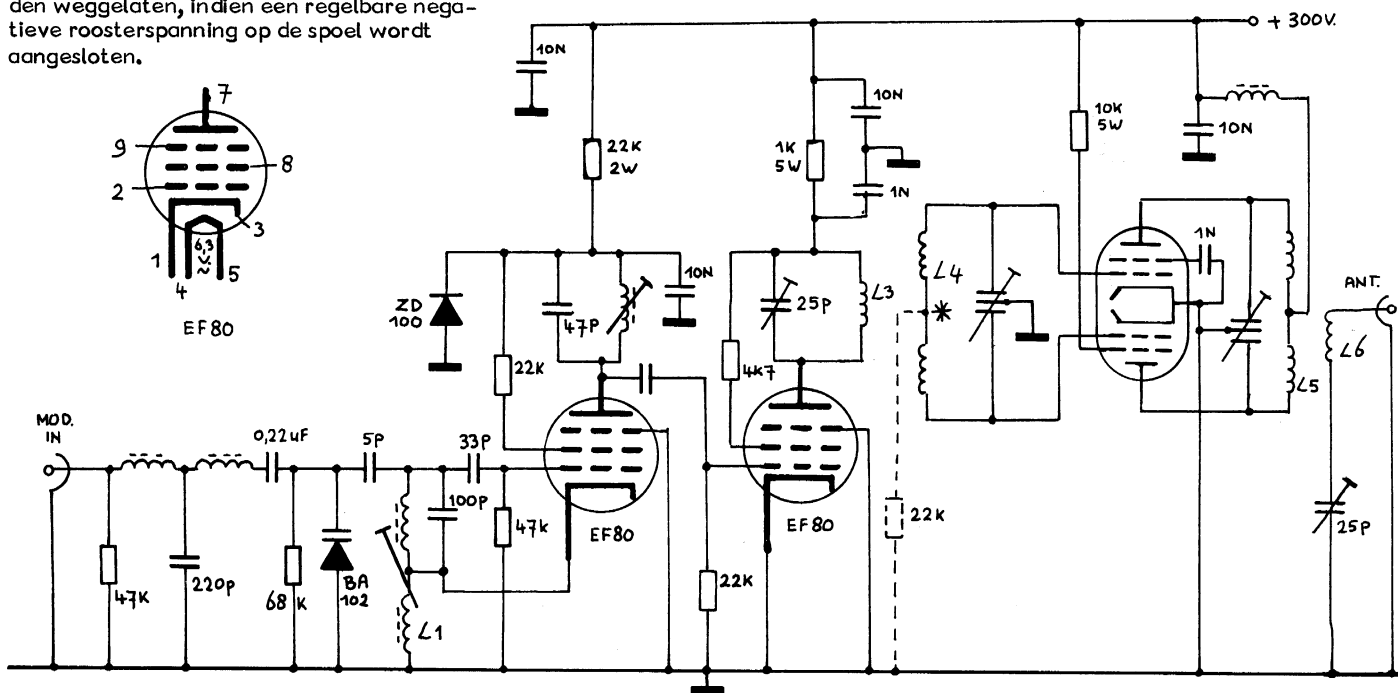


Techniek

4 TRAPS FM-BUIZENZENDER.

De gestippelde weerstand van 22k kan worden weggelaten, indien een regelbare negatieve rooster spanning op de spoel wordt aangesloten.

L3, L4 en L4, L6 vormen een inductieve koppeling.



In navolging op het in 't vorige FRM geplaatste schema van een vermogensregeling voor een QQE 03/12, wil ik jullie nu een goed schema van een 4-traps buizenzender geven. Tevens het schema van een goedwerkende voeding, uiteraard hoogspanning. De buizenzender werkt op een frequentie van 25 MHz. in de stuurroosterkring van de eerste EF 80. In de Anodekring wordt deze freq. verdubbeld naar 50 Mc. om tenslotte in de Anodekring van de tweede EF 80 nogmaals vertweevoudigd te worden naar 100 Mc. Daarna volgt versterking door de "beruchte" QQE, gemakshalve hiervan nogmaals het schema. Op het punt met het sterretje, bij de QQE, wordt eventueel de regelbare negatieve rooster spanning aangesloten.

Voor het afregelen van de oscillator kan men het beste gebruik maken van een frequentieteller of een dipmeter. Meestal heeft een amateur uit je omgeving wel zo'n ding, of je hebt er zelf een, wat natuurlijk helemaal gemakkelijk is.

Overigens kan het voorkomen dat je niet zo veel vermogen uit de QQE krijgt. Er zijn namelijk veel van die dingen, bij-

voorbeeld "Haltron" en "Ultron", die minder power leveren. Ikzelf heb de beste ervaring met de "Philips" buis. Hij is trouwens wel enige tientjes duurder.

Daarentegen gaat hij wel langer mee. Dus het is maar waar je je voorkeur legt.

De voeding spreekt dacht ik wel voor zichzelf en de condensators van de zenders moeten ongeveer 400 Volt kunnen hebben.

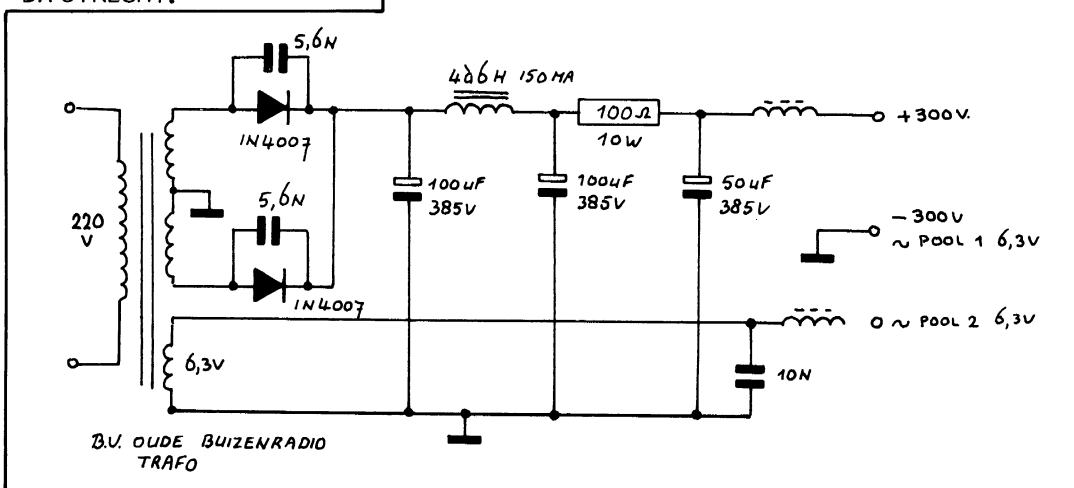
Voorlopig geen stukjes meer van deze zijde omdat ik nu veel met mijn studie bezig ben.

