta U_2}{R_i} \\ \frac{\Delta U_2 R_i}{R_b} + g\Delta U_2 + \Delta U_2 &= \Delta U_1 \\ \frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} &= \frac{1}{\frac{R_i}{R_b} + g + 1}. \end{aligned}$$

De verhouding tussen een verandering in U_2 en een verandering in I bij constante waarde van U_1 noemt men de inwendige weerstand R_{inw} van de schakeling (niet te verwarren met R_i van de buis).

In fig. 17,6 is: $R_{inw} = -\frac{\Delta U_2}{\Delta I}$ bij U_1 constant.

Onder deze voorwaarden is $\Delta U_g = -\Delta U_2$ en $\Delta U_a = -\Delta U_2$. Dit ingevuld in de triodevergelijking geeft:

$$\begin{aligned} \Delta I &= -S\Delta U_g - \frac{\Delta U_2}{R_i} \\ \Delta I &= \frac{-(g+1)\Delta U_2}{R_i} \end{aligned}$$

Dus: $R_{inw} = -\frac{\Delta U_2}{\Delta I} = \frac{R_i}{g+1}$.

Voor het geval dat het voedingsapparaat dat de spanning U_1 levert zelf ook een inwendige weerstand bezit (R_i) (zie fig. 17,7), is ΔU_1 niet gelijk aan nul, maar $\Delta U_1 = \Delta I r_i$.

In dit geval is $\Delta U_g = -\Delta U_2$ en $\Delta U_a = \Delta I r_i - \Delta U_2$. De triodevergelijking geeft nu:

$$\begin{aligned} \Delta I &= -S\Delta U_2 + \frac{\Delta I r_i - \Delta U_2}{R_i} \\ \Delta I(R_i + r_i) &= -(g+1)\Delta U_2 \\ R_{inw} &= \frac{\Delta U_2}{\Delta I} = \frac{R_i + r_i}{g+1}. \end{aligned}$$

De schakeling zoals deze in fig. 17,6 is weergegeven, kan op verschillende manieren worden uitgebreid, waardoor de eigenschappen nog belangrijke verbeteringen kunnen ondergaan.

Door een tweede buis in de schakeling op te nemen, kan men de fluctuaties in U_2 belangrijk verminderen (zie fig. 17,8). Indien de spanning U_2 met een bedrag ΔU_2 daalt, dan zal de roosterspan-

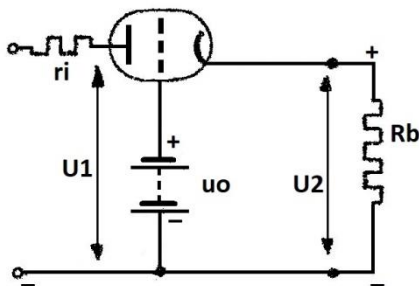


Fig. 17,7. De inwendige weerstand van de gelijkrichter in serie met de stabilisator.

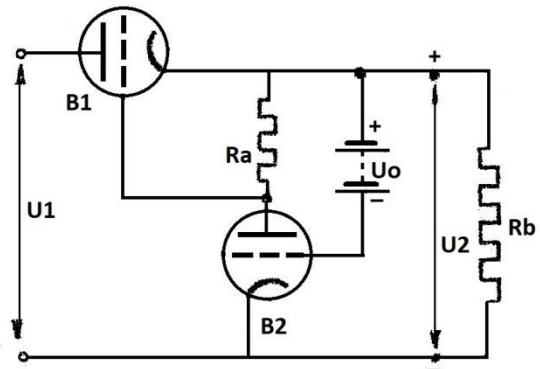


Fig. 17,8. Extra stabilisatie door B_2 .

ning van B_2 met een even groot bedrag dalen, daar dit rooster een spanning ten opzichte van de kathode heeft die gelijk is aan $U_2 - U_o$. Als de spanningsversterking van buis B_2 gelijk is aan V , dan zal de anodespanning van deze buis $V\Delta U_2$ stijgen en de roosterspanning van buis B_1 met hetzelfde bedrag toenemen, waardoor de spanning U_2 nagenoeg niet zal afnemen.

Zoals in het voorgaande reeds werd aangegeven, stelt de uitgangsspanning U_2 zich in op een waarde die iets hoger is dan de spanning van de batterij. Wenst men de vergelijkingsspanning continu te veranderen, dan zou men over een of meer cellen van de batterij een spanningsdeler moeten plaatsen. Dit betekent echter een extra belasting voor de batterij, wat na verloop van tijd een belangrijke spanningsdaling tot gevolg kan hebben.

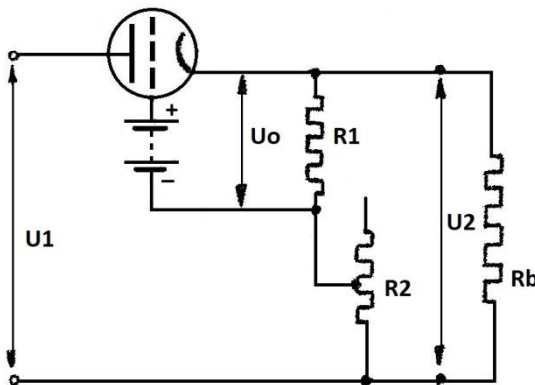


Fig. 17,9. Principe van een schakeling voor spanningsstabilisatie met regelbare uitgangsspanning.

ning U_2 dus op de gewenste waarde worden ingesteld.

De batterij die in de verschillende schakelingen hiervoor werd gebruikt, kan ook vervangen worden door een afzonderlijk plaatspanningsapparaat waarvan de uitgangsspanning met stabilisatiebuizen zo goed mogelijk is gestabiliseerd.

Bij plaatspanningsapparaten die grote stromen moeten kunnen leveren, moet de buis B_1 in fig. 17,8 vervangen worden door enige parallelgeschakelde buizen.

In fig. 17,9 is een schakeling aangegeven waarmee het mogelijk is de spanning U_2 continu instelbaar te maken zonder dat de batterij wordt belast. De negatieve pool van de batterij is hierbij niet verbonden met de negatieve uitgangsklem, doch met de aftakking van een spanningsdeler $R_1 - R_2$ die tussen de uitgangsklemmen is aangebracht. De spanning tussen rooster en kathode van de buis is nu mede afhankelijk van de spanning U_o over R_1 . Deze spanning is bepaald door:

$$U_o = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_2.$$

Hieruit volgt dat de spanning U_2 afhankelijk is van R_2 .

Door deze te veranderen kan de span-

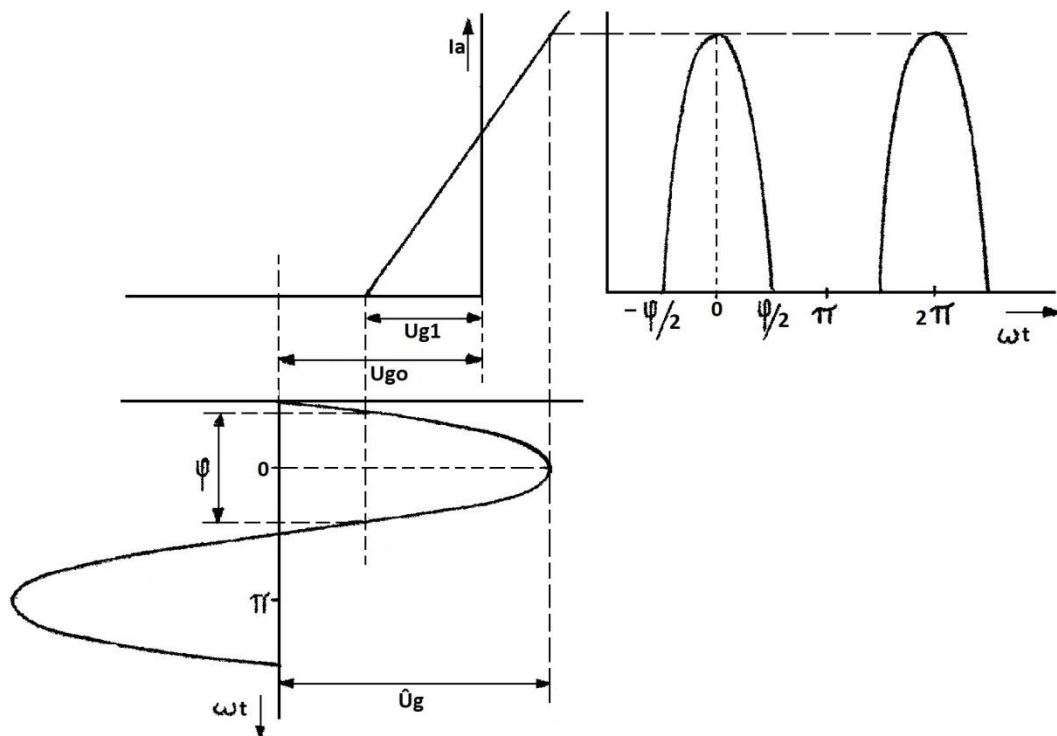
18.1. Versterkers in klasse C-instelling

Fig. 18,1. De $I_a - U_a$ - karakteristiek van een triode als rechte lijn voorgesteld bij klasse C-instelling.

Reeds is bekend dat bij klasse C-instelling de negatieve roosterspanning groter is dan de roosterspanning waarbij de anodestroom nul is. Als er geen roosterwisselspanning aanwezig is, dan vloeit er geen anodestroom. Is er wel roosterwisselspanning aanwezig, dan vloeit er anodestroom gedurende een kortere tijd dan de halve periode van de roosterwisselspanning. De openingshoek is kleiner dan 180° . (Onder openingshoek verstaan we de hoek per periode van de roosterwisselspanning gedurende de anodestroom optreedt.)

De anodestroom heeft nu een andere gedaante dan de roosterwisselspanning (zie fig. 18,1). De klasse C-instelling wordt alleen gebruikt voor het versterken van sinusvormige spanningen zoals die in zenders voorkomen. In de anodeketen is dan een afgestemde kring opgenomen waarover een sinusvormige spanning ontstaat (zie fig. 18,2). De anodestroom, hoewel verre van sinusvormig, kan opgebouwd gedacht worden uit een min of meer groot aantal sinusvormige componenten, alle met verschillende amplituden en frequenties, de componenten hebben frequenties gelijk aan die van de roosterwisselspanning (1^e harmonische) en veelvoud daarvan (hogere harmonischen. In de anodekring bevindt zich de afgestemde kring die alleen een impedantie voor de 1^e harmonische betekent,

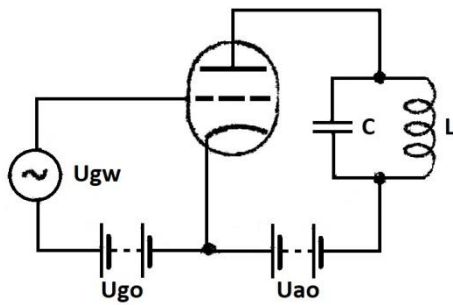
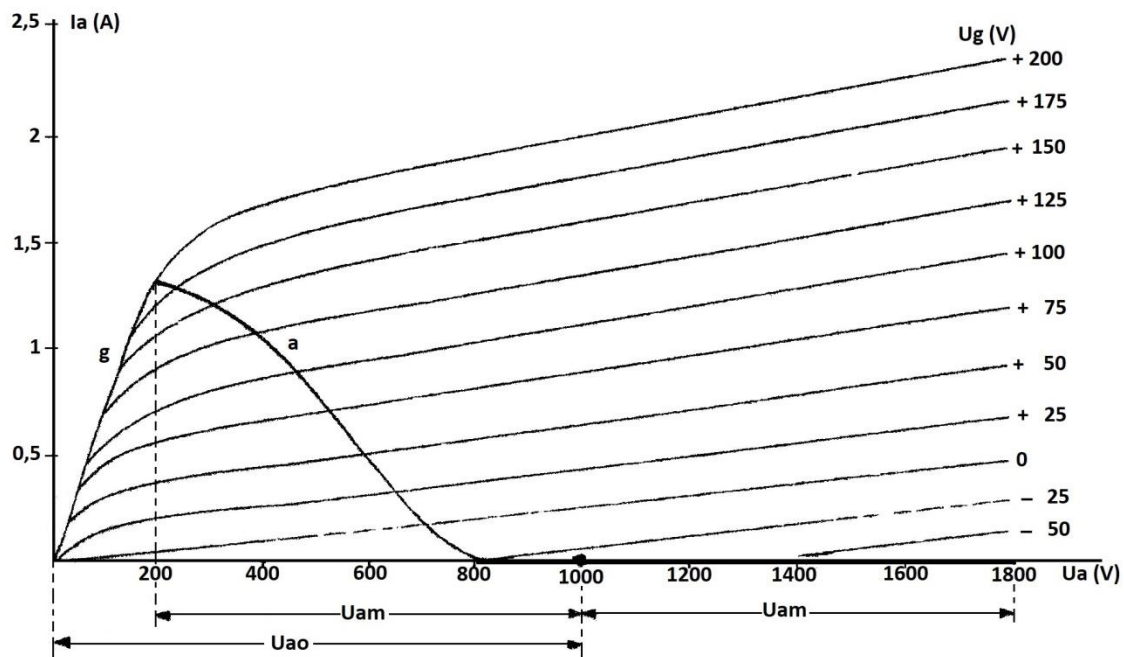


Fig. 18,2. Triode in klasse C-instelling.

terwijl de andere harmonischen geen impedantie ondervinden en dus ook geen anodespanning tot gevolg hebben. De anodespanning heeft dus ook een andere gedaante dan de optredende anodestroom.

Het grote voordeel van klasse C-instelling boven A of B-instelling is dat er een veel groter rendement mee is te bereiken. Dit grote rendement is echter alleen te bereiken bij grote amplitude van de roosterwisselspanning. Om bij een groot rendement tevens een groot vermogen te ontwikkelen is het nodig dat de roosterwisselspanning zo groot

Fig. 18,3. $I_a - U_a$ - karakteristieken van een triode, klasse C ingesteld; a is de belastingslijn.

wordt gekozen, dat de positieve toppen roosterstroom veroorzaken. Dit houdt in dat door de roosterkring vermogen wordt opgenomen. Dit moet worden geleverd door de voorgaande versterker. Deze werkt dus niet als spanningsversterker, maar als vermogensversterker die in staat moet zijn het vereiste vermogen te leveren.

Daar gedurende een gedeelte van een periode de rooster spanning positief is, moeten we over karakteristieken beschikken die bij een positieve rooster spanning zijn opgenomen om de anodestroom als functie van de tijd te kunnen nagaan. In fig. 18,3 zijn enige $I_a - U_a$ - karakteristieken van een triode weergegeven.



Hieruit blijkt dat de karakteristieken bij positieve roosterspanning veel overeenkomst vertonen met de $I_a - U_a$ - karakteristieken van een pentode. Zij bezitten een vrij recht gedeelte dat onder een geringe helling met de horizontale as verloopt. Bij lage waarden van de anodespanning buigen de karakteristieken echter naar beneden om, terwijl de laatste gedeeltes van alle karakteristieken samenvallen op een lijn g om door de oorsprong van het assenstelsel te eindigen.

Deze lijn g wordt de grenskaracteristiek genoemd. Dit omlaagbuigen van de karakteristieken is een gevolg van het feit, dat wanneer de anodespanning lager wordt dan de positieve roosterspanning, de door de kathode geëmitteerde elektronenstroom vrijwel geheel naar het rooster vloeit. Bij lage waarden van de anodespanning neemt de roosterstroom dus aanzienlijk toe en des te meer naarmate de roosterspanning meer positief is.

Daar de $I_a - U_a$ - karakteristieken van een triode bij positieve roosterspanning zeer veel gelijken op de overeenkomstige karakteristieken van een pentode zijn tussen de eigenschappen van deze beide buistypen bij C-instelling, dus bij gebruik in zenders, niet zulke grote verschillen als die, welke optreden bij gebruik in ontvangers. Daar worden de buizen uitsluitend gebruikt bij negatieve waarden van de roosterspanning en hebben de karakteristieken van trioden en pentoden verschillende vormen. Dit neemt niet weg dat het gebruik van pentoden in zenders toch voordelen biedt boven trioden.

In fig. 18,3 wordt de belastingslijn voorgesteld door lijn a. hoewel de afgestemde kring in de anodeketen zich als een ohmse weerstand gedraagt, is de belastingslijn toch gebogen. Dit komt, doordat de anodespanning en anodestroom niet dezelfde gedaante hebben. De anodespanning is sinusvormig en de anodestroom niet.

Het vergroten van de negatieve roosterspanning, dus verkleining van de openingshoek heeft in het algemeen een toename van het rendement tot gevolg. We kunnen de openingshoek nu ook weer niet te klein maken, daar dan een zeer grote roosterwisselspanning tussen rooster en kathode moet worden toegevoerd die door de voorgaande versterker moet worden geleverd. Eveneens wordt bij zeer kleine openingshoek het afgegeven vermogen te klein.

Om toch een groot uitgangsvermogen te verkrijgen, kunnen we de anodespanning oversturen. Bij een laagfrequentversterker met een weerstand in de anodeketen is de amplitude van de anodewisselspanning van de buizen steeds kleiner dan de anodegelijkspanning. Bij een hoogfrequentversterker met een LC -kring in de anodeketen is dit niet noodzakelijk. \hat{U}_a kan groter worden dan U_{a_0} . Reeds voordat \hat{U}_a gelijk is aan U_{a_0} is er sprake van oversturing, namelijk wanneer het linker deel van de belastingslijn op de grenskaracteristiek ligt.

In fig. 18,4a en b zijn de belastingslijnen p en q in de $I_a - U_a$ - karakteristieken getekend, terwijl in fig. 18,5 de stromen zijn weergegeven. De stroomfiguur a treedt op als er geen oversturing is en bij de krommen p en q bij de overeenkomstige belastingslijnen in fig. 18,5a en b. Daar bij versterkers in klasse C-instelling en in de roosterstroom gestuurd een vrij aanzienlijk vermogen wordt opgenomen, moet de voorgaande trap dus een groot stuurvermogen leveren. De roosterstroom vloeit evenals de anodestroom slechts gedurende een klein deel van de periode van de roosterwisselspanning.

Door de openingshoek steeds kleiner te nemen, wordt het rendement steeds groter, dus kan bij eenzelfde anodedissipatie het afgegeven vermogen steeds toenemen. Doch hierbij zou het nodig zijn de roosterwisselspanning zeer groot te nemen, waarbij het stuurvermogen ook zeer groot wordt.

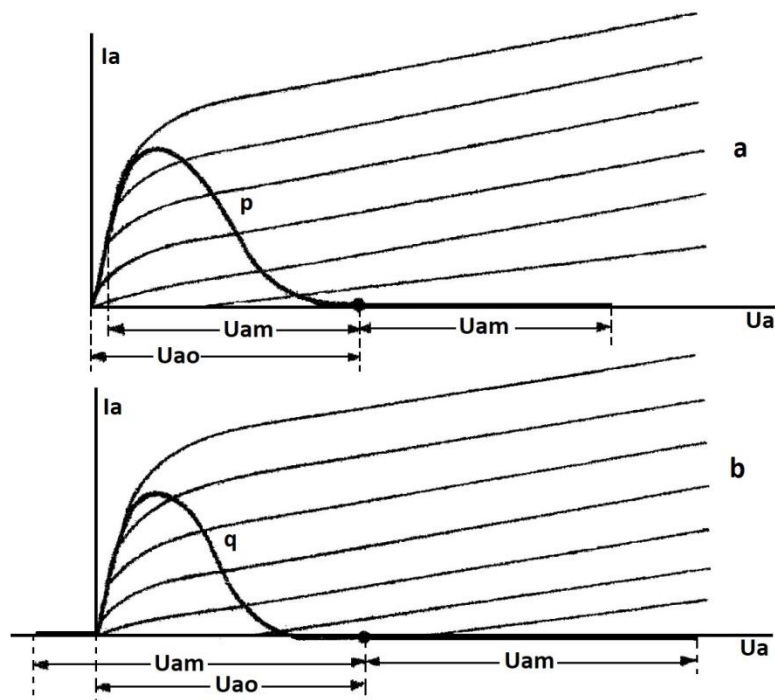


Fig. 18,4. $I_a - U_a$ - karakteristieken van een triode met belastingslijn bij oversturing.



Fig. 18,5. De anodestroom bij een in klasse C ingestelde triode. a in niet overstuurde toestand; p en q in verschillende mate van oversturing. De stippellijnen p en q hebben betrekking op de belastingslijnen p en q in fig. 18,4a en b.

het rendement van de voorgaande buis zo groot mogelijk zijn. Bij een klasse C ingestelde buis moet dus de resonantie weerstand zo groot zijn dat bij voluit gestuurde anodestroom tevens de anodespanning bijna voluit gestuurd wordt.

Verder moet de kwaliteitsfactor zo groot zijn dat een voldoende onderdrukking van spanningen met ongewenste frequenties wordt verkregen.

Nadruk verboden

De verhouding tussen het afgegeven vermogen en het stuurvermogen, dit is de vermogensversterking, wordt dan klein.

Het aantal trappen dat dan in een zender nodig is, wordt groot. Het is dus ook van belang het stuurvermogen, dus de roosterstroom, klein te houden. In een zender wordt de vermogensversterking ongeveer 10 maal per trap genomen.

Een andere grens wordt gegeven door de maximale waarde van de kathodestroom. Zou deze te groot worden, dan kan beschadiging van de kathode het gevolg zijn, zodat de emissie kleiner wordt.

Verder mag de anodespanning niet groter gemaakt worden dan de fabrikant aangeeft, daar bij een te grote waarde daarvan overslag kan plaatsvinden.

De afgestemde kringen die in de hf.-versterkers in zenders worden gebruikt moeten een zodanige resonantie weerstand hebben, dat de voorgaande buis voldoende stuurvermogen afgeeft en tevens moet

In de regel zijn dit harmonischen van de gewenste frequentie die ontstaan door de kromming van de buiskarakteristiek. Bij een zender wordt in de regel geëist dat de harmonischen tenminste tot op $\frac{1}{100}$ van de gewenste trilling (-40 dB) wordt verzwakt.

De kwaliteitsfactoren van de kringen in de verschillende zendertrappen moeten hiertoe voldoende groot zijn. In trappen, waarmee gemoduleerde wisselspanningen worden versterkt, mogen echter geen kringen worden toegepast waarvan de kwaliteitsfactoren zo groot zijn dat een te sterke onderdrukking van de zijbanden optreedt. Hier moet dus een compromis tussen de verschillende eisen worden gevonden.

