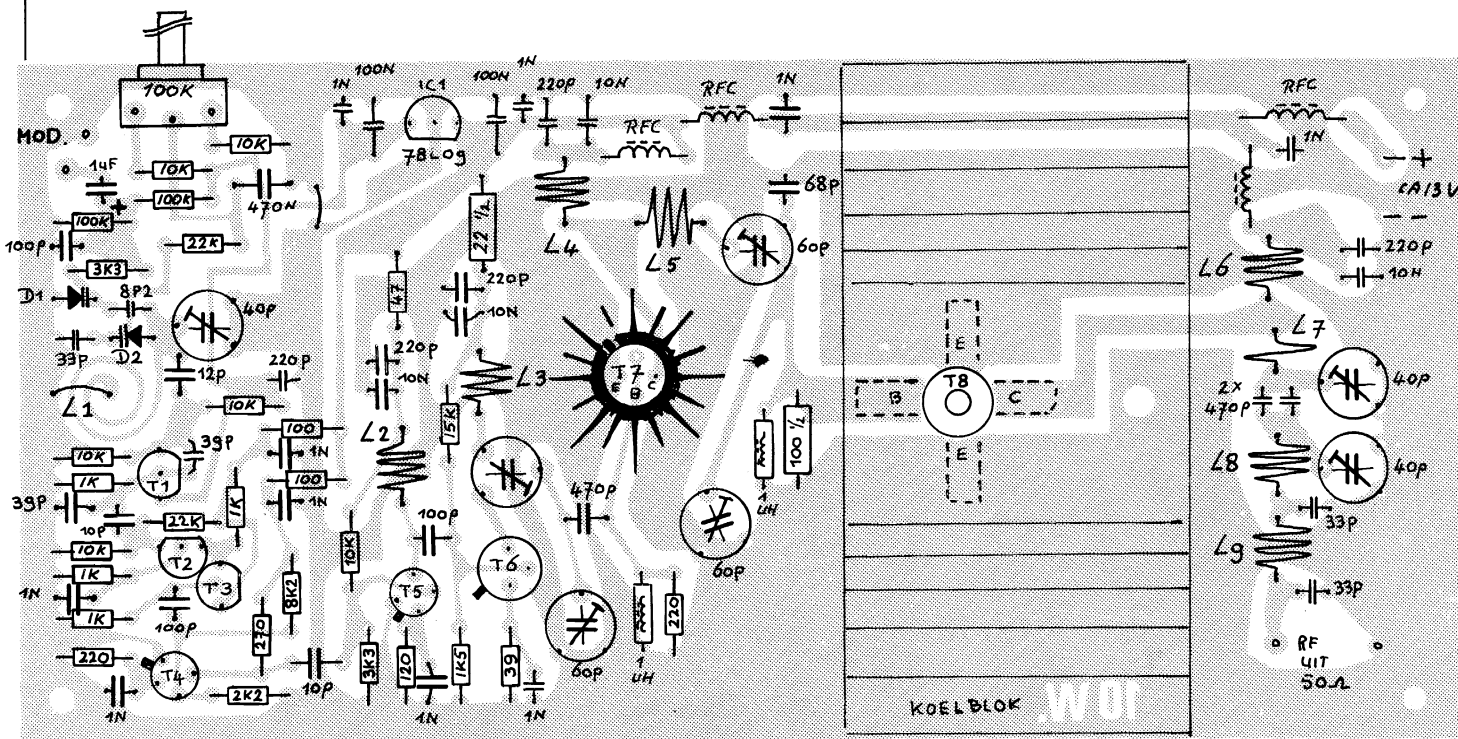


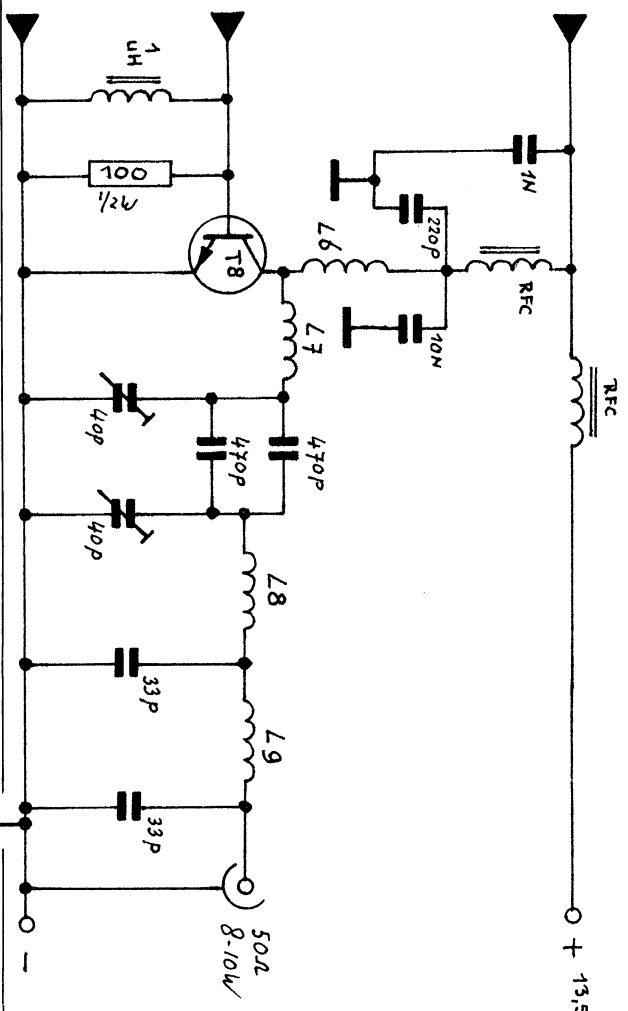
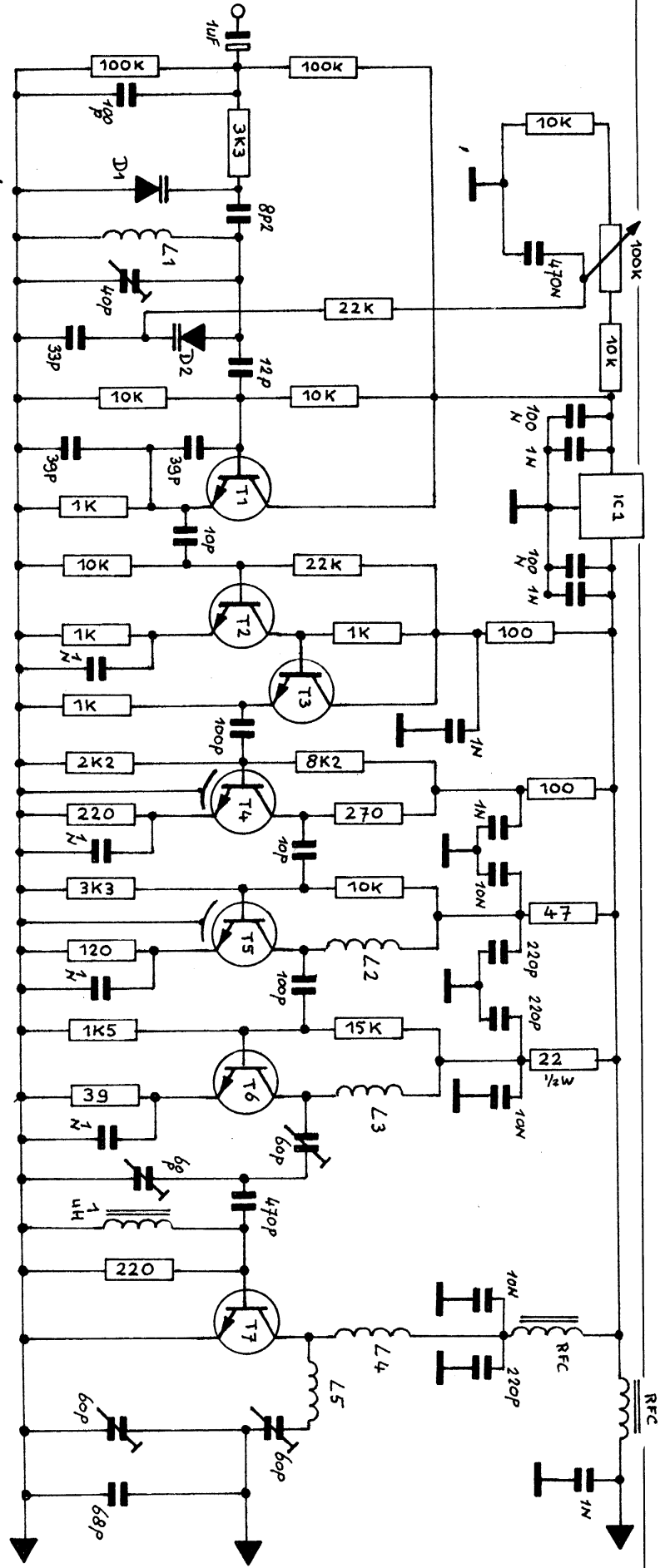
Een compacte 10 Watt FM zender met als eindtrap de BLY 87A; gevolgd door een low-pass filter. Incl. de oscillator is alles op een print gebouwd, zodat het geheel makkelijk in een kastje ingebouwd kan worden voor b.v. mobiel gebruik. Let er wel op dat dit kastje uitgerust is met ventilatie gaten om voor voldoende koeling voor de BLY te kunnen zorgen. Door veel trappen te gebruiken die niet al te veel versterken, is de kans op oscilleren van deze trappen gering, wat het afregelen vergemakkelijkt: alles gewoon op max. vermogen instellen. De modulatie is aangepast voor gebruik van de stereocoder . Eventueel kan de koppelcondensator van 8,2 pF tussen modulator en osc. kring iets worden vergroot om te voorkomen dat te hard moet worden gemoduleerd, om voldoende zwaai te krijgen. Verder zal dit ontwerp weinig problemen opleveren. De potmeter dient voor de fijnafregeling van de frequentie en de 78L09 kan evt. worden vervangen door een 78L08.

Succes, Alfred

Van deze schakeling is weer een print verkrijgbaar door overmaking van Fl. 25,00 op Giro 909515, t.n.v. A.Debels, Postbus 10252, 1001 EG Amsterdam

Via Asian Electronics is weer een compleet onderdelenpakket verkrijgbaar; zie hiervoor de advertentie elders in dit blad.