MNL, POSTBUS 19034, 3501 DA UTRECHT.

Spoelgegevens zender

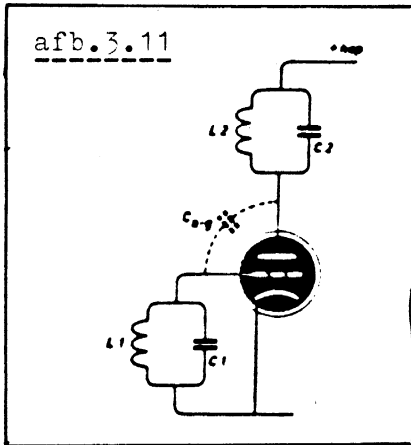
- L1: \varnothing 5 mm. spoelvorm met ferrietkern; 0,4 mm. koper 35 wdg. aftakking op 8 wdg. Geen spatie
- L2: \varnothing 6 mm. spoelvorm met ferrietkern; 0,8 mm. koper 15 wdg. Geen spatie.
- L3: \varnothing 10 mm. 1 mm. verzilverd koperdrad, 4 wdg. Spatie ca. 1 mm.
- L4: \varnothing 10 mm. 1 mm. verzilverd koperdraad; 8 wdg. Spatie ca. 1 mm.
- L5: Idem
- L6: \varnothing 10 mm.; 1 mm. koper. 3 Wdg. Geen spatie.

300 VOLT VOEDING



B.V. OUDE BUIZENRADIO
TRAFO

ZENDERTECHNIEK VOOR DE AMATEUR



De serieschakeling van C1 en C2 samen is dus even groot als de afstemcondensator in de voorgaande schakelingen, zo lazten we in het vorige FRM. Ze zijn echter wel onderling verschillend in waarde om de mate van terugkoppeling in de hand te kunnen houden. Soms ook wordt C2 weggelaten. De kathoderoostercapaciteit (immer, maar onzichtbaar aanwezig) Cg-k van de buis vervult de functie van C2.

De TATG-schakeling

Weer een ander soort schakeling vinden we in figuur 3.11. Dit is de z.g. TATG (Tuned Anode/Tuned Grid) schakeling. Bij deze schakeling zijn wel twee spoelen zichtbaar, maar beide spoelen maken deel uit van een afgestemde L-C-kring terwijl ze niet met elkaar zijn gekoppeld. We behandelen deze schakeling echter niet omdat deze vaak wordt toegepast, maar meer omdat hij vaker optreedt dan ons lief is in diverse schakelingen.

Wanneer we ons even herinneren dat een L-C-kring een Ohmse waarde heeft indien in resonantie, dan zal duidelijk zijn dat wanneer beide kringen op eenzelfde frequentie zijn afgestemd beslist geen oscillatie zal plaatsvinden. Toch zijn de beide kringen met elkaar gekoppeld en wel door de inwendige buiscapaciteit, gevormd door rooster en anode. We noemen deze buiscapaciteit Ca-g. Ca-g maakt dat er a.h.w. een extra parallel-capaciteit C3 over de kring L1-C1 gaat staan, waardoor deze op een lagere frequentie afgestemd wordt, aangenomen dat L1 en L2 aan elkaar gelijk zijn, evenals C1 en C2. De anodekring die tengevolge van de misafstemming van L1-C1 op een hogere frequentie staat afgestemd, gedraagt zich t.o.v. de roosterkring inductief. Het resultaat is dat de wisselstroomweerstand die de anodekring heeft door de terugwerking zich voordoet als een negatieve weerstand. De werkelijke Ohmse weerstand die in L-C de normale demping vormt, wordt nu verminderd met die negatieve weerstand totdat de demping zo gering wordt dat er oscillatie optreedt.

Ik kan me echter voorstellen dat het maar moeilijk "wennen" is aan die negatieve weerstandswaarde. We kunnen het echter ook zo zien, dat over die eerdergenoemde Ca-g een hoge wisselspanning van dezelfde frequentie als over L1-C1 staat, maar dan 180 graden gedraaid in fase. L2-C2 gedragen zich hierdoor dan gewoon als een inductieve weerstand.

Een TATG-schakeling kan voorkomen zonder dat we van plan zijn om de zaak te laten oscilleren. Vaak is dat in een RF of MF (Radio- of Middenfrequent) versterking. Dankzij de aanwezigheid van een schermrooster in de toegepaste buis oscilleert het circuit niet. Is er echter iets mis met de ontkoppelcondensator of is deze te klein en zijn reactantie te hoog bij een bepaalde frequentie, dan hebben we ongemerkt en meestal ongewenst een TATG-schakeling.

De Meissner-schakeling

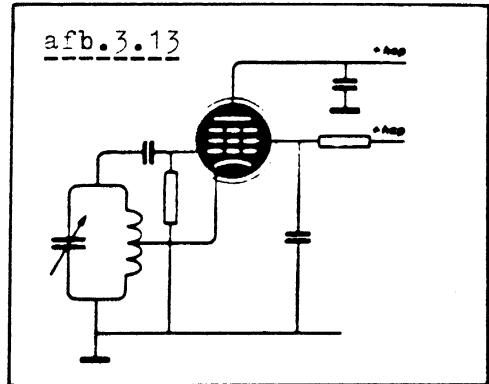
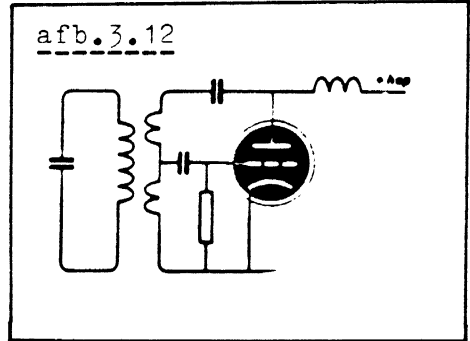
Eén der oudste oscillatorschakelingen is de z.g. Meissnerschakeling. De schakeling wordt echter bijna niet meer toegepast. Deze schakeling staat afgebeeld in figuur 3.12.

Voor het eerst komen we hier een schakeling tegen met een spoel in de kathodeleiding. Zowel de anodespoel als de kathodespoel bezitten geen condensatoren en evenmin zijn ze rechtstreeks met elkaar gekoppeld.

Beide spoelen zijn echter wel gekoppeld met de eigenlijke afstemkring.

De werking van de Meissner is al niet anders als andere oscillatorschakelingen. We nemen aan, dat er bij het inschakelen een stroom gaat lopen.

Deze stroom geeft aanleiding tot de reactantiestroom in de L-C-kring en zal tenslotte uitsterven. Dit gebeurt niet, daar de anodestroom-in-fase- zijn dempingsverminderende ondersteunende werking op de trilling uitoefent.