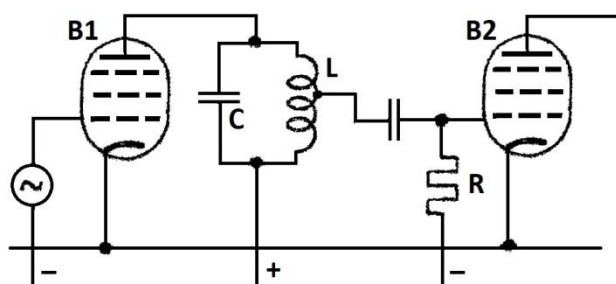


Fig. 18,6. Afgestemde kring als koppelorgaan tussen twee versterkertrappen.

De afgestemde kring in de anode van een versterkerbuis wordt gedempt door de inwendige weerstand (uitgangsweerstand) van de voorafgaande buis en door de ingangsweerstand van de volgende buis. De ingangsweerstand van zo'n buis is zonder roosterstroom vrij groot, doch als er wel roosterstroom vloeit, is deze weerstand veel kleiner. Bij zeer hoge frequenties is dit laatste ook het geval, wanneer geen roosterstroom wordt toegelaten.

Om de kwaliteitsfactor van de kring niet te klein te maken, moet dan dikwijls een lage aftakking op de spoel worden gebruikt (zie fig. 18,6).

Ook de antenne heeft meestal een impedantie die klein is ten opzichte van de resonantie weerstand van de kring, zodat de antenne veelal ook op een lage aftakking op de kring wordt aangesloten.

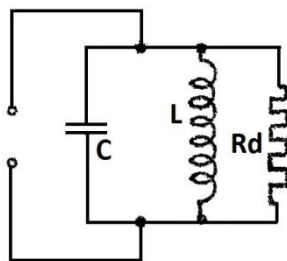


Fig. 18,7. Afgestemde kring met paralleldemping.

Welke invloed het heeft op de kwaliteitsfactor van een afgestemde kring, indien we een weerstand die parallel werkzaam is aan de kring op een aftakking van de spoel aansluiten, zullen we even nagaan. We veronderstellen dat de spoel en condensator die in de schakeling volgens fig. 18,7 voorkomen verliesvrij zijn. De energie die door de afgestemde kring aan de volgende schakeling moet worden afgegeven, is even groot als de weerstand R_d , de dempingsweerstand, opneemt.

De kwaliteitsfactor van de kring is nu: $Q_1 = \frac{R_d}{\omega_0 L}$.

We sluiten de dempingsweerstand R_d aan op een aftakking van de spoel, zo dat de windingsverhouding $\frac{n_2}{n_1} = T$ de transformatieverhouding genoemd kan worden (zie fig. 18,8). n_1 is het aantal windingen van de primaire wikkeling van de autotransformator en n_2 dat van de secundaire wikkeling.

De belastingsweerstand in de secundaire keten kunnen we vervangen door een weerstand $R_p = \frac{1}{T^2} R_d$ over de primaire wikkeling (zie fig. 18,9).

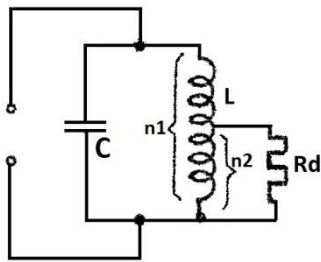


Fig. 18,8. Afgestemde kring met paralleldemping in een aftakking.

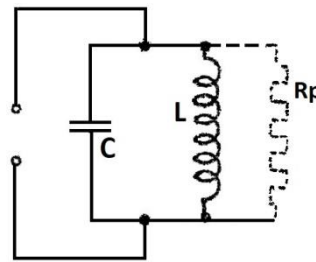


Fig. 18,9. Vervanging van fig. 18,8.

De kwaliteitsfactor van de vervangingschakeling is nu:

$Q_2 = \frac{R_p}{\omega_0 L} = \frac{R_d}{T^2 \omega_0 L}$. Daar T^2 een getal is kleiner dan 1, is de nu verkregen kwaliteitsfactor Q_2 groter dan de oorspronkelijke volgens fig. 18,7.

Sluiten we nu de ingang van een volgende buis of de antenne op een aftakking aan in plaats van op de bovenkant van de kring, dan zal in het algemeen de spanning die toegevoerd wordt aan de volgende buis ook anders zijn dan de spanning die aan de bovenkant van de spoel was verkregen.

Aanvankelijk lijkt het, dat dankzij het gebruik van de aftakking, de spanning die wordt toegevoerd aan de volgende buis, in de transformatieverhouding wordt verkleind. Vergelijken we de verkregen spanning in fig. 18,7 met die in fig. 18,9, dan moeten we bedenken dat met de hogere kwaliteitsfactor ook de resonantieweerstand toeneemt.

We veronderstellen dat een pentode met een steilheid $S = 4 \text{ mA/V}$ wordt belast met een afgestemde kring waarvan $L = 400 \mu\text{H}$, de afgestemde frequentie $\omega_0 = 2 \cdot 10^6$ en de verliezen kunnen worden vertegenwoordigd door een parallelweerstand $R_p = 125 \cdot 10^3 \Omega$.

Voor de afgestemde frequentie is de versterking nu:

$$V_1 = S \times Z_{res} = S \times R_p = 4 \cdot 10^{-3} \times 125 \cdot 10^3 = 500.$$

Wordt de kring nu extra gedempt door een weerstand van $R_d = 105 \cdot 10^3 \Omega$, dan wordt de impedantie in resonantie:

$$Z_{res} = \frac{105 \cdot 10^3 \times 125 \cdot 10^3}{105 \cdot 10^3 + 125 \cdot 10^3} \approx 10^5 \Omega.$$

De versterking is nu $V_2 = S \cdot Z_{res} = 4 \cdot 10^{-3} \times 10^5 = 400$. Plaatsen we de laatste weerstand op een aftakking van de spoel en wel zo dat aan de secundaire zijde 0,7 van het totale aantal windingen voorkomt, dan is de spanning over deze weerstand dus 0,7 maal de spanning die over de spoel staat.

Door de weerstand op een aftakking te plaatsen, doet deze zich gevoelen als een weerstand:

$$\frac{1}{(0,7)^2 \cdot 105 \cdot 10^3} = 210 \cdot 10^3 \Omega \text{ over de primaire wikkeling of parallel aan de spoel. De totale impedantie is}$$

$$\text{nu voor de afgestemde frequentie: } \frac{210 \cdot 10^3 \times 125 \cdot 10^3}{335 \cdot 10^3} = 210 \cdot 10^3 \Omega \text{ en de anodewisselspanning is:}$$

$V = S \cdot Z_{res} = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 112 \cdot 10^3 = 448$ maal groter dan de roosterwisselspanning. Door de transformatie wordt de spanning over de dempingsweerstand nu $0,7 \times 448 = 314$ maal zo groot als de roosterwisselspanning. De Q-factor van de kring met de dempingsweerstand parallel daaraan was:

$$Q = \frac{R}{\omega_0 L} = \frac{10^5}{2 \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot 10^{-4}} = 125, \text{ terwijl de Q-factor wordt: } Q = \frac{112 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot 10^{-4}} = 140, \text{ als de dempingsweerstand op de aftakking is aangesloten:}$$

18.2. Terugwerking

Bij een oscillator wordt de schakeling doelbewust zo ingericht dat door de anodewisselspanning of de anodewisselstroom een zekere wisselspanning wordt veroorzaakt op het rooster. Bij een buis, geschakeld als versterker, kan echter onbedoeld hetzelfde verschijnsel optreden. We spreken dan van terugwerking. Is deze terugwerking groot, dan kan de versterkertrap als oscillator gaan werken, hetgeen natuurlijk ontoelaatbaar is.

Doch ook wanneer de terugwerking nog niet zo sterk is dat nog niet is voldaan aan de oscillatievoorwaarde $\bar{K}\bar{S}\bar{Z}_a = 1$, kunnen hierdoor reeds hinderlijke verschijnselen worden veroorzaakt. Zo kan het afstemmen van de kringen der opvolgende trappen door de terugwerking zeer worden bemoeilijkt. Ook kan de resonantiekromme ter weerszijden van de bedoelde resonantiefrequentie een asymmetrisch verloop verkrijgen, waardoor bij versterking van een gemoduleerd signaal de beide zijbanden in verschillende mate worden versterkt zodat vervorming in de modulatie ontstaat.

Een der oorzaken van terugwerking in een hoogfrequente versterkertrap kan zijn een inductieve of capacatieve koppeling tussen de in de roosterketen en in de anodeketen opgenomen trillingskring. Door een doelmatige afscherming tussen de rooster- en de anodeketen, bijvoorbeeld door de spoelen in een gearde metalen bus onder te brengen of een gearde metalen plaat er tussen te plaatsen, kan deze terugwerking die ontstaat door de capaciteit tussen de bedrading van rooster en anode onschadelijk gemaakt worden.

De capaciteit tussen anode en rooster van de buis kan niet door een uitwendige afscherming teniet worden gedaan. Bij het gebruik van een schermroosterbuis (tetrode of pentode) is weliswaar deze capaciteit zeer klein, maar wanneer de gebruikte kringen bij de resonantiefrequentie een grote impedantie bezitten, kan hierdoor toch ook bij deze buizen nog een hinderlijke terugwerking ontstaan.

Een andere oorzaak van terugwerking kan zijn, dat wisselstroom van de roosterketen en van de anodeketen door een gemeenschappelijke impedantie vloeien. Dit kan bijvoorbeeld een in de kathodeleiding opgenomen impedantie zijn. Ook kan deze gemeenschappelijke impedantie worden gevormd door een gedeelte van het chassis of het frame waarop de versterker is gemonteerd en waardoor wisselstromen vloeien. Vooral bij hoge frequenties kan dit laatste een belangrijke oorzaak van terugwerking zijn. Indien hierdoor moeilijkheden ontstaan, moet de opbouw zodanig worden herzien dat wisselstroom van verschillende opvolgende trappen niet door eenzelfde gedeelte van het chassis of frame vloeien.

De terugwerking ten gevolge van de rooster-anodecapaciteit C_{ag} is reeds besproken bij het onderwerp oscillatoren. Door de rooster-anodecapaciteit verkrijgen we aan de roosterzijde schijnbaar een capaciteit met daaraan parallel een positieve of negatieve weerstand. Beide grootheden zijn afhankelijk van de frequentie. Door deze van de frequentie afhankelijke capaciteit ontstaat er een verstemming van de roosterkring die ook van de frequentie afhangt.

De weerstand die schijnbaar aan de roosterkring parallel komt, is voor het ene frequentiegebied positief en voor het andere negatief. De demping op de roosterkring verandert dus nogal. Voor de kring in de anodeketen geldt hetzelfde. Het gevolg is dat de resonantiekromme een asymmetrische gedaante krijgt waardoor vervorming in de modulatie optreedt.

18.3. Neutrodyniseren

De terugwerking ten gevolge van de anode-roostercapaciteit is uiteraard bij de triode vrij sterk, daar hier deze capaciteit enige pF kan bedragen. Voor hoge frequenties zelfs reeds voor enige MHz, zijn buizen zonder bijzondere maatregelen niet bruikbaar.

Het middel om de terugwerking door C_{ag} onschadelijk te maken, is neutrodynisering.
Voor neutrodynisering zijn verschillende methoden mogelijk.

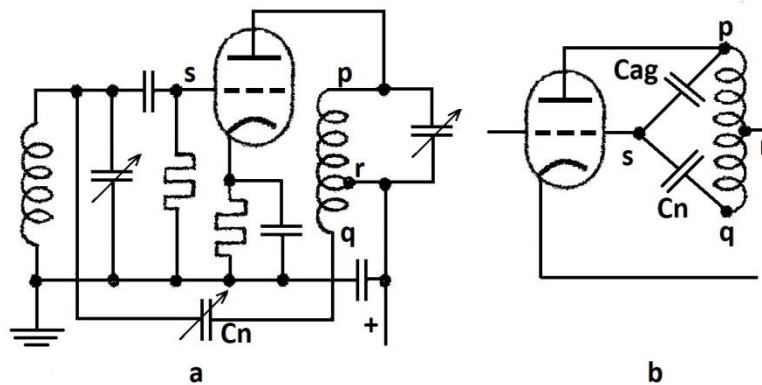


Fig. 18,10. Schakeling voor het neutrodyniseren van een triode met vervangschema.

Ze berusten alle op het principe dat een extra condensator wordt aangebracht die het rooster verbindt met een punt waar de spanning in tegenfase is met de anodewisselspanning. In fig. 18,10 is de spoel in de anodekring van enige extra windingen voorzien. Het vrije uiteinde van deze extra windingen is via een condensator C_n verbonden met de bovenzijde van de roosterkring.

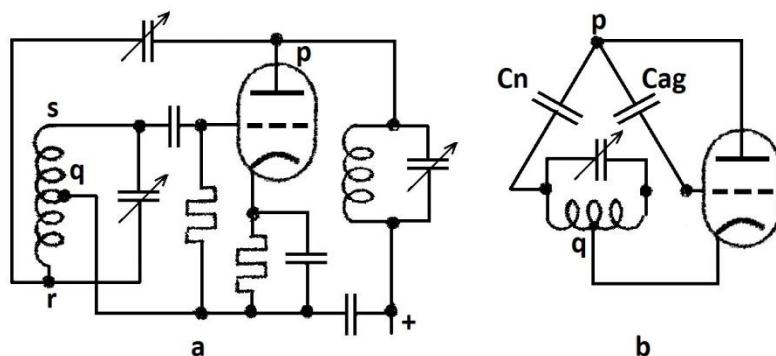


Fig. 18,11. Schakeling voor het neutrodyniseren van een triode met vervangschema.

de vier hoeken van een brugschakeling. Door de neutrodyne-condensator C_n in te stellen, kan worden bereikt dat de spanning tussen de punten r en s nul is.

Een andere methode voor neutrodynisering is in fig. 18,11 weergegeven. Hierbij is de anode van de buis via de condensator C_n verbonden met de onderzijde van de roosterkring. Op de spoel van de kring in de roosterketen is nu een aftakking aangebracht die met de kathode is verbonden. De punten p , r , q en s zijn weer de hoekpunten van een brugschakeling, zoals uit het vervangschema van fig. 18,12 blijkt. Bij een geschikte keuze van de plaats van de aftakking q , in verband met de grootte van C_n en C_{ag} , geeft een wisselspanning tussen p en q geen spanning tussen de punten r en s . Een wisselspanning op de anode geeft dus geen wisselspanning op het rooster.

In fig. 18,12 is een geneutrodyniseerde balansversterkertrap aangegeven. Bij een balansversterker zijn de anodespanningen der beide buizen in tegenfase. Tussen de anode van iedere buis en het rooster van de andere buis is een condensator aangebracht.

Daar de wisselspanningen op de met p en q aangegeven punten ten opzichte van aarde in tegenfase zijn, kan door voor C_n een geschikte waarde te nemen worden verkregen dat door de anodewisselspanning geen spanning op het rooster wordt veroorzaakt.

Dit blijkt uit het vervangschema van fig. 18,10. De punten

p , r , q en s vormen

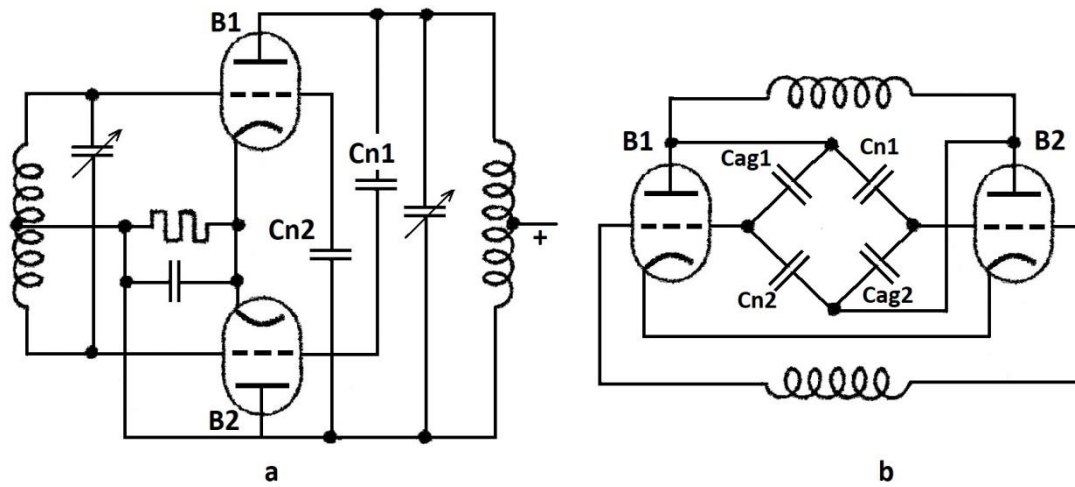


Fig. 18,12. Schakeling van een geneurodynamiseerde balansschakeling.

In fig. 18,12 is het vervangschema weergegeven waarin de uit vier condensatoren bestaande brugschakeling gemakkelijk is terug te vinden.

Vaak is het gewenst dat de neutrodynisering over een groot frequentiegebied werkzaam is. In het bijzonder bij hoge frequenties kan dit meestal niet door het aanbrengen van een enkele neutrodyniseringscondensator worden bereikt. De zelfinductie van de leidingen en de verschillende parasitaire capaciteiten kunnen dan niet worden verwaarloosd. Om de brug in evenwicht te brengen, zodanig dat dit evenwicht in een groot frequentiegebied bewaard blijft, is het in dan nodig meer elementen in de neutrodyniseringstak met de condensator C_n op te nemen.

18.4. Parasitair oscilleren

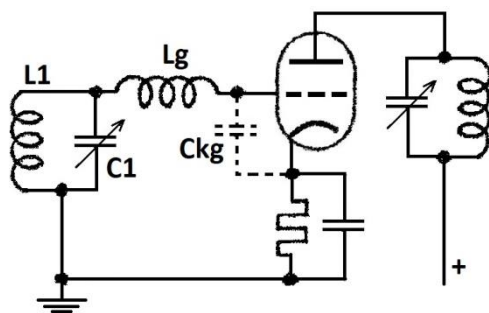


Fig. 18,13. Parasitair oscilleren ten gevolge van L_g en C_{gk} .

Het komt wel voor dat een versterkertrap oscilleert met een frequentie die belangrijk afwijkt van de frequentie waarop de in de roosterkring en anodekring openomen trillingskringen zijn afgestemd. Meestal is de frequentie hierbij veel hoger dan de resonantiefrequentie van de kringen. De parasitaire oscillaties kunnen dan bijvoorbeeld ontstaan doordat de aansluitdraden, die een zekere zelfinductie hebben, samen met de buiscapaciteiten als trillingskring fungeren.

Als voorbeeld is in fig. 18,13 de zelfinductie van de roosterleiding met L_g en de rooster-kathodecapaciteit met C_{gk} aangegeven. Voor de hoge frequentie waarop L_g en C_{gk} in afstemming zijn, heeft de trillingskring $L_1 C_1$ slechts een zeer geringe impedantie, zodat L_g en C_{gk} een parallelkring vormen.

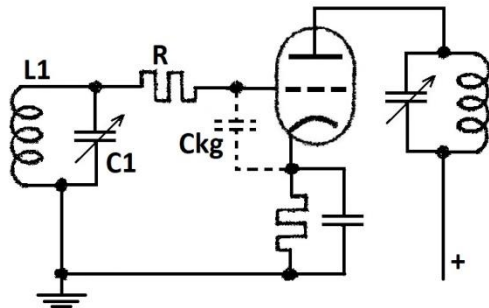
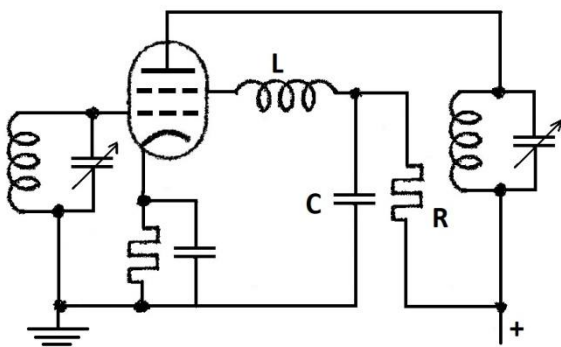


fig. 18,14. Het plaatsen van een stopweerstand.

Fig. 18,15. De terugwerking, veroorzaakt door de zelfinductie L van de schermroosterleiding kan onschadelijk worden gemaakt door een capaciteit C .

sterk kan verminderen. Ter opheffing van dit bezwaar kan men in de schermroosterleiding (zo nodig ook in de keerroosterleiding) een condensator opnemen, waarvan de capaciteit een zodanige waarde heeft dat deze met de desbetreffende leiding in resonantie is voor de frequentie van het signaal dat moet worden versterkt (zie fig. 18,15). Daar L en C een seriekring vormen waarvan de impedantie bij de resonantiefrequentie zeer klein is, kan tussen het schermrooster en de kathode vrijwel geen wisselspanning optreden.

Ter voorkoming van parasitair oscilleren kan men in de leidingen naar een of meer elektroden een kleine weerstand opnemen (stopweerstand, bijvoorbeeld 100Ω), zoals in fig. 18,14 is aangegeven.

Door deze weerstand wordt de door L_g en C_{kg} gevormde kring sterk gedempt, terwijl de kwaliteitsfactor van de kring $L_1 C_1$ hierdoor vrijwel niet wordt beïnvloed. Zonodig kan ook in de anodeleiding en bij tetrodes en pentodes in de schermroosterleiding een dergelijke kleine weerstand worden opgenomen.

In het voorgaande hebben we de parasitaire genereer neiging ten gevolge van de capaciteit C_{ag} tussen anode en stuurrooster reeds besproken. Bij grote zendtriodes bedraagt deze capaciteit enkele tientallen pF, terwijl bij een overeenkomstige tetrode of pentode deze capaciteit slechts ongeveer $0,1 \text{ pF}$ is. Hierdoor is bij een tetrode of pentode geen neutrodynisering nodig om parasitair genereren te voorkomen. Toch kunnen bij deze buizen wel moeilijkheden door terugkaatsing optreden, in het bijzonder bij hoge frequenties. De oorzaak is dan gewoonlijk gelegen in het feit dat de leidingen naar het schermrooster en het keerrooster een zekere zelfinductie bezitten.

Hierdoor kunnen op deze roosters wisselspanningen aanwezig zijn, waardoor hun afschermdende werking

18.5. Frequentievermenigvuldiging

Wenst men de oscillator op een lagere frequentie te laten oscilleren dan de frequentie waarop moet worden uitgezonden, dan past men frequentievermenigvuldiging toe. In de eerste plaats bereikt men hiermee dat de oscillator, door deze op een lagere frequentie te laten oscilleren, een grotere stabiliteit vertoont. Vervolgens zal men bij frequentievermenigvuldigingstrappen de roosterkring op een andere frequentie afstemmen dan de anodekring waardoor de terugwerking veel minder wordt.

