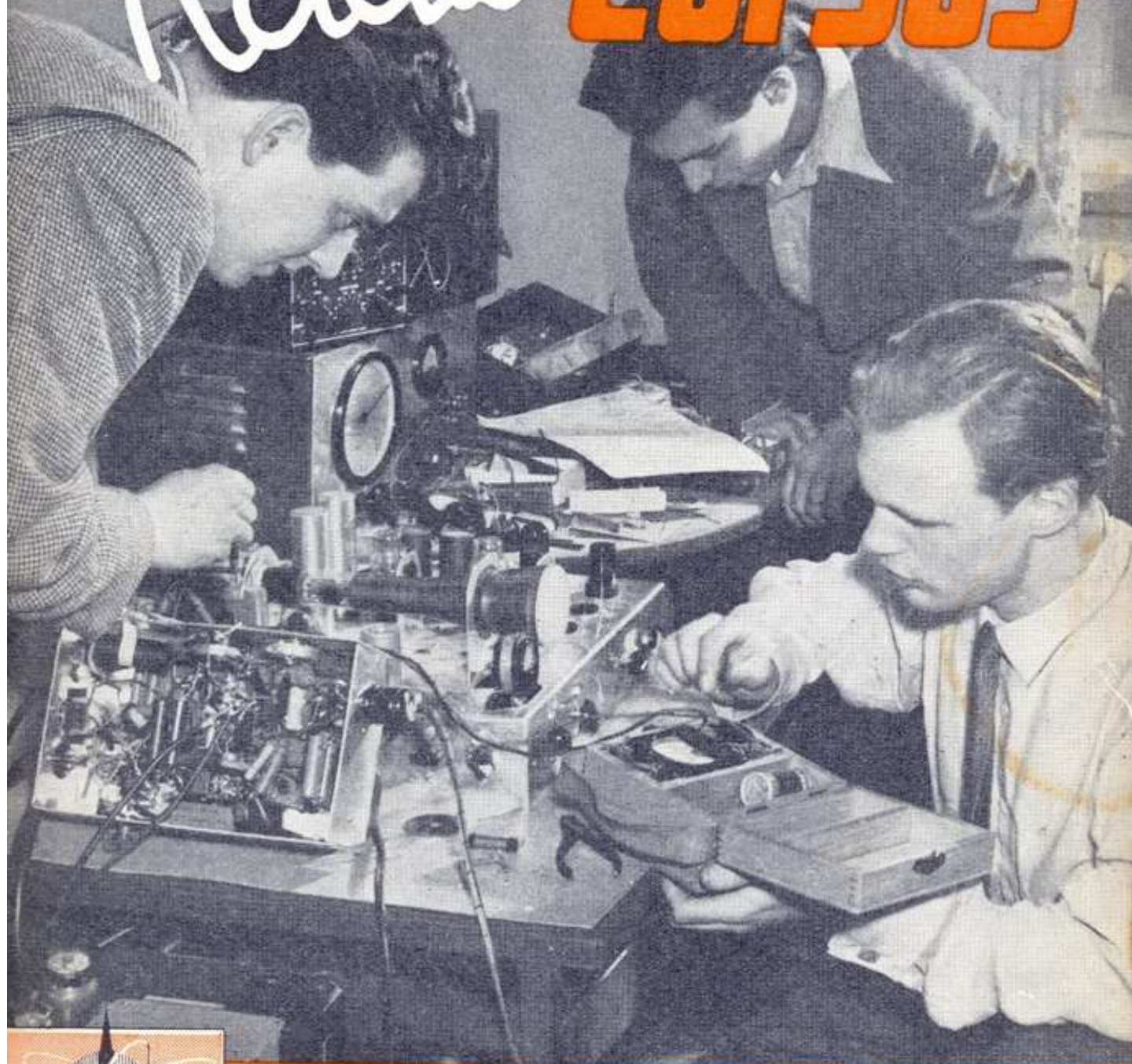


dr. Blan

4

Radio-CURSUS



vormingscentrum voor radio en electronica

INHOUDSOPGAVE

NETVOEDINGSAPPARATEN

Gloeidraadvoeding.....	3
Anodevoeding uit het net	4
Enkelzijdige gelijkrichting.....	5
Afvlanking	5
Afvlaksmoorspoel	11
Luchtspleet	12
Bromrimpel op reservoircondensator	13
Wisselspanningsbronnen	13
Dubbelzijdige gelijkrichting	14
Graetz-schakeling	15
Spanningsverdubbeling	16
Gelijkrichtbuis	17
Seleniumcellen	18
Statische wikkeling, ratelcondensatoren	20
Verhuistransformatoren, Autotransformatoren	20
Constructie van transformatoren	21
Transformator-recept	22
Hoe groot moet de ijzerdoorsnede zijn?	23
Hoeveel windingen per volt?	23
Draaddikte	24
Contrôle	26
Draadtabel	27
Vraagstukken bij de 4e les	30

COPYRIGHT DE MUIDERKRING — BUSSUM — NEDERLAND

NADruk, OOK GEDEELTELIJK, IS VERBODEN

NETVOEDINGS-APPARATEN

4e LES

In het vorige hoofdstuk hebben wij theoretische beschouwingen over het magnetisme, transformatoren, spoelen en zelfinducties gehouden; ditmaal zullen we een onderwerp van meer praktische aard behandelen. Ofschoon wij de radiobuizen of, zoals de vakterm luidt, de thermionische buizen nog niet behandeld hebben, weten we allen wel, dat deze buizen, die tot de belangrijkste onderdelen van de Radio behoren, een voeding moeten hebben.

We onderscheiden daarbij: (fig. 1)

- a) de elektrische stroom, waarmee de gloeidraad in de buis tot verhitte gebracht wordt, de **GLOEIDRAADVOEDING**;
- b) een elektrische stroom, die uitgaande van de — klem van een gelijkspanningsbron over de gloeidraad of katode (via het luchtledig of vacuüm) in de radiobuis naar de plaat (= anode) van die buis gaat, om tenslotte via een belastingsweerstand weer op de + klem van de gelijkspanningsbron terug te keren, de **ANODEVOEDING**.

De zullen beginnen met de

GLOEIDRAADVOEDING

Oorspronkelijk werden de gloeidraden gevoed uit een 4 volts accu: de stroom was vrij groot en een helder lichtschijnsel werd op de koop toe verkregen, vandaar de vroegere benaming: „radiolamp”. Men spreekt hier van **DIRECT** verhitte buizen omdat de katode tévens als verwarmings-element dienst doet. In moderne batterijontvangers worden ze nog wel gebruikt; wij komen daar later op terug.

Teneinde de accu, die vrij veel onderhoud vereist, te ontgaan, ging men er spoedig toe over de buizen op wisselspanning uit een transformator te laten branden. We hebben echter gezien, dat bij wisselspanning de stroom $50 \times$ per sec. PLUS en $50 \times$ per sec. MIN wordt; in totaal wordt de gloeidraad dus $100 \times$ per sec. aan- en uitgeschakeld en dat is uiteindelijk in de luidspreker te horen als een bromtoon. Bij eindbuizen is deze bromtoon nog niet bepaald hinderlijk, maar het voeden van gloeidraden met wisselspanning is bij voorversterkerbuizen bepaald ontoelaatbaar, daar de hierdoor ontstane brom in de eindbuis wordt versterkt! Voor gelijkrichtbuizen gelden deze bezwaren niet, maar daar komen weer andere bezwaren om de hoek kijken.

Daarom past men de z.g. indirecte verhitte toe, waarbij de functies van verwarmings-element en katode gescheiden zijn. Men laat de gloeidraad niet anders doen dan een metalen buisje, de katode, verhitten; natuurlijk moet er tussen buisje en gloeidraad een behoorlijke isolatie bestaan; hiervoor neemt men weer keramisch materiaal. Het metalen buisje verzamelt op die manier zoveel warmte, dat het niet $100 \times$ per sec. uitdooft (fig. 2). Dit buisje is bedekt met materiaal dat goede eigenschappen bezit om elektronen te emitteren (= uit te zenden) en de verhitte geschiedt dus indirect door de gloeidraad. Vandaar de naam: indirect verhitte buis. Ook hiervoor gebruikte men aanvankelijk 4 volt, in Amerika $2\frac{1}{2}$ volt, maar tenslotte ging men tot 6.3 volt over, waardoor men maar één type buizen nodig had voor gewone radioapparaten en autoradio's. Want al is de katode indirect verhit, hij blijft toch natuurlijk ook zonder meer op

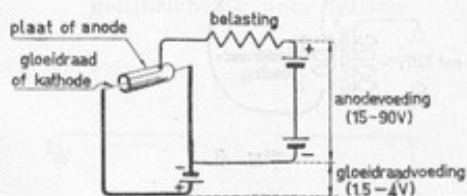


fig. 1



fig. 2
Indirect verhitte katode

- A emitterende laag op metalen buisje
B keramische isolatielaag
C gespiraliseerde gloeidraad
D keramisch wikkellichaam

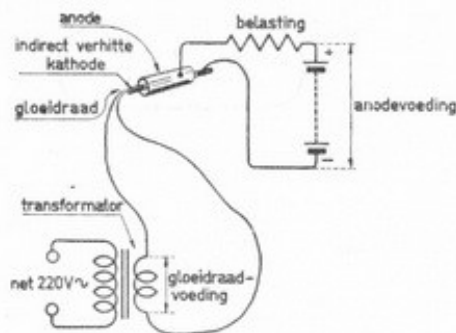


fig. 3

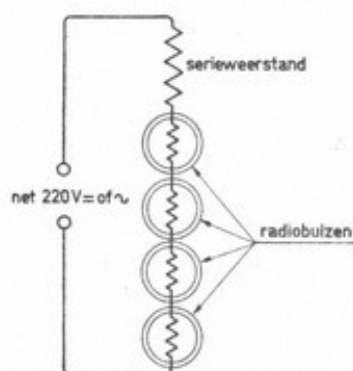


fig. 4

gelijkspanning te gebruiken. Uit de aard der zaak zal een indirect verhitte buis meer gloeistroomenergie gebruiken dan een direct verhitte buis. Auto's hadden op dat tijdstip, 1933, als regel een 6.3 volts accu. In onze radiotoestellen ligt de zaak dus nogal gemakkelijk: we leggen op onze voedings-transformator een 6.3 volts wikkeling en hiermee voeden we de gloeidraden (fig. 3).

Voor gelijkspanningsnetten ging dit grapje natuurlijk niet op en mede hierdoor kwam men tot een serievoedingssysteem voor ontvangbuizen, waarbij alle gloeidraden van deze (natuurlijk indirect verhitte) buizen, de gelijkrichtbuis inclusief met een passende weerstand in serie geschakeld werden en op een 125 volts = net kon worden aangesloten. Voor een 220 volts = net paste men een grotere weerstand toe; het mooiste is dat dit spul ook zonder meer op een wisselspanningsnet kan werken! (fig. 4). Men noemt de toestellen, die zowel op gelijkstroom als op wisselstroom kunnen werken, G-W of U(niverseel) toestellen en deze buizen noemen we: U-buizen. Uit de aard der zaak moeten alle hierbij gebruikte buizen voor éénzelfde stroomsterkte ontworpen zijn. In Europa is dat 100 mA; in Amerika ziet men zowel 300 als 150 mA. De gloeispanningen variëren met de buistypen. Eindbuizen en gelijkrichtbuizen ziet men voor 40 à 55 volt, de overige buizen zijn voor 12 à 20 volt ontworpen. Het voordeel van het gebruik van U-buizen bij wisselstroomnetten is, dat de zware (en dure) transformator komt te vervallen.

Natuurlijk is het niet alles goud wat er blinkt; bij de behandeling van ontvangapparaten gaan we hierop nader in, terwijl bij de behandeling van ontvangers voor auto's en draagbare apparaten de daarvoor benodigde voeding wordt gezien.

ANODEVOEDING UIT HET NET

Oorspronkelijk werd voor de anodevoeding een groot aantal zaklantaarnbatterijen, elk van $4\frac{1}{2}$ volt, in serie geschakeld, soms wel 20 stuks, waardoor zoals we gezien hebben 90 volt verkregen wordt (fig. 5).



fig. 5



fig. 6

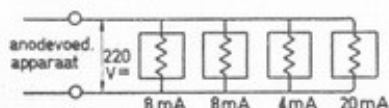


fig. 7

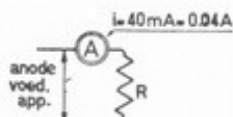


fig. 8

Goed solderen werd nog wel eens vergeten, waardoor vele narigheden als ruisen niet van de lucht waren. Later kwamen z.g. anodeblokken van 90, 120 en soms wel van 150 V kant en klaar in de handel (fig. 6).

In een radiotoestel worden als regel meerdere radiobuizen aangetroffen, die ieder voor zichzelf als een kleine, parallelgeschakelde stroomgebruiker te beschouwen is (fig. 7); wanneer nu bijvoorbeeld het GEHELE gebruik van het toestel 40 mA (= 0.04 A) bedraagt bij 200 volt, mogen we wel zeggen dat het toestel, gezien uit een oogpunt van anode-stroomverbruik, vervangen kan worden door een weerstand R (fig. 8), hetgeen gemak oplevert wanneer we een anodevoedingsapparaat gaan ontwerpen. In het bovenstaande geval is de waarde van die R:

$$R = \frac{E}{I} = \frac{200}{0.04} = 5000 \Omega$$

In principe kan ieder nettoestel met een dergelijke anodebatterij gevoed worden, maar dat is te kostbaar. Nu beschikken we door de transformator over een wisselspanningsbron, waarmee we door het aantal secundaire windingen te variëren feitelijk elke gewenste wisselspanning kunnen verkrijgen, maar daarmee hebben we nog geen gelijkspanning.

ENKELZIJDIGE GELIJKRICHTING

Gelukkig beschikt de techniek over gelijkrichters, die de welkome eigenschappen bezitten om stroom maar naar één richting door te laten; naar de andere richting vormen zij een blokkering. Oorspronkelijk kende men uitsluitend de thermionische gelijkrichter, of meer huiselijk: de hoog-vacuüm gelijkrichtbuis (vacuüm = luchtledig)). Hierin vinden we de reeds bekende gloeidraad of katode, die omgeven wordt door een metalen kokertje, de plaat of anode (fig. 3). Er kan alleen stroom lopen van de katode naar de anode, terwijl er omgekeerd een volledige blokkering bestaat (fig. 9). Daarnaast bestaat de metaal-gelijkrichtcel, ook wel seleniumcel genoemd naar het metaal dat deze gelijkrichting mogelijk maakt. Deze cel kan de gelijkrichtbuis volkomen vervangen, bezit géén gloeidraad en zal daarom in de navolgende tekeningen voor de eenvoud worden gebruikt (fig. 10). Op de verschillende typen gelijkrichtbuizen en seleniumcellen komen we later terug.