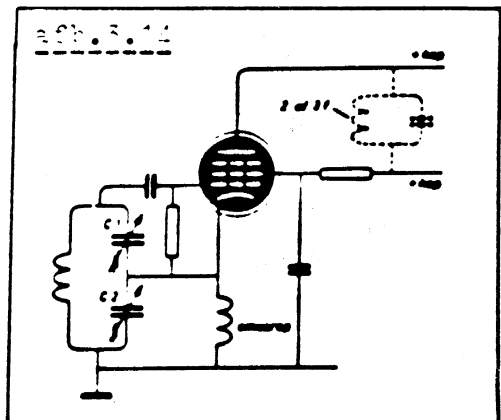


Tenslotte geef ik nog enige schakelingen, waarbij de kathode van de buis niet aan massa ligt, maar min of meer "hot" is. De anode daarentegen is min of meer "cold".

In figuur 3.13 geef ik eerst een E.C.O. (Electron-Coupled Oscillator), gebaseerd op de eerder behandelde Hartly-schakeling. Het bijzondere in deze schakeling is dat alleen het rooster en de kathode betrokken zijn in het oscillatorgebeuren, terwijl de anodekring hier niet bij is betrokken. Wel loopt er een wisselstroom met de frequentie, welke is opgewekt door de rooster/kathodekring via het anodecircuit. Het is zo mogelijk om door in dat anodecircuit een spoel op te nemen de koppeling met een volgende kring tot stilstand te brengen. Hier dankt de schakeling dan ook zijn naam aan. De koppeling tussen de oscillator en volgende trappen is zuiver elektronisch, via de elektronenstroom in het anodecircuit.

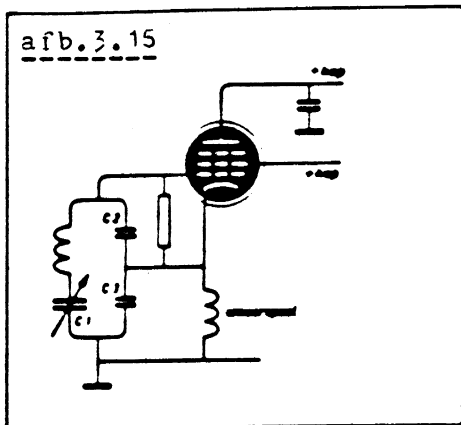
Een ECO-schakeling is aanbevolen, wanneer we in het anodecircuit bijvoorbeeld een L-C-kring willen opnemen welke kan worden afgestemd op een veelvoud van de oscillatorfrequentie, fo. Meestal gebruiken we dan een schermroosterbuis, waarbij het schermrooster met de gebruikelijke ontkoppelc geard is voor RF-trillingen. In de anodekring nemen we dan een L-C-kring op, die we dan kunnen afstemmen op 2 x fo, 3 x fo.

Een ECO laat zich niet alleen met een Hartly verwezenlijken. Ook een schakeling gebaseerd op Colpitts is erg goed te gebruiken. Zie figuur 3.14.



Ook in Colpitts kan een schermroosterbuis een RF-scheiding tot stand brengen. Het afstemmen kan zowel met C1 als C2, maar het werkt het beste en het gemakkelijkste door deze C1's gelijktijdig af te stemmen. We passen een tweevoudige afstemcondensator toe waarvan de waarden van de twee "zijden" aan elkaar gelijk zijn.

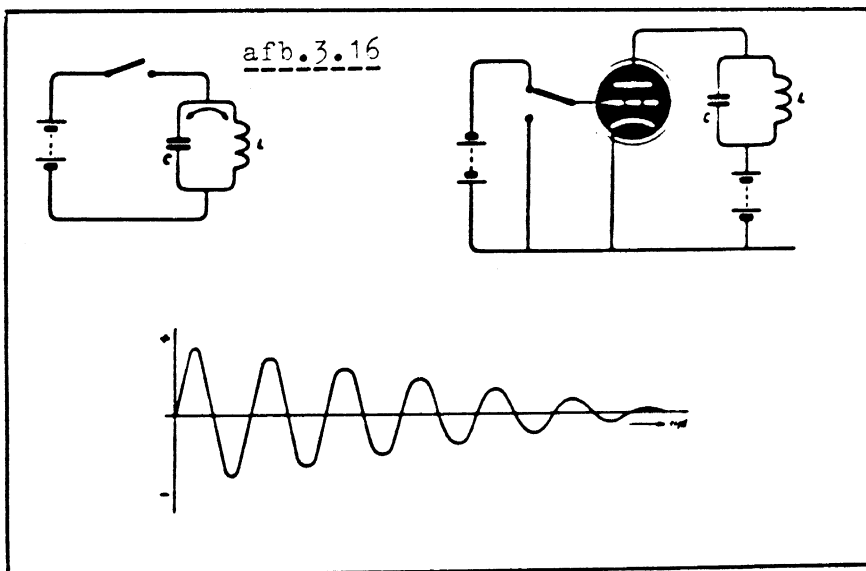
De Colpitts-Eco wordt echter niet vaak toegepast. Het is namelijk bij deze ECO nodig om voor de vereiste stabiliteit zowel met het rooster als met de anode op aftakkingen van de oscillatorspoel te gaan "zitten" en dat is niet bepaald zo gemakkelijk.



Om deze ongemakken te omzeilen wordt er in plaats van de Colpitts-Eco voor een schakeling gekozen waarbij deze aftakking langs capacitive weg wordt uitgevoerd. Deze schakeling heet dan de "Clapp-oscillator", eveneens een ECO, welke in figuur 3.15 staat aangegeven. In deze oscillator geschiedt de afstemming met C1. De condensatoren C2 en C3 zijn niet veranderlijk en even groot. Hun waarde moet 5 à 8 maal zo groot zijn als de waarde van C1 in zijn maximumstand.

Nu we zover zijn, wil ik er nog op wijzen, dat we ook een oscillatie kunnen opwekken door uit een batterij met een schakelaartje stroom toe te laten tot een L-C-kring.

Aan de hand van figuur 3.16 bezien we wat er gebeurt. We sluiten de schakelaar in ons schakelingetje en laten hem zo staan. Er treedt oscillatie op, waarbij de energie van spoel naar condensator overgaat. Dit "spel" gaat echter vrij spoedig uitsterven, daar door de demping bij elke heen en weer gaande stroombeweging wat van de energie wordt opgesoupeerd en in de vorm van warmte vrijgemaakt. We spreken in dit geval over een gedempte trilling. Denk in dit verband maar aan een schommel of aan de slinger van een klok. De schommel en de slinger zwaaien, nadat er een stevige duw tegenaan is gegeven een aantal keren heen en weer en gaan uiteindelijk weer stilhangen. Eén ding staat echter vast: de frequentie waarmee de slinger of de schommel heen en weer zwaait! De "grootte" van de "zwaai" (ofwel de amplitude) neemt echter af. Welnu, dit gaat ook op bij een L-C-kring welke door een energiestootje wordt aangestoten.