- L1 - printspoel
- L2 - 6Ø6mm
- L3,6,8,9 - 4Ø6mm
- L4,5 - 5Ø6mm
- L7 - 1Ø9mm
- Alle spoelen 0,8mm koperdraad met spatie 1mm.
- IC1 = 78L09
- T1,3 = BF199
- T4,5 = BFY90
- T6 = 2N4427
- T7 = 2N3553
- T8 = BLY87A
- D1,2 = BB405B

+ 13,5V 1/5A

# Het ontwerpen van hoogfrequent versterkers

## INSTELLING

De versterkende elementen in hoogfrequent energie - versterkers staan in het algemeen ingesteld in klasse C, dit in tegenstelling tot de normale audio versterkers. Grafisch kan dit als volgt voorgesteld worden (fig.1)  $I_c [A]$

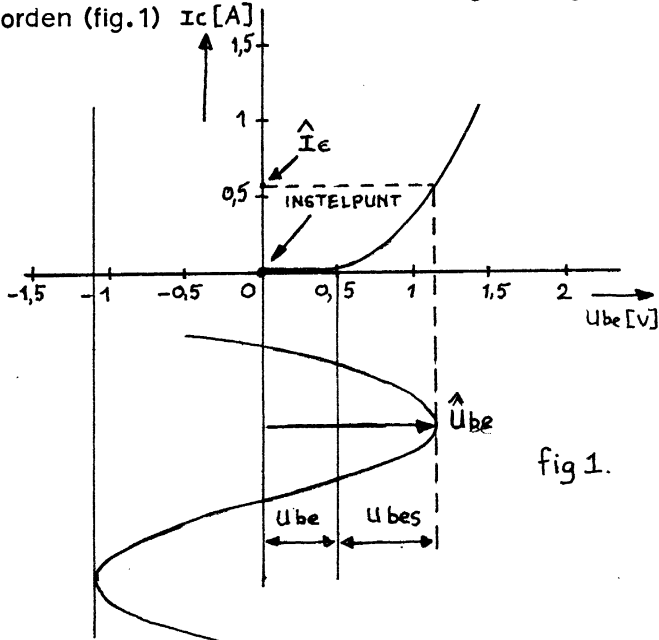


fig 1.

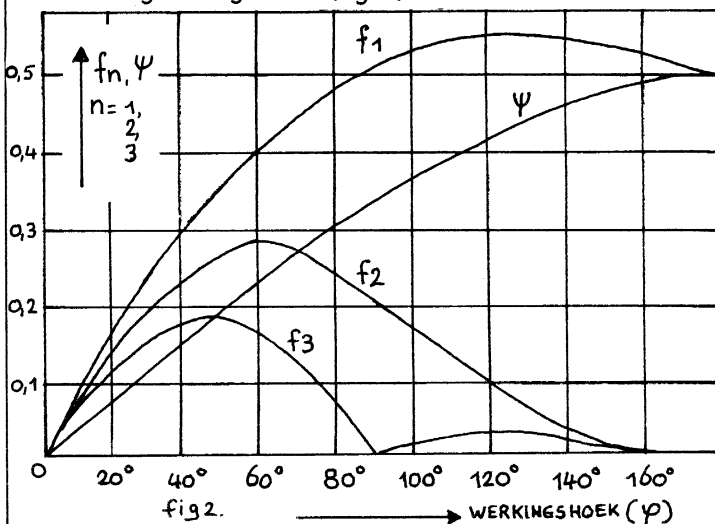
De piekwaarde van de collectorstroom noemen we  $\hat{I}_c$ .

De transistor is maar een gedeelte van de periode van de HF wisselspanning in geleiding, namelijk  $2\varphi$ .  $\varphi$  is de werkings hoek. Deze  $\varphi$  kan berekend worden met de volgende formule:

$$\cos \varphi = \frac{U_{be}}{U_{be-hat}}; \text{ ook geldt: } U_{be} = \frac{U_{bes}}{1 - \cos \varphi}$$

Waarom moeten we nu zo nodig die  $\varphi$  weten?

Ten eerste is de gemiddelde collectorstroom hiervan afhankelijk, dit is weer een maat voor het afgegeven vermogen. Ten tweede hangt de harmonische vervorming zeer nauw samen met de waarde van  $\varphi$ . De grootte van de harmonische collectorstromen zijn te benaderen met behulp van een fourier - reeks. Door middel van integratie kunnen we dan de effectieve waarden hiervan berekenen, de waarden die horen bij de grondfrequentie en de tweede en derde harmonischen zijn uitgezet tegen  $\varphi$  in de volgende grafiek (fig.2)



De grootte van de stroom van de grondharmonische is nu te bepalen door:

$$I_c = \hat{I}_c \cdot f_1(\varphi)$$

(NB: de punt is geen min-teken zoals in het vorige artikel afgedrukt)

2e harmonisch:

$$I_{c2} = \hat{I}_c \cdot f_2(\varphi)$$

3e harmonische:

$$I_{c3} = \hat{I}_c \cdot f_3(\varphi)$$

De gemiddelde collectorstroom (= Collectorgelijkstroom) wordt gegeven door:

$$I_c = \hat{I}_c \cdot \Psi(\varphi)$$

We kunnen dus nu voor een bepaalde instelling de grootte van de grondharmonische-, tweede harmonische-, derde harmonische- en totale gemiddelde collectorstroom berekenen.

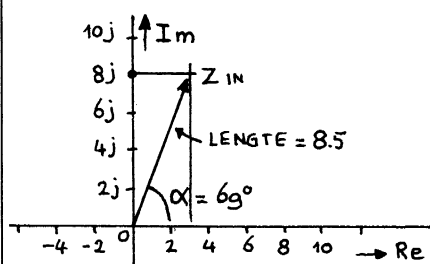
De waarden van de 2e en 3e harmonischen zijn belangrijk voor de berekening "hoe goed de filtering" straks moet zijn.

## AANPASSING EN FILTERING

De in- en uitgangsimpedantie van de versterkerelementen zijn meestal niet gelijk aan de waarde die wij graag willen hebben. Tegenwoordig wordt als versterkerelement meestal een transistor toegepast. Hiervan zijn, vooral bij de wat grotere vermogens, de in- en uitgangsimpedantie zeer laag. Deze waarden kunnen worden teruggevonden in de gegevens van de fabrikant (MOTOROLA, PHILIPS). Meestal wordt de impedantie complex opgegeven. Nu zal het merendeel van de FRM - lezers hiervan geen kaas hebben gegeten en het is ook niet in een enkele bladzijde uit te leggen hoe dit precies in zijn werk gaat. Stel dat bijvoorbeeld als ingangsimpedantie wordt opgegeven:

$$Z_{in} = 3 + j8 \text{ Ohms}$$

Dit kan als volgt getekend worden:



$$Z_{eff} = \sqrt{R_e^2 + I_m^2}$$

$$\alpha = \arctan \frac{I_m}{R_e}$$

$$Z_{in} = Z_{eff} \angle 69^\circ$$

We zien dus dat de "effectieve impedantie"  $8,5 \Omega$  is en dat deze impedantie de stroom een fasedraaiing van  $-69^\circ$ . De volgende formules zijn allemaal aangepast zodat niet met complexe getallen gerekend hoeft te worden. Er wordt gerekend met de "Effectieve" impedantie. Als de uitgangsimpedantie niet is gegeven kan voor de transistor de volgende benaderingsformule worden toegepast:

uitgangsimp.  $R_c = \frac{U_{ce}^2}{2 \cdot P_{out}}$

Als de collector uitgangscapaciteit gegeven is voor de verkeerde voedingsspanning kan met behulp van onderstaande formule de  $C_c$  worden berekend:

$C_c = K \cdot \frac{1}{\sqrt{U_{ce}}}$  K is een constante, opgegeven door de fabrikant.

Er zijn zeer veel manieren om verschillende versterkertrappen op elkaar aan te passen. In het volgende stukje zal op enkele manieren worden ingegaan.

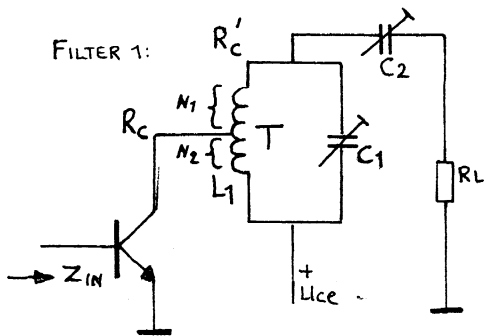
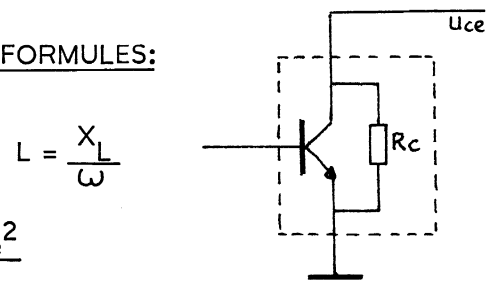
**ALGEMENE FORMULES:**

$\omega = 2\pi f$

$C = \frac{1}{\omega X_c}$  ;  $L = \frac{X_L}{\omega}$

$P_{out} = \frac{U_{ce}^2}{2 \cdot R_c}$

- aanpassingsfilters voor kleine vermogens (<1Watt)

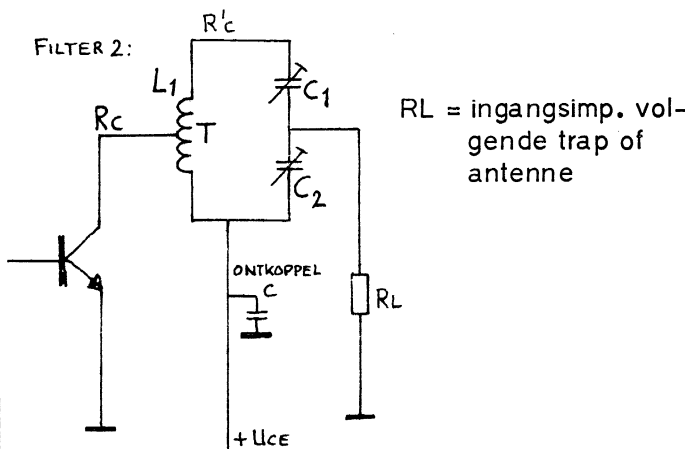


$Q_L \approx 5 \text{ à } 10$  (kwaliteitsfactor van L)

T = transformatieverhouding =  $\frac{N2}{N1 + N2}$

$X_{L1} = \frac{R'_c}{Q_L} = \frac{T^2 \cdot R_c}{Q_L}$      $X_{C2} = R_L \sqrt{\frac{T^2 \cdot R_c}{R_L} - 1}$

$X_{C1} = X_L \cdot \frac{1}{1 - \frac{X_{C2}}{Q_L \cdot R_L}}$



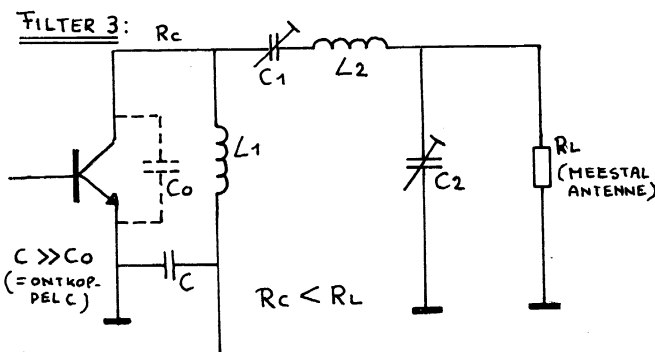
RL =ingangsimp. volgende trap of antenne

$X_{L1} = \frac{R'_c}{Q_L} = \frac{R_c \cdot T^2}{Q_L}$

$X_{C2} = \frac{R_L}{\sqrt{\frac{(Q_L^2 + 1) \cdot R_L}{T^2 R_c} - 1}}$

$X_{C1} = \frac{T^2 \cdot R_c \cdot Q_L}{Q_L^2 + 1} \left( 1 - \frac{R_L}{Q_L \cdot X_{C2}} \right)$

Het nuvolgende filter is voor de wat grotere uitgangsvermogens. De daarbij toegepaste transistoren hebben meestal een grote collector uitgangscapaciteit. Deze wordt gecompenseerd met L1.