Zoals bekend, zal de anodestroom van een buis, waaraan tussen rooster en kathode een sinusvormige wisselspanning wordt toegevoerd in de anodestroom componenten bevatten met frequenties die een geheel veelvoud van de frequentie van de roosterspanning is.

Bij vermenigvuldigingstrappen streeft men er naar de amplitude van de gewenste hogere harmonische zo groot mogelijk te maken waarbij de amplitude van de eerste harmonische klein mag zijn. Men bereikt dit nu door de buis in klasse C in te stellen. Hierbij worden de hogere harmonische groter ten opzichte van de eerste harmonische naarmate men meer klasse C instelt. Naarmate men meer klasse C instelt, wordt de openingshoek kleiner en om bij een kleine openingshoek toch een groot vermogen te verkrijgen, moet de anodestroom zo groot mogelijk en dus ook de roosterwisselspanning zeer groot zijn, hetgeen natuurlijk zware eisen stelt aan de voorgaande versterker. Men kan dus de openingshoek niet te veel verkleinen. In het algemeen is het gewenst de openingshoek zo te kiezen dat deze gelijk is aan de halve periode van de gewenste harmonische.

Zo is dus voor frequentieverdubbeling een openingshoek van 90° gewenst en voor frequentieverdrievoudiging 60° enz.

Moet men de frequentie met een groot getal vermenigvuldigen, dan verdient het aanbeveling dit in stappen te doen. vermenigvuldiging met 18 kan bijvoorbeeld geschieden door achtereenvolgens $3 \times 3 \times 2$ te vermenigvuldigen.

Een vermenigvuldigingstrap kan tevens een flinke versterking opleveren, al is deze versterking iets kleiner dan bij versterking van de eerste harmonische.

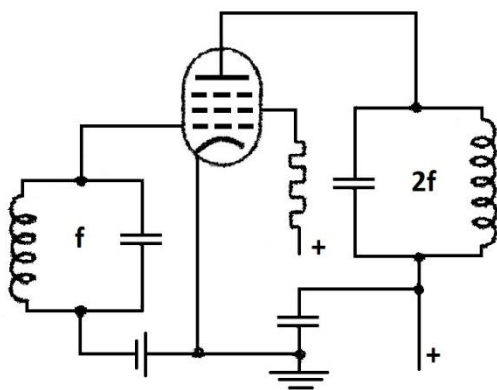


Fig. 18,16. Schema frequentieverdubbeling.

Door in de anodeketen dus een kring op te nemen die is afgestemd op de gewenste harmonische, wordt hierover door die harmonische van de anodestroom een sinusvormige wisselspanning ontwikkeld. De overige stroomcomponenten mogen in deze afgestemde kring nagenoeg geen impedantie ondervinden.

In fig. 18,16 is een eenvoudige frequentieverdubbelingstrap aangegeven. De afgestemde kring in de roosterkring is afgestemd op de frequentie f en die in de anodekring op de frequentie $2f$. We moeten hierbij over een afzonderlijke gelijkspanning beschikken om de buis negatief in te stellen in klasse C.

In fig. 18,17 hebben we nog

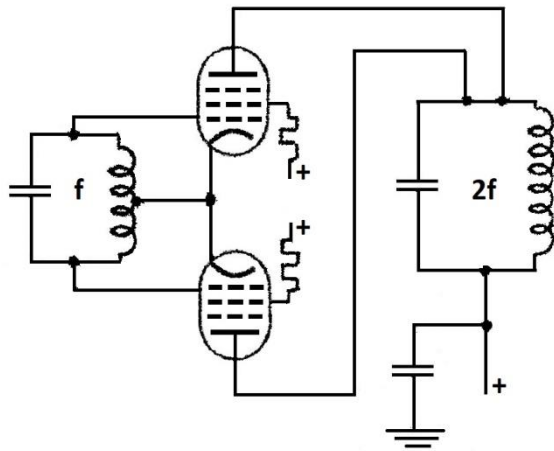


Fig. 18,17. Schema frequentieverdubbeling met twee buizen.

een schakeling van twee buizen aangegeven waarmee ook frequentieverdubbeling kan worden toegepast. De roosterspanningen der twee buizen zijn in tegenfase, terwijl de beide anodes aan dezelfde kant van de afgestemde kring zijn verbonden.

Als de spanning tussen rooster en kathode van de ene buis voor te stellen is door $U_1 = \hat{U}_1 \sin \omega t$, dan is die van de andere buis voor te stellen door $U_2 = -\hat{U} \sin \omega t$.

Verder gaan we uit van de veronderstelling dat de buiskarakteristieken gelijk en voor te stellen zijn door:

$$I_a = I_{a_0} + aU_g + bU_g^2.$$

Voor de ene buis wordt de anodestroom dus:

$$I_{a_1} = I_{a_0} + a\hat{U} \sin \omega t + b\hat{U}^2 \sin^2 \omega t$$

$$I_{a_1} = I_{a_0} + a\hat{U} \sin \omega t + \frac{1}{2}b\hat{U}^2 - \frac{1}{2}b\hat{U}^2 \cos 2\omega t.$$

Voor de andere buis wordt de anodestroom:

$$I_{a_2} = I_{a_0} - a\hat{U} \sin \omega t + \frac{1}{2}b\hat{U}^2 - \frac{1}{2}b\hat{U}^2 \cos 2\omega t.$$

De totale stroom die aan de afgestemde kring in de anodeketen wordt toegevoerd is dus gelijk aan de som van I_{a_1} en I_{a_2} .

$$I_{a_1} + I_{a_2} = 2I_{a_0} + b\hat{U}^2 - b\hat{U}^2 \cos 2\omega t.$$

We zien hieruit dat alleen de tweede harmonische van de anodewisselstroom is overgebleven. Wordt bij een buis uitgegaan van rechte karakteristieken, dan is de belastingslijn, gevormd door een ohmse weerstand, ook een rechte lijn, indien de schakeling als versterker dienst doet.

Fungeert de schakeling als een frequentieverdubbelaar, dan zal de belastingslijn geen rechte lijn zijn. We zullen dit spoedig inzien als we bedenken dat de anodestroom een geheel andere gedaante heeft als de anodespanning. Bij een klasse C ingestelde buis wordt de anodestroom gevormd door stroompulsen, terwijl de anodespanning een sinusvormige wisselspanning is met een frequentie die twee maal zo groot is als de frequentie van de roosterwisselspanning. Construeren we de belastingslijn die het verband legt tussen de optredende anodestroom en anodespanning dan krijgen we een gebogen lijn.

Hoofdstuk 19

Amplitude-modulatie

In de zenders waardoor een in amplitude gemoduleerd signaal moet worden uitgezonden, moet een schakeling voorkomen waarin het gemoduleerde signaal tot stand kan worden gebracht, de modulatorschakeling genoemd.

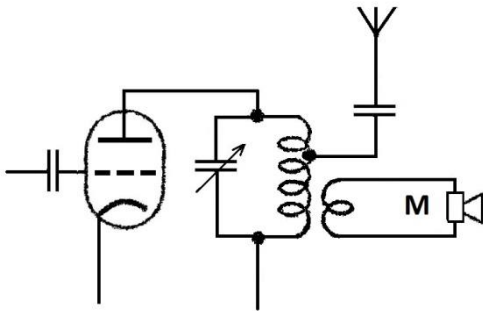
19.1. Absorptiemodulatie

Fig. 19,1. Absorptiemodulatie met een koolmicrofoon.

Een der oudste modulatiemethoden is de absorptiemodulatie. Deze berust er op dat van het in de oscillator opgewekte vermogen een meer of minder groot gedeelte wordt geabsorbeerd. Dit kan gebeuren door met de antennekring een microfoon te koppelen (zie fig. 19,1). Doordat de weerstand van deze microfoon verandert door de geluidsgolven die er op inwerken, gaat de kwaliteitsfactor van de kring veranderen. Door deze veranderingen van de kwaliteitsfactor zullen de elektromagnetische trillingen die door de antenne worden uitgezonden in amplitude worden gemoduleerd.

Tegenwoordig wordt absorptiemodulatie alleen nog wel eens gebruikt bij zeer hoge frequenties. Met deze methode wordt tegenwoordig nagenoeg niet gemoduleerd, daar hierbij dikwijls een ontoelaatbare vervorming wordt ontwikkeld.

Tegenwoordig wordt absorptiemodulatie alleen nog wel eens gebruikt bij zeer hoge frequenties. Met deze methode wordt tegenwoordig nagenoeg niet gemoduleerd, daar hierbij dikwijls een ontoelaatbare vervorming wordt ontwikkeld.

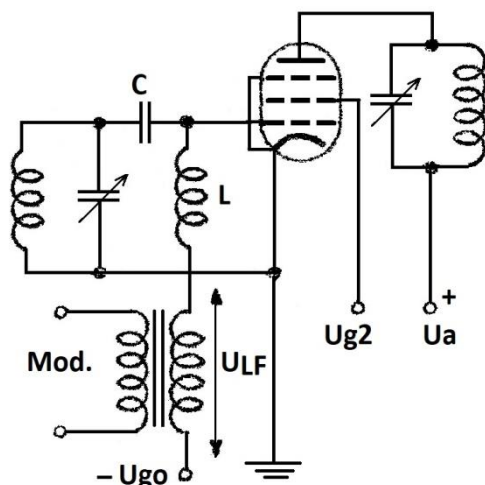
19.2. Stuurroostermodulatie

Fig. 19,2. Stuurroostermodulatie.

Bij stuurroostermodulatie wordt de modulerende spanning toegevoerd aan het stuurrooster van de versterkerbuis. Dit kan plaatsvinden met de schakeling volgens fig. 19.2.

Via de secundaire wikkeling van de laagfrequenttransformator (modulatietransformator) wordt de negatieve roosterspanning tussen rooster en kathode gelegd.

In serie met de secundaire wikkeling is een hf.-smoorpoel L opgenomen. De impedantie van deze spoel moet groot zijn voor de frequentie van de hf.-draaggolf die via de afgestemde LC -kring aan het stuurrooster wordt gelegd. De impedantie van de smoorpoel moet echter klein zijn voor de frequenties van het modulerende signaal.

De condensator C voorkomt dat het rooster voor de gelijkspanning en de lf.-wisselspanning is verbonden met de kathode. Voor het hf.-signaal moet deze condensator echter een kleine impedantie hebben.

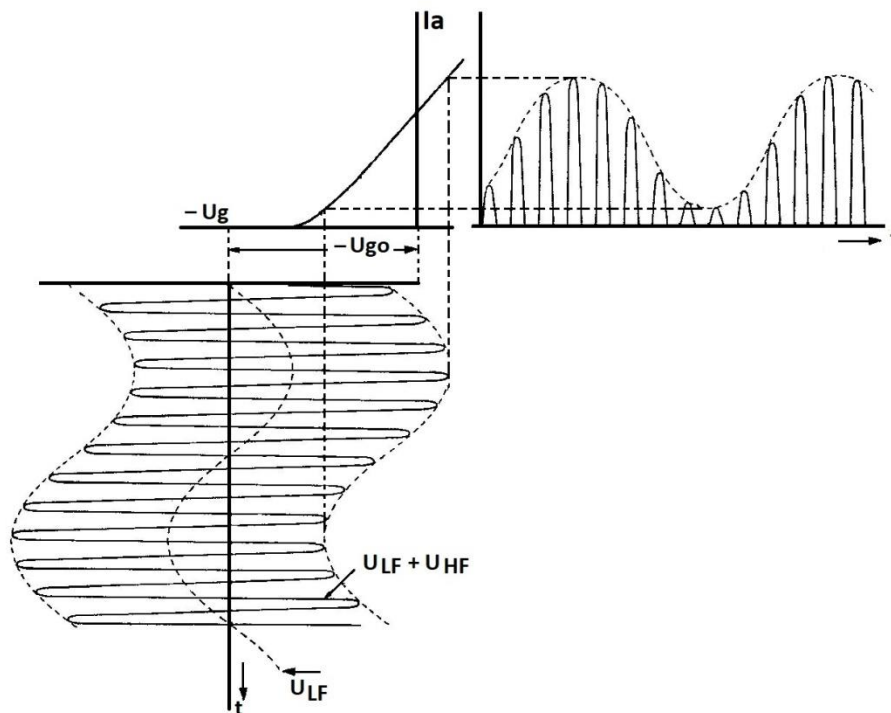


Fig. 19,3. Karakteristieken betreffende stuurroostermodulatie.

In de anodekring bevindt zich, evenals in de roosterkring, een op de draaggolffrequentie afgestemde kring.

De buis wordt met behulp van de gelijkspanning U_{g_0} in klasse C ingesteld (zie fig. 19,3), zo dat de openingshoek steeds kleiner dan 180° blijft.

De anodestroom die nu optreedt, is geschetst in het rechterdeel van fig. 19,3 en bevat een gelijkstroomcomponent, een wisselstroomcomponent en een in amplitude gemoduleerde hf-wisselstroomcomponent. Van deze gemoduleerde hf-wisselstroomcomponent zijn ook de hogere harmonischen aanwezig. De afgestemde kring in de anodekring is afgestemd op de 1^e harmonische daarvan, dus dezelfde frequentie als de hf-roosterwisselspanning heeft. Alleen de eerste harmonische van de anodewisselstroom heeft dus een anodewisselspanning tot gevolg. De amplitudeveranderingen hiervan moeten een getrouw beeld zijn van de modulerende laagfrequente spanning U_{LF} . Men spreekt dan van lineaire modulatie. Nu is echter de amplitude van deze spanning niet zuiver evenredig met de amplitude van de anodestroomimpulsen. Dit komt, omdat niet alleen de grootte van de impuls maar ook de openingshoek verandert. Ook indien de buiskarakteristiek volkomen recht zou zijn.

Om de kwaliteit van de modulatie te kunnen beoordelen, wordt de zogenaamde modulatiekarakteristiek opgenomen. In deze grafiek wordt de amplitude van de hf.-anodewisselspanning als functie van de roostergelijkspanning weergegeven. In fig. 19,4 is een modulatiekarakteristiek weergegeven, waarbij wij uitgaan van een rechte buiskarakteristiek. We zien deze modulatiekarakteristiek nogal krom verlopen en de modulatie dus vervormd zal zijn. Men kan met stuurroostermodulatie dus geen grote modulatie diepte bereiken zonder ontoelaatbare vervorming. In het algemeen kan men hiermee geen grotere modulatie diepte toelaten dan ongeveer 60%.

Bij het instellen van de modulator wordt de negatieve roosterspanning zo gekozen dat zonder modulatie de maximale waarde van de anodewisselstroom de helft is van de maximaal toelaatbare waarde van de stroom die bij modulatie optreedt.

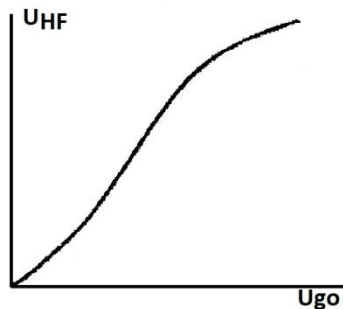


Fig. 19,4. Modulatiekarakteristiek.

Meestal wordt de modulatorbuis iets in de roosterstroom gestuurd, dit wil zeggen, dat gedurende iedere periode van de laagfrequente trilling een korte tijd roosterstroom optreedt. Daar deze roosterstroom slechts gedurende korte tijd per periode optreedt, zal de klemspanning van de lf.-spanningsbron variëren ten gevolge van de inwendige weerstand daarvan. Hierdoor kan een hinderlijke vervorming optreden. We kunnen deze vervorming tot een minimum beperken door de inwendige weerstand van de lf.-spanningsbron zo klein mogelijk te maken.

De roosterstroom beïnvloedt niet alleen de ingangsweerstand van de buis, maar ook de ingangscapaciteit. Speciaal als de modulator direct achter de oscillator is geplaatst, kunnen deze capaciteitsvariëaties ongewenste veranderingen in amplitude en frequentie in de geleverde wisselspanning veroorzaken.

Om de verschillende in het voorgaande genoemde bezwaren die aan het toepassen van stuurroostermodulatie zijn verbonden, wordt deze modulatiemethode tegenwoordig weinig meer toegepast.

19.3. Schermroostermodulatie

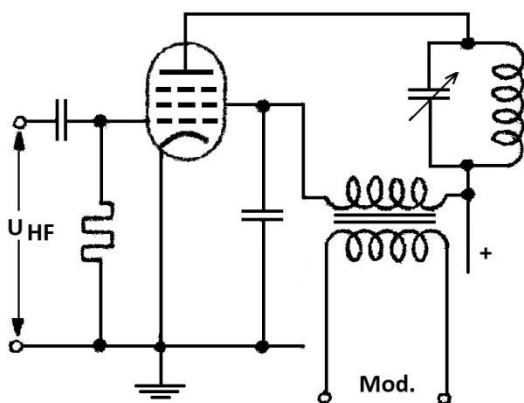


Fig. 19,5. Principeschema van een schermroostermodulator.

Zonder modulatie is het afgegeven vermogen dan ook ongeveer $\frac{1}{4}$ van het vermogen dat bij volle uitsturing geleverd kan worden.

Het is echter geen bezwaar dat bij grote modulatie diepten, gedurende enkele momenten per periode, de maximaal toelaatbare anodedissipatie van de buis wordt overschreden. In de praktijk heeft men dan ook wel een vermogen bereikt dat ongeveer $\frac{3}{10}$ maal het vermogen bij volle uitsturing is.

Een voordeel van de roostermodulatie ten opzichte van andere modulatiemethoden is dat de spanningsbron die de laagfrequente spanning levert slechts een zeer klein vermogen behoeft te leveren.

Bij deze modulatiemethode wordt de schermroostermodulatie met een laagfrequent wisselspanning gevarieerd. Bij verandering van de schermroostermodulatie verandert eveneens de roostermodulatie van de $I_a - U_{g_1}$ -karakteristiek. In fig. 19,5 is het principeschema van dit modulatortype weergegeven.

Het stuurrooster wordt op een zodanige negatieve spanning $U_{g_{10}}$ ingesteld dat de buis in klasse C werkt. Tevens wordt aan het stuurrooster een hoogfrequente wisselspanning toegevoerd.

In fig. 19,6 zijn de betreffende karakteristieken weergegeven. Naarmate de schermroostermodulatie meer positief wordt gemaakt, wordt de openingshoek en ook de stroomamplitude groter.

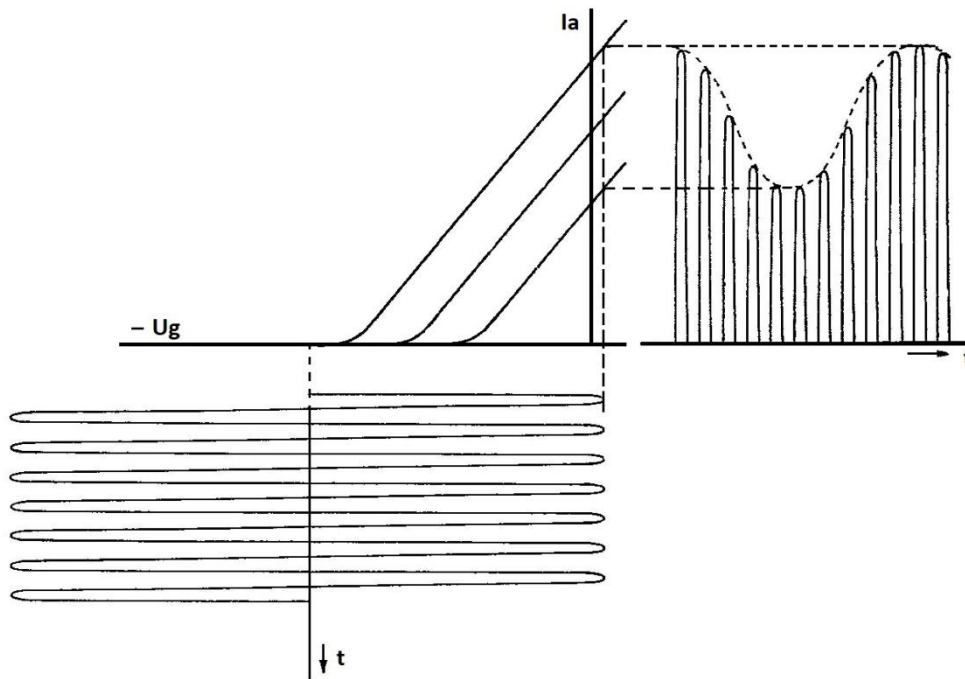


Fig. 19,6. $I_a - U_{g_1}$ - karakteristiek bij een schermroostermodulator.

De constante negatieve stuurroosterspanning wordt door de roosterstroom, de roostercondensator C_2 en de lekweerstand R_L gevormd.

Het verloop van de modulatiekarakteristiek is bij schermroostermodulatie ongeveer gelijk aan die bij stuurroostermodulatie. Dus grote modulatie diepten zijn hier ook niet zonder een ontoelaatbare vervorming te verkrijgen.

Het vermogen dat de laagfrequent spanningsbron moet leveren is bij de schermroostermodulator groter dan bij de stuurroostermodulator, daar de lf.-wisselspanning nu in de keten werkzaam is waar de schermroosterstroom vloeit.

De mogelijkheden van deze wijze van moduleren worden zeer beperkt door het feit dat bij de grootste optredende waarden van de schermroosterspanning, de schermroosterdissipatie gemakkelijk wordt overschreden. Hierbij moeten we bedenken dat als de schermroosterspanning de maximumwaarde doorloopt, de anodespanning de minimumwaarde passeert, hetgeen de schermroosterstroom en daarmee de schermroosterdissipatie extra doet toenemen.

Oplossingen inzenden van de opgaven Ea, nr. 387 t/m 393.

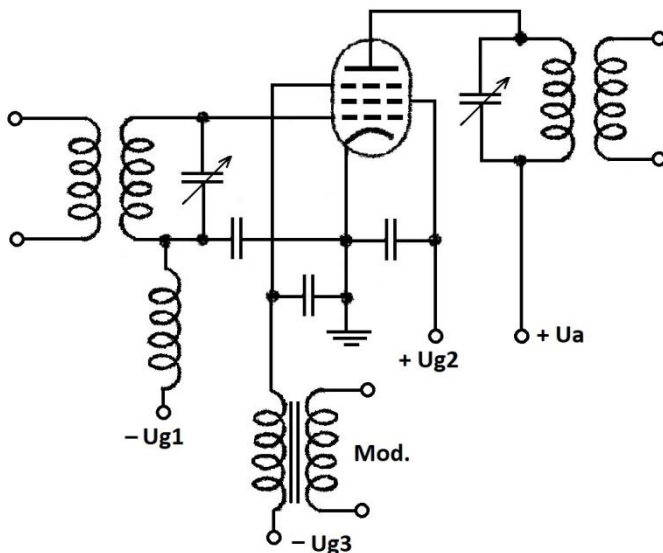


Fig. 19,7. Principeschema van keerroostermodulatie.