Het verschil tussen onze schommel en/of slinger en onze L-C-kring is echter, dat de "slingertijd" van de schommel en de slinger wordt bepaald door hun lengte en de "slingertijd" van de L-C-kring wordt bepaald door zelfinductie en parallelcapaciteit.

"Slingertijd" en Frequentie zijn zeer streng aan elkaar gekoppeld, maar nu komt dan de vraag hoe we de frequentie constant kunnen houden.

Bij de slinger van een slingeruurwerk bijvoorbeeld maken we de slinger van een materiaal, dat een zeer geringe uitzetting vertoont bij temperatuursverhogingen. Bij buis- en transistor-oscillatoren speelt deze temperatuur een vrij grote rol, daar condensatoren en spoelen zonder verloop van capaciteit en zelfinductie nog niet zijn uitgevonden en waarschijnlijk nooit zullen bestaan.

Gezien dit gegeven zullen we het op een ander gebied moeten zoeken. Het antwoord wordt meestal gevonden in de constructie van oscillatoren, waarbij ernaar wordt gestreefd de warmte zoveel mogelijk buiten de L-C-kring te houden.

We kennen echter wel condensatoren met een tegengesteld verlopende capaciteitsverandering bij temperatuursverhogingen. Deze zogenaamde compensatiecondensatoren schakelt men nu parallel aan de L-C-kring.

De voornaamste punten om een stabiele frequentie te realiseren zijn echter:

- Ervoor te zorgen, dat de spanning niet fluctueert, waartoe we dus de voeding dienen te stabiliseren.
- Ervoor zorgen dat er een mechanisch stevige opbouw wordt gerealiseerd van de oscillatorschakeling. Zo maken we spoelen van zo dik mogelijk draad of gebruiken we bijvoorbeeld keramische spoelvormen waaromheen de spoel wordt gewikkeld en waarvan we de windingen desnoods vastplakken en voor afstemcondensatoren met een mechanisch stevige constructie.
- dat we de oscillator zo licht mogelijk belasten.
- en tenslotte zorgen voor een voldoende lage L-C-verhouding, wat zoveel inhoudt dat L vrij klein en C vrij groot dient te zijn. Dit vereist een vrij sterke terugkoppeling, gelijk ik eerder in dit hoofdstuk reeds beschreef.

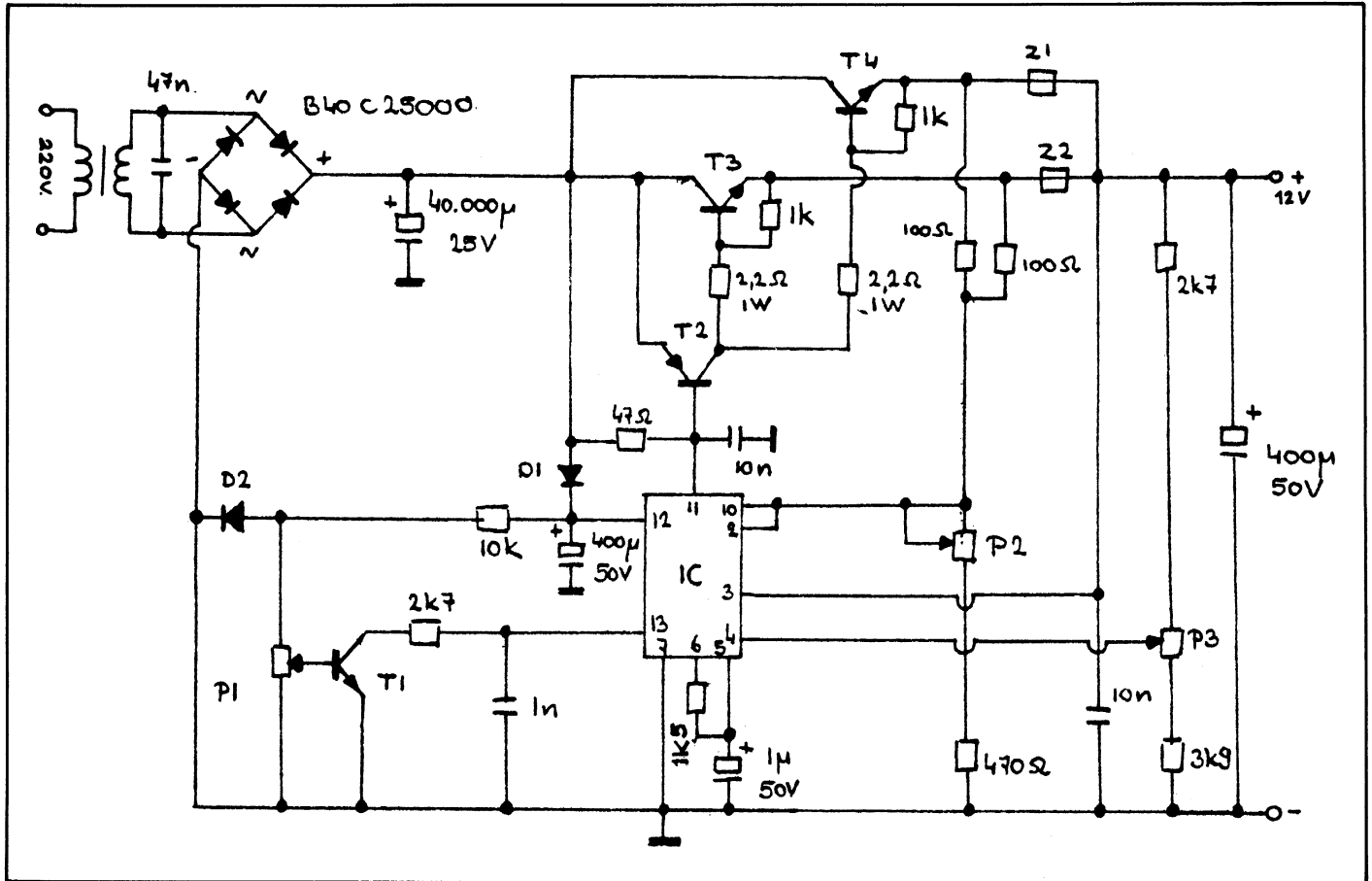
GEERT (A.S.S.H.).