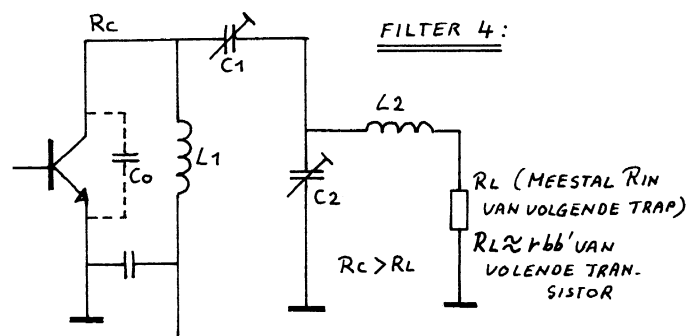
$Q_L \approx 3 \text{ à } 7$      $C_0 = 2 C_{ob} + \text{CAPACITEIT HUIS}$

$X_{C1} = Q_L \cdot R_c$

$X_{C2} = \frac{R_L}{\sqrt{\frac{R_L \cdot (Q_L^2 + 1)}{R_c Q_L^2} - 1}}$

$X_{L1} = \frac{X_{C1}}{\frac{Q_L \cdot R_c}{X_{C0}} + 1}$

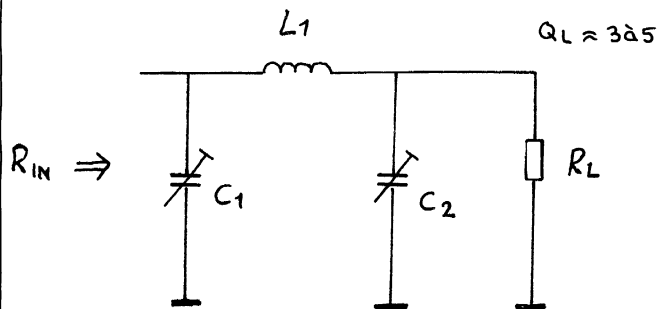
$X_{L2} = X_{C1} \left( 1 + \frac{R_L}{Q_L \cdot X_{C2}} \right)$



$X_{L1} = \frac{R_c}{Q_L}$      $X_{L2} = \frac{R_L}{Q_L} \cdot \frac{\sqrt{\frac{R_c}{R_L} - 1}}{1 - \frac{R_c}{Q_L X_{C0}}}$

$$X_{C1} = X_{L1} \cdot \frac{1 - \sqrt{\frac{R_L}{R_c}}}{1 - \frac{R_c}{Q_L \cdot X_{C0}}} \quad X_{C2} = X_{L1} \cdot \frac{\sqrt{\frac{R_L}{R_c}}}{1 - \frac{R_c}{Q_L \cdot X_{C0}}}$$

Algemeen aanpassingsfilter:  
π-Filter

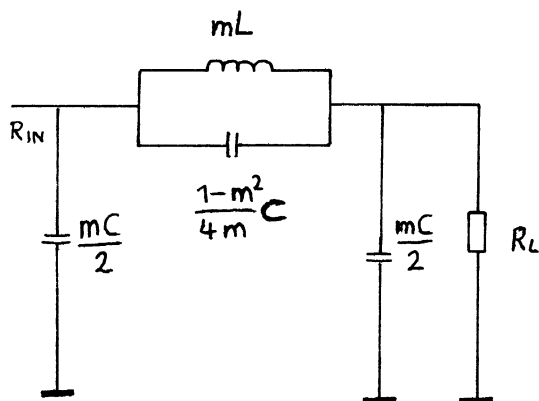


$$C_1 = \frac{2 \cdot Q_L}{\omega (R_{IN} + \sqrt{R_L \cdot R_{IN}})}$$

$$C_2 = \frac{2 \cdot Q_L}{\omega (R_L + \sqrt{R_L \cdot R_{IN}})}$$

$$L_1 = \frac{R_L + R_{IN} + 2\sqrt{R_L \cdot R_{IN}}}{2\omega Q_L}$$

Door de spoel L te vervangen door een parallelkring kan een bepaalde frequentie "geheel" worden onderdrukt:



FORMULES VOOR  $R_{IN} = R_L$ :

$$m = \sqrt{1 - \left(\frac{f_{gr.}}{f_{\infty}}\right)^2}$$

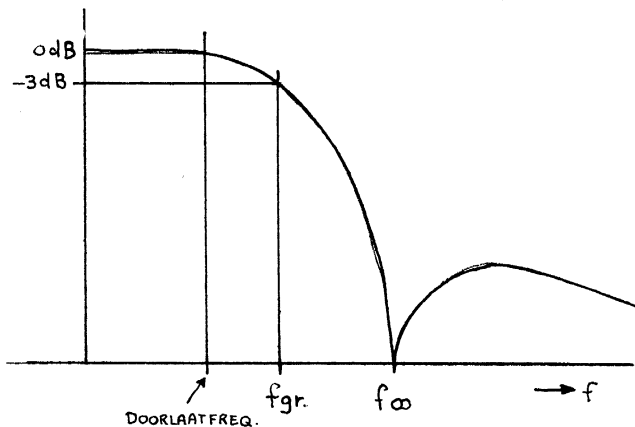
$$C = \frac{1}{\pi f_{gr.} R} \quad ; \quad L = \frac{R_{IN}}{\pi f_{gr.}}$$

$f_{gr.}$  = grensfrequentie (-3 dB punt)

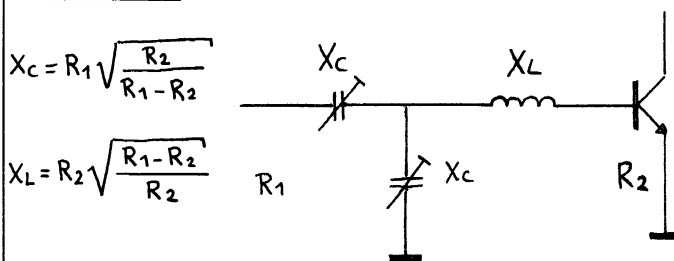
$f_{\infty}$  = onderdrukkingsfrequentie

Voor drie-meter:  $f_{gr.}$  110 MHz. - 140 MHz.

$f_{\infty}$  = frequentie die men wil onderdrukken.



EENVOUDIG AANPASSINGSFILTER VOOR VERSTERKERINGANG:



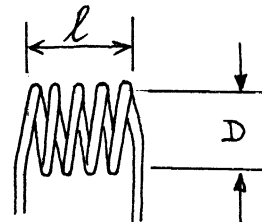
$$X_C = R_1 \sqrt{\frac{R_2}{R_1 - R_2}}$$

$$X_L = R_2 \sqrt{\frac{R_1 - R_2}{R_2}}$$

Ik wil er nog even op wijzen dat deze formules slechts bij benadering gelden.

De spoelen kunnen als volgt worden berekend:

$$L = \frac{k(\pi d W)^2}{10^3 \cdot l} \quad ; \quad W = \sqrt{\frac{L \cdot l \cdot 10^3}{k}}$$



L = inductie (uH)

d = diameter (cm)

l = lengte (cm)

W = aantal windingen

k = constante, die afhangt van de verhouding D:l

$\frac{D}{l}$	k
0,1	0,959
0,2	0,920
0,4	0,850
0,6	0,789
0,8	0,735
1,0	0,688
2,0	0,526
3,0	0,429
4,0	0,365
5,0	0,320

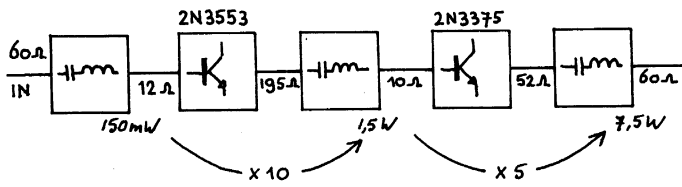
als  $\frac{D}{l} < 0,1 \rightarrow k \approx 1$

VOORBEELD (Eindtrap voor 100 MHz.)

Stel we hebben een stuurzender met een uitgangsvermogen van 150 mW, dit willen we oppeppen tot 7,5 W. Voedingsspanning = 28 V.

De versterking is  $\frac{7500}{150} = 50 \times$  (vermogensverst.)

Dit kan met een tweetrapsversterkertje verwezenlijkt worden. Als eertste tot b.v. een 2N3553, als endtor een 2N3375.

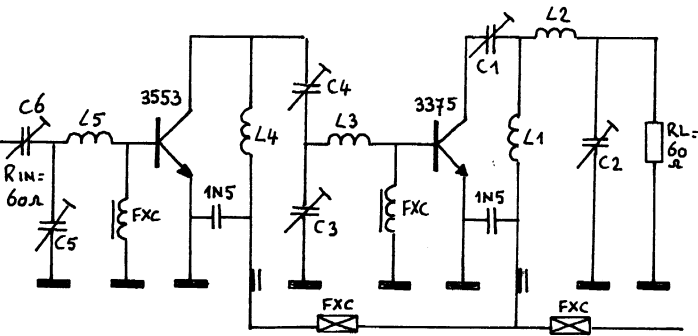


We beginnen bij de eindtor. Antenne =  $60 \Omega$ ,  $R_c = 52 \Omega$

$$R_c = \frac{28^2}{2 \cdot 7.5} = 52$$

We moeten hier filter 3 gebruiken.