Wanneer we nu een dergelijk ventiel (want dat is het eigenlijk) in serie met een weerstand op een wisselspanningsnet aansluiten, dan zal slechts gedurende de helft van elke periode een stroom kunnen lopen en wel wanneer de spanning aan de anode plus is en die aan de katode min. Gedurende de andere helft van de periode loopt er GEEN stroom. (Zie fig. 10b).

Bij wisselstroomnetten wisselt de spanning op de klemmen dus $50 \times$ per seconde van polariteit, en wel volgens een sinusvormige kromme (fig. 11a). Om dit nu even héél sterk vereenvoudigd voor te stellen kunnen we het net vervangen door een batterij, die telkens van richting „omgedraaid” wordt.

In fig. 12 zien we dan de éne faze, waarbij stroomloop mogelijk is en in fig. 13 de andere faze, waarbij géén stroomloop mogelijk is. In feite zijn het dus dezelfde figuren als 10a en 10b, doch we hebben hier de normale belasting, gevormd door het gehele radioestel, voorgesteld door R.

Vindt de stroom doorgang, dan tekenen we een doorgaande lijn; gaat de stroom niet door, dan tekenen we een onderbreking (fig. 13).

AFVLAKKING (BROMRIMPEL)

Als we nu een weerstand van 5000Ω in serie met zo'n gelijkrichter op een wisselspanningsbron aan zouden sluiten (fig. 11a) kregen we $50 \times$ per seconde (het net is 50 hertz) een hik (fig. 11b) en tussen de hikken door zou 't stil zijn. We zoeken naar een middel om die korte, regelmatig terugkerende stroomstoot wat meer „uit te smeren”. Als we een emmer onder een ouderwetse „boeren-pomp houden, komt er

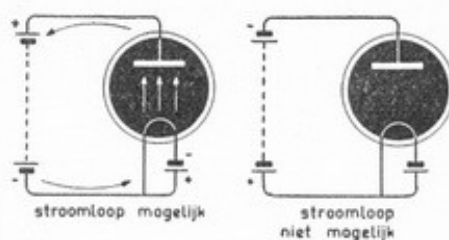


fig. 9
gelijkrichting door buizen

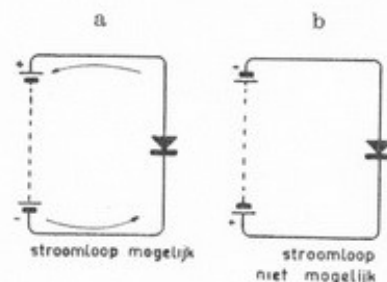


fig. 10
Gelijkrichting door cel

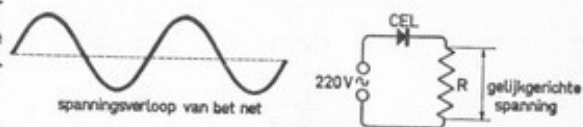


fig. 11 a



fig. 11 b

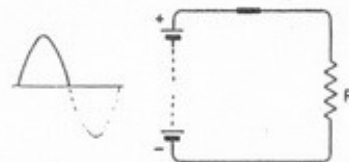


fig. 12

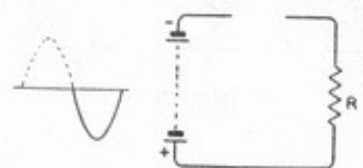


fig. 13

bij elke pompslag net zo'n hik. Wanneer we nu een emmer op deze wijze vol pompen en onder aan die emmer een afvoerslang maken, dan verandert de waterdruk nog wel even bij elke pompslag, maar de stroom die we via de slang aftappen, loopt nu al gelijkmatiger. Het is trouwens ook nog wel in te zien, dat hoe groter het reservoir, dus een groot wijd vat in plaats van die emmer is, des te gelijkmatiger de stroom door de slang verlopen zal (fig. 14).

Verder is het wel duidelijk, dat het ook nog verschil maakt of er een wijde slang aan de emmer hangt waardoor veel loopt, of een dunnere met meer weerstand, zodat niet alles meteen weer wegloopt.

Wij kunnen dit geval ook elektrisch tekenen (fig. 15; G (generator) is de pomp; C (condensator) is de tobbe en R (weerstand) is de afvoerslang. S is de selenium-cel. Over condensatoren hebben we reeds gesproken; we kunnen die als een reservoir voor elektriciteit beschouwen; in dit opzicht verschilt een condensator niets van een accumulator, doch een accumulator kan véél méér elektriciteit bevatten en is gelijk te stellen met een condensator van minstens 10000 μ F. Denk voor 't gemak dus maar steeds, dat een condensator eigenlijk een klein accu'tje is!

C laadt zich elke periode op tot een hoogte van de piekspanning d.i. de hoogst optredende wisselspanningspiek.

Nu ligt het voor de hand, dat als we die slang nu weer in een tweede emmer laten lopen, en van dááruit het water tappen, dat nu van de schoksgewijze werking van de pomp weinig meer te bemerken valt (fig. 17). Elektrisch ziet dit er

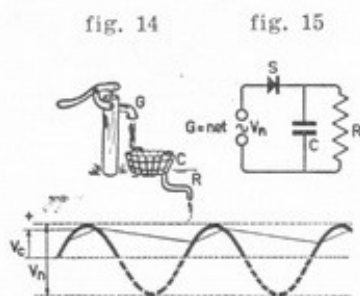
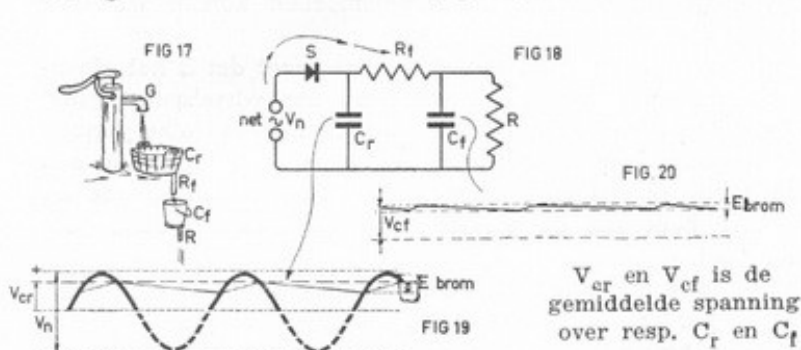


fig. 14

fig. 15

fig. 16
 V_n is de netspanning
 V_c is de gemiddelde spanning op de condensator



V_{cr} en V_{cf} is de gemiddelde spanning over resp. C_r en C_f

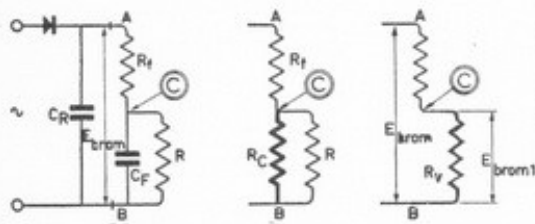


fig. 21

uit als fig. 18. C_r is de reservoircondensator, R_f is de filterweerstand, C_f de filtercondensator en R de belastingsweerstand. Maar het bromverschijnsel op C_f (fig. 20) is reeds veel kleiner dan op C_r (fig. 19). Wat men nu hier doet, noemt men het afvlakken van de gelijkgerichte spanning. We zullen dat afvlakfilter R_f-C_f eens nader bezien (fig. 21). Het tweede plaatje van fig. 21 doet ons zien, dat we eigenlijk een spanningsdelers ofwel een potentiometer vormen. En zoals we weten kunnen we inderdaad een bepaalde spanning die tussen de punten A en B staat verlagen, door een tweetal weerstanden in serie te schakelen tussen A en B. Tussen B en C kunnen we dan een verlaagde spanning meten, die geheel afhangt van de waarde van de beide weerstanden. Wanneer we nu een dergelijke potentiometerschakeling met weerstanden zouden gebruiken als afvlakfilter, dan houden we stellig tussen B en C een lagere bromspanning over. Maar... ook onze gelijkspanning wordt dan evenredig verlaagd. En dat is de bedoeling niet. Daarom wordt de weerstand tussen B en C door een condensator

vervangen: voor wisselstroom is dan de potentiometer, de spanningsdeler intact; voor gelijkstroom telt dan echter de weerstand R_f als serie weerstand.

Het is duidelijk, dat het tenslotte overblijvende golfverschijnsel of de bromrimpel zoals we het noemen, $50 \times$ per seconde optreedt, omdat de frequentie van de generator (ons net) 50 Hz (hertz) is.

Hoe groot is nu de spanning van deze ongewenste bromrimpel E_{brom} , die tenslotte op R overblijft?

Stel $R_f = 1000 \Omega$ en $C_f = 10 \mu F$. $E_r = 240 V$; de belasting R was 5000Ω zoals we zagen. Zowel R_f als R behouden steeds hun waarde, onverschillig, of ze nu op gelijkspanning of wisselspanning worden aangesloten. Met C_f is dat heel anders: voor gelijkstroom is deze een volledige blokkering maar voor wisselstroom niet. Voor 50 Hz kunnen we de schijnweerstand van een condensator $C_f = 20 \mu F$ wel berekenen: (zie les 3, blz. 20)

$$R_c = \frac{159000}{f \times C} = \frac{159000}{50 \times 20} = \frac{159000}{1000} = 159 \Omega \text{ (fig. 21)}$$

Nu moeten we eerst even de parallelschakeling van R_c met de belasting R uitrekenen: we noemen die R_v .

$$R_v = \frac{R_c \times R}{R_c + R} = \frac{159 \times 5000}{159 + 5000} = \frac{795000}{5159} = \text{ca. } 155 \Omega$$

We zien hieruit, dat de belastingsweerstand R, die relatief veel groter is dan R_c , weinig verandering te weeg brengt.

We lichten hier even de hand: in feite mogen we een ohmse weerstand niet zo maar domweg met een Reactantie, de wisselstroomweerstand van een condensator parallel schakelen, net zo min als we dat met een serieschakeling van een weerstand en een reactantie mogen. We zagen dat in les 3. Hier maakt dat echter weinig verschil in de uitkomst omdat R_c zéér klein is vergeleken met R en daarom mogen we dat doen.

Voor elke wisselstroom van 50 Hz is de situatie dus als in fig. 19 getekend.

Voor het gemak nemen we nu maar even aan, dat die bromrimpelspanning circa 40 volt ∞ bedraagt; verderop in deze les geven we een vuistregeltje om deze bromspanning, die we E_{brom} noemen, vooraf te kunnen berekenen.

Op punt C, dus op het punt waar ons radiotoestel wordt aangesloten, is de bromspanning E_{brom1} veel kleiner, die is nl.

$$E_{brom1} = \frac{155}{1000 + 155} \times E_{brom} = \frac{155}{1000 + 155} \times 40 = \frac{155}{1155} \times 40 = \text{ca. } 5.36 V \infty \text{ (fig. 21).}$$

Voor de berekening van deze potentiometerschakeling verwijst ik naar les 1, fig. 27.

Het 2e plaatje van fig. 21 doet ons zien, dat we eigenlijk een spanningsverdeler ofwel een potentiometer vormen. En zoals we weten kunnen we inderdaad een bepaalde spanning die tussen de punten A en B staat verlagen, door een tweetal weerstanden in serie te schakelen tussen A en B. Tussen B en C kunnen we dan een verlaagde spanning meten, die

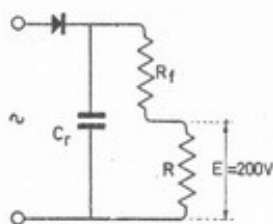


fig. 22
Zie voor C_f fig. 21 en 23b.

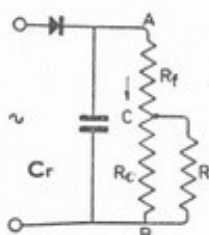


fig. 23a

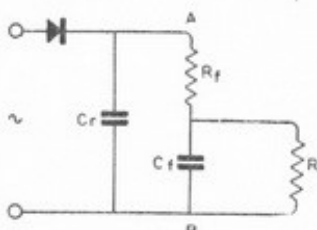


fig. 23b

geheel afhangt van de waarden van de beide weerstanden. Wanneer we nu een dergelijke potentiometerschakeling met weerstanden zouden gebruiken als afvlakfilter, dan houden we stellig tussen B en C een lagere bromspanning over. Maar... ook onze gelijkspanning wordt dan evenredig verlaagd. En dát is de bedoeling niet. Daarom wordt de weerstand tussen B en C door een condensator vervangen: voor wisselstroom is dan de potentiometer, de spanningsdeler intact; voor gelijkstroom telt dan echter slechts de weerstand R_f als serie-weerstand.

Nu gaan we de gelijkspannings situatie eens bekijken (fig. 22). Hiervoor gelden héél andere omstandigheden. C_f heeft op de gelijkstroomloop geen enkele invloed; we kunnen hem dus hier geheel buiten beschouwing laten.

We hebben nu te maken met serieschakeling van R_f en R . Totaalweerstand R_v is $R_f + R = 1000 + 5000 = 6000 \Omega$. $E = 240 \text{ V} =$

$$I = \frac{E}{R} = \frac{240}{6000} = 0.04 \text{ A.}$$

De voedingsspanning die dus over R beschikbaar is, =

$$E = I \times R = 0.04 \times 5000 = 200 \text{ volt} =$$

Ons radioapparaat wordt dus gevoed met een gelijkspanning van 200 V = waarop een rimpelspanning van 5.36 V gesuperponeerd is, d.w.z. $50 \times$ per seconde varieert de spanning van $200 + 5.36 = 205.36 \text{ V}$ tot $200 - 5.36 = 194.64 \text{ V}$, hetgeen voor sommige apparatuur een groot bezwaar oplevert.

Hoe verlagen we nu de bromspanning? Als we fig. 23 er bij nemen kunnen we zeggen: door het aftakpunt C langs die weerstand tussen A-B naar de aardkant te verschuiven, dus a) door R_f te vergroten of b) door R_c te verkleinen. (R_c verkleinen we in feite door C_f te vergroten; want: hoe groter een condensator is des te kleiner is zijn wisselstroomweerstand (les 3, blz. 20).