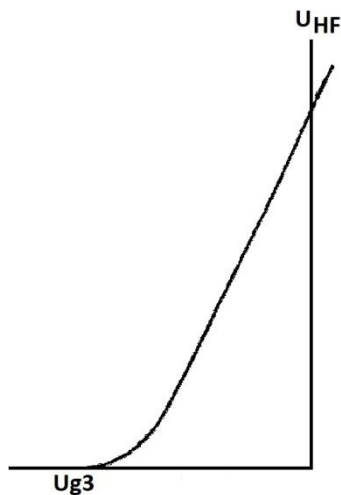


Fig. 19,8. Modulatiekarakteristiek van een keerroostermodulator.

19.4. Anodemodulatie

We zullen het principe van anodemodulatie verduidelijken aan de hand van de ideale karakteristieken van een pentode. De buis wordt weer klasse C ingesteld. In de anodekring is een op de 1^e harmonische van de anodestroom afgestemde kring opgenomen (zie fig. 19,9). In de anodeketen is tevens de Lf.-transformator T_c opgenomen waardoor het Lf.-signaal tussen anode en kathode werkzaam is.

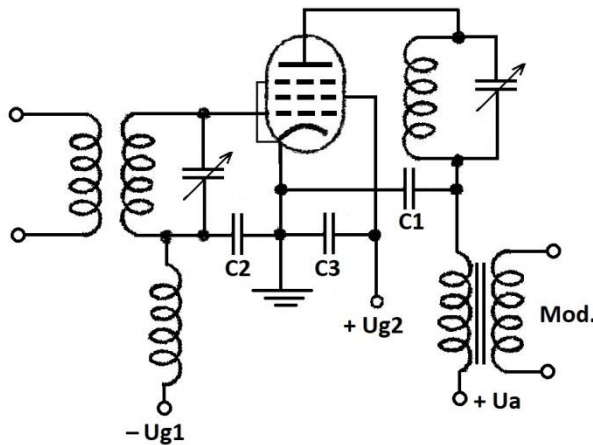
Door middel van de keerroosterspanning kan de verdeling van de emissiestroom tussen anode en schermrooster worden veranderd. Naarmate de spanning op het keerrooster meer negatief wordt, zullen meer elektronen, afkomstig van de kathode, voor het keerrooster omkeren en zich naar het schermrooster begeven. Het principeschema van een keerroostermodulator is in fig. 19,7 weergegeven. Het stuurrooster is op een vaste negatieve spanning U_{g1} ingesteld (klasse C), terwijl tevens een gelijkspanning $-U_{g3}$ aan het keerrooster wordt medegegeven, die dit rooster op een negatieve spanning instelt. In de keten van dit derde rooster is tevens een Lf.-transformator opgenomen, via welke de Lf.-wisselspanning, waarmee gemoduleerd moet worden, aan dit rooster wordt meegedeeld. Doordat in de 1^e roosterkring en schermroosterkring geen Lf.-veranderingen optreden, blijft de openingshoek gedurende het moduleren constant, doch verandert alleen de amplitude van de anodestroom.

In fig. 19,8 is de modulatiekarakteristiek van de keerroostermodulator weergegeven waarbij de hf.-anodewisselspanning als functie van de spanning op het keerrooster is weergegeven. We zien dat een groot deel van de karakteristiek praktisch recht is, dit wil zeggen, dat bij het moduleren niet veel vervorming wordt geproduceerd. Met de keerroostermodulator kan men met een toelaatbare vervorming tot ongeveer 90% diepte moduleren.

Daar het keerrooster geen positieve spanning ten opzichte van de kathode krijgt en er dus geen stroom in deze kring vloeit, heeft de Lf.-spanningsbron geen vermogen te leveren. Evenals bij de stuurroostermodulator is bij de keerroostermodulator het rendement ongeveer 30%.

De hoogfrequentanodewisselstroomketen wordt gesloten door de condensator C_1 , zodat de lf.-transformator niet in deze keten voorkomt en tot gevolg zou hebben dat de impedantie daardoor op ongewenste wijze wordt beïnvloed.

De condensator C_2 treedt op als scheidingscondensator voor de negatieve stuurroosterspanning, terwijl C_3 de schermroosterketen ontkoppelt. In fig.



19,10 is een bundel rechte $I_a - U_a$ -karakteristieken van een pentode getekend. De lijn ABC stelt de belastingslijn voor ten gevolge van de afgestemde kring in de anodekring van de buis bij C-instelling. Deze kring gedraagt zich voor de 1^e harmonische van de anodewisselstroom als een ohmse weerstand.

Fig. 19,9. Schakeling anodemodulator.

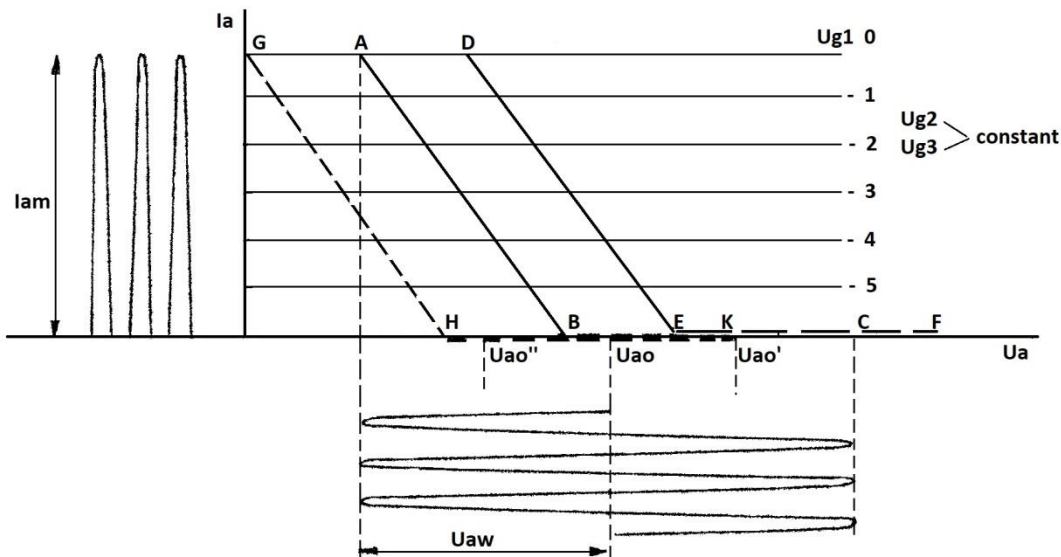


Fig. 19,10. De belastingslijn bij verschillende waarden van U_{a0} .

Hierbij werd verondersteld dat de anodewisselspanningsamplitude kleiner is dan de anodeglijkspanning.

Indien nu de anodespanning wordt verhoogd (U_{a0}') dan zal de belastingslijn naar rechts verschuiven (zie de lijn DEF). De anodestroom, alsmede de anodewisselspanning ondergaat hierbij geen verandering zolang in de spanningen in de stuurroosterkring geen verandering is gebracht. Bij verlaging van U_{a0} treedt er geen verandering in de wisselstroom- en spanning op, zolang de anodeglijkspanning groter blijft dan de amplitude van anodewisselspanning. Tot aan de anodeglijkspanning U_{a0}'' , dus de belastingslijn GHK is er geen verandering in de wisselstroomgrootheden gekomen.

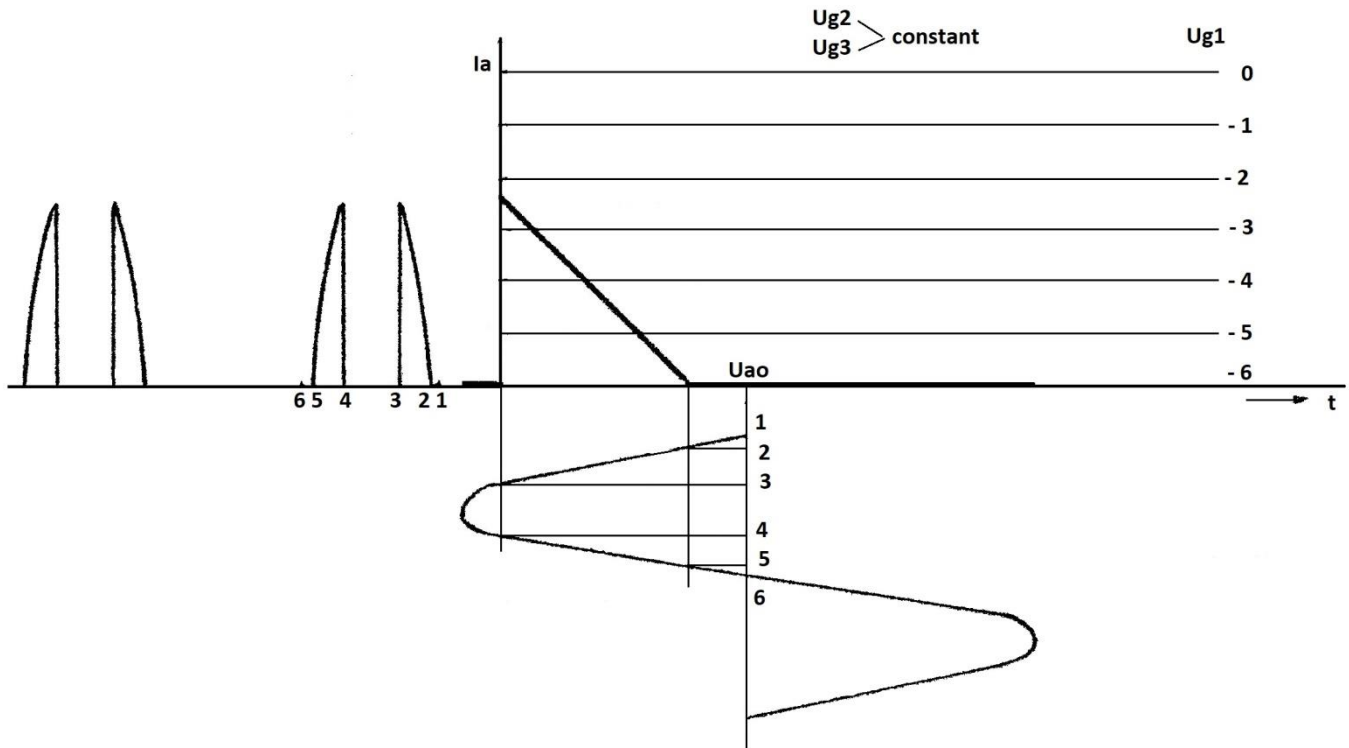


Fig. 19,11. De anodestroom, indien de buis in klasse C is ingesteld en de anodespanning is overstuurd.

Hetgeen er gaat gebeuren als de anodewisselspanningsamplitude groter wordt dan de anodegelijkspanning kunnen we afleiden uit fig.19,11. Daar de anodegelijkspanning kleiner is dan de anodewisselspanning kan de anodestroom, ook niet voor een gedeelte, een sinusvormige gedaante hebben, maar zal een sterk afwijkende vorm krijgen.

Hoe de gedaante van de anodestroom ook zal zijn, de 1^e harmonische, die deze bevat, ondervindt in de anodekring een weerstand $\frac{L}{CR}$, waardoor een anodewisselspanning zal ontstaan met een frequentie van de 1^e harmonische. De overige componenten die in de anodestroom voorkomen, ondervinden geen weerstanden, dus hebben geen uitgangsspanning tot gevolg. In fig. 19,11 is de anodewisselspanning U_{aw} getekend die ten gevolge van de daarin getekende anodestroom ontstaat. We moeten nu twee wisselspanningen op de buis werkzaam denken, de roosterwisselspanning en de anodewisselspanning waarbij de anodewisselspanning een gevolg is van de optredende anodestroom. Als de anodespanning het tijdvak 1 – 2 doorloopt, is de buis ten gevolge van de klasse C-instelling dicht. Op het moment 2 gaat de buis open en blijft open tot het moment 3, daar dan de anodespanning negatief wordt en de buis geen stroom meer doorlaat. De buis blijft nu dicht tot het moment dat de anodespanning weer positief wordt (moment 4) en blijft dan stroom voeren tot het tijdstip 5. Hierdoor wordt de anodestroomimpuls in twee delen verdeeld zoals de figuur aangeeft. Het is dus de 1^e harmonische die de anodewisselspanning veroorzaakt, die in de figuur reeds is weergegeven en op zijn beurt haar beurt weer bepaalt hoe de anodestroom zal verlopen.

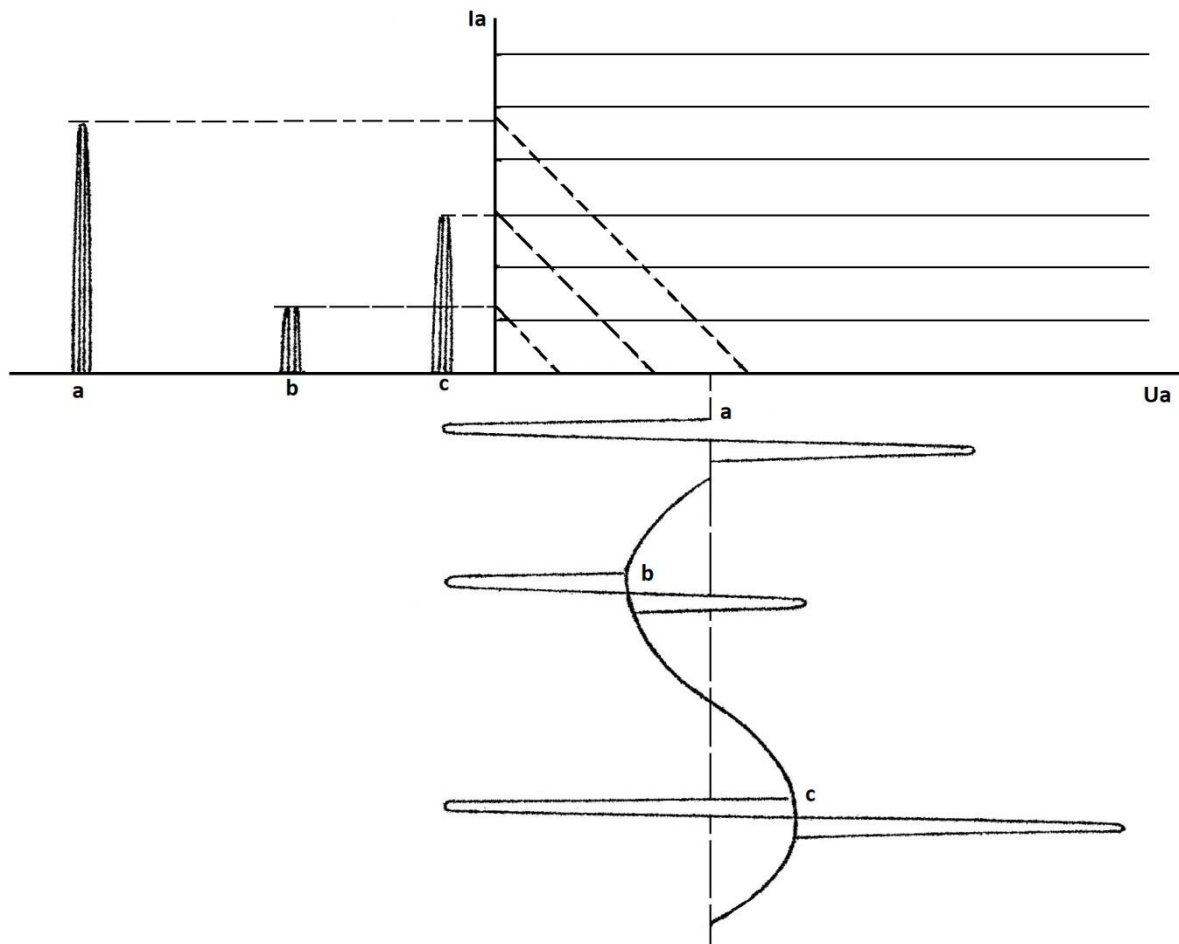


Fig. 19,12. De pentode als anodemodulator.

Indien we de anodegelijkspanning in laagfrequent tempo laten veranderen (zie fig. 19,12), dan verandert de stroomfiguur en daarmee ook de amplitude van de 1^e harmonische van de anodestroom. In fig. 19,12 treden de stroom en anodewisselspanning aangegeven met de letter a op als de buis werkt bij draaggolfinstelling, dit wil zeggen: het hoogfrequent signaal wordt tussen rooster en kathode toegevoerd, maar de laagfrequente wisselspanning wordt nog niet aan de schakeling meegedeeld.

Wordt nu door de lf.-wisselspanning de anodegelijkspanning momenteel kleiner gemaakt, dan wordt de anodestroom en daarmee de 1^e harmonische van deze stroom ook kleiner gemaakt. De amplitude van de optredende anodewisselspanning wordt eveneens kleiner (zie b in fig. 19,12). Wordt de anodegelijkspanning ten gevolge van de lf.-modulerende spanning momenteel groter, dan wordt de anodestroom en dus ook de momentele amplitude van de anodewisselspanning groter (zie c).

Dit modulortype heeft weinig vervorming tot gevolg, zodat men de modulatie diepte tot bijna 100% kan opvoeren zonder daarbij een ontoelaatbare vervorming optreedt.

19.5. Anodemodulatie (vervolg)

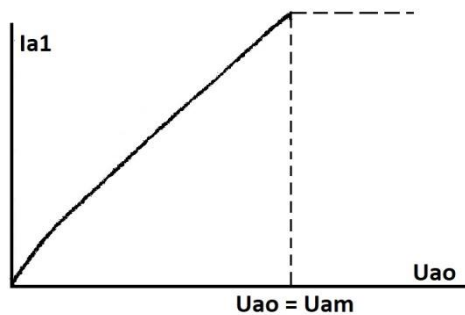


Fig. 19,13. Modulatiekarakteristiek bij anodemodulatie.

De modulatiefrafiek is in fig. 19,13 weergegeven. We zien dat deze bij kleine waarden van U_{a_o} nog iets buigt, maar overigens de rechte lijn vrijwel benadert. Is U_{a_o} groter dan \bar{U}_{aw} , dan blijft bij verandering van de anodespanning de stroom ongewijzigd, dus treedt geen modulatie op en blijft de modulatiekarakteristiek horizontaal verlopen (zie de stippellijn).

De hierboven weergegeven theorie is gebaseerd op rechte buiskarakteristieken. Indien rekening gehouden wordt met de buiging van de karakteristieken, dan zal de stroom bij lage anodespanning niet plotseling nul

worden, maar treedt er een "inzadeling" op die dieper wordt naarmate de anodespanning lager wordt.

Het rendement van de anodemodulator is veel groter dan indien op een der roosters wordt gemoduleerd en het is slechts in geringe mate afhankelijk van de anodespanning.

Een nadeel van deze modulatiemethode is, dat de lf.-versterkers een groot vermogen moeten leveren en wel bij 100% modulatie diepte de helft van het opgenomen gelijkstroomvermogen.

We hebben deze modulatiemethode bekeken door gebruik te maken van een pentode; het is echter ook mogelijk een triode te gebruiken.

Bij gebruik van een pentode moeten we bedenken dat bij afnemende anodespanning de schermroosterstroom en daarmee de schermroosterdissipatie toeneemt. De modulatiemogelijkheden worden dus begrensd door de schermroosterdissipatie.

19.6. Heisingmodulator

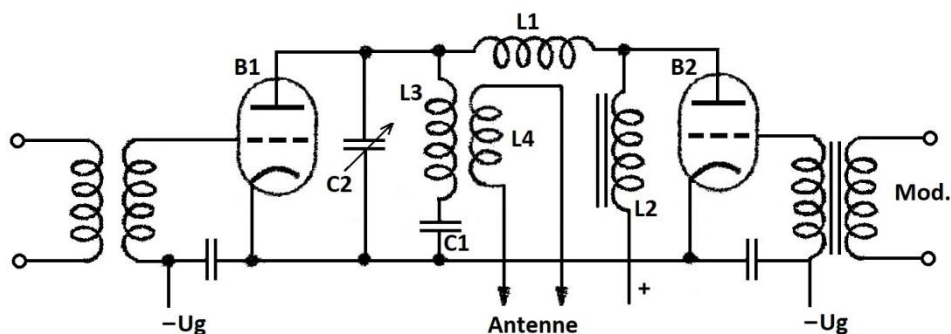


Fig. 19,14. Schakeling voor Heising-modulator.

Een der oudste schakelingen van anodemodulatie is de Heising-modulator. In fig. 19,14 is het principe hiervan weergegeven. Voor de eenvoud zijn trioden getekend; het kan natuurlijk ook met pentoden.

De buis B_2 is geschakeld als laagfrequentversterker en in klasse A ingesteld, daar hier de modulerende spanning zo min mogelijk vervormd wordt versterkt. Deze versterker is belast met de lf-smoorspoel L_2 . De laagfrequent spanning over L_2 ontwikkeld, wordt via een hoogfrequent smoorspoel

toegevoerd aan de anode van de zendbuis B_1 . Deze buis die de eindbuis van de zender kan zijn, is belast met de afgestemde kring $C_2L_3C_1$. Deze afgestemde kring is gekoppeld met de antenne (L_4). De condensator C_1 moet kortsluiting van de anodegelijkspanning voorkomen. De hf.-smoorspoel L_1 voorkomt dat de hf.-wisselspanningen van de hf.-eindbuis doordringen in de lf.-versterker. De anodestroom van beide buizen vloeit door de smoorspoel L_2 . Op de anode van de buis B_1 is een laagfrequent wisselspanning werkzaam die tot gevolg heeft dat daarin de amplitude modulatie tot stand komt. Daar bij de lf.-versterker de anodewisselspanning altijd kleiner is dan de gelijkspanning, dus ook kleiner is dan de gelijkspanning op de anode van de modulatorbuis B_2 , is het niet mogelijk een modulatie diepte van 100% te bereiken.

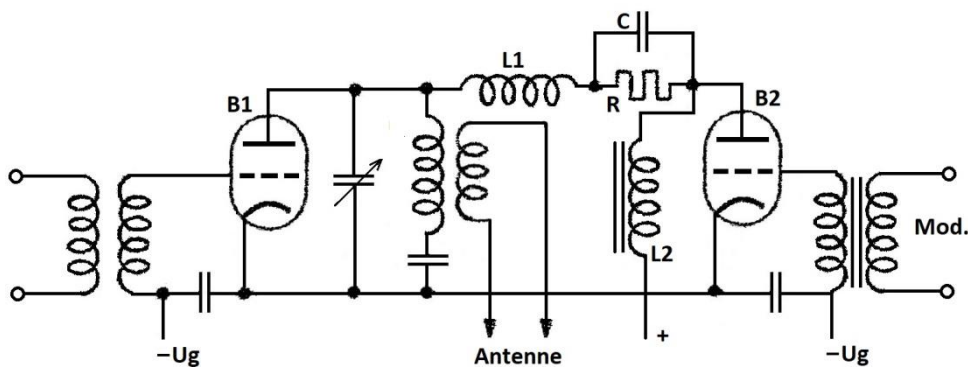


Fig. 19,15. Heising-modulator. C en R zijn aangebracht om grotere modulatie diepten te verkrijgen.