Kiezen we voor  $Q_L = 4$ , dan worden  $L_1, L_2, C_1$  en  $C_2$ :



$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 10^6 = 6.28 \cdot 10^8$$

$$X_{C1} = Q_L \cdot R_c = 4 \cdot 52 = 208 \Omega$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega X_{C1}} = \frac{1}{6.28 \cdot 10^8 \cdot 208} = 7.7 \text{ pF}$$

$$X_{C2} = \frac{R_L}{\sqrt{\frac{R_L(Q_L^2 + 1)}{R_c Q_L^2} - 1}} = \frac{60}{\sqrt{\frac{60(4^2 + 1)}{52 \cdot 4^2} - 1}} = 128 \Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{6.28 \cdot 10^8 \cdot 128} = 12.4 \text{ pF}$$

$$X_{L2} = X_{C1} \left(1 + \frac{R_L}{Q_L \cdot X_{C2}}\right) = 208 \left(1 + \frac{60}{4 \cdot 128}\right) = 242 \Omega$$

$$L_2 = \frac{X_{L2}}{\omega} = \frac{242}{6.28 \cdot 10^8} = 385 \text{ nH}$$

Uit de gegevens van de tor halen we:

$$\left. \begin{array}{l} C_{ob} = 8 \text{ pF} \\ C_{huis} = 6 \text{ pF} \end{array} \right\} C_0 = 2.8 + 6 = 22 \text{ pF}$$

$$X_{C0} = \frac{1}{\omega C_0} = 72 \Omega$$

$X_{L1}$  wordt dan:

$$X_{L1} = \frac{X_{C1}}{\frac{Q_L \cdot R_c}{X_{C0}} + 1} = \frac{208}{\frac{4 \cdot 52}{72} + 1} = 53.5 \Omega$$

$$L_1 = \frac{53.5}{6.28 \cdot 10^8} = 85.2 \text{ nH}$$

Het rendement van de kring kan ook nog berekend worden:

$$\text{Stel } Q_{onbelast} = 100 \quad Q_{belast} = 4 \quad \text{KRING} = 1 - \frac{Q_L}{Q_0} = 1 - \frac{4}{100} = 96\%$$

De 2N3553 moet ongeveer 1,5 Watt leveren, voor de zekerheid nemen we 2 W. De  $R_c$  van de 3553 wordt nu:  $R_c = \frac{U_{ce}^2}{2 P_{out}} = \frac{28^2}{2 \cdot 2} = 195 \Omega$

Volgens de specificaties is de ingangsimpedantie van de 3375 ongeveer  $10 \Omega$ . We kunnen hier filter 4 toepassen. Met  $R_c = 195 \Omega$ ,  $R_L = 10 \Omega$ ,  $Q_L = 5$  en  $C_0 = 20 \text{ pF}$  krijgen we de volgende waarden:

$$X_{L4} = 39 \rightarrow L_4 = 62 \text{ nH}$$

$$X_{L3} = 13.2 \rightarrow L_3 = 21 \text{ nH}$$

$$X_{C4} = 59 \rightarrow C_4 = 27 \text{ pF}$$

$$X_{C3} = 17.2 \rightarrow C_3 = 93 \text{ pF}$$

$$X_{C0} = 80$$

Het ingangsaanpassingsfilter kan ook op deze wijze worden berekend. De waarden van het ingangs- en uitgangfilter van de eindtor hebben we nu dus al.

Van de 2N3553 weten we dat

$P_{out} = 2 \text{ W}$ , en  $U_B = 28 \text{ V}$ .

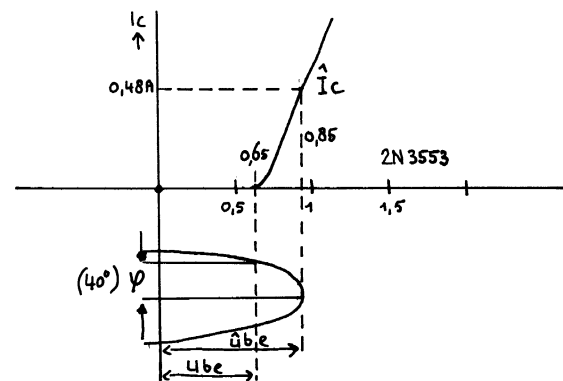
$$\text{Met de formule: } P_{out} = \frac{\hat{U}_{ce} \cdot \hat{I}_{ct}}{2}$$

Kunnen we  $\hat{I}_{ct}$  berekenen van deze tor.

$$\hat{I}_{ct} = \frac{P_{out} \cdot 2}{\hat{U}_{ce}} = \frac{2 \cdot 2}{28} = 0.143 \text{ A}$$

Uit de eigenschappen van de transistor ( $U_{be}$ - $I_c$  kar.) zien we dat de  $\varphi = 40^\circ$  voor klasse C instelling (voorspanning 0 volt).

$$\cos \varphi = \frac{U_{be}}{\hat{U}_{be}} = \frac{0.65}{0.85} = 0.765 \rightarrow \varphi = 40^\circ$$



Voor  $\varphi = 40^\circ$  lezen we uit grafiek (figuur 2) de waarde van de grondharmonische stroom:

$\hat{I}_c$  kan nu berekend worden:  $f_1 \rightarrow (\varphi = 40^\circ) = 0.3$

$$\hat{I}_c = \frac{\hat{I}_{ct}}{f_1(\varphi)} = \frac{0.143}{0.3} = 0.48 \text{ A}$$

De collectorgelijkstroom wordt:

$$I_c = \hat{I}_c \cdot \Psi(\varphi) = 0.48 \cdot 0.15 = 72 \text{ mA}$$

Voor de 2N3375 kunnen we deze waarden op dezelfde wijze berekenen. Collectorgelijkstroom van de 2N3375 wordt dan:  $I_c = 340 \text{ mA}$ .

Als laatste kunnen de spoelen worden berekend: Stel we willen weten hoe we  $L_2$  moeten wikkelen:

$$L_2 = 385 \text{ nH}$$

De kwaliteitsfactor van de spoel hangt af van de dikte van het draad, de spoellengte, etc.

Kiezen we een diameter van 8 mm ( $D = 0.8$ ) en een lengte van 10 mm ( $l = 1$ )  $\Rightarrow \frac{D}{l} = 0.8 \Rightarrow k = 0.735$

$$W = \frac{\sqrt{\frac{L \cdot l \cdot 10^3}{k}}}{\pi d} = \frac{\sqrt{\frac{0,385 \cdot 1 \cdot 10^3}{0,735}}}{\pi \cdot 0,8} = 9 \text{ WINDINGEN}$$

$$l = 85,2 \text{ nH}$$

$$, D = 0,8, k = 0,735$$

$$W = \frac{\sqrt{\frac{85,2}{0,735}}}{0,8 \pi} = 4,3 \text{ WINDINGEN}$$

We hebben nu een HF versterker ontworpen volgens het gegeven schema. De berekende waarden voldoen in de praktijk goed genoeg. Wat hier niet is behandeld, is de ontkoppeling, dit is namelijk een hoofdstuk apart. Ontkoppelen lijkt eenvoudig, maar is het beslist niet. Althans, niet als je niet weet hoe het moet. Misschien, bij voldoende belangstelling, komt dit nog aan de orde; misschien ook nog een uitvoerige behandeling van de PLL. De mening over dit soort onderwerpen kan je opsturen naar de redactie. Kruis aan:

- GOED, IK HEB HIER WEL BELANGSTELLING VOOR
- SLECHT, TE THEORETISCH
- MATIG
- SLECHT, VERSPILLING VAN RUIMTE
- Andere reactie

Tot volgende keer, Anja v.d. Steeg, Den Haag.

## ASSH Nieuwsbrief

ASSH bestaat nu vier jaar . . . Dit keer echter geen speciale acties of iets degelijks. Ik heb daar nu geen tijd voor. Geert heeft nog zijn artikelenreeks en Ap zal druk doende zijn om ASSH-AF op poten te zetten. We wachten met verdere festiviteiten maar tot de eerste lustrumviering en dat is volgend jaar pas. Nu laat ik het bij deze vermelding stilletjes voorbijgaan. Het deel van de artikelenserie van Geert van deze maand is trouwens het laatste. Geert liet me weten, dat het hem eigenlijk zeer goed uitkwam want hij heeft weinig tijd meer. Er is nog geen nieuwe serie te verwachten van ASSH-Heerhugowaard. Misschien wel van AP, van ASSH-AF, maar dat weet ik nog niet op dit moment. In elk geval is nu het woord aan de dames en heren technenuten. Niet getreurd in elk geval, want ondergetekende is nog van plan om, gehoor gevend aan veler verzoek, een korte serie over antennetechniek te publiceren. Het wordt nu voorbereid. Voorts komt er van de hand van ondergetekende nog een korte serie over onze "elektronische oren", de ontvanger. Blijf er dus maar bij. Ook al wordt de afdeling Techniek in het FRM even wat minder omvangrijk, hij zal binnen redelijke tijd weer vanaf ASSH-zijde mede voorzien worden.

Er is trouwens weer nieuws vanaf het front van de Technisch-regiocorrespondenten voor ASSH. Een

deel -of misschien wel heel Zeeland- van Zeeland wordt nu bewerkt door Hans. Hans zit te Goes en maakt deel uit van het plaatselijk radiostation "Radio Noordzee". Ik heb al wel gezien, uit de wijze van correspondentie van Hans en uit hetgeen hij zoal te bieden heeft, dat er van die zijde nog wel leuke dingen te verwachten zijn. Hierom, welkom Hans.

Met de regio Arnhem zijn thans ook contacten op gang. Als deze aspirant technisch regiocorrespondent niet afschrikt van datgeen wat van hem wordt gevraagd door ons, dan is wellicht die regio straks ook voorzien. We missen nog mensen uit Oostelijk Overijssel, uit Noordelijk Drenthe, Groningen, Friesland en de Twentsche Achterhoek. Ook de Noordelijke Veluwe is nog zonder. Uit het min of meer warme Zuiden des Lands ontbreekt nog elk spoor van activiteit op dit gebied.

Zijn er nog mensen die goed Nederlands kunnen schrijven en daarbij een zekere redactionele vaardigheid bezitten; mensen die technisch redelijk zijn onderlegt en die in staat zijn om artikelen te schrijven die het lezen waard zijn en die tevens een goede bijdrage kunnen leveren aan de elektronische kanten van de hobby, die moeten zich dan maar melden. Ik zie graag reacties van die mensen die even belangeloos zich willen inzetten als ASSH in de afgelopen drie jaar tegemoet.