Gezien uit het oogpunt van de bromspanning maakt het volstrekt geen verschil uit of wij a) of b) doen; het lijkt zelfs nog beter als we a) en b) gelijktijdig toepassen.

Gezien uit het oogpunt van de gelijkspanning, waar het tenslotte om begonnen is, moeten we echter proberen R_f niet te vergroten, want de gehele gelijkstroom voor ons toestel loopt door R_f en hoe groter R_f nu wordt, des te groter is het spanningsverlies in die weerstand.

Als we in ons vorig voorbeeld R_f $4 \times$ zo groot, dus 4000Ω maken en C_f $4 \times$ zo klein, dus $5 \mu\text{F}$, dan verandert onze bromspanning E_{brom} , op de C-B daardoor volstrekt niet: R_c wordt dan:

$$\frac{159000}{f \times C} = \frac{159000}{50 \times 5} = \frac{159000}{250} = 636 \Omega$$

Omdat R_c zoveel kleiner is dan R berekenen we hier maar niet de vervangingswaarde van de parallelschakeling van R_c en R .

$$E_{brom1} \text{ is nu: } \frac{636}{636 + 4000} \times 40 \text{ V} = \frac{636}{4636} \times 40 =$$

weer ca. 536 V ∞ .

We zien nu een grappig iets: De mate van afvlakking en dus de rimpelspanning veranderen niets, wanneer het product

van R_f en C constant blijft. We noemen dat het R—C-product. In ons eerste voorbeeld was dat $1000 \times 20 = 20000$ en in ons tweede voorbeeld is het: $4000 \times 5 =$ eveneens 20000.

Maar voor gelijkstroom wordt de situatie: $R_f = 4000 \Omega$. R blijft 5000Ω (de belasting)

$$E_{voeding} = \frac{5000}{4000 + 5000} \times E = \frac{5000}{4000 + 5000} \times 240 =$$

$$\frac{5000}{9000} \times 240 = \frac{5}{9} \times 240 = \text{ca. } 133 \text{ V}$$

Dit is dus heel wat minder dan de benodigde 200 volt = I

Willen we de bromrimpel dus verkleinen, dan moeten wij uit een oogpunt van efficiency dit zoeken in vergroting van de afvlakcondensator C_f ; deze eet gelukkig zoals we zagen geen (gelijkstroom-) brood.

We kunnen echter de bromrimpel kleiner maken, bij behoud van dezelfde weerstand- en condensatorwaarden, door er niet een ééntraps, doch tweetraps filter van te maken (fig. 24). Inplaats van R_f van 1000Ω nemen we R_{f1} en R_{f2} , elk van 500Ω , en in plaats van C_f nemen we C_1 en C_2 , elk van $10 \mu\text{F}$.

De wisselstroomweerstand R_{c1} en R_{c2} van deze C_1 en C_2

$$\text{voor } 50 \text{ Hz is } R_{c1} = R_{c2} = \frac{159000}{f \times C} = \frac{159000}{50 \times 10} = 318 \Omega$$

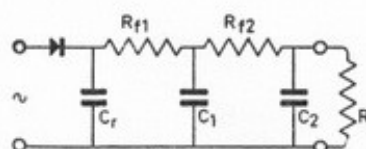


fig. 24

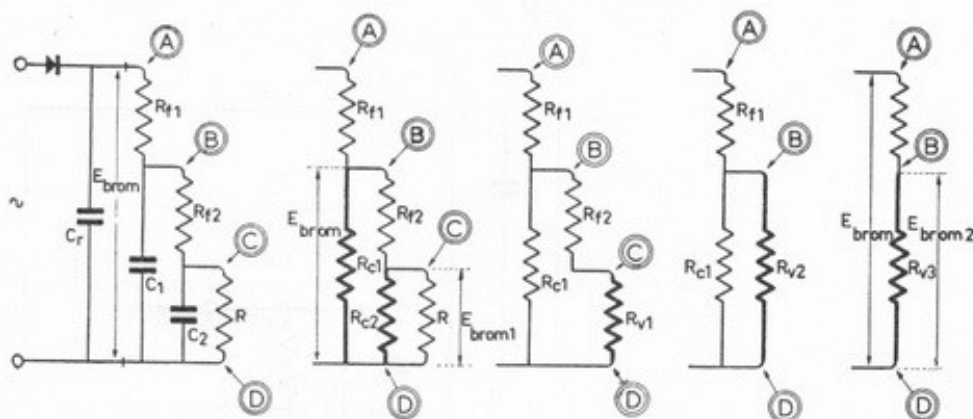


fig. 25

We moeten dit vraagstuk van achteren af benaderen (fig. 25):

Eerst dus de vervangingswaarde R_{v1} van de parallelschakeling van R en R_{c2} berekenen:

$$R_{v1} = \frac{5000 \times 318}{5000 + 318} = \frac{1590000}{5318} = 298 \Omega$$

Deze R_{v1} staat in serie met R_{f2} ; de vervangingsweerstand hiervan = $R_{v2} = R_{v1} + R_{f2} = 298 \Omega + 500 \Omega = 798 \Omega$.

Tussen de punten B en D hebben de nu parallel staan R_{c1} en de zoëven berekende R_{v2} , dus 318Ω en 798Ω parallel.

De vervangingsweerstand hiervoor is.

$$R_{v3} = \frac{318 \times 798}{318 + 798} = \frac{253764}{1116} = \text{ca. } 227 \Omega$$

De zaak is nu teruggebracht tot de serieschakeling R_{f1} en $R_{v3} = 500 \Omega + 227 \Omega = 727 \Omega$.

De bromspanning op punt B is nu:

$$E_{brom2} = \frac{227}{500 + 227} \times E_{brom} = \frac{227}{727} \times 40 = 12.5 \text{ V}_{\sim}$$

En de bromspanning op punt C is:

$$E_{brom1} = \frac{R_{v1}}{R_{v1} + jR_{f2}} \times E_{brom2} = \frac{298}{298 + 500} \times 12.5 = \frac{298}{798} \times 12.5 = 4.66 \text{ V}_{\sim}$$

5.36 V_~, die we met het enkelvoudige filter als resultaat verkregen hebben.

We zien dus, dat we door niet één maar meer filtertrappen aan bromvrijheid kunnen winnen met in totaal DEZELFDE hoeveelheid materiaal (zij het dan dat we het opdelen).

In radiotoestellen en voornamelijk in laagfrequentversterkers is het zaak om te zorgen voor een laag brompeil; hoe verder men van de uitgang naar de ingang van een versterker komt, hoe hoger eisen aan de bromvrijheid worden gesteld, daar de rimpelbrom mede wordt versterkt.

Men zou dan bij een 4-traps versterker 4 afzonderlijke afvlakfilters op de anodespanningsbron via het afvlakfilter kunnen aansluiten (fig. 26).

Na het bovenstaande is het echter duidelijk, dat men beter als volgt te werk kan gaan (fig. 27).

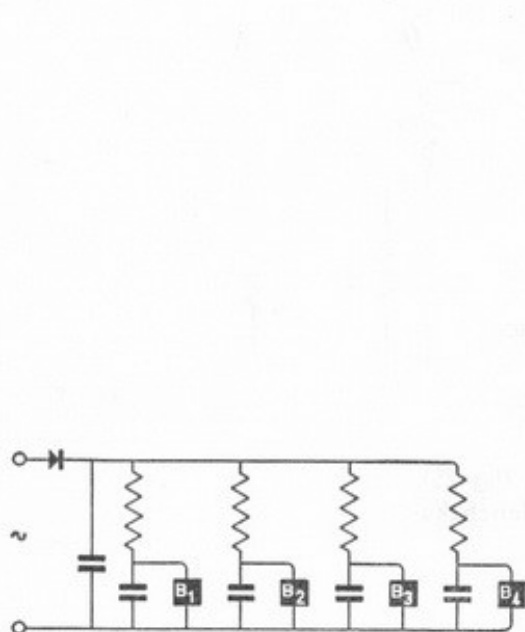


fig. 26

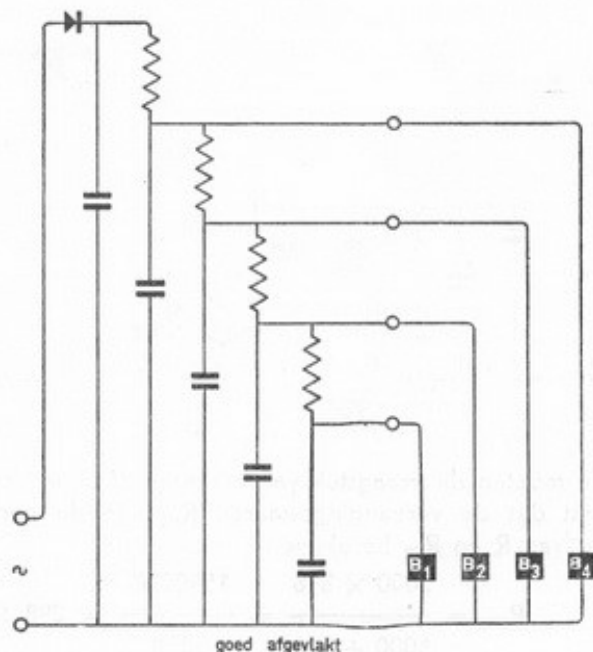


fig. 27

Stel maar eens, dat elke filtertrap (condensator en weerstand) de bromrimpel verkleint tot op $1/5$ van zijn waarde. Door de „cascade”-schakeling van 4 filtertrappen (met gelijke weerstanden en condensatoren) wordt de brom op B₁ ten slotte, ruwweg berekend:

$$1/5 \times 1/5 \times 1/5 \times 1/5 = \frac{1}{5 \times 5 \times 5 \times 5} = \frac{1}{625} \text{ van de oorspronkelijke waarde.}$$

In de praktijk wordt tevens elke (ongewenste) onderlinge koppeling tussen de anodekringen van de buizen voorkomen; men noemt dergelijke schakelingen ook wel ontkoppel-filters of ontkoppelingen.

In veel moderne toestellen treft men tegenwoordig een afvlakfilterweerstand van 1200Ω aan, terwijl de beide filtercondensatoren $25 \mu F$ zijn, maar het is duidelijk, dat deze oplossing slechts om de goedkoopte en het geringe gewicht van de weerstand wordt toegepast.

AFVLAKSMOORSPOEL

Er bestaat echter een veel effectievere weerstand voor dergelijke filters in de vorm van de laagfrequent smoorspoel (fig. 28).

Dit is een uit vele windingen bestaande spoel op een ijzerkern. Bij de behandeling van spoelen, dus zelfinducties in het algemeen hebben we reeds gezien, dat voor wisselstroom de weerstand van een dergelijke spoel véél groter is dan de ohmse gelijkstroomweerstand van de draadwinding. We zagen dat dit het gevolg is van de zelfinductie van de spoel. Voor gelijkstroom speelt deze zelfinductie volstrekt geen rol. Voor afvlakdoeleinden is zo'n smoorspoel dus ideaal: lage weerstand voor gelijkstroom, hoge voor wisselstroom.

In ons voorbeeld zullen we eens een dergelijke smoorspoel toepassen, b.v. van 25 henry en een ohmse weerstand van 400Ω .

Verder gebruikt ons toestel $40 \text{ mA} = 0.04 \text{ A}$ bij 200 volt=, welke belasting wij vervangen hebben door een belasting-

weerstand van 5000Ω ($= \frac{200}{0.04}$). Blz. 4.

In de filterweerstand leden we een gelijkspanningsverlies van $E_f = I \times R_f = 0.04 \times 1000 = 40 \text{ volt}$ (fig. 29).

Bij toepassing van deze smoorspoel met de zoveel lagere ohmse weerstand van 400Ω zal het spanningsverlies over R_s bij dezelfde stroom zijn: $E_s = I \times R_s = 0.04 \times 400 = 16 \text{ volt}$.

Willen we dus een smoorspoel toepassen en toch op 200 V= uitkomen, dan mag om te beginnen de secundaire wikkeling van onze anodevoedingstransformator voor een lagere spanning berekend worden.

Nu de gevolgen van de smoorspoel op de bromrimpel $E_{brom} = 40 \text{ V}$. We berekenen eerst de schijnweerstand R_s van de smoorspoel (fig. 30).

L was 25 H, de ohmse weerstand $R_o = 400 \Omega$ en $f = 50 \text{ Hz}$. Ingevuld is de formule voor de schijnweerstand van een spoel met ohmse weerstand:

$$\begin{aligned} R_s &= \sqrt{R_o^2 + (L \times 2\pi f)^2} = \\ &= \sqrt{400^2 + (25 \times 2 \times 3.14 \times 50)^2} = \\ &= \sqrt{160000 + 7850^2} = \sqrt{160000 + 61622500} = \\ &= \sqrt{61782500} = \text{circa } 7860 \Omega. \end{aligned}$$

We zien hier, dat het in rekening brengen van de ohmse weerstand weinig verandering brengt in reactantie van de spoel alleen. ($L \times 2\pi f = 7850 \Omega$.)

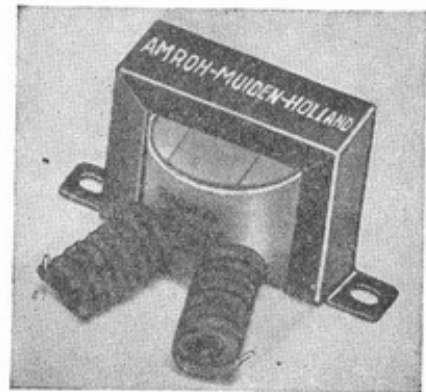


fig. 28

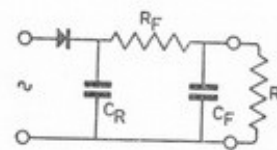


fig. 29

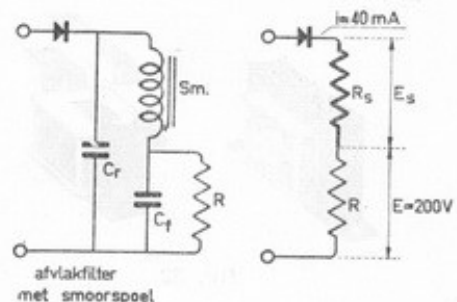


fig. 30

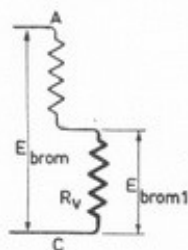


fig. 31

Van $C_f = 20 \mu\text{F}$ weten we nog, dat R_c voor $50 \text{ Hz} = 159 \Omega$; parallelschakeling met de belasting $R = 5000 \Omega$ maakte daarvan $R_v 155 \Omega$ (blz. 7).