"Zendertechniek voor de Amateur" is een serie van de A.S.S.H. oftewel Amateur Schema Service. Voor vragen, inlichtingen, kritiek e.d. betreffende deze serie kan men terecht bij:

Postbus 360,
1700 AJ Heerhugowaard.

Aanvraag van voorhanden zijnde schema's: grote, gefrankeerde en geadresseerde enveloppe. Schriftelijke reacties worden alléén beantwoord, als een antwoordzegel is bijgesloten.

GESTABILISEERDE VOEDING : 12 V. / 20 Ampère



Hierbij het schema van een gestabiliseerde voeding van 12 V. bij een stroom van 20 Amp. Deze voeding kan zeer goed gebruikt worden bij de lineairs uit het juli/augustusnummer van het FRM.

Enige technische bemerkenswaardigheden: het spanningsverschil tussen nul en maximale belasting is ca. 0,2 V. De rimpelspanning bij volle belasting minder dan 1% en de ingebouwde thermische beveiliging kan worden ingesteld tussen 20 en 180° C.

De eindtransistoren T3 en T4 moeten zeer goed gekoeld worden. Met P1 kan men de thermische beveiliging instellen die de eindtransistoren beveiligd tegen oververhitting.

Potentiometer P2 is voor het instellen van de stroombegrenzing en P3 tenslotte is voor het regelen van de uitgangsspanning tussen 11,5 V. en 13,8 V.

De trafo heeft een secundaire spanning van ca. 20 V. en voor de bedrading, waar de volle stroom doorloopt, moet men dik draad nemen.

Veel succes met het bouwen en nog veel zendplezier.

En de redactie: succes met jullie blad en misschien dat er iets meer techniek in kan, want dat is namelijk erg interessant.

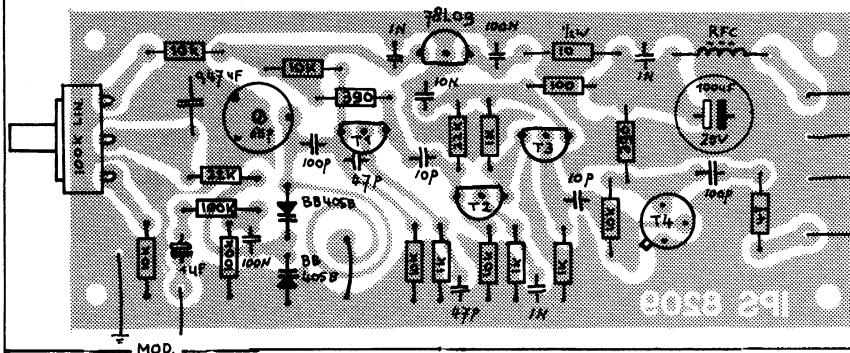
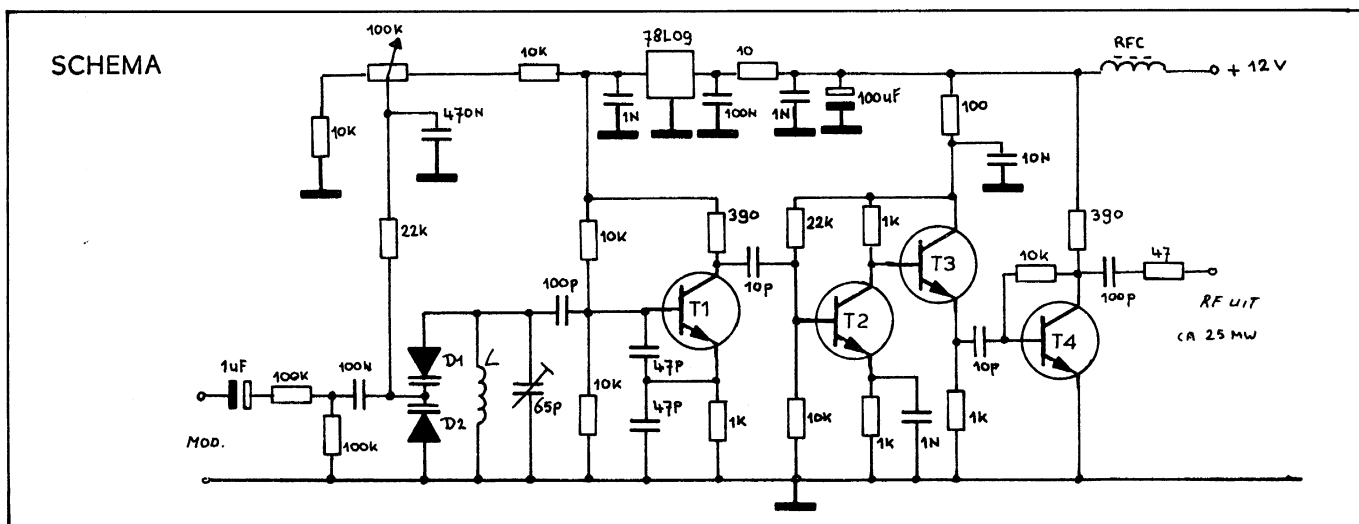
SANTIAGO - WYCHEN (Gld).

ONDERDELENLIJST:

Z1	-	15 A.
Z2	-	15 A.
T1	-	transistor 2N5494
T2	-	transistor TIP 30 C
T3	-	transistor 2N3772
T4	-	transistor 2N3772
IC	-	uA 723
D1	-	1N4001
P1	-	potentiometer 10k lin.
P2	-	potentiometer 10k lin.
P3	-	potentiometer 1k lin.

5 Watt FM-Zender 88-108 MHz.

Nu al een nieuw ontwerp, en wel om de volgende redenen: A, De vele vragen om een regelbare oscillator i.p.v. de in het Februari nummer geplaatste vaste osc. en B, een nieuwe stuurzender om aan de vraag naar een eenvoudiger af te regelen ontwerp te voldoen. De vorige stuurzender gaf bij de minder ervaren bouwers nogal wat problemen met het afregelen.



- D1, D2 - BB405B
- T1, T2, T3 - BF 199
- T4 - 2N3866
- RFC - 6-gats varkenssnuitje

COMPONENTENOPSTELLING

DE OSCILLATOR

De osc. schakeling bestaat uit een VFO met T1 en 2 varicapdiodes, die zowel voor de frequentie-regeling d.m.v. een regelspanning als de modulatie zorgen. Het regelbereik is afhankelijk van de gebruikte varicaps. Bij de hier gebruikte BB405B is het regelbereik ca. 4 MHz. Andere varicaps kunnen zonder meer toegepast worden en hebben alleen invloed op het regelbereik, dat dan groter of kleiner wordt. Er is gekozen voor 2 varicaps om de modulatie een beter lineair verloop te geven. De spoel is op de print geëtst om de stabiliteit te verhogen; eveneens hiervoor is de 78L09 spanningsstabilisator, die de spanning op T1 op 9 volt houdt. Na de osc. een buffertrapje met T2 en T3 gevolgd door een breedbandversterker rond T4, die het uitgangssignaal gelijk maakt aan dat van de eerder geplaatste kristalosc. en eventueel later te plaatsen osc. schakelingen (b.v. PLL) zodat alles onderling uitwisselbaar wordt. De potmeter is op de print ondergebracht, maar kan uiteraard elders los geplaatst worden. De output is ca. 25 mW en de weerstand van 47E aan de uitgang dient ter bescherming van de laatste transistor tegen evt. kortsluiting van de uitgang. De osc. moet apart worden ingebouwd in een metalen kastje waarbij de voeding d.m.v. een doorvoercondensator naar de print moet worden gebracht.