Tenslotte wil ik nog enig nieuws voor de middengolf- en kortegolf freaks onder de vrije jongens en meisjes kwijt. We hebben een ontwerp voor middengolf en kortegolf met torren voor elkaar gemaakt. In eigen beheer. . . De bouwers van zoiets dienen echter wel min of meer gevorderden te zijn. Voorlopig is er één schema. Er komen echter, voortbouwend op dit vrij geslaagde ontwerp, meer uitvoeringen. Doe me echter één plezier; ga nu niet allemaal tegelijk aan de infoon hangen. Schrijf liever. De infoon is nogal eens onbemand geweest in de afgelopen maanden en het laat zich niet aanzien dat hierin wat verbetering komt in de loop van April.

Allemaal de groetjes, Jaap.

## SCHEMA SERVICE

Schema's kunnen aangevraagd worden in de categorieën: Zenders, Ontvangers, AF-versterkers en meetapparatuur. Verder is er nog een categorie "diversen". De lijsten van voorhanden schema's in de diverse categorieën kunnen gratis aangevraagd worden, mits voorzien van een grote, voldoende gefrankeerde antwoordenvolp.

Voor bestellingen van schema's onder de Fl. 15,- worden portokosten in rekening gebracht. Dit ook weer door het meesturen van een gefrankeerde antwoordenvolp bij de betreffende bestelling.

Het adres voor schriftelijke reacties op de artikelen van ASSH en voor aanvragen van schema's, alsmede bestellingen van schema's is:

POSTBUS 360, 1700 AJ HEERHUGOWAARD.

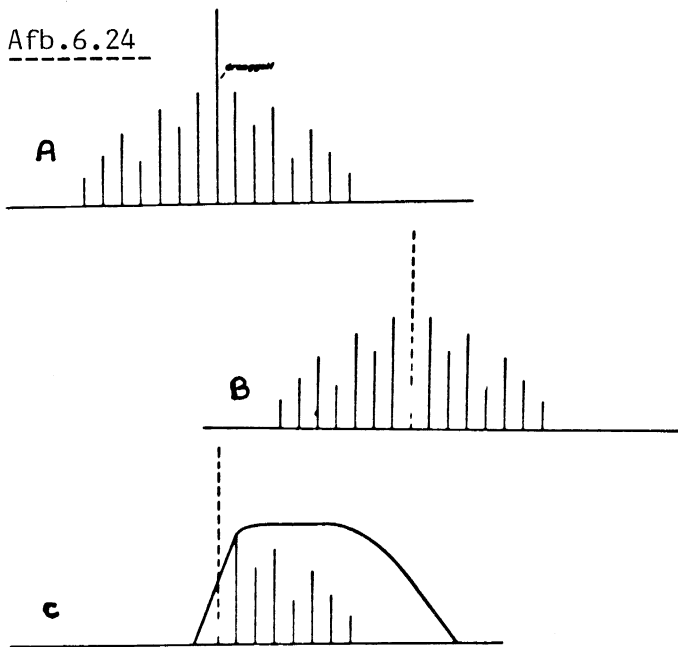


# ZENDERTECHNIEK VOOR DE AMATEUR

## DIVERSE MODULATIE-SYSTEMEN

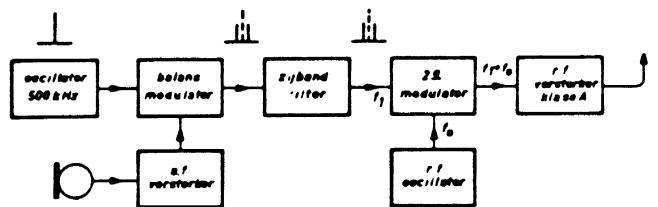
Een ander bezwaar van een dubbel- zijband- uitzending met onderdrukte draaggolf zijn de sterke niet lineaire vervormingen die optreden bij de zogenaamde selectieve fading. Bij enkelzijband- uitzendingen met onderdrukte draaggolf treden deze verschijnselen minder snel op, terwijl de in de lucht ingenomen zenderruimte de helft bedraagt van de S.S.B. uitzending. Voor de meeste amateurs is het dubbelzijband- werk onaantrekkelijk en hierom bijna geheel verlaten. Enkelzijband- uitzenden (SSB) loont overigens zeer de moeite. Wetende dat in elk van de zijbanden 25% van de energie gaat zitten vergeleken bij de draaggolf, dan is er beduidend meer rendement te behalen. Is onze draaggolf energie bijv. 50 Watt bij anodemodulatie, dan gaat er  $2 \times 12,5 \text{ Watt} = 25 \text{ Watt}$  energie in de zijbanden zitten. Bij SSB (enkelzijband met onderdrukte draaggolf) kunnen we daaraantegen 100 Watt RF 100% gemoduleerd uitzenden en dat levert een energieverhouding van  $25 : 100 = 1$  op 4 op. Bij roostermodulatie ligt dat even anders. Met dezelfde RF- energie bij 100% modulatie gaat er 25 Watt in de RF- draaggolf zitten en  $2 \times 6,25 \text{ Watt} = 12,5 \text{ Watt}$  in elk der zijbanden. Hier komt bij SSB 100 Watt RF- energie tevoorschijn. Dus dat is 8 maal zoveel ( $12,5:100$ ). Tel uit je winst, want die is aanzienlijk.

Afb. 6.24



In figuur 6.24 a zien we het frequentiespectrum van een gewone uitzending. In b is de draaggolf weggevalen d.m.v. balansmodulatie en in c is ook een der zijbanden verdwenen door toepassing van een zeer scherp afsnijdend filter. Zie wat een ruimtewinst. Methode c wordt enkelzijband met onderdrukte draaggolf genoemd ofwel Single Side Band (SSB). In afb. 6.25 een blokschema van een SSB- zender.

afb. 6.25



### Enkelzijband-modulatie (SSB)

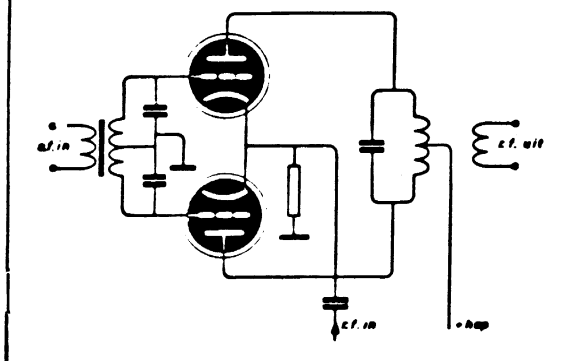
Bij enkelzijband uitzendingen met onderdrukte draaggolf worden de ontvangstcondities, de verhouding tussen het RF- signaal en stoorgeruis aanzienlijk gunstiger. Dit wordt echter nog beter als ook het ontvangkanaal wordt gehalveerd. Een bijkomstig voordeel is, dat de zogenaamde selectieve fading veel meer hinder met zich meebrengt bij ontvangst van een normale AM- uitzending dan een -en dan komt er een mond vol Engels- single side suppressed carriër, afgekort SSSC en in gewoon Nederlands Enkelzijband met onderdrukte draaggolf. Met de lezer wil ik wat nader op dit modulatiesysteem ingaan.

Zo bestaan er in principe twee manieren om de draaggolf en één van de zijbanden te onderdrukken (dus niet mee uit te zenden). We hebben het filtersysteem en het fazesysteem. het principe van de filter is eigenlijk vrij eenvoudig te omschrijven. We snijden "gewoon" de draaggolf en één van de zijbanden af. We onderdrukken ze met afgestemde filters. Aan de frequentiestabiliteit van een filter worden even hoge kwaliteitseisen gesteld als bijv. aan de constantheid van een op te wekken draaggolf. Deze freq. constantheid is vrij moeilijk met spoelen en afgestemde kringen te bereiken, maar desalniettemin wel op deze wijze mogelijk. Vroeger deden de amateurs dat ook wel, doordat ze nog niet zo konden kiezen uit een groot aanbod van electronica- materiaal. Tegenwoordig is dat allemaal makkelijker. Er worden nu veelal kristalfiltersystemen toegepast.

Om bij het begin van deze verhandeling te beginnen, verwijs ik even terug naar het blokschema van afb. 6.25. Het gaat hier om een blokschema van een SSB- zender. De -uiteraard- kristalgestuurde oscillator werkt op bijv. 500 kHz. De low-power AF- modulatie wordt in de zender ingestuurd via een balansmodulator (afb. 6.26), dus eigenlijk via een menginrichting. Deze menginrichting heeft echter de interessante bijkomstigheid de RF- draaggolf te doen verdwijnen, zodat bij een modulatiepauze de zender helemaal "uit de lucht" is. Bij modulatie komen alleen de twee zijbanden uit deze modulator tevoorschijn. In een scherp- afsnijdend filter halen we nu ook nog



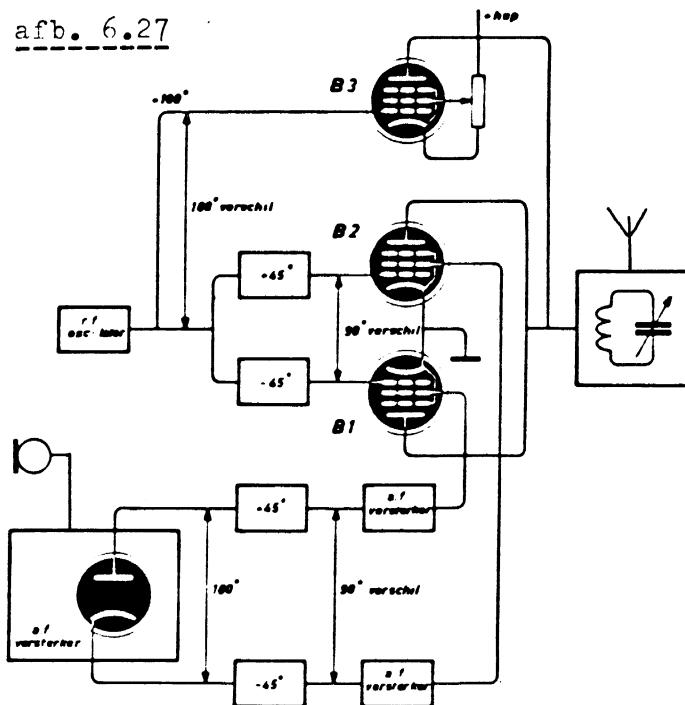
afb. 6.26



eens één van de zijbanden weg. De RF-energie hiervan wordt in warmte omgezet. Dit is niet zo bezwaarlijk, daar het hier maar om een gering vermogen gaat. De aldus verkregen zijband zit echter nog lang niet in het gewenste amateurgebied. Wanneer we zijn uitgegaan van 500 kHz. en we hebben een hoogste modulatie van pakweg 10.000 Hz., dan loopt het aanvankelijk bereik vanaf 500 tot 510 kHz. Veelal niet de freq. van uitzenden. Via een mengtrap komen we wel in het gewenste freq. gebied. In de zender in afb. 6.25 komen we er zonder verdubbeling of andere vorm van freq. vermenigvuldiging. We moeten er zorg voor dragen dat onze mengtrap vrij van harmonischen blijft. Dan moet het mengproduct versterkt worden en dat moet weer zo gebeuren, dat het vrij blijft van elk spoor van vervorming. Dit vraagt om een class A- versterker. Omdat het vermogen nog steeds klein is, is het niet bezwaarlijk de class A toe te passen, maar een eventueel volgende trap moet dan zijn ingesteld in class A-B. Class A-B geeft een glijdende werkpunt- instelling, zodat bij de kleine signalen deze trap in class A werkt en bij toenemende amplitude van het AF- signaal meer negatief zodanig veranderd, dat class B wordt bereikt. Alles met de nodige maatregelen tegen mogelijke vervorming.