Wanneer we nu de filterkring nog eens tekenen krijgen we een heel ander beeld. De serieschakeling van deze R_s en R_v geeft: rond 8000Ω ; als de bromspanning tussen A en C 40 volt is, zal deze tussen C en B, dus aan de uitgangsklemmen zijn: (fig. 31)

$$E_{brom1} = \frac{155}{R_s + R_v} \times 40 = \frac{155}{7850 + 155} \times 40 = \frac{155}{8005} \times 40 = 0.775 \text{ V} \approx$$

Het gebruik van een smoorspoel geeft dus een véél geringer bromspanning en een geringer spanningsverlies in het gelijkstroom-circuit!

Het is goed er hier even op te wijzen, dat het product van de zelfinductie van de smoorspoel (in henry's) en de capaciteit van de C_f de graad van afvlakking bepalen; hier spreken we van een L—C-product. Een smoorspoel van 10 H en een C_f van $16 \mu\text{F}$ geven dus dezelfde bromrimpel als een smoorspoel van 20 H en een C_f van $8 \mu\text{F}$; het L—C-product is nl. in beide gevallen 160 .

Daar smoorspoelen echter kostbaarder zijn dan electrolyt condensatoren, proberen we een zo groot mogelijke C te gebruiken; de smoorspoel mag dan geringer zelfinductie bezitten om toch hetzelfde afvlak-effect te bereiken *).

De kosten van een smoorspoel zijn natuurlijk veel hoger dan van een weerstand en ook afmetingen en gewicht zijn niet weg te cijferen.

Nu is een smoorspoel niet gemakkelijk zelf te berekenen. De zaak is nl. deze, dat een dergelijke smoorspoel niet alleen door wisselstroom, maar ook door gelijkstroom wordt doorlopen.

We hebben hier dus het geval waarop we reeds wezen bij de theoretische behandeling van spoelen met ijzerkern. Door de gelijkstroom treedt een verzadiging van de ijzerkern op en slechts door een zéér ruim bemeten kern te nemen kunnen we dit onheil voorkomen.

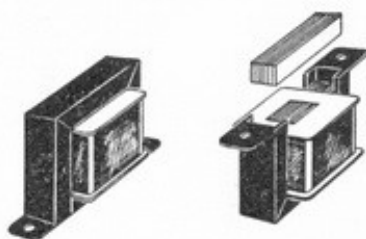


fig. 32

LUCHTSPLEET

Gelukkig is er ook een ander geneesmiddel: we passen een luchtspleet toe. Hierdoor vervangen we dus een stuk ijzer door een stuk lucht (zie fig. 32); wanneer er een gelijkstroom loopt staat de zelfinductie van zo'n smoorspoel met luchtspleet achter bij die van een geheel gelijke smoorspoel zonder luchtspleet. We moeten dus een ietwat grotere ijzerkern toepassen of een aantal windingen meer op de spoel leggen, willen we toch de gewenste zelfinductie (het aantal henry's) bereiken.

Meestal draait dit op een grotere kern uit. Maar loopt er nú

*) Voor de goede orde moeten we ons ook hier even realiseren, dat we in bovenstaande berekening de reactanties van de smoorspoel en de condensator als ohmse weerstanden beschouwd hebben en domweg bij elkaar optelden. In feite mag dit niet, doch in gevallen als deze is het toelaatbaar, omdat de aldus gevonden waarden weinig afwijken van de werkelijke waarden.

gelijkstroom door de spoel, dan treedt er nagenoeg geen kernverzadiging op en loopt de zelfinductie dus niet terug. Met de luchtspleet boeken we uiteindelijk dus winst.

Nu is het berekenen van zo'n luchtspleet een lastig karwei, waarmee we ons niet zullen bezig houden, wij staan er echter bij stil, omdat we met dit probleem ook te maken krijgen bij de behandeling van uitgangstransformatoren. Overigens ligt de luchtspleet meestal in de orde van 0.1 mm (zie fig. 33).

We zullen zien, dat wij bij transformatoren de blikken òm en òm stapelen om een luchtspleet te voorkomen; bij smoorspoelen doen we dit dus niet en nemen een blik, waarin een luchtspleet gestanst is. Nog vaker nemen we E—I kernen, waarbij we een stukje papier van 0.1 mm dikte tussen de E- en I-pakketten leggen. Hebben we eenmaal het wikkeld recept en de kernafmetingen, dan is het maken van een smoorspoel niets moeilijker dan van een transformator.

Bij opstelling van een smoorspoel heeft het voordeel de kern van aarde geïsoleerd op te stellen, b.v. op een stuk pertinax om de capaciteit van de windingen tegen aarde te verkleinen, waarmee we ongewenste brom- en ratelspanningen vermijden.

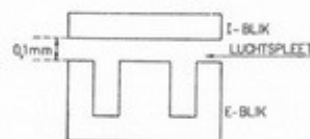


fig. 33

BROMRIMPEL OP RESERVOIRCONDENSATOR

Voor wie lust heeft zich verder te verdiepen in de grootte van de bromrimpel (E_{brom}) over de eerste condensator (C_r), die we voor 't gemak zoëven maar op 40 volt geschat hebben, geef ik hier een vuistregel: Bij een enkelzijdige gelijkrichter bedraagt deze circa 4.5 volt per mA afgenomen stroom, per μF van C_r .

Nemen we dus 20 mA gelijkstroom af en is $C_r = 10 \mu F$, dan

$$\text{is } E_{brom} = 4.5 \times \frac{20}{10} = 9 \text{ V. Hoe groter de } C_r, \text{ des te}$$

lager E_{brom} ; hoe groter de stroomafname, des te hoger weer in E_{brom} .

Voor dubbelfazige of dubbelzijdige gelijkrichting, die we dadelijk gaan bespreken is dat: 1.7 volt per mA en per μF (C_r).

WISSELSpanningsBRONNEN

Tot nu toe hebben we ons niet bezig gehouden met de vraag hoe we aan de wisselspanning komen die we gelijkrichten. In de eenvoudigste vorm kunnen we heel gewoon het wisselspanningsnet aansluiten (fig. 34); toch zijn hiertegen grote bedenkingen omdat op deze manier ons metalen chassis rechtstreeks met het net verbonden is en wij op de aarde staan. En dat is hachelijk! Slechts wanneer we een toestel vervaardigen, het onmiddellijk in een houten kast bouwen en er dan nòóit meer aankomen, tenzij voor een reparatie, en dan nog in een droge kamer, ja dan kan het. In moderne, z.g. U-ontvangers, uit de handel geschiedt het thans eveneens zéér vaak. We komen later op die U-ontvangers terug.

Ook is er niet zoveel tegen om bij het bekrachtigen van het veld van een elektrodynamische luidspreker de zaak rechtstreeks op het net aan te sluiten, aangenomen dat de netspanning de juiste is. Maar voor mensen die wel eens wat

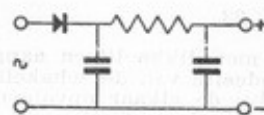


fig. 34

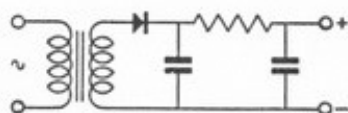


fig. 35

willen experimenteren is het in één woord taboe oftewel uit den boze.

Uit een oogpunt van veiligheid is een tussentransformator steeds te verkiezen (fig. 35).

Bovendien zijn vele netten 127 V $\sim$; er blijft dan niet veel gelijkspanning over en dan hebben we altijd nog maar enkelzijdige gelijkrichting.

DUBBELZIJDIGE GELIJKRICHTING

Wanneer we voor de anodevoeding een transformator toepassen kunnen we, namelijk door het aanbrengen van twee gelijke secundaire wikkelingen, die halve faze, die bij enkelzijdige gelijkrichting telkens verloren gaat, ook nog gelijkrichten en gebruiken.

In het schema fig. 36 geven wij nu de ontwikkelingsgang van dubbelzijdige gelijkrichting; fig. 36 geeft $2 \times$ een afzonderlijke enkele gelijkrichter, terwijl fig. 37 een grafische voorstelling geeft van de gelijktijdig optredende spanningen op de reservoircondensatoren in dat geval. De overige afvlakking laten we maar even buiten beschouwing.

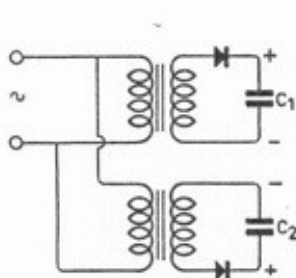


fig. 36

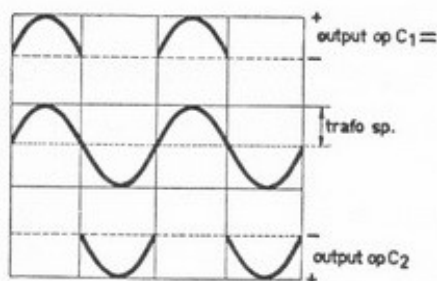


fig. 37

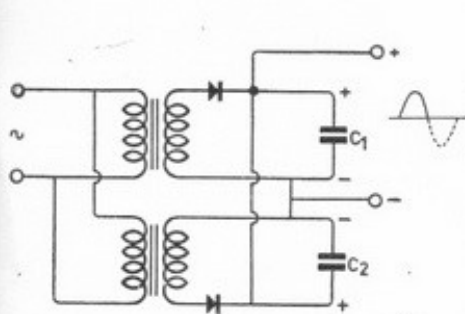


fig. 38

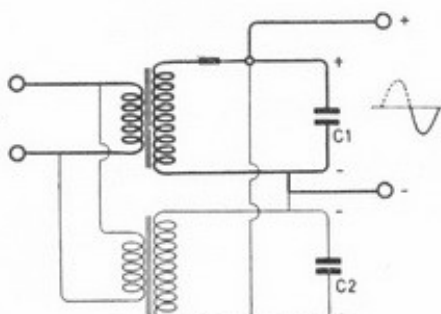


fig. 38a

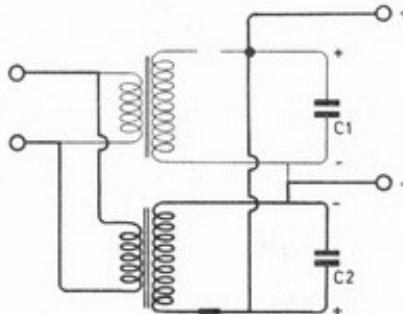


fig. 38b

We zien hier met dikke lijnen aangegeven welk gedeelte van de schakeling werkzaam is bij de elkaar opvolgende positieve en negatieve fazen van de wisselstroom.

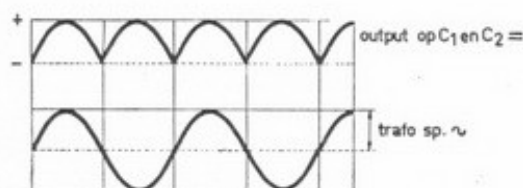


fig. 39

De primaire windingen van beide transformatoren staan parallel op het net geschakeld. Natuurlijk kunnen we zowel de min-leidingen als de plus-leidingen van de secundaire kant met elkaar dóórverbinden en wij krijgen dan fig. 38. Fig. 39 geeft dan het spanningsverloop van de combinatie. Wij zien nu meteen wat aardigs: de spanningspiekjes van fig. 37 hebben gewoon de frequentie van het net, dus 50 Hz., maar de piekjes van de combinatie, dus van fig. 39, hebben een frequentie van 100 Hz.

Bij de berekening van afvlakingsweerstand, smoorspoelen en condensatoren speelt de frequentie f een belangrijke rol: wanneer deze dus 100 wordt in plaats van 50, wordt f dus $2 \times$ zo groot en daardoor de schijnweerstand R_c van de filtercondensatoren $2 \times$ zo klein, terwijl de R_L van smoorspoelen

2 × zo groot wordt! Toepassing van dubbele gelijkrichting verkleint dus de bromrimpelspanning belangrijk, ook al blijven de afvlakcondensatoren en weerstanden onveranderd. Ook zal een transformator bij dubbele gelijkrichting geen last van kernverzadiging ondervinden, omdat de beide (in tegengestelde zin) om de kern lopende gelijkstromen elkaars uitwerking opheffen.

Voorbeelden: Passen we het bovenstaande nu eens toe op ons voorbeeld van fig. 21, dan krijgen we:

$$R_c \text{ is nu } \frac{159000}{f \times C} = \frac{159000}{100 \times 20} = 79.5 \Omega$$

$$R_v \text{ wordt dus: } \frac{R_c \times R}{R_c + R} = \frac{79.5 \times 5000}{79.5 + 5000} = \frac{397500}{5079.5} = 78.2 \Omega$$

E_{brom1} wordt nu, wanneer E_{brom} weer op 40 V gesteld wordt:

$$E_{brom1} = \frac{78.2}{1000 + 78.2} \times E_{brom} = \frac{78.2}{1078.2} \times 40 = 2.9 V \sim$$

Nóg gunstiger wordt de zaak natuurlijk, als we de schakeling met afvlakmoorspoel toepassen bij dubbele gelijkrichting (zie fig. 30), want dan wordt ook R_s verdubbeld.

$$E_{brom1} = \frac{R_v}{R_s + R_v} \times E_{brom} = \frac{78.2}{15720 + 78.2} \times 40 = \frac{78.2}{15798.2} \times 40 = 0.19 V \sim !$$

We zullen het schema uit fig. 38 nog eens anders tekenen: wij behoeven geen 2 afzonderlijke transformatoren te nemen; één transformator met 2 gelijke secundaire wikkelingen (fig. 40) is namelijk volkomen gelijk aan de schakeling in fig. 38.

GRAETZ-SCHAKELING

We kunnen echter ook wel dubbelzijdige gelijkrichting verkrijgen zonder dat we een transformator met 2 gelijke secundaire wikkelingen bezitten; het gaat zelfs wanneer we helemaal geen transformator gebruiken, doch rechtstreeks het net aansluiten. We kunnen n.l. dan de z.g. Graetz-schakeling toepassen. Ter verklaring beginnen we eerst met de normale enkelzijdige gelijkrichting (fig. 41). We mogen die cel gerust binnen de stroomkring verplaatsen, mits hij maar met „zijn gezicht” (het streepje) naar de plus en met zijn „rug” naar wisselspanningsbron gericht blijft. Om een absurd voorbeeld te nemen: wanneer we bij gebruik van een transformator de gelijkrichtcel ergens halfweg in de wikkeling zouden willen aansluiten, zou dat geen enkel bezwaar opleveren (fig. 43).