De printen zijn te bestellen bij:

Alfred Debels, Postbus 10252, 1001 EG Amsterdam.

Giro: 909515

Tel. 020-320807

De osc. print kost Fl. 16,00 en de dubbelzijdige

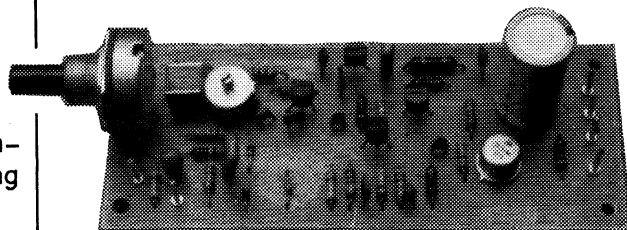
stuurzenderprint kost Fl. 25,00

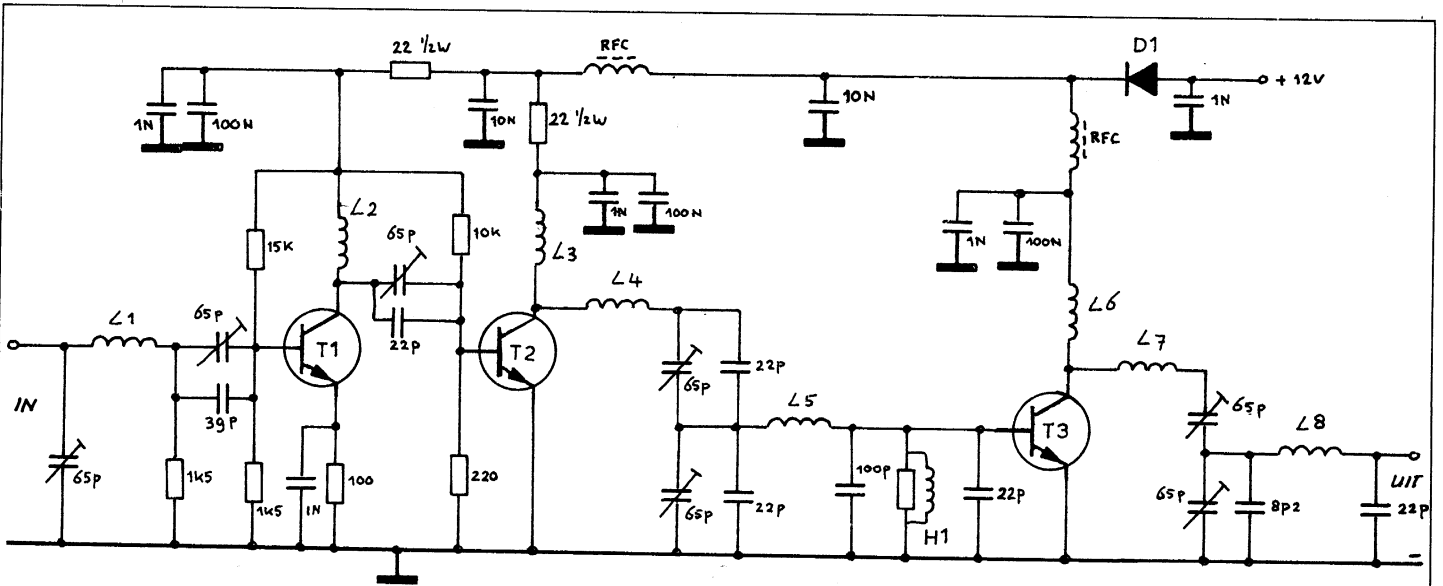
Deze prijzen zijn inkl. BTW en verzendkosten. Bij verzending onder rembours wordt Fl. 8,50 extra in rekening gebracht.

Bouwpakketten en gebouwde printen van deze twee schakelingen zijn verkrijgbaar bij:

Asian Electronics, Papaverhoek 22, Amsterdam

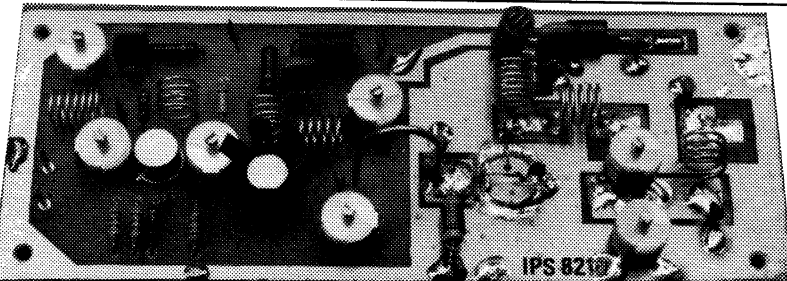
ZIE ADVERTENTIE ELDERS IN DIT BLAD VOOR PRIJZEN.





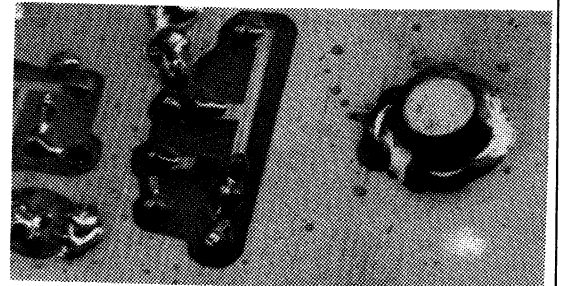
DE STUURZENDER.

Dit ontwerp is totaal gewijzigd. Er is gekozen voor minder transistors, echter wel types met een hogere versterking op frequenties rond 100 MHz. De ingangsevoeligheid is ca. 10 mW, maar door op de ingang een weerstand van 1K5 te plaatsen is deze beschermd tot ca. 100 mw.



De gebruikte transistoren zijn wel iets duurder in aanschaf dan de gebruikelijke BF199 of 2N918, maar door het kleinere aantal en de kleinere print wordt het totaalbedrag voor deze schakeling toch aanzienlijk lager. Om het afstemmen van de stuurzender op harmonischen te voorkomen zijn over de trimmers parallelcondensators geplaatst en om parasitair oscilleren tegen te gaan zijn alle ontkoppelcond. dubbel uitgevoerd (100N + 1N).