Hetgeen hierboven werd beschreven moet gezien worden als vrijwel de enige toepassing van modulatie in een voortrap of in een RF- versterker die door amateurs wordt gebruikt. Een interessante vorm echter wel. De balansmodulator van afb. 6.26 werkt ongeveer als volgt: Het AF- signaal komt in balans op de beide roosters. Het signaal op de roosters is dus in tegenfase. De buizen zijn op de bocht van hun kromme ingesteld door een vaste negatieve roosterspanning, zodat hun steilheid varieert met de toe- en afname van deze negatieve roosterspanning. Het RF- signaal komt op de gemeenschappelijke kathodeverbinding binnen. In beide buizen wordt dit RF- signaal tijdens de rusttoestand dus evenveel versterkt en het resultaat in de RF- balansuitgangspoel is dus nul (Er was immers sprake van tegenfase, dus de buizen werken elkaar zo tegen dat het product van hun activiteiten op nul uitkomt). In deze situatie komt echter verandering zodra er AF- signaal op de roosters verschijnt. De roosters worden hierdoor in tegenfase aangestoten en tegelijkertijd wordt de steilheid van één buis telkens groter dan

afb. 6.27



de ander en omgekeerd, al naar de fase van het AF- signaal. Het resultaat is dat beide zijbanden in de anodekring terecht komen en de draaggolf zelf niet. Nu dan nog het filter. Voor de amateur zit hier het grote struikelblok. Het filter wordt, zoals ik al meldde, tegenwoordig uitgevoerd met kristallen. Hierop kom ik nog terug.

### De fazemethode

Naast de filtermethode is er dan ook de fazemethode. In afb. 6.27 staat een schema hiervan afgebeeld. De RF- osc. die hier reeds op uitzendfreq. werkt heeft in de anodekring een splitsing in twee kanalen. Hierachter komen twee fase-draaiende netwerken van resp. minus 45 graden en plus 45 graden. De twee uittreedende RF- trillingen verschillen onderling dus 90 graden in fase. Deze twee RF- trillingen komen op de stuurroosters van twee pentoden. Bij het een en ander zien we dan een betrekkelijk kleine AF- versterker. Hierachter komt, net zoals in het RF- deel een splitsing in twee kanalen audio- frequent die onderling 180 graden verschillen. Of het "gedraai" niet opkan, volgen hierachter ook weer een tweetal fase-draaiers die een uiteindelijk product opleveren van twee kanalen audiofrequent die 90 graden in fase t.o.v. elkaar gedraaid zijn.

Om dit voor elkaar te krijgen valt overigens beslist niet mee met AF. In het geluidsspectrum van AF komen vanaf 50 tot 3000 Hz. ontelbare freq. voor. Elke freq. mag niet meer dan 1,5% van zijn juiste fase- positie afwijken. Voor RF- signalen is zoiets veel makkelijker te bereiken dan voor AF in zulk breed frequentiespectrum. Deze 90 graden in fase verschillende AF- signalen komen bijv. op de schermroosters van de beide pentoden. De anoden zijn doorverbonden en in de gemeenschappelijke anodekring komt nu één versterkte zijband tevoorschijn plus de draaggolf. Dit moet je dan maar geloven, want om nu uit te leggen, hoe bij het mengen van 2 onderling 90 graden in fase verschoven AF- trillingen er uiteindelijk één

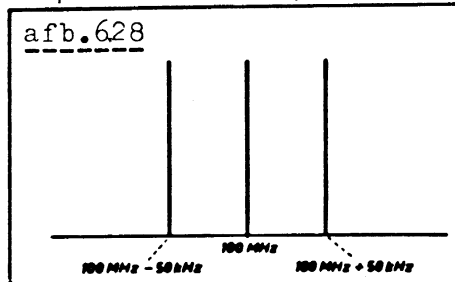
draaggolf tevoorschijn komt en hoe de vier zijbanden een tweetal elkaar opheffen en de twee anderen bij elkaar opgeteld worden, zou een klein boekwerk vergen. Om nu de draaggolf weer kwijt te raken passen we een afzonderlijke fasedraaibuis toe, die zijn stuursignaal RF rechtstreeks vanuit de osc. betreft en dat signaal 180 graden in fase gedraaid op de draaggolf zet. Het resultaat is, dat het mengproces de draaggolf alsnog de wereld uit helpt. . .

De fasemethode is een nogal ingewikkelde methode. Het kost behoorlijk wat inventiviteit om e.e.a. te realiseren en bovendien nogal wat materiaal. Als het werkt, dan is het een prachtsysteem. . .

## Frequentiemodulatie

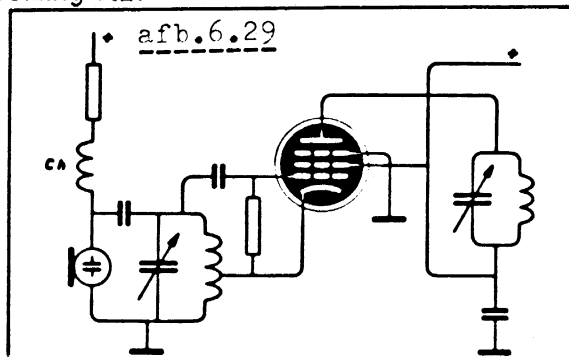
De frequentiemodulatie mag zich, voornamelijk in de laatste jaren verheugen in een zeer grote belangstelling. Dit artikel zou dan ook wel erg onvolledig zijn als er over FM niets zou worden gezegd. Bovendien, FM is nogal veelomvattend, zo zal dit deel over moduleren wel leren. Wat maakt FM nu zo apart en waarom is deze vorm van modulatie zo populair. Het voornaamste argument voor FM komt vanuit omroepland. De factor kwaliteitsverbetering t.o.v. AM was voor de omroep belangrijk. Een nadeel is, dat het gebied waarin een FM-zender ontvangen kan worden betrekkelijk klein is. In de randgebieden doet zich het verschijnsel voor dat indien de veldsterkte van een FM-zender een bepaalde drempelwaarde overschrijdt, de ruis beslist veel geringer is dan de ruis bij een AM-zender van hetzelfde vermogen, op dezelfde afstand in hetzelfde frequentiegebied. Blijft de veldsterkte van een FM-zender beneden deze "drempelwaarde", dan wint de AM-zender het, gezien de signaal/ruisverhouding. De amateur moet er op rekenen dat het signaal van zijn AM-zender doordringt in de ontvangers van buurtgenoten en zal dan ook, teneinde deze instraling te voorkomen bij deze buurtgenoten zeefkringen aan moeten brengen. Bij FM-uitzendingen is het echter zo, dat er bij de (AM) burenen vrijwel geen instraling zal zijn. Dat is een voordeel van een FM-zender en geldt eigenlijk als voornaamste pluspunt voor de amateur om met FM te "werken". Een bezwaar van een FM-zender was, dat het signaal slechts ontvangen kon worden met een speciaal toegeruste ontvanger. In de laatste jaren is dit bezwaar goeddeels achterhaald. De meeste ontvangers, ook de huis-tuin- en keukenontvangers zijn tegenwoordig toegerust voor FM-ontvangst. Zelfs ten koste van de ontvangmogelijkheden voor AM (waarbij de vraag of dit nu wel zo een goede ontwikkeling was). De voornaamste reden voor de amateur om FM te gaan toepassen is die van het zender-rendement. Bij FM komt namelijk de draaggolf doorlopend op zijn maximale sterkte in de lucht. Dus op het hoogste rendement en vergelijkbaar met de telegrafie-instelling. Door freq.-modulatie verandert de frequentie van de draaggolf en wel naar beide zijden evenveel t.o.v.

de oorspronkelijke frequentie. Hij doorloopt daarbij telkens alle tussenliggende frequenties. De verandering van de draaggolf-freq. bedraagt evenveel als de freq. van de modulatie. Moduleren we bijv. met een toon van 1000 Hz. en is de draaggolf ingesteld op 100 MHz., dan zal de draaggolf 1000 keer per seconde links en rechts van die 100 MHz. afgaan en er weer op terug komen. Voor een toon van 1000 Hz. vindt deze afwijking van de "rustfreq." dus 1000 maal plaats.



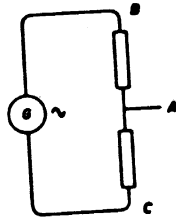
Hoe groot is deze "uitwijking" nu. Wel, hier zit het verschil tussen radio-omroep en de TV. Als vuistregel zegt men bij TV, dat deze uitwijking 5 x de hoogste uit te zenden audio freq. is. Heeft die hoogste toon nu een freq. van 1000 Hz., dan zou de max. uitwijking of freq.zwaai 5 x 1000 = 5000 Hz. moeten bedragen. Een maximale freq.zwaai vinden we echter slechts bij een max. amplitude van het AF-signaal, dus voor luide passages in het geluidsspectrum. Voor minder luide passages is die freq.zwaai uiteraard geringer. In principe kan men zeggen, dat de grootte van de zwaai evenredig is met de AF-amplitude en dat het aantal malen per seconde dat de freq. afwijkt overeen komt met de AF-freq. Dit houdt echter wel in, dat de aldus in beslag genomen bandbreedte groot is. De amateur heeft echter wel in de hand hoe groot hij zijn max. zwaai wil maken. In de regel gaat men niet verder dan 3 of 4 kHz. Voor verstaanbaarheid in spraak blijkt dit voldoende te zijn. Deze smalle-band-FM-zenders (NBFM) worden veel gebruikt. In tegenstelling tot AM, zal FM nooit met high power geschieden. Dus nooit in de eindtrap van de zender. Het freq. moduleren begint al in de eerste trap. We gaan, evenals bij AM, uit van een oscillator met een zeer stabiele nominale freq. (kristalsturing). Om nu de freq. van de osc. te variëren in het AF-ritme, staan versch. methoden ter beschikking. Een heel eenvoudig middel is een parallel aan de L-C-kring van de osc. geschakelde condensatormicrofoon. Spreken we in deze microfoon, dan varieert zijn capaciteit en daarmee de capaciteit van de L-C-kring, zodat de freq. varieert.