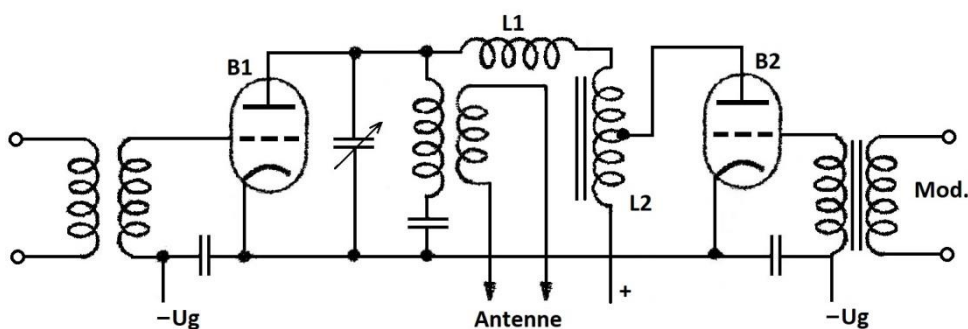


Fig. 19,16. Heising-modulator. De lf.-smoorspoel is uitgevoerd als autotransformator.

Wenst men toch 100% modulatie diepte te bereiken, dan is dat op verschillende manieren te bereiken. Men kan in serie met de smoorspoel L_1 een parallelschakeling van weerstand en condensator opnemen (zie fig. 19,15). Dankzij de weerstand is de anodegelijkspanning van B_1 lager dan die van B_2 . De condensator C moet een zo grote capaciteit hebben dat de reactantie daarvan een kortsluiting voor de lf.-wisselspanning is.

Een andere methode om grotere modulatie diepte te bereiken is in fig. 19,16 weergegeven. De spoel L_2 is uitgevoerd als een auto-transformator. De lf.-wisselspanning die wordt toegevoerd aan de modulatorbuis is nu groter dan de anodewisselspanning van de lf.-buis B_2 . Er kunnen dus grotere modulatie diepten worden bereikt.

19.7. Seriëmodulatie

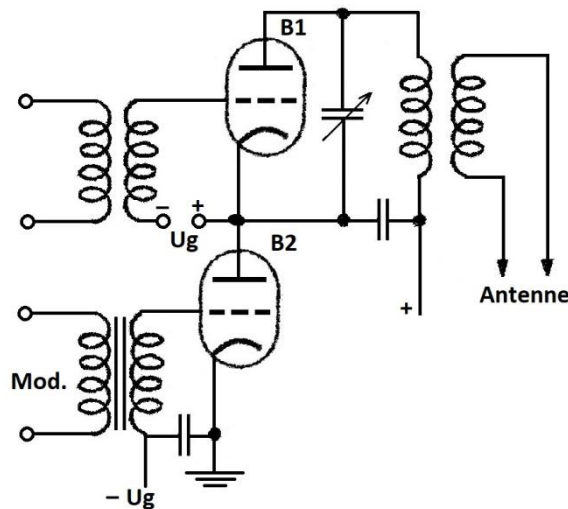


Fig. 19,17. Schakeling voor seriëmodulatie.

van buis B_2 . De lf.-wisselspanning die aan B_2 wordt toegevoerd, komt in versterkte mate over buis B_1 te staan. Door deze lf.-anodespanningsveranderingen wordt in buis B_1 amplitudemodulatie tot stand gebracht. Het rendement met deze seriëmodulatie te bereiken, is iets hoger dan met Heising modulatie.

De voornaamste bezwaren tegen seriëmodulatie zijn dat de voeding van de negatieve rooster spanning en de voeding van de gloeidraad van de buis B_1 een hoge spanning tegen aarde bezitten. Daardoor wordt deze voeding ingewikkeld en duur.

19.8. Gecombineerde modulatiemethoden

Bij de behandeling van keerrooster- en anodemodulatie hebben we reeds vermeld dat bij deze methoden rekening moet worden gehouden met een eventuele te grote waarde van de schermroosterdissipatie. Dit komt omdat de keerrooster- en anodemodulatie alleen invloed hebben op de emissieverdeling tussen anode en schermrooster, terwijl de kathodestroom constant blijft, daar deze bepaald wordt door de spanningen van stuurrooster en schermrooster. Zowel bij keerrooster- als anodemodulatie zal bij afnemende anodestroom de schermroosterstroom toenemen en daarmee de schermroosterdissipatie.

Om te hoge schermroosterdissipatie te voorkomen moet men de anodestroom ook de kathodestroom veranderen. In fig. 19,18 is een gecombineerde modulatiemethode aangegeven waarbij gemoduleerd wordt op stuurrooster en anode. Door een geschikte keuze van de transformatieverhouding der twee transformatoren kan op deze wijze een voldoende rechte modulatiekarakteristiek worden verkregen. De noodzakelijkheid dat twee modulatietransformatoren moeten worden gebruikt, is een bezwaar van deze modulator.

Hierbij zijn de hoogfrequent- en de laagfrequent versterkerbuis in serie geschakeld (zie fig. 19,17). De totale anodespanning wordt dus verdeeld over beide buizen. Als de buis B_2 geen stroom voert, valt alle voedingsspanning over de buis B_2 en heeft de buis B_1 geen spanning. De negatieve rooster spanning van buis B_1 moet constant zijn en moet door een afzonderlijke spanningsbron worden geleverd die dezelfde gelijk- en wisselspanning tegen aarde heeft als de anode van de buis B_2 . Evenals bij de Heising-modulatie geldt hier dat de anodegelijkspanning van de buis B_1 lager behoort te zijn dan die van de buis B_2 . De buis B_1 gedraagt zich als de anodeweerstand

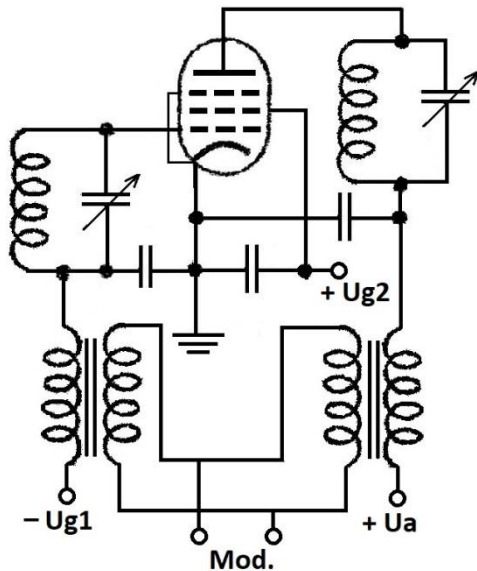


Fig. 19,18. Gelijktijdige modulatie op stuurrooster en anode.

Aan deze transformatoren wordt namelijk de eis gesteld dat de secundaire spanningen voor alle frequenties een constante verhouding moeten bezitten en in fase moeten zijn.

In fig. 19,19 is nog een gecombineerde modulatiemethode weergegeven waarbij gemoduleerd wordt op de anode en schermrooster. Ook hier kan bij juiste keuze van de twee transformatoren de modulatiekarakteristiek een rechte lijn benaderen, terwijl tevens de schermroosterdissipatie binnen geschikte grenzen kan worden gehouden.

Het is ook mogelijk amplitudemodulatie tot stand te brengen in de hf.-oscillator, door aan een der elektroden de modulerende trilling toe te voeren. Dit kan zijn aan het stuurrooster of aan het schermrooster, keerrooster of anode als een pentode in de oscillatorschakeling wordt gebruikt.

Zolang de amplitude van de opgewekte hf.-trilling evenredig is met de spanning die aan de modulerende elektrode wordt toegevoerd, wordt een onvervormde modulatie tot stand gebracht. Bij kleine modulerende spanning is dit wel mogelijk, dus kleine modulatie diepten zijn wel mogelijk.

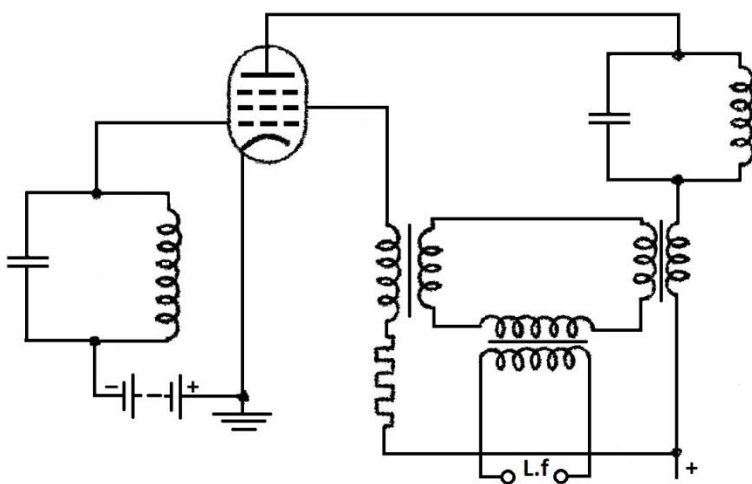


Fig. 19,19. Gecombineerde modulatie op schermrooster en anode.

Verder is een bezwaar tegen modulatie in de oscillator het feit dat met het veranderen van de amplitude ook de frequentie van de hf.-trilling wordt veranderd, zodat ook frequentiemodulatie ontstaat. De oorzaak hiervan ligt in het veranderen van de steilheid gedurende het oscilleren, waardoor de frequentie, waarbij dan de oscilleerwaarde ook verandert.



19.9. Het versterken van in amplitude gemoduleerde spanningen

Het versterken van spanningen die in amplitude gemoduleerd zijn, kan niet plaatsvinden met een in klasse C ingestelde versterker, daar dan de modulatie ontoelaatbaar geschaad zou worden.

Nu moet gebruik gemaakt worden van klasse A- of B-instelling. Bij instelling volgens klasse A kiest men het instelpunt in het midden van het rechtse gedeelte van de karakteristiek. Het rendement dat op deze wijze bereikt kan worden, is slechts gering. Bij volle uitsturing van de anodespanning en anodestroom, dus bij constante signaalamplitude, is de amplitude van de anodewisselspanning gelijk aan de anodegelijkspanning U_{a0} en de amplitude van de anodewisselstroom gelijk aan de gelijkstroom. Het afgegeven vermogen is nu:

$$P_o = \frac{1}{2} U_{a0} I_{a0}$$

en het toegevoerd vermogen wordt dan:

$$P_i = I_{a0} \times U_{a0}.$$

Het rendement is:

$$n = \frac{P_o}{P_i} = \frac{\frac{1}{2} U_{a0} \times I_{a0}}{U_{a0} I_{a0}} \times 100 \% = 50 \%$$

Is het signaal in amplitude gemoduleerd en rekenen we op de grootste modulatie diepte van 100%, dan zal bij de grootste amplitude slechts volle uitsturing kunnen worden toegelaten. In ongemoduleerde toestand zal de amplitude van de stroom, zowel als de amplitude van de spanning slechts de helft mogen bedragen van respectievelijk I_{a0} en U_{a0} . Het afgegeven vermogen wordt nu:

$$P_o = \frac{1}{4} U_{a0} I_{a0},$$

het rendement dus 12½ %.

Een belangrijk hoger rendement kan worden verkregen als de buizen klasse B worden ingesteld. Zou de $I_a - U_g$ - karakteristiek een volkomen rechte lijn zijn, dan kan het werkpunt juist in het afknijppunt gekozen worden en is de openingshoek van de roosterspanning 180° en wel onafhankelijk van de amplitude van de roosterwisselspanning. Hoewel van iedere periode van de hf.-trilling slechts de helft wordt doorgegeven (zie fig. 19,20), heeft de "omhullende" van de gemoduleerde anodestroom dezelfde vorm als die van de roosterspanning. De eerste harmonische van de anodestroom zal daarom ook dezelfde modulatie bezitten al de roosterwisselspanning en bedraagt 78%.

Bij een laagfrequent versterker waar buizen in klasse B worden ingesteld, moeten steeds twee buizen in balans worden geschakeld; men kan geen onvervormd lf.-signaal vormen met behulp van de helft van iedere periode.

Bij een hoogfrequent versterker kan men heel goed met een enkele buis volstaan, ook voor in amplitude gemoduleerde signalen. De voorwaarde die we slechts stellen, is dat de anodewisselstroom evenredig is met de roosterwisselspanning. Is de karakteristiek kwadratisch, dan is de eerste harmonische van de anodewisselstroom ook evenredig met die van de roosterwisselspanning.

We zien dit als volgt:

Gesteld een buiskarakteristiek wordt voorgesteld door:

$$I_a = I_{a0} + aU_g + bU_g^2.$$

Vullen we voor U_g is:

$$U_g = \hat{U}_g \sin \omega t$$

dan vinden we:

$$\begin{aligned} I_a &= I_{a0} + a\hat{U}_g \sin \omega t + b\hat{U}_g^2 \sin^2 \omega t = \\ &= I_{a0} + a\hat{U}_g \sin \omega t + \frac{1}{2}b\hat{U}_g^2 - \frac{1}{2}b\hat{U}_g^2 \cos 2\omega t. \end{aligned}$$

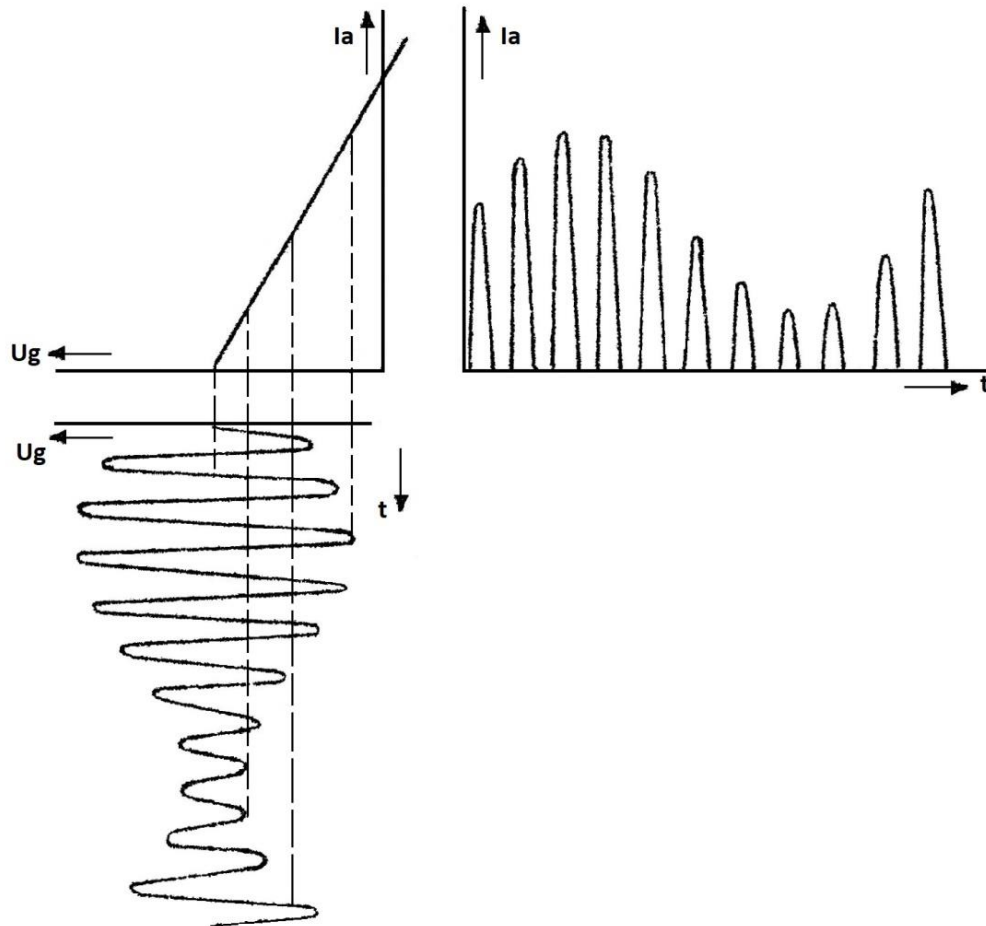


Fig. 19,20. Versterken van een in amplitude gemoduleerd signaal door middel van een in klasse B ingestelde versterker waarvan de karakteristiek recht is ondersteld.

We zien dat de amplitude van de eerste harmonische van de anodestroom dus evenredig is met de amplitude van de roosterspanning. Dit is niet meer het geval als de karakteristiek van de buis wordt voorgesteld door een derdegraads functie.

De beste karakteristiekvorm die praktisch ook vrij aardig te benaderen is, bestaat uit een recht gedeelte en een kwadratisch gedeelte dat aan het rechte gedeelte en aan de roosterspanningsas raakt, zodanig dat de beide raakpunten evenveel links en rechts van het snijpunt liggen, dat het verlengde van het rechte deel heeft met de U_g -as. Dus in fig. 19,21 is $CE = DE$.

Wordt de buis dus in dit punt E ingesteld, dan is de eerste harmonische van de anodestroom evenredig met de roosterwisselspanning en treedt er geen vervorming op.

Deze instelling is dus niet gewenst bij het versterken van de hoogfrequentie draaggolf van een zender. Hierbij kan de buis, voor wat het rendement betreft, zo gunstig mogelijk in klasse C worden ingesteld.

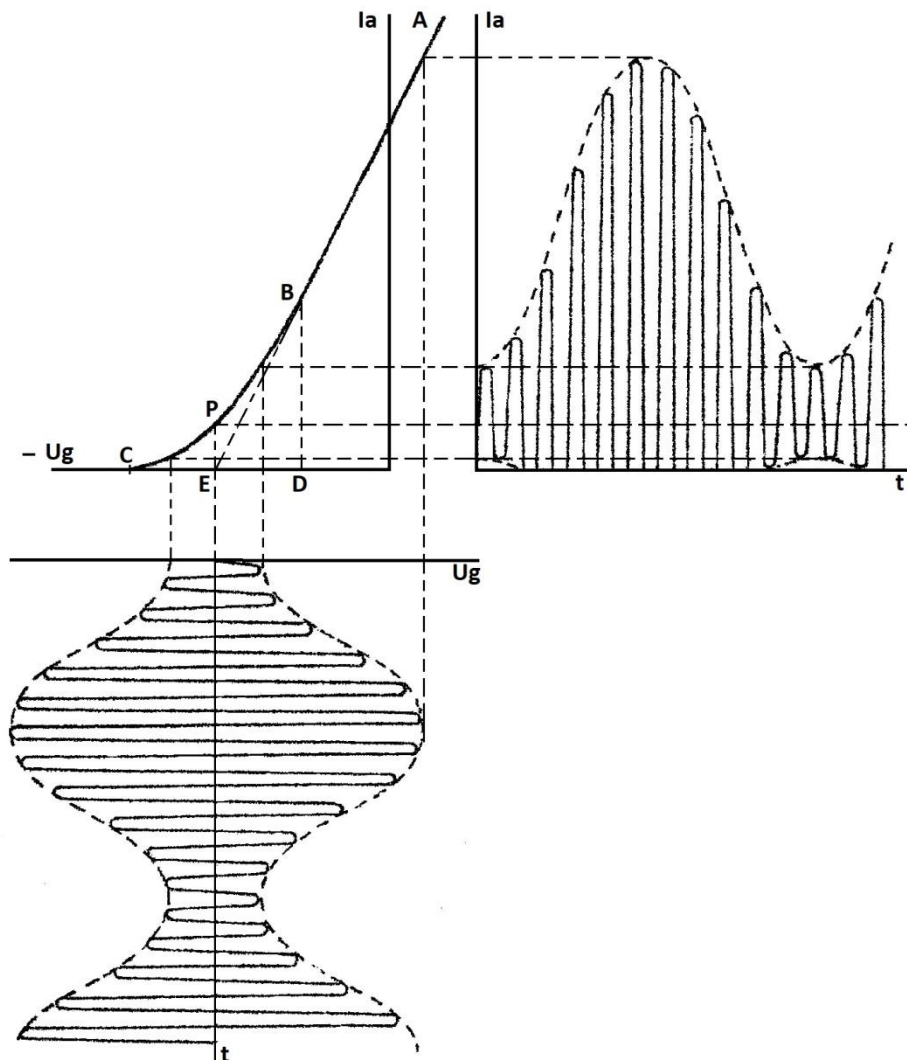


Fig. 19,21. Versterken van gemoduleerde spanningen met behulp van een buis die daar goed voor geschikt is. Het werkpunt moet dan E zijn, opdat $CE - ED$.

De instelling zoals deze in fig. 19,21 is aangegeven, dus waarbij in het instelpunt een stroom optreedt, geeft een rendement dat afhankelijk is van de modulatie diepte. Het rendement zal kleiner zijn naarmate de modulatie diepte kleiner is. Daar de modulatie diepte van een zender, beschouwd over een lange periode, gemiddeld vrij klein is, biedt de volgens klasse B ingestelde buis toch geen bevredigende oplossing als de versterkertrap voor een zeer groot vermogen voor gemoduleerde signalen moet worden ingericht. Dit laatste is bijvoorbeeld het geval wanneer bij een omroepzender de modulatie niet in de eindtrap plaatsvindt.

Men is er in geslaagd versterkertrappen voor amplitude gemoduleerde signalen van groot vermogen zo in te richten dat het rendement hoog is, ook bij kleine modulatie diepten, terwijl ook grote modulatie diepten zonder bezwaar kunnen optreden.

Een van de mogelijkheden hierin bestaat uit het parallelschakelen van twee buizen waarvan er een volgens klasse B en een volgens klasse C is ingesteld. De negatieve roosterspanning van de volgens klasse C ingestelde buis wordt dan zo gekozen dat hierin juist geen anodestroom vloeit wanneer alleen de ongemoduleerde draaggolf moet worden versterkt. Treedt modulatie op, dan levert de volgens klasse C ingestelde buis energie gedurende die helft van iedere modulatieperiode waarin de amplitude van de hoogfrequentie spanning groter is dan die van de ongemoduleerde draaggolf. De andere buis hoeft dan niet voor een zo groot vermogen te zijn bemeten als het geval zou zijn als deze alleen het volle vermogen zou moeten kunnen leveren. Deze buis hoeft nu alleen maar het ongemoduleerde draaggolfvermogen te leveren en kan dus met een hoog rendement werken. We moeten wel bedenken dat de in klasse B ingestelde buis ook alle energie levert op de momenten dat de amplitude van de gemoduleerde spanning kleiner is dan die van de draaggolf.