Ook mogen we gerust 2 cellen in de kring opnemen, mits hun „gezicht” maar weer naar de plus-klem kijkt of hun „staart” naar de min-klem, alles beschouwd van uit de wisselspanningsbron (fig. 44).

Stel nu, dat we dit grapje twee keer uithalen, doch de cellen zodanig schakelen, dat de één de boventop van de sinus gelijkricht en de ander de ondertop, de andere fase dus (fig. 45). En nu maar weer naar beide „plussen” en „minnen” doorverbinden (fig. 46).

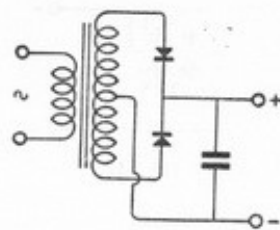


fig. 40
Zie ook fig. 56 en 57 voor dubbelzijdige gelijkrichting met buis.

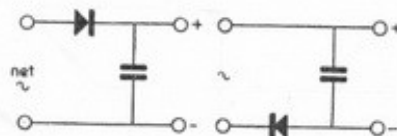


fig. 41

fig. 42

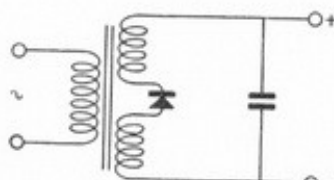


fig. 43

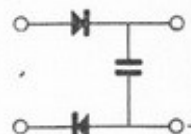


fig. 44

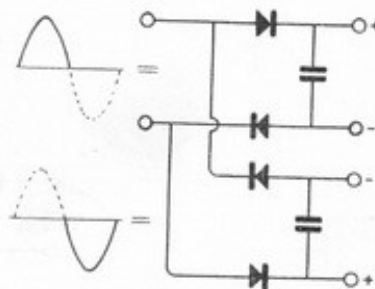


fig. 45

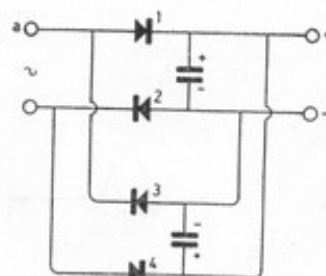


fig. 46

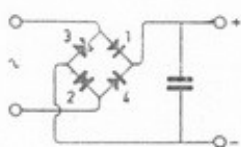


fig. 47

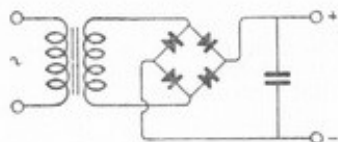


fig. 48

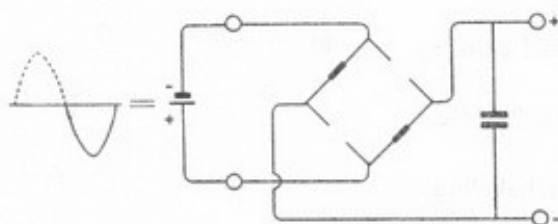


fig. 49a

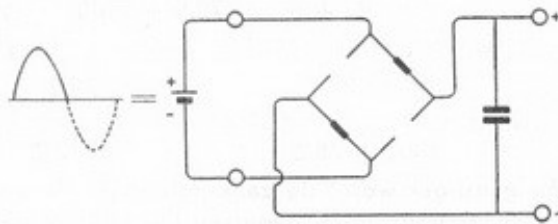


fig. 49b

In de praktijk tekent men deze schakeling meestal zoals we in fig. 47 laten zien; hij wordt toegepast zowel voor netvoeding van radioapparaten als voor meetapparaten voor wisselstroom en -spanning.

Natuurlijk kan een scheidingstransformator tussen het net en deze schakeling worden toegepast ter verhoging van de veiligheid, maar dit kan een eenvoudige transformator zijn (fig. 48).

Voor degenen, die deze schakeling nog niet dóórhebben, geven we deze schakeling, waarbij de 2 fazen der wisselspanning weergegeven worden door batterijtjes (fig. 49 a en b); waarvan de polarisatie overeenkomt met de sinustop, die aan de beurt is, de getrokken lijn (de gestippelde is dan dus niet in actie).

Een andere veel toegepaste schakeling betreft de

SPANNINGSVERDUBBELING

Hierbij kunnen we bijvoorbeeld zonder enige transformator uit een 125 volts wisselspanningsnet een gelijkspanning van circa $2 \times 100 \text{ volt} = 200 \text{ volt}$ verkrijgen.

Voor goed begrip moeten we maar weer even de condensatoren vervangen denken door accu's, die we gaan opladen uit het net!

We gaan weer uit van twee enkelvoudige gelijkrichtschakelingen (fig. 50). Nu keren we van cel 2 eens de richting om en krijgen dan fig. 51. Nu gaan we deze beide schakelingen eens anders tekenen zonder het schema te wijzigen en zien dan... een serieschakeling van twee voedingsapparaten, die dus de dubbele gelijkspanning oplevert! (fig. 52).

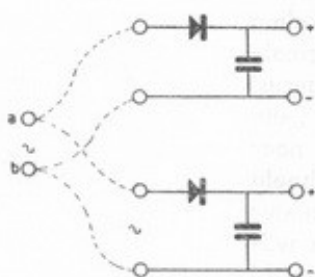


fig. 50

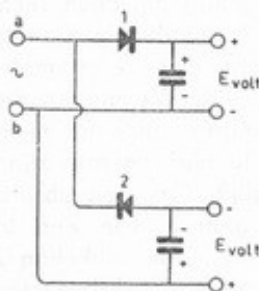


fig. 51

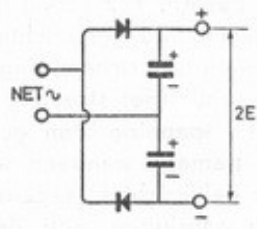


fig. 52

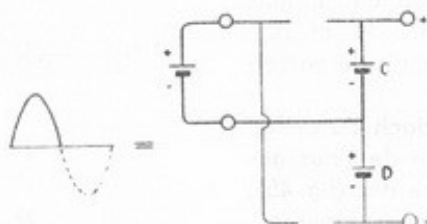


fig. 53a

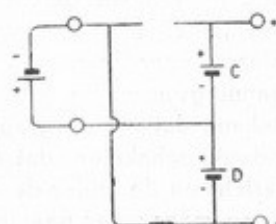


fig. 53b

Voor de liefhebbers nog even de beide fazen van de wisselspanning aanschouwelijk voorgesteld met batterijtjes in fig. 53a en b. De condensatoren C en D, in dit geval voorgesteld door accu's, worden beurtelings geladen.

Er bestaan nog andere schakelingen voor spanningsverdubbeling, maar deze, de schakeling van Greinacher, is wel de voornaamste.

Bij inachtname van de voorzichtigheid, want de op deze wijze verkregen gelijkspanningsbron is weer rechtstreeks met het lichtnet verbonden, kan deze schakeling toegepast worden om uit een 110- of 127 volts $\sim$ net een anodespanning van circa 200 volt = te verkrijgen. Uitgaande van een 220 V $\sim$ net verkrijgen we circa 400 volt.

Natuurlijk kunnen we echter deze schakeling zonder bezwaar achter een transformator schakelen (fig. 54).

De beide reservoircondensatoren moeten vrij groot zijn, zoiets van 30 à 40 μ F, en beide gelijk. Overigens behoeven ze slechts op de halve uitgangsspanning berekend te zijn; is deze dus 200 V, dan is hun werkspanning 100 V.

Achter deze schakelingen uit 40, 47 en 52 past men de vereiste afvlakking toe; men moet er bij het berekenen om denken, dat bij de spanningsverdubbeling (fig. 52 en 54) slechts eenzijdige gelijkrichting optreedt!

GELIJKRICHTBUIS

Nu nog even een korte verklaring over de gelijkrichtbuis. Eerst beschouwen we het DIRECT VERHITTE type, waarbij de gloeidraad meestal een platte bandvorm heeft (fig. 55). Als regel hebben deze buizen in Europa een gloeispanning van 4 volt; Amerikaanse typen zijn voor 5 volt bestemd. De gloeistroom is meestal vrij pittig, zoiets van 2 ampère; deze wordt door een aparte en goed geïsoleerde winding op de transformator geleverd. Deze isolatie is nodig, omdat een spanning van tenminste de anodegelijkspanning t.o.v. de gloeidraadwikkeling voor de ontvangbuizen bestaat (fig. 56).

Bij toepassing van indirect verhitte ontvangbuizen wordt eerst als de buizen warm zijn spanning uit de anodevoedingsapparaat afgenomen en dat duurt in de regel minstens een $\frac{1}{2}$ minuut. Een direct verhitte anodebuis begint echter reeds onmiddellijk gelijk te richten; hij laadt de filtercondensatoren op tot de piekspanning van de gelijk te richten wisselspanning, zonder dat van deze lading iets afgenomen wordt, omdat de ontvangbuizen nog niet op temperatuur zijn gekomen. Men noemt dit de OPEN SPANNING; wanneer men maar afvlakcondensatoren met voldoende hoge werkspanning kiest is er geen vuiltje aan de lucht. Begaat men echter de fout met te zeggen: mijn gelijkspanning is 200 volt, dus een werkspanning van 250 V is voldoende, dan gaat de zaak stellig scheef. We mogen heus wel de werkspanning 1.5 à 1.8 $\times$ zo hoog kiezen als de toe te passen gelijkspanning, dus in dit geval minstens 300 V.

Daarom past men vaak INDIRECT VERHITTE gelijkrichtbuizen toe; zij nemen als regel nog iets meer tijd om op temperatuur te komen dan ontvangbuizen (fig. 57).

Is de gloeispanning hiervan 6.3 volt, dan kunnen deze gelijkrichtbuisjes zonder bezwaar op dezelfde gloeistroom-wikkeling branden als de ontvangbuizen (b.v. de EZ2 of de Amerikaanse 84). Feitelijk zijn deze buisjes speciaal ontwikkeld als gelijkrichters voor auto-ontvangers; ze worden hier

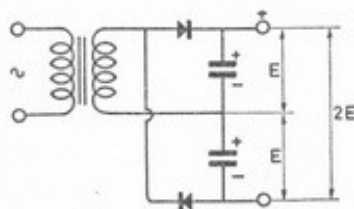


fig. 54



fig. 55

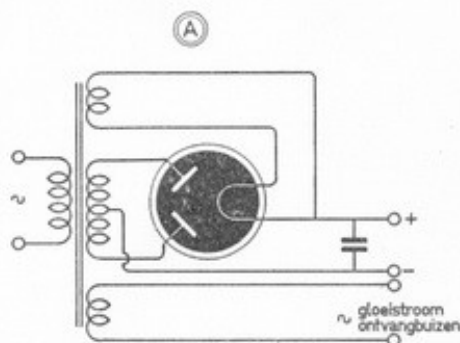


fig. 56

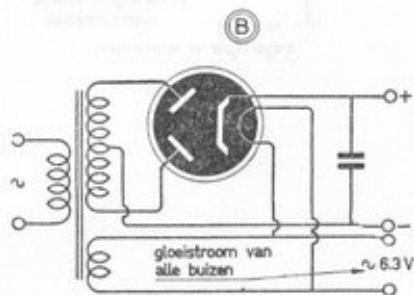


fig. 57

evenals de ontvangbuizen op de 6-volts accu aangesloten; tussen gloeidraad en katode staat dus een spanning van minstens 250 V en daarop moet de isolatie berekend zijn. Als regel is een gelijkspanning van 500 volt toelaatbaar. Op deze buisjes komen we later terug.

Wordt een indirect verhitte gelijkrichtbuis gebruikt om de elektrolytische condensatoren te beschermen in een versterker, waarbij hogere spanningen dan 250 V gelijkgericht worden, dan blijft een aparte gloeidraadwikkeling op de transformator noodzakelijk.

In de z.g. U-ontvangers wordt uit de aard der zaak een indirect verhitte gelijkrichtbuis toegepast, en wel voor enkelzijdige gelijkrichting.

Nu mogen we niet uit het oog verliezen, dat elke gelijkrichtbuis een zekere inwendige weerstand bezit, maar bij een indirect verhitte buis is deze belangrijk lager dan bij een direct verhitte buis. Daar bij een U-ontvanger de reservoircondensator C_r in de regel wel 50 μF bedraagt, dus een lage weerstand voor wisselstroom vertegenwoordigt, zou de laadstroomstoot, die 50 $\times$ per seconde de gelijkrichtbuis doorloopt wel eens wat te groot voor dat buisje kunnen zijn, vooral omdat de zaak rechtstreeks op 't net aangesloten wordt; de wikkeling van een voedingstransformator bezit n.l. toch altijd nog enige ohmse weerstand, terwijl daarentegen de inwendige weerstand van 't net nul is. Daarom passen we in U-ontvangers steeds een begrenzingsweerstand R_b toe van 50 à 150 Ω . Hij moet echter een stroom van circa 3 $\times$ de normale gelijkgerichte stroom kunnen verdragen (fig. 58); we nemen dus een type dat deze zware belasting verdraagt. Wat die condensator over de gelijkrichtbuis doet vertellen we straks.

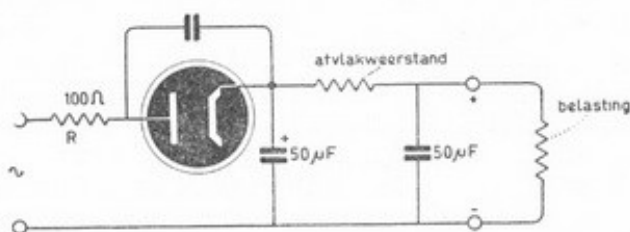


fig. 58

R is de begrenzingsweerstand.



fig. 59

SELENIUMCELLEN

Deze bestaan uit een metalen plaatje, de z.g. drager, waarop een legering, waarin selenium een belangrijk bestanddeel is, wordt aangebracht (fig. 59). Op deze overgang tussen beide metalen vormt zich een spierlaag, die wel stroom doorlaat in één richting, maar deze blokkeert in de omgekeerde richting.

In feite is de spierlaag dus in deze omgekeerde richting als een isolatie te beschouwen, waarbij nog een geringe stroomloop mogelijk is in de verkeerde richting. Dit in tegenstelling tot de thermionische gelijkrichtbuis, waarin in omgekeerde richting absoluut geen stroom lopen kan.