Zie afbeelding 6.29

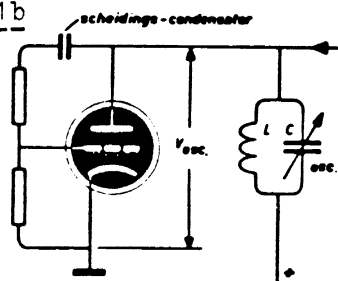


Een andere methode zou kunnen zijn, een varicap (= halfgeleider- condensator) toe te passen. De varicap verandert onder invloed van een aangelegde gelijkspanning zijn capaciteitswaarde. Hoe hoger de spanning is, hoe lager de capaciteitswaarde  $C_d$  wordt. Door nu op de gelijkspanning een AF- wisselspanning te superponeren, gaat de capaciteit variëren en verloopt de osc. freq. in het AF- ritme. Met een stel filterspoelen houden we de RF- trillingen in de hand en uit het AF- circuit. Zie afb. 6.30

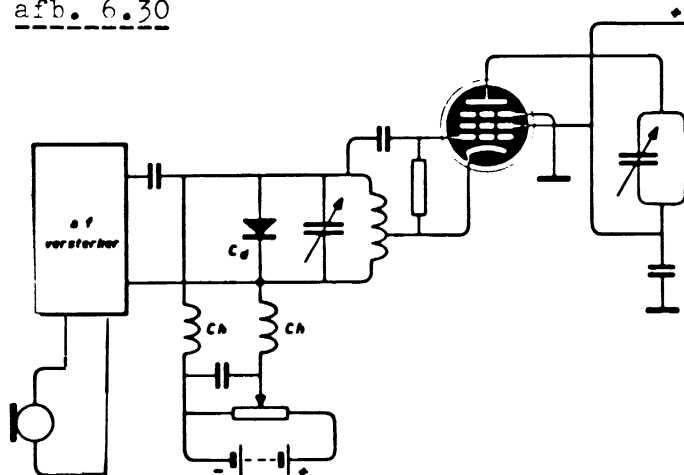
afb. 6.31a



6.31b



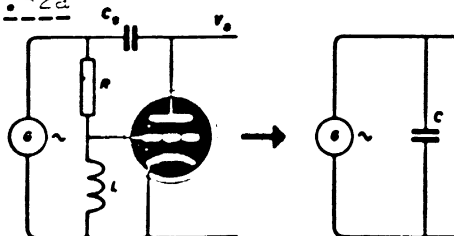
afb. 6.30



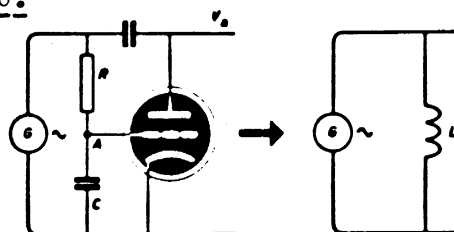
weerstand. Bringen we echter tussen de anode en kathode van de buis een potentiometerschakeling aan bestaande uit weerstand  $R$  en condensator  $C$ , dan zal er op het aftakpunt een wisselspanning staan, waarvan de fase gedraaid is t.o.v. de wisselspanning op de anode. Condensator  $C$  zal een wisselstroomweerstand ( $X_c$ ) die bepaald wordt door de frequentie. Als deze  $X_c$  laag is t.o.v.  $R$  (bijv. 10 maal zo laag), dan zal de stroom praktisch 90 graden voorijlen op de wisselspanning op de anode. We kunnen dan ook zeggen, dat de spanning op het aftakpunt van de spoel 90 graden na-ijlt op de stroom en uiteindelijk ook t.o.v. de spanning  $V_a$  op de anode. Door de buis loopt door deze kunstgreep een stroom die door e.e.a. 90 graden na-ijlt op de spanning van de anode. De buis gedraagt zich als een na-ijlend ding, dus als een spoel. Zie afb. 6.32 en 6.33.

Een varicap moet een bepaalde negatieve voorspanning hebben om niet geleidend te worden. Eigenlijk is het een diode in spertoestand. Met de voorspanning hebben we tevens de rust- capaciteit in de hand, waarmee we de rustfreq. instellen. Aan zowel de eerste methode als aan de tweede kleven bezwaren. Als gezamenlijk nadeel hebben de condensatormicrofoon als de varicap, dat hun capaciteitswaarde te gering is om een flinke freq. zwaai te veroorzaken. Dit tenzij we een heel grote  $L$  en een zeer kleine  $C$  voor de afstemkring van de condensator kiezen. Meestal wordt een zogenaamde reactie- buis toegepast, die de rol vervult van variabele condensator of ook wel van variabele spoel. Deze buis wordt parallel aan de osc. en  $L+C$  geplaatst en aldus verkrijgen we freq.- modulatie. De verklaring van deze toepassing is als volgt: Als we een condensator op een wisselspanningsbron aansluiten, dan zal de stroom voor- ijlen op de spanning. Welnu, als we ons opstellen in de osc. met zijn  $L/C$  kring en we plaatsen parallel op die kring een "ding" waarbinnen de stroom voorijlt op de spanning, dan zien we de osc. denken, dat dat "ding" een condensator is. De osc. denkt die condensator ook, als het een buis is waarbinnen de stroom voorijlt op de spanning. Wanneer we nu tussen anode en kathode een potentiometerschakeling van weerstanden aanbrengen en het rooster van de buis met de aftakking op de spoel verbinden, dan zal de spanning op het rooster in fase zijn met de spanning op de anode. Zo is ook de stroom in de buis in fase met die spanning. Zie fig. 6.31 a&b. De buis gedraagt zich dan als een Ohmse

6.32a



b.

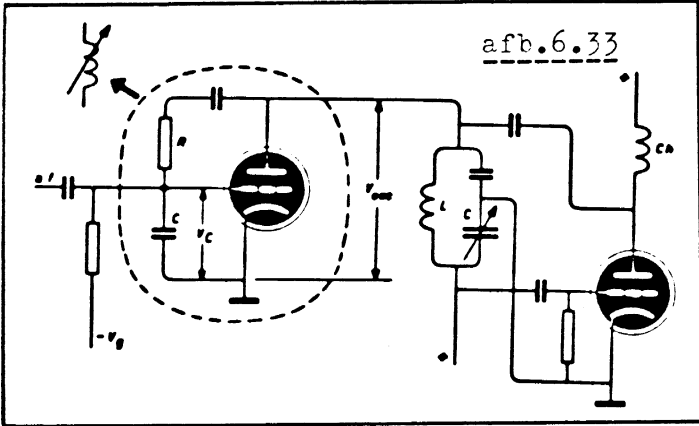


De  $C$  vormt een weerstand  $X_c$  voor de wisselspanning uit de generator. Te berekenen met:

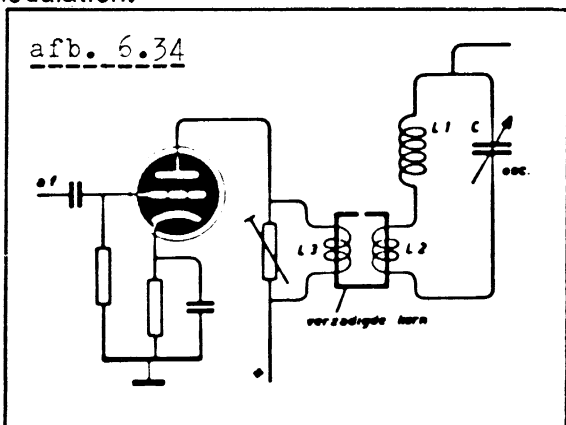
$$X_c = \frac{1}{2 \cdot f \cdot C}$$

De gehele schakeling gedraagt zich als een zelfinductie.

De grootte van de freq.zwaai hangt in deze situatie af van de steilheid van de reactiebuis en van de amplitude van het AF- signaal die we op het rooster insturen. De freq. van het AF- signaal bepaald dus de freq. van de zwaai en de amplitude maakt uit hoe groot die zwaai is. Met een instelbare negatieve roosterspanning bepalen we de "rustfrequentie". Wanneer we in plaats van



een condensator een spoel L in serie met de weerstand R opnemen in de potentiometerschakeling onder gelijke condities, dan zal de stroom door de pot. meter nadjlen op de spanning en zal de spanning op de aftakking en het rooster voorijlen op de anodevoedingsspanning. De buisschakeling gedraagt zich dan als een condensator (6.32a) parallel op de osc. Nog een andere schakeling verkrijgen we, wanneer we in serie met de spoel L1 in de osc. een klein spoeltje L2 opnemen, dat is voorzien van een poederijzerkerntje. Om ditzelfde kerntje legt men een wikkeling L3 die door het AF- signaal wordt doorlopen (afb. 6.34). Wanneer nu de kern min of meer verzadigd wordt door het AF- signaal en een instelbare gelijkstroom, dan zal de zelfinductie van het spoeltje L2 variëren in het AF-ritme. Op deze wijze, waarbij experimenteel die gelijkstroom en de AF- stroom moeten worden vastgesteld, is slechts een zeer geringe freq.zwaai mogelijk. Voor Narrow-Band- FM is deze zwaai echter voldoende. We spreken hier over een "verzadigde kern" ofwel Saturated Core modulation.



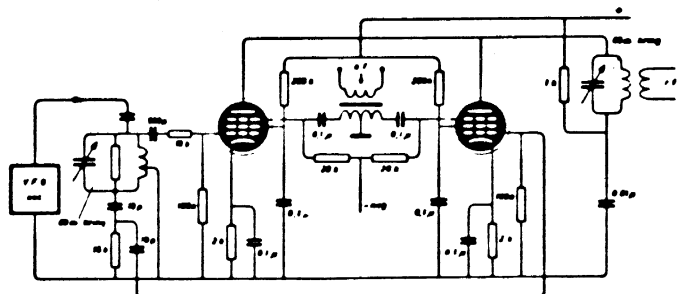
schematisch, de Saturated core modulation.