Een moeilijk probleem bij dergelijke schakelingen is, de anodeketens van de twee buizen zo te combineren tot één uitgang, dat hun energie aan de optredende belastingsweerstand (bijvoorbeeld de antenne) wordt toegevoerd zonder dat er vervorming optreedt en de buizen elk voor zich zo zijn aangepast dat maximaal vermogen wordt afgegeven. Een nadere beschouwing hiervan moet achterwege blijven.

Een methode om nog meer energie te besparen is, de draaggolfamplitude evenredig met de amplitude van de laagfrequent trilling te veranderen.

Bij een normale met amplitudemodulatie werkende zender wordt een constante draaggolf uitgezonden waarvan de modulatie diepte varieert met de grootte van de modulerende spanning.

Men kan de modulatorschakeling nu zo inrichten dat de amplitude van de draaggolf zo wordt veranderd bij verandering van de amplitude der modulerende trilling dat de modulatie diepte constant blijft. De verhouding tussen het gemoduleerde vermogen tot het ongemoduleerde draaggolfvermogen wordt dan veel gunstiger en wordt een belangrijke energiebesparing verkregen.

Een nadeel van de uitzending van gemoduleerde signalen met variabele draaggolf is, dat op die momenten dat de modulerende spanning zwak is, (dus gedurende zwakke passages in muziek of spraak) het uitgezonden signaal ook zwak is, zodat in de ontvanger een sterk ruisen kan optreden.

Vervolgens is het niet mogelijk in de ontvangers automatische sterkteregeling toe te passen.

Bij het versterken van amplitude gemoduleerde signalen moet dus vooral gelet worden op de juiste evenredigheid tussen de amplitudeveranderingen van de anodespanningen en die van de roosterwisselspanning. Dat de faseverschuiving tussen anodewisselspanning en roosterwisselspanning iets varieert, is van minder storende invloed.

Anders is dit bij het versterken van in frequentie gemoduleerde spanningen. De versterkers hiervoor kunnen in klasse C ingesteld worden, daar de amplitudevariaties die eventueel op het FM-signaal voorkomen, meestal ongewenst zijn en dus toch door de begrenzers wordt weggewerkt. Distorsie kan nu alleen ontstaan als de frequentie van de anodewisselspanning niet gelijk is aan de frequentie van de roosterwisselspanning. Deze frequentie-afwijking kan ontstaan door een veranderlijk faseverschil tussen de beide spanningen.

Indien in de anodeketen van de versterker een afgestemde kring is opgenomen, is er aanleiding voor een veranderlijke faseverschuiving, dus afwijkende frequentie, aanwezig. Bij deze versterkers moet er dus voor worden gezorgd dat de faseverschuiving als functie van de frequentie een constante waarde heeft. De bandbreedte van de anode-impedantie moet dan zo breed gekozen worden dat in het gehele frequentiegebied, dat door het signaal wordt gebruikt, eenzelfde fasedraaiing optreedt.

Hoofdstuk 20

Schakelingen voor FM-modulatie

20.1. Het in frequentie- of fase-moduleren van een hf.-signaal

In principe kunnen we een in frequentie gemoduleerd signaal tot stand brengen door de frequentie van de trilling die door een oscillatorschakeling wordt opgewekt in laagfrequent tempo te laten veranderen. Dit kan worden uitgevoerd door de zelfinductie of de capaciteit van de oscillatorkring in lf.-ritme te veranderen.

Veelal wordt dit tot stand gebracht met behulp van een buis. Deze buis wordt dan zo geschakeld dat deze een capaciteit of zelfinductie levert die dan parallel aan de oscillatorkring wordt geschakeld. De roosterspanning van de buis, reactantiebuis genaamd, kan dan worden gestuurd met een laagfrequent-wisselspanning. Hierdoor wordt dan tevens de capaciteit of zelfinductie van de reactantiebuis veranderd.

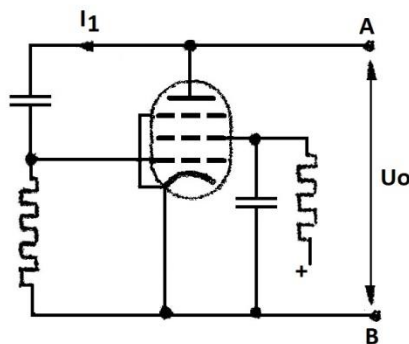


Fig. 20,1. Reactantiebuis.

In fig. 20,1 is een reactantiebuischakeling weergegeven. Tussen de punten $A - B$ is de oscillatorkring geschakeld. De impedantie van de reactantiebuischakeling moet groot zijn ten opzichte van de impedantie van de oscillatorkring die tussen de punten AB een hf.-wisselspanning U_o levert. De inwendige weerstand van de buis wordt zeer groot verondersteld. De reactantie van de condensator C moet groot zijn ten opzichte van de weerstand R . De stroom I_1 gaande door de serieschakeling van C en R moet verwaarloosbaar klein zijn ten opzichte van de stroom $I_a = SU_g$. De stroom I_1 is dus 90° voor ten opzichte van U_o .

De spanning over R en dus tevens de roosterwisselspanning U_g is eveneens 90° voor op U_o . De stroom door de buis is dus eveneens 90° voor op de spanning U_o .

Het quotiënt $\frac{U_o}{I_a}$ geeft de impedantie die we tussen de punten AB aantreffen. Daar de stroom I_a 90° voor is op de spanning U_o moet deze impedantie dus capacitief zijn.

De wiskundige uitdrukking voor de impedantie die door de reactantiebuis wordt gevormd, is als volgt af te leiden:

$$I_1 = \frac{U_o}{R + \frac{1}{j\omega C}} \quad U_2 = U_g = I_1 R = U_o \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}}$$

$$I_a = S U_g = S U_o \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = U_o \frac{SR}{R + \frac{1}{j\omega C}}$$

$$\text{De impedantie } Z_{AB} = \frac{U_o}{I_a} = \frac{R + \frac{1}{j\omega C}}{SR} = \frac{1}{S} + \frac{1}{j\omega CSR}$$

We zien dat de impedantie Z_{AB} gevormd wordt door de serieschakeling van een weerstand $R_v = CSR$. De weerstand heeft een demping op de oscillatorkring tot gevolg. De capaciteit CSR die parallel aan de oscillatorkring komt te staan, bepaalt mede de frequentie van de trilling die de oscillator produceert. Deze capaciteit en daarmee de frequentie kan in laagfrequent tempo worden veranderd.

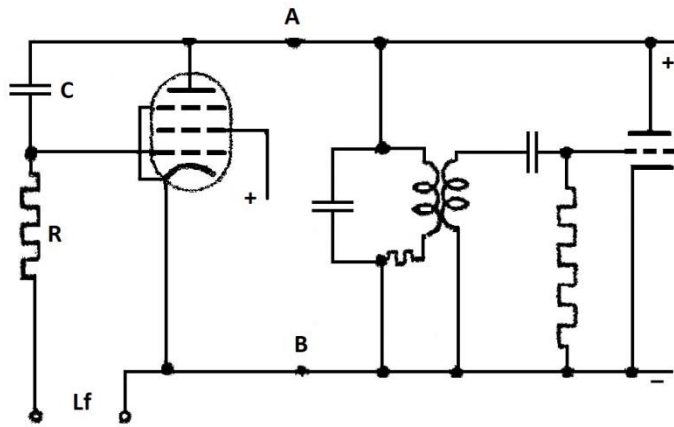


Fig. 20,2. Reactantiebuis met oscillator.

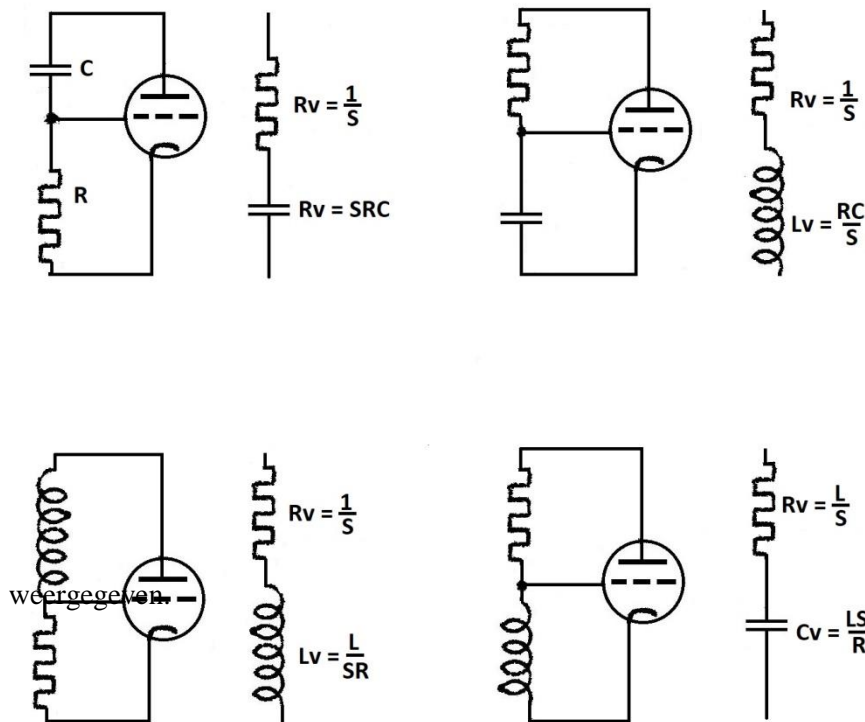


Fig. 20,3. Vier prinseschema's van reactantiebuisen met hun vervanging.

ning van een der elektroden te veranderen. In het voorgaande hebben we de mogelijkheid aangegeven de stuurroosterspanning te veranderen. In fig. 20,4 is nog een prinseschema weergegeven waarin de spanning van het keerrooster in laagfrequent tempo wordt veranderd. Met de schakeling volgens fig. 20,5 is het mogelijk een fasegemoduleerd signaal tot stand te brengen.

Nadruk verboden

door de steilheid van de buis in lf.-tempo te variëren. Door een laagfrequent wisselspanning aan het rooster van de buis toe te voeren, veranderen we de instelling van de buis en daarmee de steilheid in laagfrequent tempo. De dempingsweerstand $\frac{1}{S}$ moet natuurlijk zo klein mogelijk worden gehouden en verdient het de voorkeur een buis met een grote steilheid te gebruiken.

In fig. 20,2 hebben we nogmaals de reactantiebuis-schakeling, echter nu met de oscillatorschakeling compleet. Het ligt voor de hand dat bij de optredende frequentievariaties de amplitude van de hf.-wisselspanning zo veel mogelijk constant blijft. In fig. 20,3 hebben we een overzicht van enige reactantiebuis-schakelingen met hun vervangingen.

De reactantie die door de reactantiebuis geleverd wordt kan dus veranderd worden door de steilheid van de buis te veranderen. Dit kan ook bereikt worden door de span-

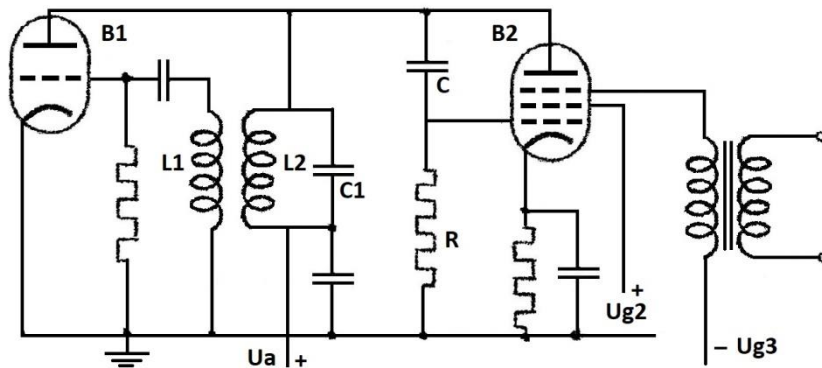
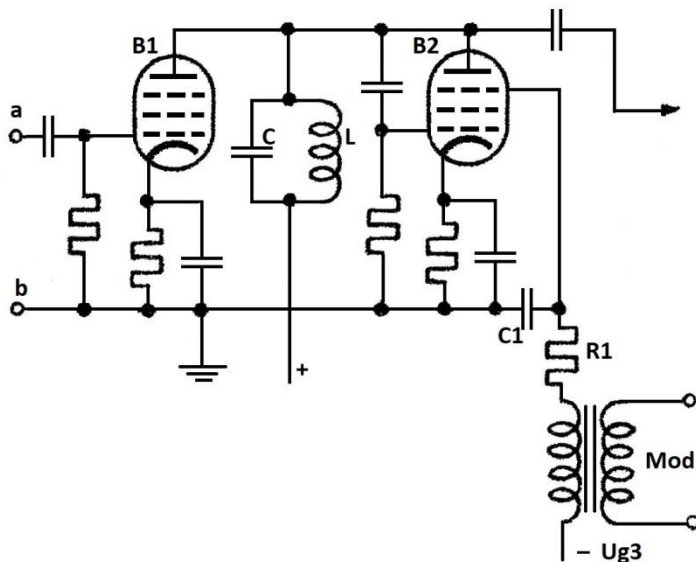


Fig. 20,4. Schakeling voor frequentiemodulatie met een reactantiebuïs.



impe-
Fig. 20,5. Fasemodulatie met behulp van een buis die als versterker is geschakeld.

tussen de roosterwisselspanning en anodewisselspanning periodiek wordt veranderd. Als de versteking van de anodeketen niet te groot is, is de faseverschuiving evenredig met de laagfrequent wisselspanning.

Is de roosterwisselspanning $U_g = \hat{U}_g \cos(\omega_0 t + \hat{\varphi} \sin pt)$, dan is de anodewisselspanning:

$$U_a = \hat{U}_a \cos(\omega_0 t + \hat{\varphi} \sin pt)$$

als de laagfrequent modulerende spanning

$$U_1 = \hat{U}_1 \sin pt$$

is.

De amplitude $\hat{\varphi}$ van de fasezwaai is evenredig met de amplitude \hat{U} van de lf.-trilling. De frequentiezwaai is nu gelijk aan $\hat{\varphi} \cdot p$, dus evenredig met de frequentie van de modulerende trilling.

Hierin is buis B_1 een pentode als versterkerbuis geschakeld. De hoogfrequent wisselspanning wordt tussen de klemmen $a - b$ gelegd. Deze hf-wisselspanning is afkomstig van een kristaloscillator. De anodekring wordt belast met een afgestemde kring. Parallel aan deze kring is een reactantiebuïs geschakeld. Door de reactantiebuïs te sturen met een laagfrequent wisselspanning komt dus parallel aan de LC-kring een veranderlijke reactantie te staan. Hierdoor wordt de resonantiefrequentie van de anode-

dantie van de versterkerbuis gevarieerd. Dit heeft tot gevolg dat de faseverschuiving

Met bovengegeven schakeling is, behoudens een kleine wijziging, ook frequentiemodulatie tot stand te brengen. We moeten nu zorgen dat de frequentiezwaai $\Delta\omega = \hat{\phi}p$ onafhankelijk van de frequentie p wordt. Hiervoor moet $\hat{\phi}$ dus omgekeerd evenredig met p veranderen. Daar $\hat{\phi}$ evenredig is met de amplitude van de modulerende trilling moet de amplitude van de modulerende spanning, dus omgekeerd evenredig met de frequentie worden veranderd. Dit kan worden bereikt door een correctienetwerk op te nemen. Dit netwerkje bestaat dan uit een serieschakeling van een condensator C_1 en een weerstand R_1 (zie fig. 20,6).

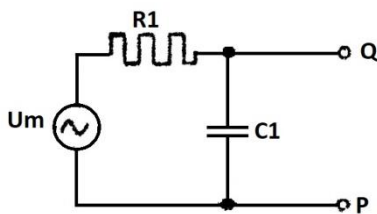


Fig. 20,6. Spanningsdeling met behulp van een serieschakeling van weerstand en condensator.

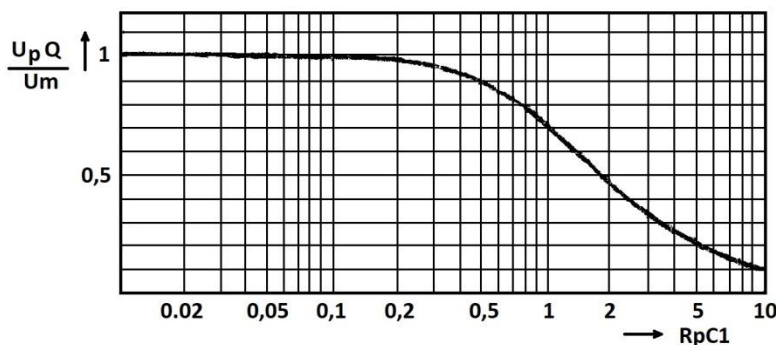


Fig. 20,6a. De spanningsdeling volgens de schakeling van fig. 20,6.

nog geen ontoelaatbare vervorming veroorzaakt, dan is $\Delta\omega = \hat{\phi}p = p$ ($\hat{\phi} = 1$). Bij de laagste modulatiefrequentie verkrijgen we dus de kleinste frequentiezwaai. Bij 50 Hz als modulerende frequentie is de frequentiezwaai ook 50 Hz. De voordelen van frequentiemodulatie boven amplitudemodulatie wordt alleen verkregen bij een grote frequentiezwaai, zoals we later zullen zien. Voor omroepdoeleinden is een frequentiezwaai van bv. 75 kHz gewenst. Door middel van frequentievermenigvuldiging kunnen we de gewenste frequentiezwaai verkrijgen. Bij frequentievermenigvuldiging wordt niet alleen de centrale frequentie, maar ook de frequentiezwaai, beide met eenzelfde factor, vermenigvuldigd. De modulerende frequentie blijft onveranderd.

De spanning over de condensator is bepaald door:

$$\hat{U}_C = \hat{U}_1 \frac{\frac{1}{j\omega C_1}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \hat{U}_1 \frac{1}{j\omega R_1 C_1 + 1}$$

$$\text{of: } \hat{U}_C = \hat{U}_1 \frac{1}{\sqrt{R_1^2 \omega^2 C_1^2 + 1}}$$

Als $R_1 \omega C_1 \gg 1$, dan is \hat{U}_C omgekeerd evenredig met p . We moeten dus zorgen dat $R_1 p C$ voor de laagste modulatiefrequentie nog groot is ten opzichte van 1.

In fig. 20,6a is de spanningsdeling $\frac{U_pQ}{U_m}$ als functie van RpC uitgezet; daar R en C constanten zijn, mogen we dus ook zeggen dat de spanningsdeling als functie van p is uitgezet.

Bij fasemodulatie kan geen grotere fasezwaai verkregen worden dan $\frac{\pi}{2}$. Om de modulatie echter zonder vervorming te doen plaatsvinden, is het gewenst de fasezwaai niet groter te maken dan tot die waarde waarbij het faseverschil nog evenredig is met de verstemming van de afgestemde kring van de versterker. Nemen we aan dat een fasezwaai van $\hat{\phi} = 1$ radiaal

20.2. Detectie van het in frequentie gemoduleerde signaal

Als we een in frequentie gemoduleerd signaal wensen te detecteren, dan is het nodig dat het signaal wordt voorzien van amplitudemodulatie die identiek is aan de frequentiemodulatie. Hiertoe is een frequentie-afhankelijk orgaan nodig. Dit kan gevormd worden door een afgestemde kring.

Stemmen we een serieschakeling van spoel en condensator af op een frequentie ω_0 , zo dat de centrale frequentie op de flank van de resonantiekromme komt te liggen (zie fig. 20,7). Dan is bij constante amplitude van de toegevoerde stroom de spanningsamplitude evenredig met de frequentie van de toegevoerde stroom.

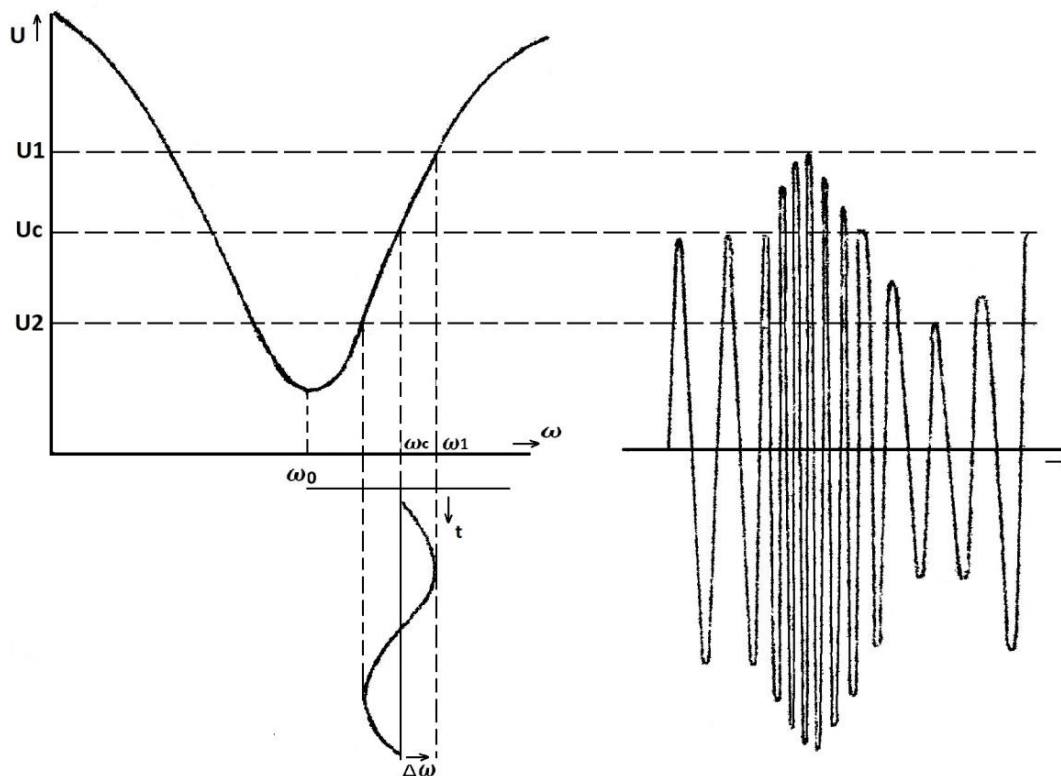


Fig. 20,7. Het signaal wordt voorzien van amplitudemodulatie, afgeleid uit de frequentiemodulatie.