De print is weer dubbelzijdig uitgevoerd om veel massa te verkrijgen die tevens dient om de laatste transistor voldoende te koelen. De SD1127 moet ondersteboven in de print worden gemonteerd en zowel aan de boven- als aan de onderzijde worden gesoldeerd.

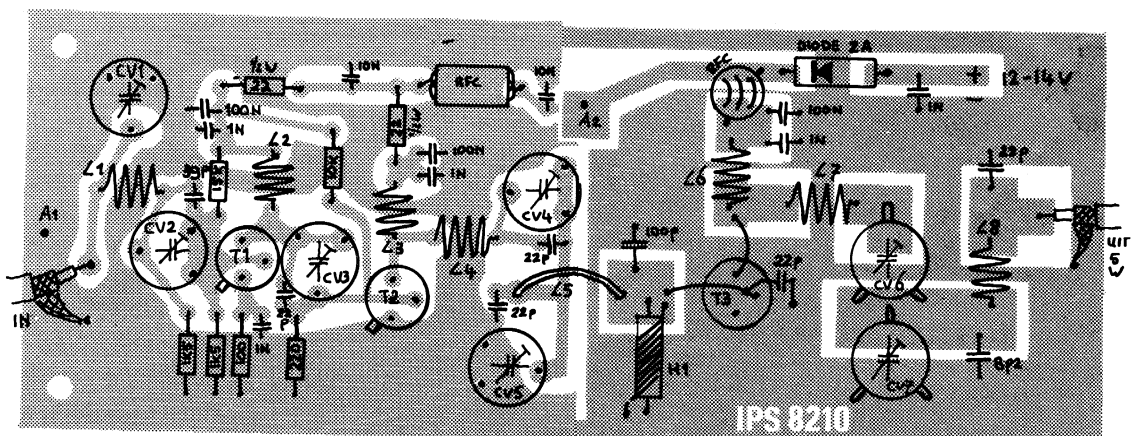


Door een andere basisinstelling van de SD1127 kunnen nu de trimmers bijna geheel rondgedraaid worden zonder dat dit de bekende rotzooi veroorzaakt; wat het afregelen wel zeer eenvoudig maakt. Op de punten A1 (massa) en A2 (plus) moet de onder- en de bovenzijde van de print worden doorgesoldeerd met een stuk draad.

AFREGELLEN

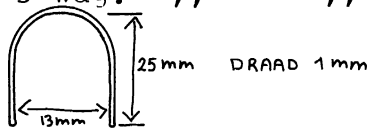
Als alles gebouwd en aangesloten is, de osc. op de gewenste freq. zetten en de trimmers van de stuurzender in de volgende stand:

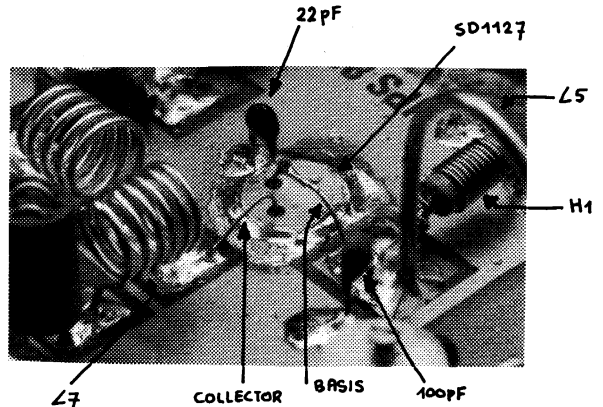
- CV1 - geheel open
- CV2 - geheel dicht
- CV3 - 1/2 open
- CV4 - dicht
- CV5 - 1/2
- CV6 - 1/2
- CV7 - 1/2



CV1,3,6 en 7 dan in deze volgorde afregelen op max. vermogen, daarna CV1,3,5,6 en 7 nogmaals. Tot slot CV6 en 7 nog wat bijregelen.

T2 moet gekoeld worden met een kleine koelster, en wel zo, dat deze de spoelen niet raakt. De stuurzender moet zó worden ingebouwd, dat de SD 1127 de (metalen) behuizing raakt. Let daarbij wel op dat de draadeinden kort genoeg afgeknipt zijn, want deze mogen de kast niet raken.

- D1 - diode 2A
- T1, T2 - 2N4427
- T3 - SD 1127/MRF 237
- H1 - 15 wdg. geëmailleerd koperdraad 0,5 mm. gewikkeld op 22 Ohm 1 Watt koolweerstand.
- L1 - 7 wdg. \emptyset 6mm. draad 0,8 mm.
- L2 - 4 wdg. \emptyset 6mm. " "
- L3 - 4 wdg. " " " "
- L4 - 5 wdg. " " " "
- L5 -  25mm DRAAD 1mm
- L6 - 6 wdg. \emptyset 6mm. draad 0,8 mm.
- L7 - 5 wdg. " " " "
- L8 - 4 wdg. " " " "



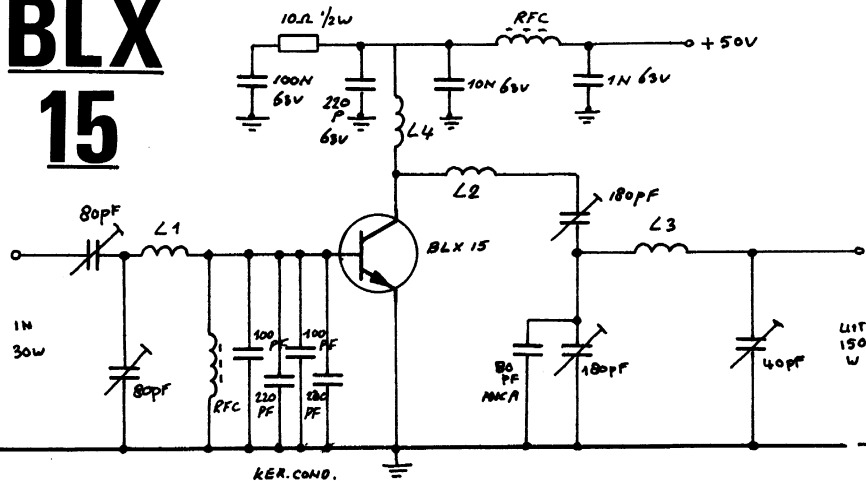
LET OP. Er zijn op het ogenblik transistoren 2N4427 in de handel van het merk TIC, die niet werken op freq. rond 100 MHz. Let op het merk bij de aanschaf.