De veilige grens waarbij de isolatie van deze spierlaag intact blijft, is voor diverse typen en merken verschillend, maar vrij algemeen verdragen de moderne cellen die voor anodevoe-

dingsapparaten toegepast worden 30 volt tegen spanning per cel *).

We spreken hier van de toelaatbare tegenspanning. Om te zien hoe groot die wel kan zijn, vervangen we even de netspanning door een batterijtje van 10 volt (fig. 60A). Bij de positieve faze van de spanning wordt de reservoircondensator C_r opgeladen tot 10 volt. Tijdens de negatieve faze blijft de spanning op C_r nagenoeg 10 volt, maar de netspanning wordt -10 volt. We zien dat in fig. 60B, maar wanneer we dat even op andere wijze tekenen, zien we dat er 20 volt op de nu niet doorlatende gelijkrichtcel staat (fig. 60C). Hiertegen moet dus de sperlaag bestand zijn.

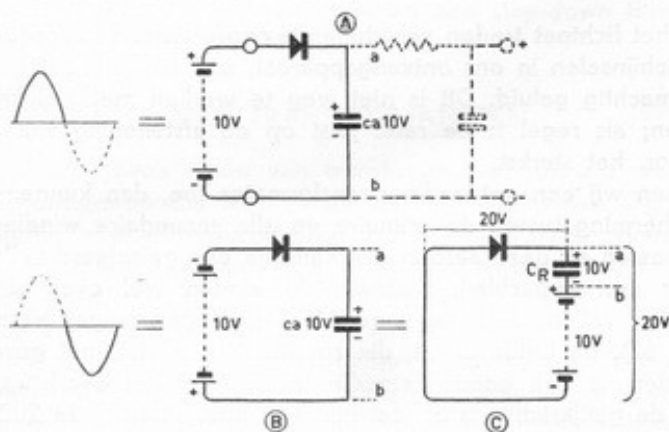


fig. 60

Bij het werkelijke gebruik op wisselspanning zal hier een spanningsverschil van $1.4 \times E + E$ staan, want de piekspanning van E is n.l. $1.4 \times E$.

Voor hogere spanning past men serieschakeling van de cellen toe (fig. 61); wil men voor enig doel de netspanning van 220 V gelijkrichten, dan gaat men als volgt te werk:

De piekspanning van $220 \text{ V} \approx 308 \text{ V}$ (blz. 3-8) **).

De gelijkrichte spanning op $C_r = \text{circa } 200 \text{ V}$.

Het aantal in serie te schakelen cellen is:

$$\frac{308 + 200}{30} = \frac{508}{30} = 17 \text{ cellen}$$

Overigens houde men zich aan de voorschriften van de fabrikant: de stroomdoorgang hangt af van de afmetingen en van de ventilatie. Horizontale montage vrij van het chassis is noodzakelijk. In feite is maar een klein gedeelte van een celplaatje voor de gelijkrichting bestemd; de rest doet dienst als koel-ven, zoals een koel-rib op een cilinder van een luchtgekoelde benzinemotor.

Bij cellen sparen we dus de gloeistroom; het bezwaar, dat de spanning onmiddellijk ná het inschakelen beschikbaar komt met alle gevaren voor filtercondensatoren is echter ook hier aanwezig.

In de voorbeelden kunnen in plaats van cellen zonder enig bezwaar buizen gebruikt worden, doch bij de spanningsver-



fig. 61

*) Voor het gebruik van lage spanningen, b.v. voor accugelijkrichters ligt het accent weer op geringe overgangsweerstand, die bereikt wordt door met een lagere werkspanning genoeg te nemen.

**) Bij verwijzing naar een bladzijde van een andere les betekent het eerste cijfer het lesnummer en het tweede cijfer noemt de betrokken bladzijde.

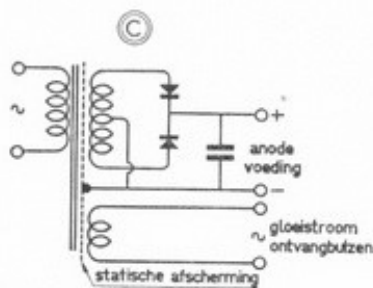


fig. 62

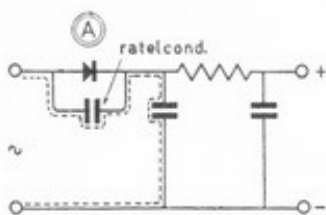


fig. 63

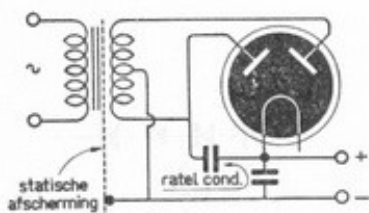


fig. 64

Slechts één van beide middelen heeft te worden toegepast.

dubbeling moeten of indirect verhitte buizen of afzonderlijke gloeistroomwikkelingen voor beide buizen gebruikt worden. Tenslotte vertellen we nog even dat het gelijkrichtmateriaal van dergelijke cellen in de laatste jaren aangeduid wordt met de naam halfgeleiders; dit zijn dan geleiders, die onder normale omstandigheden isolatoren zijn, doch onder de één of andere invloed van buitenaf geleidend worden in één richting. In dit geval is een z.g. elektrisch veld, dus de hoge spanning die wij er opbrengen, te beschouwen als „de invloed van buitenaf”.

STATISCHE WIKKELING; RATELCONDENSATOREN

Uit het lichtnet treden verschillende ongewenste hoogfrequent-verschijnselen in ons ontvangapparaat, o.a. een z.g. ratel, een bromachtig geluid. Dit is niet weg te werken met afvlakmiddelen; als regel is de ratel juist op de afstemming van een station het sterkst.

Passen wij een netvoedingstransformator toe, dan kunnen we afscherming tussen de primaire en alle secundaire windingen toepassen en deze aarden. Dit kan zijn een geïsoleerd velletje zeer dun koperblad, waarvan de einden wel over elkaar moeten vallen, doch geen gesloten windingen mogen vormen (fig. 62). Bij U-toestellen, die rechtstreeks uit het net gevoed worden, is een goede remedie tegen ratel het overbruggen van de gelijkrichtbuis of -cel met een condensator van 2000 à 5000 pF. Wij vormen aldus een „kortste weg” voor die ongewenste trillingen, zodat ze buiten ons toestel blijven. Zie de gestippelde lijn in fig. 63.

Zorg steeds voor hoge werkspanning; 2000 volt is aangeraden.

Mocht een transformator niet voorzien zijn van een statische afscherming, dan kunnen we ook daarbij ratelcondensatoren over één der diodes schakelen (fig. 64). Voor l.f.-versterkers is dit echter overbodig.

VERHUISTRANSFORMATOREN, AUTOTRANSFORMATOREN

Deze veel gebruikte transformatorsoort dient om apparaten, bestemd voor 220 V $\sim$ te gebruiken op 110 V $\sim$ of 125 V $\sim$, of omgekeerd. In principe kan men hierbij de primaire wikkeling en de secundaire wikkeling geheel gescheiden houden, zodat we het beeld verkrijgen van fig. 65a en 65b. Een goedkope mogelijkheid is de z.g. spaar- of autotransformator, die meer de indruk maakt van een spoel met aftakkingen (fig. 65c).

We bereiken hiermee, dat de secundaire wikkeling uitgespaard wordt, zodat we minder wikkelruimte nodig hebben, of wel, in een bestaande wikkelruimte dikker draad

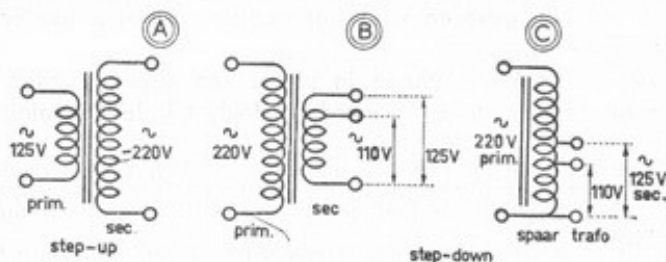


fig. 65

kunnen leggen. Het te transformeren vermogen blijft echter gelijk aan dat van een normale transformator met 2 gescheiden wikkelingen, terwijl hierbij ook de ontvanger rechtstreeks met het net verbonden blijft, met de daaraan verbonden gevaren.

Een transformator, waarmee we de spanning omhoog transformeren, noemen we een step-up transformator, de andere, waarmee we omlaag transformeren, dus van 220 op 110 V, noemen we een step-down transformator.

Bij het berekenen van transformatoren zullen we zien, dat we een secundaire wikkeling altijd 10 % hoger nemen dan het berekende windingtal. Daarom is een step-up transformator van 127 op 220 V niet hetzelfde als een step-down transformator van 220 op 127 V!

CONSTRUCTIE VAN TRANSFORMATOREN

Er bestaan twee typen van transformatoren, de z.g. manteltransformatoren (fig. 66) en de kerntransformatoren (fig. 67). Aan de manteltransformatoren wordt de voorkeur gegeven; de verschillende wikkelingen komen dan alle om het middenbeen, gewonden om een kartonnen koker, de spoelkast. Op deze wijze houden we de z.g. spreiding gering.

Verder kennen we voor de manteltransformatoren 2 soorten blik; de soort waarin 2 gaten uitgeponst zijn en waarvan het middenbeen losgesneden is aan één kant (anders kregen we de spoel er nooit op) (fig. 68) en de z.g. E- en I-blikken, die samen hetzelfde beeld leveren (fig. 69). En dan is er nog het blik voor de kerntransformatoren (fig. 70).

Wat er ook gebeurt, deze blikken moeten om-en-om gestapeld worden, zodat er nooit 2 voegen vlak boven elkaar komen (fig. 71 en 72).

Slechts bij laagfrequent smoorspoelen mag het wel, want daar willen we met opzet een luchtspleet in 't blik hebben (fig. 73). Overigens is het in- en uitvlechten van mantelkernblikken een taai werkje, waarbij we moeten oppassen de spoelkast niet te vernielen bij dit invlechten van de blikken (fig. 74).

De spoelen winden we dus op kartonnen kokers, met of zonder zijflenzen (fig. 75A); voor ons zijn ze met flenzen veiliger (fig. 75B).

We maken die spoelkasten gemakkelijk van ivoorkarton, in meerdere lagen, die we goed plakken (fig. 75E). Om de draadjes naar buiten te voeren maken we in de flenzen kleine gaatjes, doch slechts aan één zijde van de spoelkast, dus bóven de gestippelde lijnen, met het oog op het later invlechten van het blik (fig. 75B).

Verder moeten we denken aan de z.g. statische afscherming tussen de primaire en de secundaire bij anodevoedings-transformatoren (fig. 75/CD). Het is een dun blaadje metaal, koper of aluminium, dat aan één zijde geaard is en geheel ge/soleerd moet zijn; het mag geen kortgesloten winding vormen.

De koperdraden, geheel geïsoleerd met emaillelak, z.g. emailledraad, worden naast elkaar in lagen gewonden. In de spoelkast brengt men alvorens te wikkelen een houten klosje aan met een gat er in. Door dat gat komt een lange bout met twee moertjes; de zaak kan op een wikkelmachine, draaibank of zelfs op een handboormachine rondgedraaid worden. De handboormachine klemmen we voor dat doel vast in een bankschroef.



fig. 66



fig. 67

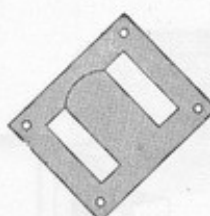


fig. 68



fig. 69

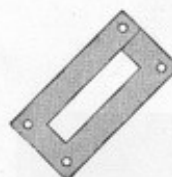


fig. 70

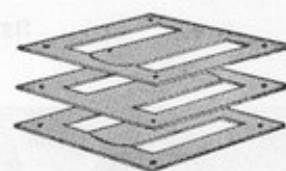


fig. 71

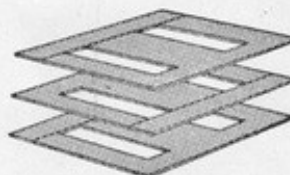


fig. 72

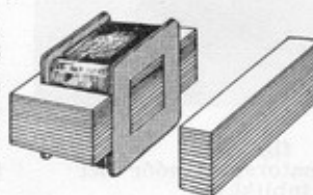


fig. 73

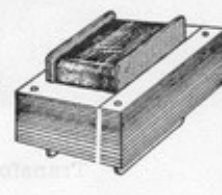


fig. 74
Het invlechten van transformatorblik

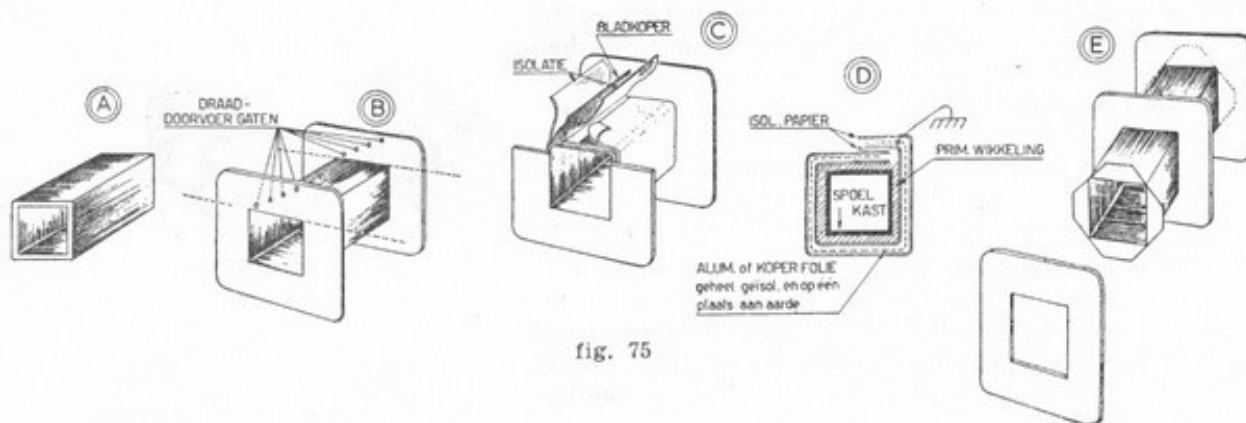


fig. 75

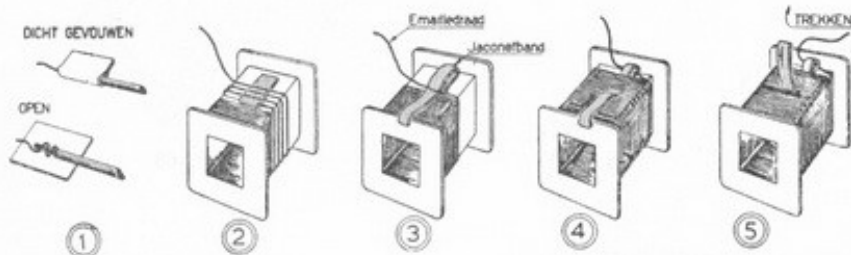


fig. 76

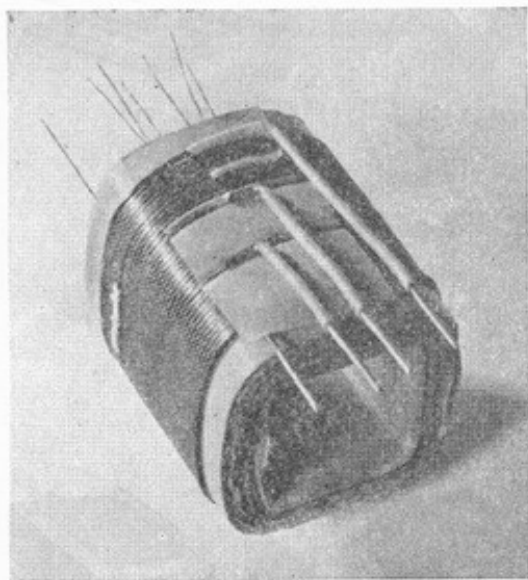


fig. 77
Transformatorspoel vóór het „inblikken”.