### Fase-modulatie

Bij de hiervoor besproken FM- modulatoren gingen we ervan uit dat de RF- opwekking plaats vond in een stabiele osc., welke niet een kristalgestuurd type behoefde te zijn. Bij Phase-modulatie PM wordt uitgegaan van een kristalosc. Hierachter moet dan een fase-modulatietrapp toe-

gepast worden. Voor PM bestaan verschillende methoden. Bij één deze methoden bestaat de modulatietrapp uit twee RF- buizen die op dezelfde freq. werken als de osc. waarachter ze geschakeld staan. Een praktisch schema vinden we in afb. 6.35. In het anodecircuit van deze twee buizen vinden we een L/C kring opgenomen. De roosters van deze twee buizen zijn via verschillende R/C filters met de osc. trap verbonden, zodat de fasen op de roosters verschillen. De fase van de anodestroom van de twee buizen bezit zoiets als een gemiddelde fase-toestand, die we als rusttoestand kunnen beschouwen. De AF modulatie wordt toegevoerd in balans op de remroosters van de buizen, dus in tegenfase. Door de AF- modulatie gaat telkens één van de twee buizen minder en de andere buis meer stroom leveren en omgekeerd. Beurtelings zal de stroom van één der buizen gaan overheersen, wat ook inhoudt dat de fase- toestand van die buis gaat overheersen. De gemiddelde fase- toestand wordt dus verstoord en dit komt neer op een freq. verandering. Van fase- modulatie dient nog te worden gezegd, dat zonder extra maatregelen een freq. zwaai optreedt, die niet alleen afhankelijk is van de amplitude van het AF signaal, maar tevens van de freq. van dit audiosignaal. Door een R/C filter in de modulator wordt deze a.h.w. tot de orde geroepen en kan de freq. afhankelijkheid van de zwaai verhindert worden. De zwaai behoeft alleen maar afhankelijk te zijn van de amplitude van het audiosignaal. Aan de zijde van de ontvanger is de uitwerking van een fase- modulatie niet te onderscheiden van een zender met freq. mod. De moderne ontvanger is tegenwoordig toegerust met een speciale detector voor ontvangst van FM en PM signalen. De z.g. discriminator (verschildetector) en de ratiodetector (berekendingsdetector) zijn hier de meest gebruikte typen. Het voordeel van de PM is, dat er gewerkt kan worden met een zeer stabiele nominale freq. middels de kristalsturing van de osc. Het nadeel is, dat er slechts een relatief geringe freq.zwaai kan worden verkregen, daar er achter het fasedraaiende netwerk veelal freq. vermenigvuldiging moet worden toegepast. De versterkers achter de fasedraai-er kunnen vrijelijk op A, B en Class C worden ingesteld.

afb. 6.35



Een praktische schakeling voor het bereiken van fase-modulatie.

## Modulatie-index

We spraken bij AM van modulatiepercentage, waarin de verhouding van AM amplitude tot de RF-amplitude wordt vastgelegd. Bij FM en PM kent men een dergelijk begrip niet, maar daar kent men de modulatieindex. Hierin is de verhouding tussen RF en AF vastgelegd. De AF-amplitude blijft hier buiten beschouwing. Voor narrow-band FM of PM is die index 0,5. Bij een AF van 3000 Hz. is die zwaai dus  $0,5 \times 3000 = 1500$  Hz. De zwaai is echter de uitdrukkingsvorm voor de amplitude. De luiheid dus van het AF-signaal. Bij FM-omroep is deze zwaai 75000 Hz. bij een hoogste AF van 15000 Hz. Hier is de modulatie-index dus  $75000 : 15000 = 5$ . Bij het geluid van televisie is de max. zwaai 50000 Hz., maar omdat hier de hoogste AF 10000 Hz. bedraagt is ook hier de index  $50000 : 10000 = 5$ . Hiermee ben ik uiteindelijk aan het slot van deze artikelenreeks gekomen. Er zal echt wel wat zijn blijven liggen en hierbij denk ik m.n. aan het oor en de mond van alle zend- en ontvangapparatuur, de antenne. Ook over de ontvanger is niets gezegd, want dit was al gedaan in een voorgaande artikelenreeks die al evenmin volledig was. Wellicht komt er binnenkort een artikel uit over de antenne en over de ontvangers voor de amateur. Ik hoop dat de bedoeling van deze reeks, nl. om meer te weten te komen over de zender is overgekomen. Ik heb het met plezier gedaan, ook al kostte het al met al zeeën van tijd. Zijn er reacties, dan hoor ik ze graag.

## A.S.S.H.-AF

Op mijn opmerkingen m.b.t. het programmaniveau van -helaas de meeste- piraten is al één leuke reactie binnengekomen. Ik wilde er deze maand op doorgaan en wat concrete ideeën aanreiken. Die ideeën worden ook gedeeltelijk toegepast bij ons station.

1. Bij ons in Noord-Holland zijn de oude Veronica-jingles nog heel erg populair. Dat is dus geen gehoor. Toch zien velen er teveel tegenop om zelf jingles te maken. De eenvoudigste manier is als volgt:

- inventariseer je behoefte: stationcalls, name-jackets, fills etc.

- maak voor elke te produceren jingle een goede tekst, die niet te gezocht is maar wel pakkend.

- zoek uit wie de beste inspreekstem heeft. Daar kan dan nog wat aan gedaan worden door b.v. gebruik van een equaliser, maar overdrijf dit niet. Ook versnellen of vertragen met een bandrecorder kan een leuk effect geven, mits spaarzaam gebruikt. Oefen de teksten veel m.b.t. intonatie en snelheid.

- muziekjes: het simpelste zijn de z.g. Top Format muziekjes, als je zelf kunt monteren is dit veel leuker. Dat behandel ik later nog wel.

- spreek de jingles in. Je bent pas klaar als ze perfect zijn. Neem ze op met een goede recorder c.q. band. Dit verlengt de levensduur aanzienlijk. Dit alles gaat natuurlijk niet in een keer goed, maar al doende leert men. Dan ontdek je ook zelf leuke effecten, wat wel en niet kan etc. Zelf doen is toch het leukste.

Zo, over naar wat interne mededelingen. De bestellijsten zijn eind April klaar. Je kunt ze krijgen door een aan je zelf geadresseerde en gefrankeerde envelop op te sturen. Zenderlijsten heb ik niet. Er was er al een fout deze maand. Ik hoop wat leuke suggesties gegeven te hebben,

Eric

ASSH-AF, Postbus 1023, 1780 AE Den Helder

# Abonnementies

Prijs: f 2,- per regel van 50 letters, spaties of leestekens. Getypte tekst of blokletters. Abonnementies moeten vóór de 10e v.d. maand binnen zijn.

**Betaling:** V o o r u i t b e t a l i n g op giro 3538279 t.n.v. Free Radio Magazine, Postbus 10252, 1001 EG Amsterdam of bijsluiting in postzegels van het verschuldigde bedrag naar: FRM, Postbus 10252, 1001 EG Amsterdam.

Abonnementies kunnen alléén geplaatst worden door PARTICULIEREN. Band-/cass. opnames, stickers, schema's etc. worden geaccepteerd. HANDELAREN kunnen onze advertentietarieven aanvragen.

## Aangeboden

T.K. 5Watt, PLL(X-Tal) Fabrieks FL.225,00 en Lin.40W.FL.150,00 Q.Q.V.06/40 Lin. ca. 120W. FL.175,00 Philips voeding reg. 0/6000V DC FL.250,00 SOLATRON Lab. Voed. reg. 0/500V.DC Reg. Neg. sp. 0/250V en 2 x 6,3V. 350mA Tel. 01653-2746

T.K. Stereocoder, X-Tal, in kast, geen zelfbouw, FL.150,00 Mengpaneel 5-kanaals FL. 200,00 Hoofdtelefoon FL. 35,00 Sony Tapedeck, 3 koppen, 3 snelheden FL. 200,00 Telf. 04766-2677

T.K. Prof. FM-zender 5 Watt met 80 Watt eindtrap (MRF 245) met ingebouwde (zeer perfecte) stereocoder. Int. Postbus 75 3956 ZS Leersum . Telf. 03434-52487

T.K. Lineair 15W in, 100 W uit met MRF 245 in kast met koeling. Prijs: FL. 360,00 Int. Postbus 8097, 6710 AB Ede.

T.K. 5-traps zender BLY87 en BLY89. Toonregeling en stereocoder voor FL. 175,00 Eindtrap BLX15(ca.130W) met voeding en blower FL. 300,00 Alpina, Postbus 604, 1420 CC Uithoorn. Tel. 02975-61523

T.K. V.T. Kist met afst.eenheid TV5 en voeding compl. FL.650,00 Int. Postbus 435, 7400 AK Deventer

T.K. 7-traps FM zender met stereocoder en voeding. Vraagprijs FL. 175,00 Telf. 015-612185

T.K. VFO zender 40 Watt (MRF238) met preemphasis in kast FL. 300,00 Hycom 3000, HAM Puma 2x120 Kan., Breml BRL200, Voeding Antenne en toebehoren FL.750,00 Tel. 04120-46860 Postbus 464, Oss t.n.v. JUMBO

T.K. T.V.zender 10 Watt, Midland 6001 400 kan. Freq. teller tot 250 MHz. Ant. Moonraker AV 146 Tel. 05243-2761

T.K. V.T.kist compleet. Losse V.T. compleet. Dubbel 807 (dump-zender) en mengpaneel. Int. Tel. 02230-24506

T.K. Jingleset van Radio EUROPA op cassette FL. 10,00 (ca. 45 kwaliteitsjingles) FRM s vanaf Aug. 1980 tot op heden, bod gevraagd alleen in één koop. Ca. 100 st. LP's en 250 singles zend 70ct. postz. voor lijst. Postbus 545, 3430 AM Nieuwegein. (Ook stickerruil).

Gevraagd: FM kristal stuurzender. Tel. 09-3233 158044

FM zenders van alle vermogens. Van 5 Watt tot 150 Watt (grotere vermogens op aanvraag) prijzen: 5 Watt Mono FL. 282,00 Stereo FL. 347,00 . 35 Watt Mono FL.448,00 . Stereo FL.513,00 . Kristal gestuurd 35 Watt Mono FL. 544,00 Stereo FL. 609,00 . Lineair 35 Watt FL. 265,85 . Lineair 50 Watt FL.291,95 . Lineair 90 Watt FL. 425,00 . Lineair FL. 599,00.VOEDINGEN op aanvraag, prijs tussen FL. 98,00 en FL.555,00 (2,4 A. tot 20A.) BUIZEN-zenders 20 Watt compleet met voeding (stekker in het stopcontact en draaien). Prijs: FL. 599,00 (Grottere vermogens op aanvraag). Telf. 03469-1372 Vragen naar Maarten.