De stroom met de centrale frequentie ω_c veroorzaakt een wisselspanning met amplitude U_c . Verandert de momentele frequentie in laagfrequent tempo sinusvormig en is de maximale afwijking in frequentie, de frequentiezwaai $\Delta\omega$, dan behoort bij de momentele frequentie ω_1 een spanningsamplitude U_1 en bij de momentele frequentie ω_2 een spanningsamplitude U_2 . We zien de in frequentie gemoduleerde spanning nu ook overeenkomstige amplitudemodulatie bezitten. Voeren we dit signaal aan een diodedetector toe, dan zal de laagfrequent trilling, dankzij de amplitudemodulatie daaruit worden vrijgemaakt. De frequentiemodulatie heeft in de detector geen effect.

Wensen we bij de toevoeging van de amplitudemodulatie geen vervorming, dan moet de centrale frequentie van het FM-signaal in het midden van een recht gedeelte van de resonantiekromme vallen. Het zal duidelijk zijn dat als de afgestemde kring een hoge Q -factor heeft, het niet mogelijk is een frequentiegebied, dat gelijk is aan $2 \times$ de frequentiezwaai, binnen een recht gedeelte van de resonantiekromme te doen vallen.

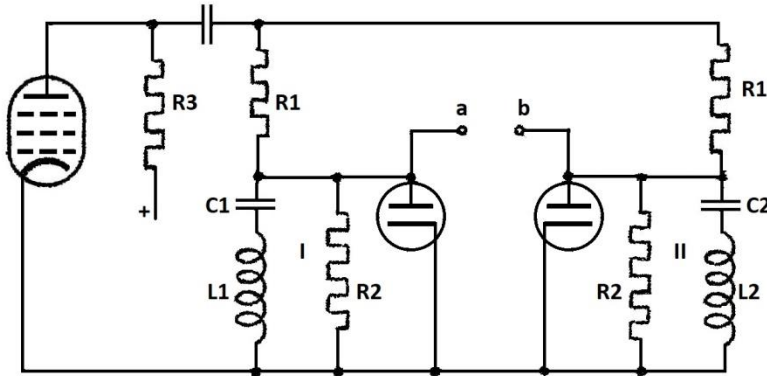


Fig. 20,8. Principeschema van een FM-detector.

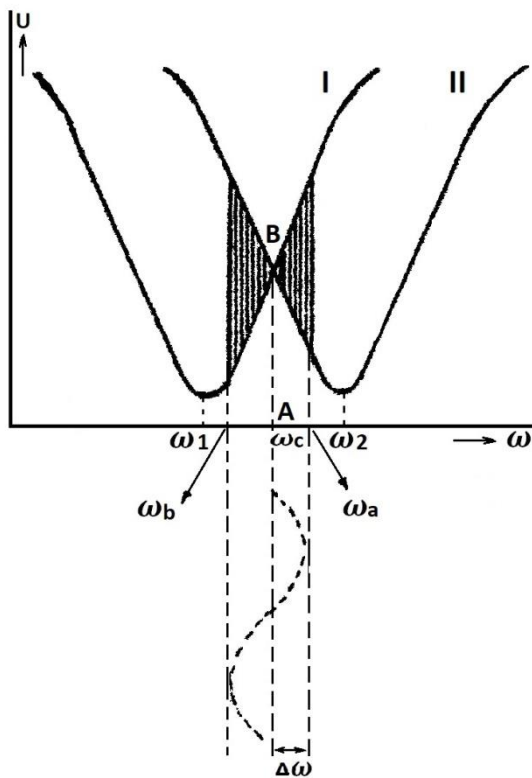


Fig. 20,9. Afstemkringen van de detector volgens fig. 20,9.

over kring I toe en die over kring II af. De spanning over de linker weerstand R_2 wordt dus groter (de bovenkant meer negatief) en de spanning over de rechter R_2 wordt dan kleiner (dus de bovenkant minder negatief). Punt b wordt nu dus positief ten opzichte van a .

Verandert de frequentie van ω_c tot ω_b , dan wordt de spanning over kring I kleiner en over kring II groter, de spanning aan de bovenkant van de linker weerstand R_2 wordt dus minder negatief

In fig. 20,8 is het prinscema van een frequentiedetector weergegeven waarbij gebruik wordt gemaakt van twee afgestemde kringen. De twee afgestemde kringen worden gevormd door $L_1 C_1$ en $L_2 C_2$. De spanningen over deze twee afgestemde kringen zijn ook werkzaam over de beide dioden die daar parallel aan staan. De detectiedioden leveren over R_2 een gelijkspanning die praktisch even groot is als de amplitude van de spanning over de betreffende afgestemde kring.

De bovenkant van R_2 wordt negatief gemaakt ten opzichte van de onderzijde daarvan.

De weerstanden R_1 zijn zo groot ten opzichte van de impedantie van L_1 en C_1 en $L_2 C_2$ dat de stroom gaande door de serieschakeling van R_1, L_1, C_1 of R_1, L_2, C_2 onafhankelijk is van de frequentie. Dit wil dus zeggen dat voor alle frequenties de stromen door $L_1 C_1$ en $L_2 C_2$ dezelfde waarde hebben. De weerstanden R_2 zijn natuurlijk ook veel groter dan de impedanties van $L_1 C_1$ en $L_2 C_2$.

De kringen zijn op verschillende frequenties afgestemd en wel zo dat het snijpunt van de resonatiekrommen samenvalt met de centrale frequentie van het te detecteren signaal (zie fig. 20,9). Denken we de centrale frequentie werkzaam, dan wordt over de kring I zowel als over kring II een spanning $A - B$ ontwikkeld.

De spanning over de weerstanden R_2 zijn dus ook gelijk, met het gevolg dat tussen de punten $a - b$ geen spanning wordt ontwikkeld.

Neemt de frequentie van het signaal van ω_c toe tot ω_a , dan neemt de spanning

en die aan de bovenkant van de rechter R_2 meer negatief ten opzichte van de onderkant. Punt b wordt nu dus negatief ten opzichte van a .

We zien dat de spanning tussen de punten a en b evenredig is met het verschil tussen de beide resonantiekrommen, voor zover dit binnen de zwaai ligt. In fig. 20,9 is dit gedeelte gearceerd weergegeven.

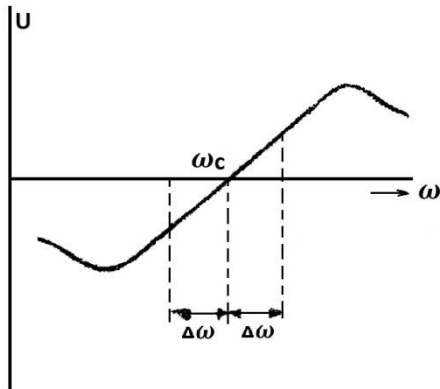


Fig. 20,10. Een detectie-karakteristiek van een FM-detector.

We kunnen van een FM-detector een detectie-karakteristiek opnemen. We zetten daartoe de spanning tussen de punten a en b , de lf.-spanning dus, uit als functie van de frequentie (zie fig. 20,10). Deze grafiek wordt in de praktijk veelal als S-kromme aangeduid.

Indien het gedeelte van deze kromme dat door de frequentiezwaai aan weerszijden van de centrale frequentie wordt doorlopen recht is, vindt de detectie zonder vervorming plaats.

De kromming van de detectiekarakteristiek wordt veroorzaakt door de kromming van de resonantiekrommen. Bij grote afwijkingen van de momentele frequentie ten opzichte van de centrale frequentie is het verschil

tussen de beide resonantiekrommen niet meer evenredig met de frequentie-afwijking.

Ook zou het vervorming opleveren indien de afstemkringen niet juist zijn afgeregeld, zodat het snijpunt van de resonantiekrommen niet samenvalt met de centrale frequentie. Dan is er reeds een uitgangsspanning als de centrale frequentie zonder modulatie wordt toegevoerd.

In fig. 20,11 is een tweede prinsieschema van een FM-detector weergegeven, die aangeduid wordt als de Forster Seely detector. De kringen gevormd door L_1 en C_1 en L_2 met C_2 zijn elk afgestemd op de centrale frequentie van het te detecteren FM-sigitaal. De spoel L_1 is direct gekoppeld met L_2 . De spanning over L_1 is voor de centrale frequentie 90° verschoven met de spanning over L_2 . We zullen dit nog even met behulp van een vectordiagram laten zien (zie fig. 20,12).

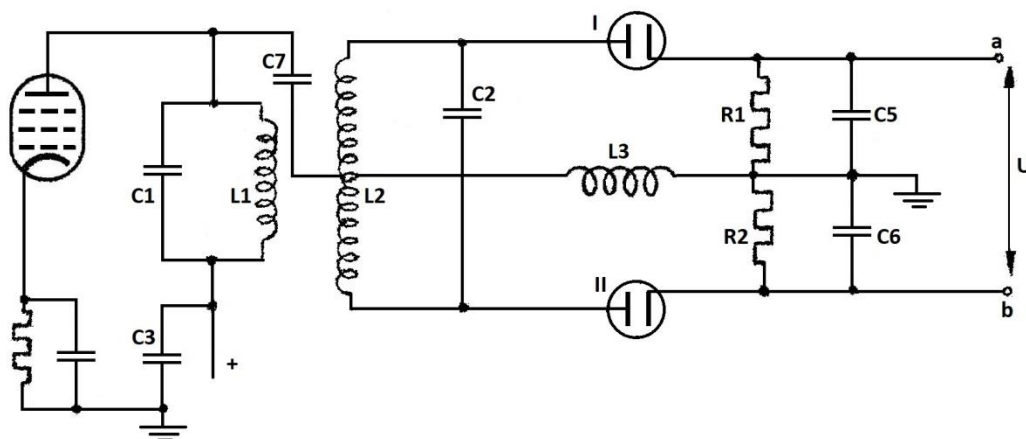


Fig. 20,11. Forster Seely FM-detector.

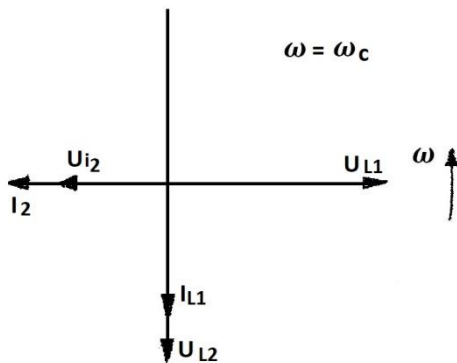


Fig. 20,12. Vectordiagram voor ω_c voor ingang van de detector.

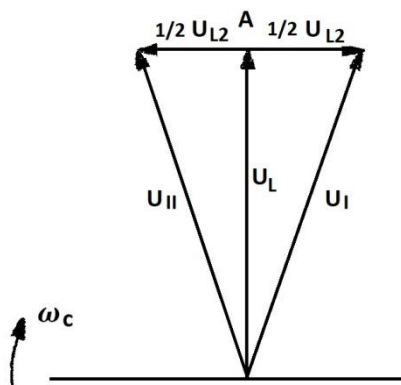


Fig. 20,13. Vectordiagram voor een signaal met de centrale frequentie.

uit; de som van deze spanning en U_{L1} geeft dus de spanning over de diode II. In het vectordiagram zien we dat U_I en U_{II} gelijk zijn in grootte, derhalve zijn de spanningen over R_1 en R_2 ook even groot. Hierdoor wordt punt a evenveel positief ten opzichte van aarde als punt b , dus vinden we tussen a en b geen spanning. Het midden van L_2 is verbonden met het midden van de twee RC-filters, R_1C_5 en R_2C_6 om de gelijkstroomweg voor de diodes te sluiten. Om te voorkomen dat het hf.-signaal wordt kortgesloten is hierin een hf.-smoorspoel L_3 opgenomen.

Indien het inkomend signaal een andere momentele frequentie heeft dan de centrale frequentie, zal tussen U_{L2} en U_{L1} geen 90° maar een grotere of kleinere faseverschuiving worden ontwikkeld, afhankelijk van het feit of de momentele frequentie groter of kleiner is dan de centrale frequentie.

De spanning U_{L1} die door de buis over L_1 wordt ontwikkeld, heeft een stroom I_{L1} tot gevolg die 90° na-ijlt. De stroom I_{L1} induceert in L_2 een spanning die ook weer 90° in fase is verschoven.

We laten deze 90° na-ijlen (U_{i2}). Ten gevolge van U_{i2} zal in de secundaire kring een stroom I_2 vloeien die in fase is met de spanning (resonantiefrequentie is $\omega_0 = \omega_c$). De stroom I_2 veroorzaakt een spanning U_{L2} over de spoel L_2 die 90° daarop voorijlt. Resultierend zien we dat tussen U_{L1} en U_{L2} bij de centrale frequentie een faseverschuiving van 90° wordt ontwikkeld.

De spoel L_2 is in het midden afgetakt en verbonden met de bovenkant van de spoel L_1 . De condensator C_7 dient slechts voor blokkering van de hoogspanning van de voorgaande buis. door de genoemde verbinding tussen L_1 en L_2 wordt de spanning U_{L1} in serie geschakeld met $\frac{1}{2} U_{L2}$ in de hoogfrequentkring gevormd door L_1 , de helft van L_2 , de diode I, C_5 , aarde en C_3 .

De spanning die over de diode I werkzaam is, kunnen we door de volgende vectoren voorstellen (zie fig. 20,13).

U_{L1} staat dus in serie met de helft van U_{L2} die 90° verschoven is. De som van deze twee spanningen geeft de spanning over de diode I.

De spanning over de diode II wordt bepaald door de som van U_{L1} en de onderste helft van U_{L2} , deze is ook 90° verschoven t.o.v. U_{L1} echter in tegenfase met de bovenste helft van U_{L2} . In het vectordiagram zetten we de andere helft van U_{L2} in negatieve richting

20.2. Detectie van het in frequentie gemoduleerde signaal (vervolg)

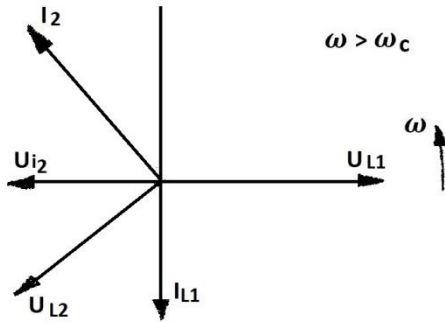


Fig. 20,14. Vectordiagram voor een frequentie hoger dan de centrale frequentie.

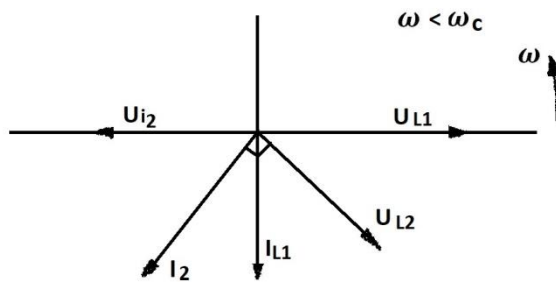


Fig. 20,15. Vectordiagram voor een frequentie lager dan de centrale frequentie.

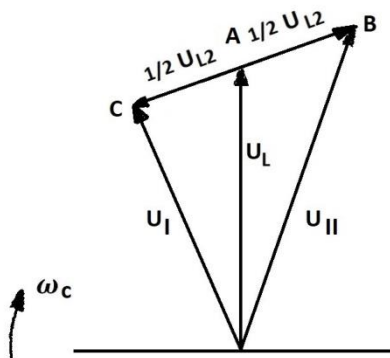


Fig. 20,16. Vectordiagram van detector voor $\omega = \omega_c$.

Is de frequentie van de toegevoerde hoogfrequent wisselspanning hoger dan de centrale frequentie (waarop de kring L_2C_2 is afgestemd), dan krijgen we het volgende vectordiagram (zie fig. 20,14).

Uitgaande van de spanning U_{L1} zal de stroom I_{L1} weer 90° na-ijlen en U_{i2} , de spanning die in L_2 wordt geïnduceerd, is eveneens 90° na op I_{L1} .

Daar de frequentie hoger is dan ω_0 , zal de secundaire kring, seriekring, zich inductief gedragen en de stroom dus na-ijlen op U_{i2} . De spanning U_{L2} over L_2 ontwikkeld, ijlt 90° voor op I_2 en dus is de faseverschuiving tussen U_{L2} en U_{L1} groter dan 90° .

Is de frequentie van het inkomend signaal lager dan de centrale frequentie, dan krijgen we het volgende vectordiagram (zie fig. 20,15). De onderlinge situatie van de vectoren U_{L1} , I_{L2} en U_{i2} is dezelfde gebleven.

Daar nu de secundaire kring zich nu capacitief gedraagt, zal de stroom I_2 voorijlen op U_{i2} . Hierdoor wordt de faseverschuiving tussen U_{L1} en U_{L2} kleiner dan 90° .

In de stand BC van U_{L2} in fig. 20,16 is de spanning U_I groter dan

U_{II} , dus punt a is positief ten opzichte van b , terwijl in de stand DF (in fig. 20,17) U_{II} groter dan U_I , dus is punt a negatief ten opzichte van punt b .

Verandert de frequentie van het inkomend signaal sinusvormig in laagfrequent tempo, dan zal de spanning tussen de punten a en b eveneens sinusvormig veranderen indien de fase-afwijking tussen U_{L1} en U_{L2} zodanig als functie van de frequentie verandert dat het lengteverschil van U_I en U_{II} evenredig met de frequentie verandert. De spanning tussen de punten a en b is gelijk aan het verschil van de spanningen der dioden dus $U_1 - U_2$. Ook van deze vector is weer een detectiekaracteristiek op te nemen, zie kromme a in fig. 20,18. Wordt de amplitude van het toegevoerde signaal groter, dan zal de detectiekromme b worden verkregen, terwijl bij kleinere amplitude de kromme c de detectiekromme is.

In fig. 20,11 is de uitgang van de detector symmetrisch gemaakt, dat wil zeggen, dat nu het

midden aan aarde ligt, hierop alleen aan balansschakeling van twee laagfrequent versterkerbuizen kan worden aangesloten.

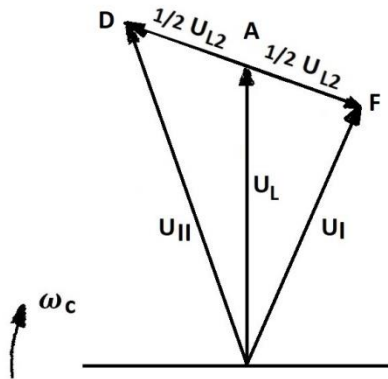


Fig. 20,17. Vectordiagram van detector voor $\omega < \omega_c$.

Wensen we een asymmetrische uitgang, dus de mogelijkheid dat na de detector een enkele buis als versterker wordt geschakeld, dan kan de schakeling ook worden uitgevoerd zoals fig. 20,19 dit weergeeft.

De smoorspoel L_3 kan nu achterwege blijven, daar het midden van L_2 nu door R_2 van aan de is gescheiden. Tussen de uitgang van de detector en de ingang van de volgende lf.-versterker, moet een weerstand en condensator, R_3 en C_3 worden opgenomen om eventuele gelijkspanning van het rooster verwijderd te houden. Als de centrale frequentie van het inkomend signaal niet precies gelijk is aan de afstemfrequentie van de kringen van de detector.

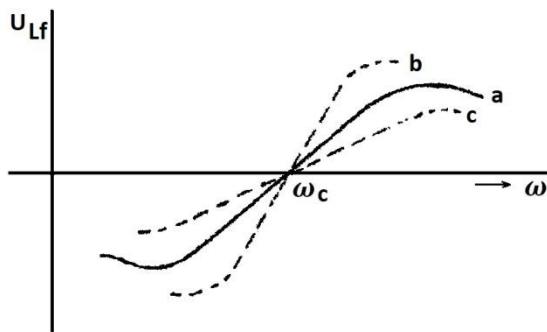


Fig. 20,18. Detectiekarakteristiek van FM-detector.

In fig. 20,20 is het principe gegeven van de zogenaamde Ratio-detector. Vergelijken we deze schakeling met die van de Forster Seely FM-detector, dan zien we dat een der dioden is omgekeerd. Bij een inkomend signaal zal punt d positief worden ten opzichte van e en het punt f zal negatief worden ten opzichte van e .

Om de werking van de RC-filters goed te kunnen volgen, kunnen we tussen de weerstanden R_1 en R_2 en tussen de condensatoren C_1 en C_2 en weerstand R_3 werkzaam denken. Tussen de punten d en f staat dus de som van de spanningen die over elk der RC-filters worden ontwikkeld. Is het signaal met de centrale frequentie werkzaam, dan zijn de spanningen over de beide filters gelijk.

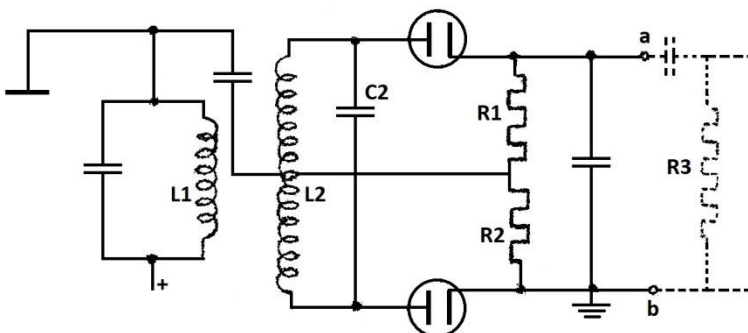


Fig. 20,19. FM-detector met asymmetrische uitgang.

Bezit het signaal alleen frequentiemodulatie, dus vrij van amplitudemodulatie, dan is de spanning tussen de punten d en f constant.

Ten gevolge van de frequentiemodulatie zal de spanning over de weerstand R_3 in laagfrequent tempo veranderen. Van de klemmen van deze weerstand kunnen we dus de lf.-wisselspanning afnemen.

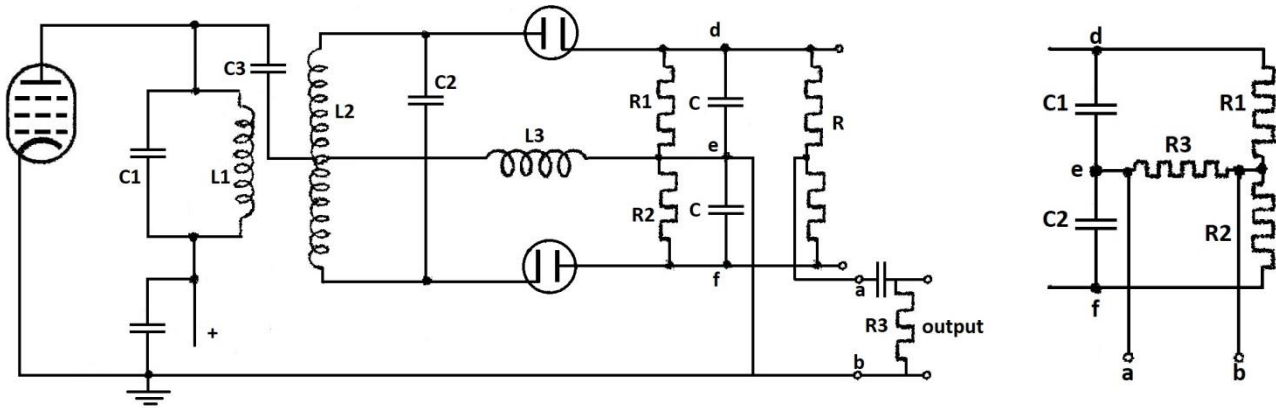


Fig. 20,20. Ratio-detector (gedeeltelijk).