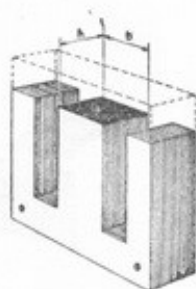


fig. 78
 $q = h \times b$
 h = stapelhoogte
 b = breedte middenbeen

Tussen de opvolgende lagen komt telkens een dun laagje olie-papier of dun schrijfpapier, dat we vooraf in stroken van de vereiste breedte geknipt hebben en gedrenkt in bijv. blanke lak of boot-verniss. Natuurlijk goed laten drogen voor het gebruik! Aan het begin en het einde van de wikkeling solderen we voor de sterkte dikkere draadjes; de las leggen we tussen een dubbelgeslagen stukje oliepapier of in een eindje olie-kous (fig. 76-1) en wikkelen daarover nog een paar slagen van de uitgaande draad (fig. 76-2).

Om de laatste winding op zijn plaats te houden steken we hem door een lus z.g. jaconetband of boorband. We brengen een dubbel gevouwen stukje band met een ruime lus aan, als we nog een $\frac{1}{2}$ cm moeten bewikkelen (fig. 76-3); we wikke-len er dan overheen.

De laatste winding steken we door de lus (fig. 6-4), dan trekken we de lus aan (fig. 6-5), knippen de eindjes band af en de laatste winding ligt vast.

Wanneer tussen de primaire en secundaire wikkelingen grote spanningen komen te staan, nemen we meerdere lagen olie-papier of olielinnen; dit geldt óók voor de onderste laag, die dicht op de kern ligt, maar tevens voor de gloeidraad-wikkelingen onderling. We zien ook wel eens transformatoren, kortweg trafo's, waar vele lagen draad zonder isolatie over elkaar liggen; dat is z.g. wild gewikkeld en uitsluitend toe-laatbaar als het met een wikkelmachine gebeurt. De lak-isolatielaag van de draad is eigenlijk beslist onvoldoende voor dit doel.

TRANSFORMATOR-RECEPT

Als regel zullen we zelf geen transformatoren gaan wikkelen, maar we geven nog een eenvoudig „recept”. Hoe meer „ijzer” in de transformator-kern, des te minder „koper” hoeft er in. Welnu, meestal beschikken we over een bestaande kern en willen daar wat op wikkelen. De kerndoorsnede q meten we, door de breedte van het middenbeen b te vermenigvuldigen met de stapelhoogte h , alles in cm (fig. 78).

Het aldus berekende oppervlak q is echter te hoog, want tussen de bliklagen zit nog papier. Om het werkelijke ijzeroppervlak q_{eff} , het effectieve oppervlak, te weten, moeten we de uitkomst q met een factor 0.9 vermenigvuldigen, dus: $q_{eff} = q \times 0.9$.

Overigens is het berekenen van een transformator volgens de regelen der kunst lang geen gekheid. Gelukkig hebben we een paar vuistregels; dit zijn dus geen magische getallen, maar door een spitse baas gevonden waarden!

HOE GROOT MOET DE IJZERDOORSNEDE ZIJN ?

Het vermogen in watts (juister volt-ampères, VA) is gelijk aan het oppervlak O van het wikkelenster $\times$ de doorsnede van het ijzer in het middenbeen van de kern, dus q_{eff} , beide uitgedrukt in cm^2 . Dus $VA = O \times q_{eff}$ (fig. 79).

O vinden we gemakkelijk door lengte l en breedte br van één opening op te meten.

Hebben we dus een bestaande kern op de kop getikt, dan kunnen we direct zien welk vermogen „er op” gaat. Blijkt de kern véél te groot te zijn, dan kunnen we q_{eff} verkleinen, door minder blikken op elkaar te stapelen.

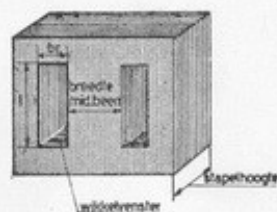


fig. 79

$$O = l \times br.$$

= oppervlakte vensteropening.

HOEVEEL WINDINGEN PER VOLT ?

Het aantal windingen duiden we in de regel aan met de letter n . Uitgaande van een net van 50 Hz. kunnen we zeggen:

$$n = \frac{45}{q_{eff}} \quad (45 \text{ is een vast getal}) = \text{het aantal windingen, dat}$$

we voor 1 volt nodig hebben. Vinden we dus q_{eff} is 5 cm^2 ,

$$\text{dan is het aantal windingen per volt} = \frac{45}{5} = 9.$$

Voor 220 V zijn dus $220 \times 9 = 1980$ windingen nodig en hadden we voor q_{eff} nu eens 9 cm^2 gevonden, welnu, dan

$$\text{zou het aantal windingen per volt} = \frac{45}{9} = 5 \text{ bedragen.}$$

Voor een 30-volts wikkeling zouden we in dit geval bijvoorbeeld $30 \times 5 = 150$ windingen nodig hebben.

En stel nu eens voor dat we een transformator moeten ontwerpen die op een wisselspanning van 100 Hz. moet werken, b.v. voor een trilleromvormer in een autoradio. Welnu, dan

$$\text{wordt de formule voorafgegaan door: } \frac{50}{100} \times \text{ en wordt dus:}$$

$$n = \frac{50}{100} \times \frac{45}{q_{eff}}.$$

Is de netfrequentie 400 Hz. (bij vliegtuigapparatuur), dan

$$\text{krijgen we: } n = \frac{50}{400} \times \frac{45}{q_{eff}}.$$

In de praktijk zullen we bij hogere frequenties dan 50 Hz. minder blik gebruiken (in vliegtuigen wegens 't gewicht); het aantal windingen wordt dan overeenkomstig gekozen. Dunne bliklamellen zijn bij die frequenties echter geboden! (verliezen).



fig. 80

DRAADDIKTE

Op elke transformator vinden we verschillende wikkelingen: de primaire en één of meer secundaire wikkelingen. Bij het berekenen van de draaddikte dienen we een zekere volgorde in acht te nemen:

1. Bereken de draaddikte van elk der secundaire laagspanningswikkelingen.
2. Bereken voor elk dezer wikkelingen afzonderlijk het afgegeven vermogen.
3. Bereken de draaddikte van elk der secundaire hoogspanningswikkelingen.
4. Bereken het door deze sub 3 genoemde wikkelingen afgegeven vermogen.
5. Tel de sub 2 en 4 berekende vermogens bij elkaar op; we verkrijgen dan het totale afgegeven vermogen, VA sec.
6. Bereken het totale uit het net opgenomen vermogen VA prim., door het afgegeven vermogen te vermenigvuldigen met $\frac{100}{90}$.
7. Deel VA prim. door de netspanning; we weten dan, hoeveel de stroom door de primaire wikkeling bedraagt.
8. Wanneer we de primaire stroom kennen, kunnen we in de tabel zien, hoe dik de draad moet zijn.

En nu de praktische toepassing: Voor de buizen kunnen we de gloeistroom in de buizengids vinden. Bijvoorbeeld: we hebben 4 buizen, 6,3 V. Stroom: $0,2 \text{ A} + 0,3 \text{ A} + 0,5 \text{ A} + 1 \text{ A} = 2 \text{ A}$. In de tabel op pag. 27 zoeken we in de kolom voor toegestane stroom per mm^2 (de toegestane stroomdichtheid). We kiezen $2\frac{1}{2} \text{ A/mm}^2$. Bij 1,96 A gaan we horizontaal en vinden in de eerste kolom, dat we een draaddiameter (dikte) van 1 mm moeten hebben. Deze heeft een doorsnede van $0,785 \text{ mm}^2$. Feitelijk moeten we zeggen: de oppervlakte van de draaddoorsnede bedraagt $0,785 \text{ mm}^2$, maar dat is een hele mondvol, dus: doorsnede:

Overigens moeten we ons realiseren dat we zo maar niet voor de vuist weg een stroomdichtheid van $2\frac{1}{2} \text{ A/mm}^2$ kiezen; wanneer een transformator niet te warm mag worden dienen we geen groter stroom dan 2 A/mm^2 toe te laten, dus dikker draad kiezen!

De gelijkrichtbuis werkt op 5 V en heeft een stroom van 3 A. Draaddikte (diameter) dus 1,25 mm (wikkeling 2).

Afgegeven vermogen wikkeling 1: $6,3 \text{ (V)} \times 2 \text{ (A)} = 12,6 \text{ VA}$.

Afgegeven vermogen wikkeling 2: $5 \times 2 = 10 \text{ VA}$.

Nu de anodespanningswikkeling: Eerst de draaddikte.

Door de secundaire wikkeling(en), die de stroom aan de gelijkrichter levert(en) loopt niet alleen een gelijkgerichte stroom, maar ook nog een wisselstroom (o.a. door de reservoircondensator).

Bij de berekening van de draaddikte van deze wikkelingen moet hiermee rekening gehouden worden; is I de stroomsterkte van de gelijkstroom, dan loopt er bij enkelzijdige ge-

lijkriching een stroom van $2.2 \times I$ door de wikkeling. Bij de Graetz-schakeling loopt er een stroom van $1.7 \times I$, terwijl bij dubbelzijdige gelijkrichting in elk der wikkelingen $1.1 \times I$ loopt. De draaddikte vinden we weer in de draadtabel.

Neem maar aan dat er 70 mA loopt door die secundaire hoogspannings- of anode-wikkeling. We vinden dan een draaddikte van 0,20 mm.

Nu het door de hoogspanningswikkeling afgegeven vermogen. Het geleverde vermogen is de wisselspanning van de gelijkrichterwikkeling (bij dubbele gelijkrichting van één der wikkelingen) $\times$ de afgenomen gelijkstroom in A, niet in mA!

In dit geval is de wisselspanning van deze secundaire anodespanningswikkeling 300 volt. Het afgegeven vermogen is dan $300 (V) \times 0,07 (A) = 21 \text{ VA}$.

Het gehele door de transformator afgegeven vermogen $VA_{sec.}$ is nu: $12,6 \text{ VA} + 10 \text{ VA} + 21 \text{ VA} = 43,6 \text{ VA}$.

Het primaire vermogen, dat uit het net opgenomen wordt, noemen we $VA_{pr.}$. Als er helemaal geen verliezen in de transformator optraden, zou het primaire vermogen gelijk zijn aan het door de secundaire afgegeven vermogen. Er treden echter koper- en ijzerverliezen op en daarom moet er uit het net in de primaire steeds meer energie in de transformator gebracht worden dan we secundair eruit kunnen halen. We spreken daarom van het nuttig effect of RENDEMENT van een transformator, uitgedrukt in percenten van de input. In de regel is het maximum hiervan bij deze soort transformatoren 90 %, hetgeen dus zeggen wil: is de output 90 VA, dan moet de input 100 VA zijn, of:

$$VA_{pr.} = VA_{sec.} \times \frac{100}{90}$$

In ons geval zou $VA_{prim.}$ dan zijn:

$$\frac{100}{90} \times 43,6 \text{ VA} = 48,4 \text{ VA}.$$

Wanneer nu de netspanning $E_{pr.}$ is, dan is de primaire stroom

$$I_{pr.} = \frac{VA_{pr.}}{E_{pr.}}. \text{ Weten we eenmaal } I_{pr.} \text{ dan vinden we in de}$$

draadtabel vanzelf de draaddikte van de primaire wikkeling. En bij een netspanning van 220 V is de primaire stroom die

$$\text{het net moet leveren: } I_{pr.} = \frac{48,4}{220} = 0,22 \text{ A}.$$

Voor de draaddikte der primaire vinden we dan in de tabel: 0,38 mm.

In sommige gevallen, b.v. wanneer we geen eerste klas blik gebruiken, zullen de verliezen groter zijn. Ook wanneer we enkelzijdige gelijkrichting toepassen zal het rendement minder groot zijn; we dienen dan met een rendement van 80 %

$$\text{rekening te houden en krijgen dan: } VA_{prim.} = \frac{100}{80} \times VA_{sec.}$$

CONTRÔLE

Alle draden, welke we om de transformator wikkelen, zullen door de vensters moeten kunnen (fig. 69).

Als we nu voor elke wikkeling de draaddikte en het aantal windingen kennen, kunnen we ook uitrekenen, wat de totale koperdoorsnede is door al deze waarden bij elkaar te tellen.

We doen dit door van elke wikkeling het aantal windingen te vermenigvuldigen met het oppervlak van de doorsnede van één draadje. Hebben we dus 1500 windingen van draad, diameter 0,18 mm, dan krijgen we $1500 \times 0,0254 \text{ mm}^2 = 38,2 \text{ mm}^2$ (die 0,0254 vinden we in de tabel naast de waarde van 0,18).

Door het venster gaat n.l. niet alleen dit koper, maar ook de isolatielak om het koper, niet te vergeten de holle ruimte om de ronde koperdraden en de isolatie tussen de lagen onderling benevens het materiaal van de kartonnen spoelkast. Welnu, we moeten zorgen, dat de gezamenlijke koperdoorsnede nooit meer dan de helft van het oppervlak O van de vensterruimte inneemt. (We zagen, dat $O = l \times br$). Is dit wèl het geval, dan moeten we of een transformator met groter vensteropening gebruiken of de doorsnede van de ijzerkern vergroten door meer blikken te stapelen, waardoor we minder windingen per volt mogen toepassen. Gaat dit geen van beiden, dan toch maar wat minder windingen per volt, dus dunner draad toepassen en hopen dat de zaak niet te warm wordt.

We doen er goed aan, wanneer we een transformator boven op een chassis monteren en er rondomheen enige gaten ($\varnothing 8 \text{ mm}$) boren, zodat ventilerende lucht er langs kan strijken.

EMAILLE-DRAADTABEL VOOR TRANSFORMATOREN ENZ.

Van de hierin opgenomen Engelse en Amerikaanse maat-systemen geven de nummers de meest bijkomende maten aan ten opzichte van de mm-maat. (Draaddoorsnede is gegeven voor blankdraad.)

draad diam. in mm (blank)	toelaatbare belasting in Amp bij een stroomdichtheid van			draad- door- snede in mm ²	weer- stand in Ohm per 100 m	gewicht in g per m	draad- diam. in mm geëmail- leerd	Imperial- Standard Wire Gauge S.W.G.	Brown & Sharpe B. & S. of A.W.G.	Birming- ham Wire Gauge B.W.G.
	2.0 A per mm ²	2.5 A per mm ²	3.0 A per mm ²							
0.025	0.001	0.00125	0.0015	0.00049	3400	—	—	50	50	—
0.03	0.0014	0.0018	0.0021	0.00072	2350	—	—	49	48	—
0.04	0.0025	0.0031	0.0033	0.00126	1320	—	—	48	46	—
0.05	0.004	0.005	0.006	0.00196	908	0.021	0.08	47	—	—
0.07	0.008	0.010	0.011	0.0038	468	0.040	0.10	45	—	—
0.08	0.010	0.013	0.015	0.0050	356	0.049	0.115	44	40	—
0.09	0.013	0.016	0.019	0.0064	278	0.064	0.127	43	39	—
0.10	0.016	0.02	0.024	0.0078	228	0.0806	0.138	42	38	38
0.12	0.022	0.028	0.034	0.0113	158	0.115	0.163	40	37/36	35
0.15	0.035	0.045	0.053	0.0177	100.4	0.178	0.200	38	35	—
0.16	0.040	0.050	0.060	0.0201	87.0	0.210	0.212	38	34	—
0.18	0.051	0.063	0.076	0.0254	70.2	0.256	0.236	37	33	34
0.20	0.063	0.080	0.094	0.0314	56.7	0.314	0.259	36	32	33
0.22	0.076	0.095	0.114	0.0380	46.8	0.379	0.282	35	31	32
0.25	0.098	0.120	0.147	0.0491	36.3	0.487	0.316	33	30	31
0.27	0.114	0.143	0.171	0.0572	31.2	0.560	0.342	32	29	—
0.28	0.123	0.154	0.184	0.0616	28.9	0.602	0.350	32	29	—
0.30	0.141	0.175	0.212	0.0707	25.2	0.694	0.374	31	29	30
0.32	0.161	0.201	0.241	0.0884	21.9	0.870	0.396	30	28	29
0.35	0.190	0.240	0.289	0.0982	18.5	0.946	0.430	29	27	28
0.38	0.227	0.283	0.340	0.1134	15.7	1.11	0.460	28	27	—
0.40	0.251	0.310	0.377	0.1257	14.2	1.22	0.487	27	26	27
0.45	0.318	0.400	0.477	0.159	11.2	1.54	0.640	26	25	26
0.50	0.390	0.490	0.588	0.196	9.08	1.88	0.595	25	24	25
0.55	0.476	0.600	0.714	0.238	7.48	2.27	0.650	24	23	24
0.60	0.566	0.700	0.849	0.283	6.29	2.69	0.700	23	22	—
0.65	0.664	0.830	1.0	0.332	5.36	3.17	0.750	23	22	23
0.70	0.770	0.960	1.16	0.385	4.62	3.65	0.810	22	21	22
0.75	0.884	1.1	1.33	0.442	4.03	4.30	0.860	22	21	—
0.80	1.01	1.25	1.51	0.503	3.54	4.96	0.920	21	20	21
0.85	1.14	1.41	1.70	0.568	3.13	5.48	0.970	21	20	—
0.90	1.27	1.6	1.91	0.636	2.80	6.00	1.03	20	19	20
0.95	1.42	1.77	2.13	0.709	2.51	6.70	1.08	20	19	—
1.00	1.57	1.96	2.36	0.785	2.27	7.40	1.13	19	18	—
1.10	1.90	2.38	2.85	0.950	1.88	8.95	1.23	19	17	19
1.20	2.26	2.83	3.39	1.132	1.58	10.65	1.34	18	17	—
1.25	2.45	3.06	3.68	1.227	1.45	11.58	1.39	18	16	18
1.30	2.65	3.32	3.98	1.327	1.34	12.50	1.44	18	16	—
1.40	3.08	3.85	4.62	1.539	1.16	14.52	1.55	17	15	—
1.50	3.53	4.42	5.30	1.767	1.01	16.40	1.64	16	15	17
1.60	4.02	5.03	6.03	2.010	0.887	18.85	1.75	16	14	16
1.70	4.54	5.67	6.41	2.270	0.785	21.20	1.86	15	14	16
1.80	5.09	6.36	7.64	2.545	0.700	23.80	1.96	15	13	15
1.90	5.67	7.08	8.50	2.835	0.628	26.50	2.07	15	13	—
2.00	6.28	7.87	9.42	3.141	0.567	29.40	2.18	14	12	14
2.20	7.60	9.5	11.40	3.891	0.468	35.60	2.40	13	11	—
2.50	9.82	10.3	14.73	4.909	0.363	45.80	2.80	12	10	13
3.00	14.14	17.7	21.20	7.069	0.252	66.00	3.35	11	9	11
3.50	19.24	24.05	28.86	9.62	0.185	90.50	3.90	10	7	10
4.00	25.14	31.43	37.71	12.57	0.142	120.00	4.45	8	6	8

VOORBEELD 1

Stel, dat we nu een omroepontvanger hebben, met 4 volts buizen. We moeten er een nieuwe 6.3 volts buis in plaatsen en maken dan door die éne buis een transformator, die primair gewoon op de 4-volts wikkeling wordt aangesloten en waarover de secundaire voor 6.3 volt komt. In onze privé-dump zoeken we een kern. Deze blijkt een doorsnede van 6 cm² te hebben (breedte middenbeen en stapelhoogte). De effectieve ijzer-doorsnede is dan $0.9 \times 6 = 5.4$ cm². Het aantal

45

windingen per volt is dan $\frac{45}{5.4} = \text{circa } 8\frac{1}{2}$.

5.4

Voor de primaire krijgen we nu $4 \times 8\frac{1}{2} = 34$ windingen. De secundaire wordt $6.3 \times 8\frac{1}{2} = 54$ windingen. 10 % er bij voor spanningsverlies maakt 60 windingen. De nieuwe 6.3 volts buis heeft een stroom van 1.5 A; hij gebruikt dus

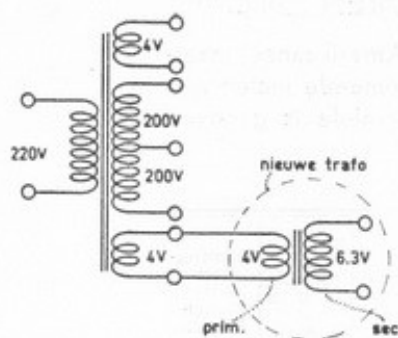


fig. 81

$6.3 \times 1.5 = 9.5 \text{ VA}$. In de regel zeggen we 9.5 watt. Bij wisselstroom echter is watt niet hetzelfde als VA; we komen later hierop terug. Voor transformatorraad laten we als regel de stroomsterkte van 2 A per mm^2 koperdoorsnede toe.

Voor $1\frac{1}{2}$ A hebben we dus nodig een draad van $\frac{1\frac{1}{2}}{2} \text{ mm}^2 =$

$0.75 \text{ mm}^2 = q$. Dit is dus de secundaire.

Als de doorsnede 0.75 mm^2 is, wat is dan de dikte van de draad?

De formule van de doorsnede-berekening is $q = \frac{\pi}{4} d^2$.

$\frac{\pi}{4} d^2$ is in dit geval dus 0.75 mm^2 , dus $\frac{\pi}{4} d^2 = 0.75$.

$$d^2 = \frac{4}{\pi} \times 0.75 = \frac{4}{3.14} \times 0.75 = \frac{3}{3.14} = 0.96.$$

De dikte d is dus de wortel uit $0.96 = \sqrt{0.96} = 0.98 \text{ mm}$. Voor de secundaire nemen we dus draad van 1 mm dikte.

Het primair vermogen VA_{pr} is dus $\frac{100}{90} \times 9.5 \text{ VA} = 10.5 \text{ VA}$.

De primaire spanning was 4 V; de primaire stroom I_{pr} is dus

$$\frac{W}{V} = \frac{10.5}{4} = 2.6 \text{ A}.$$

Wanneer we nu in de 2e kolom van de emaille-draadtabel 2.6 A opzoeken vinden we daarnaast in kolom 1 de gewenste draaddikte. Maar... we kunnen 't ook zelf berekenen: Bij de toelaatbare stroomdichtheid van 2 A per mm^2 wordt

dus de primaire draaddoorsnede $= \frac{2.6}{2} = 1.3 \text{ mm}^2 = q$.

We wisten, dat draaddoorsnede $q = \frac{\pi}{4} d^2$ en als we nu 1.3

voor q invullen krijgen we: $\frac{\pi}{4} d^2 = 1.3$.

Vermenigvuldigen we nu linker en rechter lid van deze ver-

gelijking met $\frac{4}{\pi}$, dan krijgen we:

$$\frac{4}{\pi} \times \frac{\pi}{4} \times d^2 = \frac{4}{\pi} \times 1.3 = \frac{4}{3.14} \times 1.3 = \frac{5.2}{3.14} = 1.66 = d^2$$

Draaddikte $d = \sqrt{1.66} = 1.28 \text{ mm}$. We nemen de eerstvolgende draadmaat = 1.3 mm.

Met de rekenlat of de rekenschijf is worteltrekken een werkje van niets, maar anders valt 't niet mee. Het eenvoudigst is het maar te proberen van de andere kant af!

$2 \times 2 = 4$. Dat is dus veel te groot; $1 \times 1 = 1$, veel te klein.

$1.2 \times 1.2 = 1.44$, nog iets te weinig. Nu is $1.3 \times 1.3 = 1.69$ en we zochten de wortel uit 1.66. Dat scheelt slechts zó weinig, dat we 't maar niet verder proberen; 1.3 mm is dus goed.

We krijgen dus een transformator met een primaire van 34 windingen, dik 1.3 mm en voor de secundaire: 60 windingen, dik 1 mm.

VOORBEELD 2

Worden nu alle buizen door 6.3 V buizen vervangen, dan wikkelen we liever de gehele gloeidraadwikkeling van de oorspronkelijke transformator overnieuw en laten de rest netjes zitten. Licht er nog een wikkeling overheen gewikkeld, b.v. voor de gelijkrichtbuis, dan moet die er tijdelijk even af, helaas.

Eerst stapelen we de blikken netjes uit. Voordat we de sec. er af slopen tellen we de windingen; in dit geval blijkt dat te zijn 24 windingen voor 6 V, dus 6 windingen per V. Meten we nu de kern na, dan zien we dat het er volgens onze berekening wel 32 hadden moeten zijn. Ja, wij berekenen een transformator steeds aan de veilige kant, maar als de fabrikant het zo deed, zou hij gauw failliet zijn. Als we zijn primaire blijven gebruiken, houden we ons echter aan zijn aantal windingen per volt!

Voor 6.3 volt hebben we dus $6.3 \times 6 = 38$ windingen nodig. We doen verstandig de spanning voor het definitieve afwerken even met een wisselspanningsmeter te controleren. Het berekenen van de draaddikte doen we weer als bij 't vorige voorbeeld. We moeten wel steeds controleren, of alle windingen wel ondergebracht kunnen worden op een bepaalde transformator, dus of 't z.g. venster wel groot genoeg is.

Verdere voorbeelden geven we bij praktische toepassing van transformatoren.

VRAAGSTUKKEN BIJ DE VIERDE LES

1. Wat is het verschil in constructie tussen direct verhitte buizen en buizen met indirecte verhitte?
2. Waarom kunnen we direct verhitte buizen niet op wisselstroom gebruiken?
3. Kunnen we z.g. U-buizen ook op een gelijkstroomnet laten branden?
4. Waarmede kunnen we gelijkstroom uit wisselstroom maken?
5. Maakt het principieel verschil of we een hoogvacuumbuls of een seleniumcel gebruiken? Welk verschil bestaat er evenwel?
6. Wat verstaan we onder afvlakken?
7. Waarom geven we de voorkeur aan een smoorspoel boven een weerstand in een afvlakfilter?
8. Waaraan moeten we bij het ontwerpen van een afvlakfilter de voorkeur geven: een enkelvoudige met $R = 1000 \Omega$ en $C = 40 \mu F$ of een tweetrapsfilter met tweemaal een R van 500Ω en tweemaal een C van $20 \mu F$?
9. Wat is een ratelcondensator en wat is een statische afschermwikkeling en waartoe dienen deze onderdelen?
10. Welk bezwaar bestaat er tegen rechtstreekse voeding uit het net zonder transformator?
11. Wat is 't voordeel van dubbele gelijkrichting?
12. Met welke schakeling kunnen we rechtstreeks uit het net, dus zonder transformator, toch dubbele gelijkrichting verkrijgen? Teken het schema.
13. Met welke schakeling kunnen we zonder transformator onze gelijkspanning belangrijk hoger maken dan de beschikbare wisselspanning? Teken de schakeling!
14. Als we de doorsnede q van een blikpakket meten uit dikte $\times$ breedte van het middenbeen van de kern, is dat dan allemaal ijzer of is er nog ander materiaal daarbij inbegrepen?
15. Noem eens de vuistregels:
 - a) om te zien hoeveel vermogen er op een bepaalde kern gaat en
 - b) hoeveel windingen we daarbij per volt moeten toepassen.