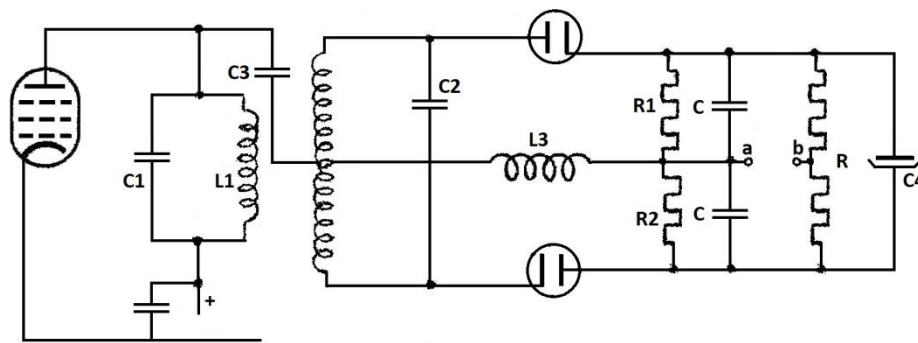


Fig. 20,21 Ratio-detector.

Bezit het signaal amplitudevariëties, dan zal de spanning tussen de punten *d* en *f* niet meer constant en de spanning tussen de klemmen van *R*₃ niet meer evenredig zijn met de frequentiemodulatie.

De storende invloed van de amplitudemodulatie kunnen we voorkomen door tussen de punten *d* en *f* een grote condensator op te nemen (bv. 8μF). De amplitudevariëties worden dan onschadelijk gemaakt doordat de condensator *C*₄ (fig. 20,21) met de daaraan parallel staande weerstand de in laagfrequent tempo voorkomende variëties wegwerkt.

Door het aanbrengen van de condensator *C*₄ krijgt de ratiodetector tevens de eigenschap van een begrenzer zodat met het toepassen van de ratiodetector een voorgaande begrenzer kan vervallen.

Dat de amplitudeveranderingen geen invloed hebben op het uitgangssignaal, kunnen we als volgt aantonen.

In fig. 20,22 is wederom een gedeelte van de detector weergegeven. We kunnen de volgende voorwaarden noteren:

$$\begin{aligned} \frac{\hat{U}_1}{\hat{U}_2} &= \frac{U_1}{U_2}; & U_1 + U_0 - U &= 0; & U_2 - U - U_0 &= 0; & U_1 &= U - U_0; \\ U_2 &= U + U_0; & \frac{\hat{U}_1}{\hat{U}_2} &= \frac{U_1}{U_2} = \frac{U - U_0}{U + U_0}; & \hat{U}_1 U + \hat{U}_1 U_0 &= \hat{U}_2 U - \hat{U}_2 U_0; \\ \hat{U}_1 U_0 + \hat{U}_2 U_0 &= \hat{U}_2 U - \hat{U}_1 U; & U_0(\hat{U}_1 + \hat{U}_2) &= U(\hat{U}_2 - \hat{U}_1); \\ U_0 &= U \frac{\hat{U}_2 - \hat{U}_1}{\hat{U}_1 + \hat{U}_2}. \end{aligned}$$

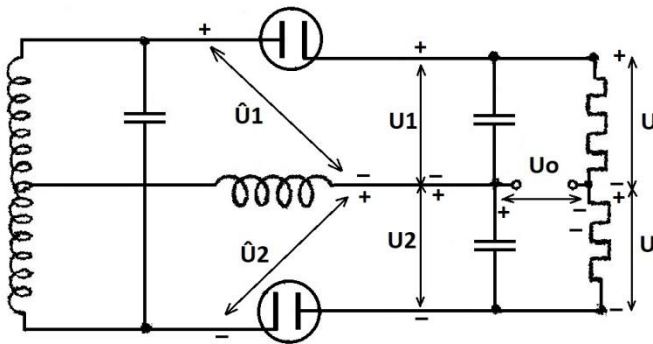


Fig. 20,22. Begrenzing door de ratiodetector.

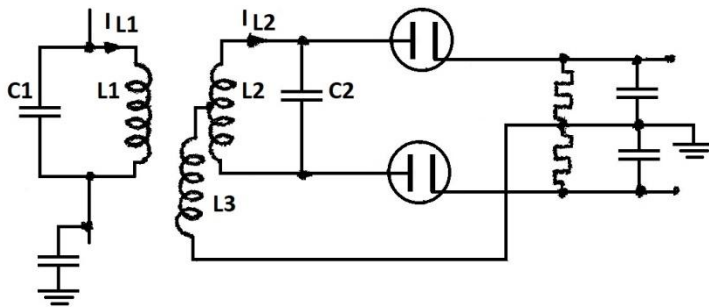


Fig. 20,23. Gewijzigde ingangsschakeling voor FM-detector.

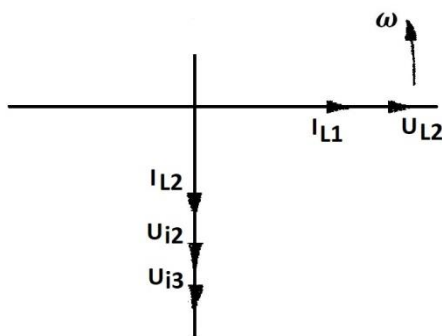


Fig. 20,24. Vectordiagram voor de schakeling volgens fig. 20,23.

De laagfrequent uitgangsspanning is dus evenredig met de verhouding tussen de som en het verschil van de ingangsspanningen.

Uit de verkregen uitdrukking van U_0 zien we dat indien de amplitude van hetingangssignaal met een zeker bedrag verandert, bv. wordt de nieuwe amplitude a maal de oorspronkelijke, dan wordt:

$$U_0 = U \frac{a\bar{U}_2 - a\bar{U}_1}{a\bar{U}_2 + a\bar{U}_1} = U \frac{\bar{U}_2 - \bar{U}_1}{\bar{U}_2 + \bar{U}_1}$$

We zien dat de amplitudevariaties geen invloed hebben op de uitgangsspanning. De ingangsschakeling van de FM-detector komt ook wel in andere vorm voor. De serieschakeling van L_1 met de helft van L_2 (zie fig. 20,11) blijft dan achterwege en wordt vervangen door een indirecte koppeling met L_3 .

In fig. 23,23 is het principe-schema van deze ingangsschakeling gegeven. Nu zijn de spoelen L_3 en L_2 beide indirect inductief gekoppeld met L_1 .

Over een diode is nu werkzaam de som van de spanning in L_3 en de spanning over de helft van L_2 .

Nu is de spanning in L_3 90° in fase verschoven ten opzichte van de spanning over L_2 . Het vectordiagram in fig. 20,24 laat een en ander zien. De stroom I_{L1} induceert in L_2 de spanning U_{i2} en in L_3 de spanning U_{i3} die beide 90° nalopen op I_{L1} . U_{i2} levert nu de stroom I_{L2} ((in fase met U_{i2} (de kring L_2C_2 is afgestemd op de centrale frequentie)). De stroom I_{L2} levert over L_2 nu een spanning die 90° voorijlt op I_{L2} . We zien dus dat U_{L2} en U_{i3} onderling 90° in fase zijn verschoven. Deze faseverschuiving verandert weer als de frequentie van het inkomend signaal gaat afwijken van de centrale frequentie.

20.3. Begrenzing van het in frequentie gemoduleerde signaal

Het FM-signaal heeft in de zender de frequentie- (of fase) modulatie in de modulateschakeling gekregen. Het signaal wordt, alvorens het door de zendantenne wordt uitgestraald, eerst versterkt. In de ontvanger moet het alvorens de detector te bereiken eveneens enige versterkers passeren. Door de versterkers en andere oorzaken die we hierna zullen omschrijven, komt op het FM-signaal ook amplitudemodulatie, die na detectie een vervorming van het laagfrequent signaal tot gevolg zal hebben. In de detector mag alleen de amplitudemodulatie die is ontstaan uit de frequentiemodulatie gedetecteerd worden.

Om de ongewenste amplitudemodulatie te verwijderen, voert men het signaal door een of meer begrenzers, in het Engels, "limiter".

a. De roosterstroombegrenzer

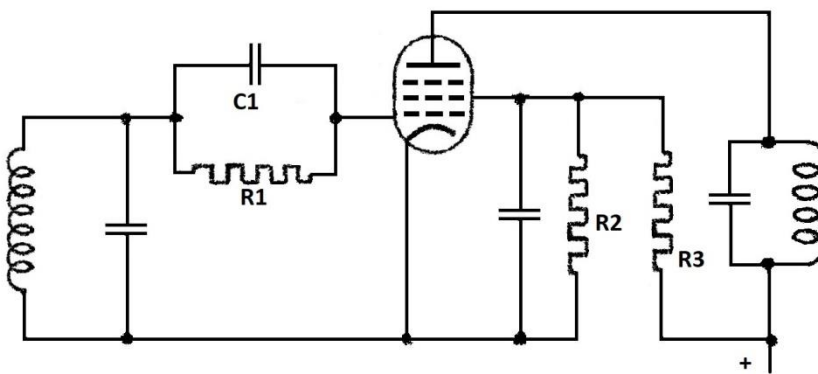


Fig. 20,25. Roosterstroombegrenzer.

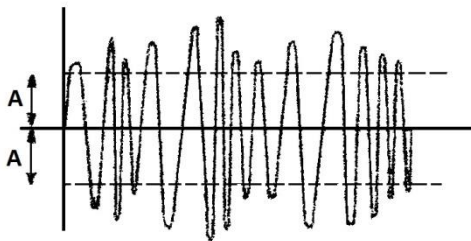


Fig. 20,26. Amplitudebegrenzing.

heeft nu zodanig grote amplituden dat de beschikbare roosterruimte wordt overschreden.

De anodestroom van de buis komt er nu uit te zien als in fig. 20,27 is weergegeven. We zien dat de stroomamplituden nu een nagenoeg constante waarde hebben gekregen.

De buis zal in het algemeen een kleine roosterruimte moeten hebben. Dit wordt meestal bereikt door de schermroosterspanning laag te houden. Het schermrooster wordt dan gevoed over de spanningsdeler R_2, R_3 .

Natuurlijk moet de RC-tijd van het filter R_1, C_1 zo worden gekozen dat een snelle afname van de amplitude van het FM-signaal ook wordt begrensd.

In fig. 20,15 is het prinsipeschema van de roosterstroomdetector gegeven die nu gebruikt wordt als begrenzer. Men stelt de buis zo in dat de roosterruimte niet groter is dan tweemaal de minimale waarde van de amplitude van het signaal. In fig. 20,26 is een FM-signaal met amplitudemodulatie

gegeven. De begrenzing moet zo plaatsvinden dat de amplitudevariaties zijn verdwenen. De minimale amplitude die overblijft, is aangegeven met A .

De roosterruimte moet dus gelijk zijn aan $2A$. De negatieve roosterspanning die de buis ten gevolge van het signaal krijgt, is nagenoeg gelijk aan de amplitude van het signaal. Aan de rechter zijde komt het signaal, de roosterwisselspanning met de amplitude bijna tegen de verticale as te liggen, hetgeen voor alle amplituden eenzelfde stroommaximum tot gevolg heeft. De linker helft van het signaal

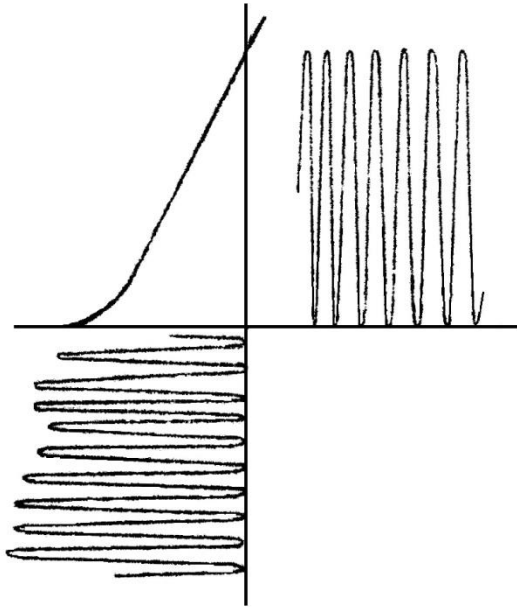


Fig. 20,27. De roosterspanning en anodestroom bij een roosterstroombegrenzer.

b. De anodestroombegrenzer

Men kan ook begrenzen als het signaal het gebied van een $I_a - U_{g_1}$ -karakteristiek doorloopt dat zich uitstrekt van onderbocht tot bovenbocht.

In fig. 20,28 is het prinsipeschema van de anodestroombegrenzer weergegeven. De buis heeft nu een zodanige negatieve roosterspanning dat het instelpunt op de $I_a - U_{g_1}$ -karakteristiek midden tussen de beide bochten ligt (zie fig. 20,29).

We zien dat de anodestroom geen amplitudevariaties meer bezit. De bocht boven in de $I_a - U_{g_1}$ -karakteristiek kan men verkrijgen door Z_a een grote waarde te geven. We weten dat bij een pentode bij lage anodespanningen de dynamische $I_a - U_{g_1}$ -karakteristiek afwijkt van de statische.

Het voordeel van deze schakeling ten opzichte van de roosterstroombegrenzer is, dat deze de afgestemde kring niet dempt, dus een betere selectiviteit toelaat.

c. De diodebegrenzer

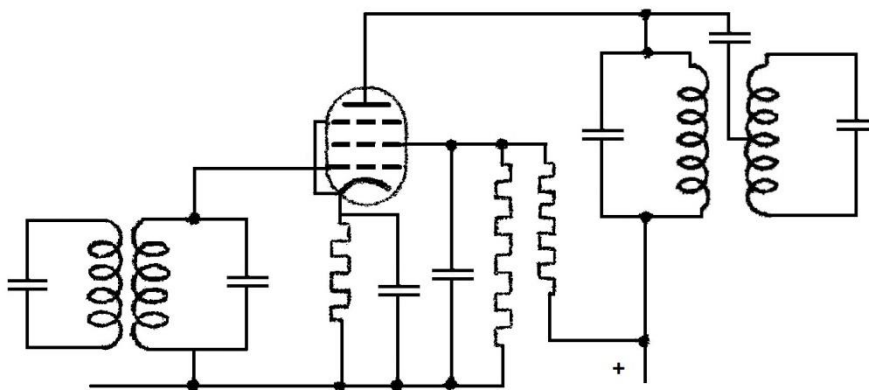


Fig. 20,28. Het prinsipeschema van de anodestroombegrenzer.

Zolang de signaalamplitude kleiner dan deze voorspanning, ook wel drempelspanning genaamd, blijft, voert de diode geen stroom en wordt de afgestemde kring niet gedempt. Overschrijdt de amplitude de drempelwaarde, dus de anode wordt positief ten opzichte van de kathode, dan gaat de diode stroom voeren en wordt de afgestemde kring gedempt.

Door deze demping wordt de amplitude van het signaal gedrukt en kan dus nagenoeg niet toenemen.

Deze schakeling heeft evenals de roosterstroombegrenzer een demping op de afgestemde kring tot gevolg.

In fig. 20,30 is het prinsipeschema van een diodebegrenzer weergegeven. De diode heeft een voorspanning die de anode negatief maakt ten opzichte van de kathode, van een waarde die gelijk is aan de minimale waarde van de door te laten amplitude.

Zolang de signaalamplitude kleiner dan deze voorspan-

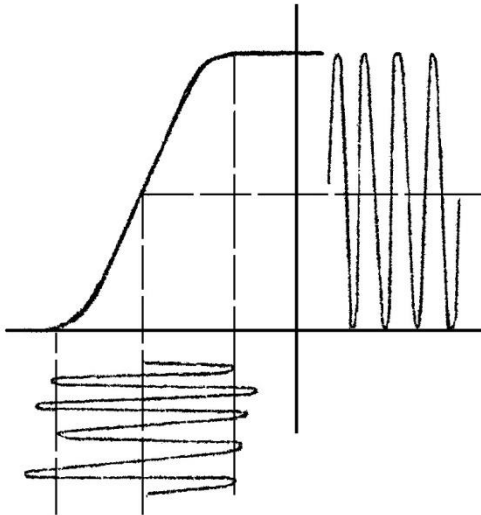


Fig. 20,29. De roosterwisselspanning en anode-Wisselstroom bij de anodestroombegrenzer.

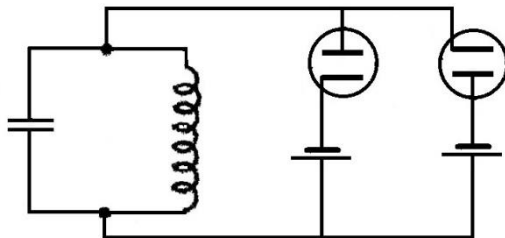


Fig. 20,31. Begrenzer met twee dioden.

In de voorgaande begrenzerschakelingen met een of twee dioden werden de dioden voorzien van een vaste voorspanning die geleverd werd door een batterij.

De gelijkspanning kan ook worden ontleend aan de voedingsspanning; op dezelfde wijze als de voorspanning voor de versterkerbuizen in een ontvanger wordt verzorgd.

In fig. 2032 is een diodebegrenzer weergegeven waarvan de voorspanning automatisch verzorgd wordt door een kathodeweerstand R en een condensator C . Voor een signaal met een constante amplitude geeft de diode over de kring een demping, even groot als een weerstand $\frac{1}{2} R$ parallel aan de afgestemde kring. Voor een signaal met een tijdelijke grotere amplitude is de demping echter groter, indien R en C zo groot zijn dat de gelijkspanning over de condensator C nog enige tijd vrijwel dezelfde blijft. Hiervoor is nodig dat de tijdconstanten RC groot is ten opzichte van de laagst hoorbare frequentie. Als voorbeeld zouden we kunnen nemen:

$C = 2 \mu F$, $R = 40000 \Omega$ voor een kring waarvoor $\frac{L}{CR_0} = 10^5 \Omega$, waarbij R_0 de equivalente seriële weer-

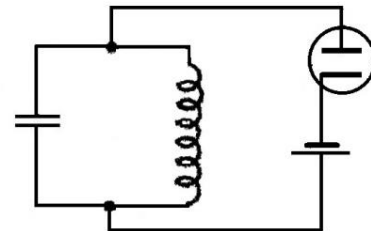


Fig. 20,30. Diodebegrenzer.

De schakeling volgens fig. 20,30 kan nog worden uitgebreid met een tweede diode (zie fig. 20,31).

De signaalwaarden die de bovenkant van de afgestemde kring positief maken ten opzichte van de onderzijde, zullen na overschrijding van de drempelspanning in de linkse diode stroom veroorzaken.

Op deze wijze worden beide zijden van het signaal dus begrensd.

Daar het niet mogelijk is gebleken met een enkele begrenzer de amplitudevariëaties geheel te onderdrukken, past men veelal twee begrenzers toe, alvorens het aan de detector toe te voeren.

In de voorgaande begrenzerschakelingen met een of twee

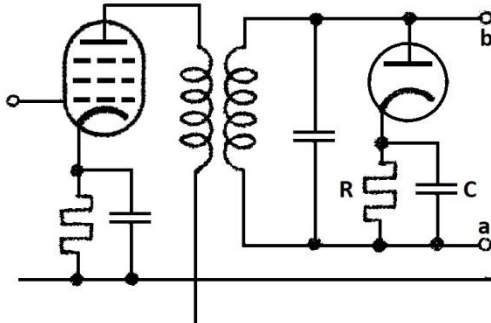


Fig. 20,32. Diodebegrenzer met automatisch verkregen gelijkspanning.

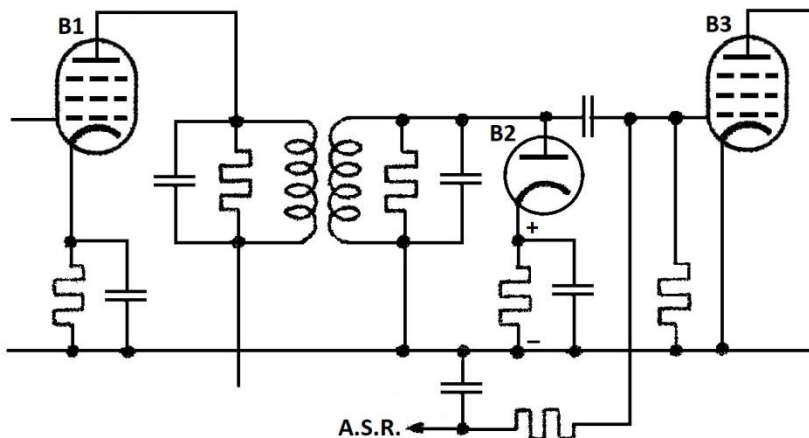


Fig. 20,33. Begrenzertrap met een diodebegrenzer en een roosterstroombegrenzer. B_1 versterkerbuis; B_2 diodebegrenzer; B_3 roosterstroombegrenzer.

stroombegrenzer aangegeven. De gelijkspanning die aan het rooster van de roosterstroombegrenzerbuis ontstaat, kan worden gebruikt voor de automatische sterkteregeling der voorgaande buizen.

weerstand is in de kring zonder de demping van de diode.

Bij een tijdelijk kleiner signaal valt de demping van de diode geheel weg, daar er dan geen diodestroom vloeit, waardoor de versterking toeneemt. Tussen de klemmen a en b wordt zodoende een wisselspanning verkregen waarvan de amplitude vrijwel constant is als de amplitude van de wisselspanning die aan het rooster van de voorafgaande pentode wordt toegevoerd.

d. Gecombineerde begrenzer

Bij alle begrenzers is de verkregen spanning niet geheel vrij van amplitudemodulatie; de modulatie wordt alleen verkleind.

De verhouding tussen de modulatie diepten, voor- en na de begrenzer, noemen we de onderdrukkingsfactor.

Met de meeste begrenzerschakelingen kan wel een onderdrukkingsfactor van bv. 10 worden bereikt. In vele gevallen is dit echter onvoldoende.

We kunnen de onderdrukkingsfactor opvoeren door twee begrenzertrappen achter elkaar te plaatsen, of twee verschillende typen begrenzers tot één schakeling te verenigen.

In fig. 20,33 is als voorbeeld een combinatie van een diodebegrenzer en een rooster-