Betreft schema juli/augustusnummer FRM van de MRF 245/SD 1441 op pagina 39:

H1 moet gewonden worden met 0,5 mm. geëmailleerd koperdraad en niet met 0,3 mm.

BLX 15



L1: 2 wdg. \emptyset 9 mm. L4: 3 wdg. \emptyset 8 mm L2: 2 wdg. \emptyset 10 mm
SPOELDRAAD L1 1 mm. L4 1,5 mm. L3: 4 wdg. \emptyset 6 mm

150W./50V.

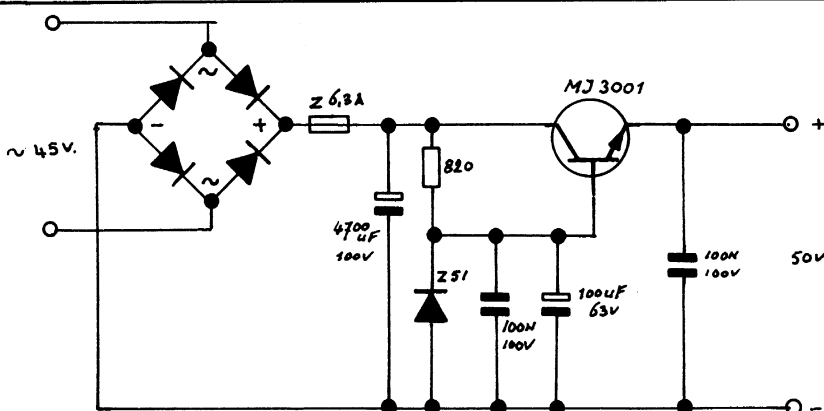
Door Aselcom wordt een bouwpakket geleverd voor de BLX 15. Deze transistor levert op 100 Mhz. een vermogen van ruim 150 Watt bij een input van ca. 30 Watt.

Daar de voedingsspanning nogal hoog ligt -50 Volt- is tevens een printje verkrijgbaar voor een eenvoudige voeding, met thermische beveiliging.

De schakeling rond de BLX-15 is de klassieke opbouw, welke meestal probleemloos werkt; de voeding is erg eenvoudig en niet kortsluitvast, dus enige voorzichtigheid is geboden, maar het geheel werkt zonder moeilijkheden.

Uiteraard bij deze vermogens weer noodzakelijk een zeer forse koeling voor zowel zendtor als voedings-transistor; een fikse trafo en veel frisse lucht.

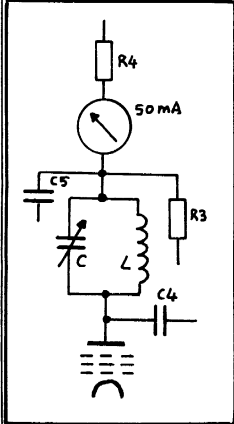
Asian Electronics levert voor dit linear de printen en alle benodigde onderdelen in bouwpakketvorm. Tevens zijn leverbaar de (ringkern) trafo, koelmateriaal en eventueel de blower enz. (Zie adv. elders in dit blad).



REAKTIE

15 Watt kortegolfzender:

Toevallig kreeg ik FRM juni in handen en als "ervaren" M.G. amateur wilde ik even reageren op het artikel over de 15 Watt KG-zender van Radio Boston uit Finland. Ik neem aan dat al dat vertalen niet vlekkeloos is verlopen, zodat ik ook enkele foutjes ontdekt heb welke de werking van dit schema zeer nadelig kunnen beïnvloeden. Tevens heb ik ook nog enkele verbeteringen.



1e. Smoorspoel RFC2 moet beslist vervangen worden door een parallelschakeling (resonantiekring) van spoel en een variabele condensator. Om de storingen op andere frequenties zoveel mogelijk te onderdrukken (vooral op de korte golf). De variabele condensator moet ca. 75 pF zijn en de spoel kan men het best wikkelen op een spoellichaam van 10 mm. doorsnee; ca. 10 windingen Cul. draad, doorsnede 0,4 mm.

Windingen tegen elkaar leggen.

Het afregelen geschiedt als volgt: plaats een 50 mA gelijkstroom meetinstrument tussen R4 en knooppunt C5, R3 en resonantiekring. Verdraai de variabele condensator totdat de meter een zo laag mogelijke waarde aangeeft. De kring is dan in resonantie en de eventuele harmonischen zijn nu zoveel mogelijk onderdrukt. Ook het gewenste RF-sig-naal is nu groter geworden op C4. Reageert de meter niet op het draaien aan de condensator, dan enkele windingen meer of minder nemen.

2e. M1 is natuurlijk de modulatietrafo van een oude buizenradio en niet de luidspreker.

3e. Voor R6 is geen waarde gegeven, maar 10 kOhm/ 5 Watt voldoet uitstekend. Verder voor C4 geen 470 pF nemen, maar 100 pF om zoveel mogelijk stoorpulsen te vermijden, die via C4 in de eindtrap ook nog eens versterkt zouden worden.

4e. Een fout is gemaakt bij het afregelen van de eindtrap: men plaatst een 100 mA meter tussen de modulatietrafo en RFC3. Met C9 wordt de eindtrap afgeregeld, zodat de mA meter weer zo laag mogelijk uitslaat. Met C10 wordt de antenne-aanpassing juist ingesteld.

Indien men een voltmeter over de anode van de eindbuis zou zetten om te meten heeft men een foutieve meting, omdat op de anode een hoogfrequente wisselspanning aanwezig is. Dit is met een gewone meter niet te meten en dus zeer onnauwkeurig. Niet toepassen, dus.

5e. Er zijn twee typen antennes mogelijk, n.l. de beschreven halvegolfdipool met coax en de bekende langedraadantenne, ofwel kwartgolf L antenne. De formule voor het berekenen van de totale lengte voor de halve golf dipool moet natuurlijk

$$\frac{\lambda}{2} \times 0,95 \text{ zijn.}$$

λ = golflengte in m.
0,95= verkortingsfactor
De isolator komt precies in het midden van de totale anten-nelengte.

Een antenne die zich gemakkelijker laat aanpassen is de kwartgolf L-antenne.

De lengte van deze anten-ne is:

$$\frac{\lambda}{4} \times 0,95$$

De golflengte is te bereke-nen door:

$$= \frac{300.000}{\text{frequentie}}$$

λ = golflengte in m.

Freq.=zendfreq.in kHz

Als men de L-antenne toepast kan men bij de afregeling gebruik maken van een hoog-

frequent Ampèremeter (hittedraadinstr.) van ca. 1 A. volle schaal. Deze plaatst men tussen de ant.uitgang en de toevoerleiding naar de antenne. Met C10 wordt de antennestroom zo groot mogelijk ingesteld.

I.p.v. een antennemeter kan men ook een autolamp (6 V- 15 W.) nemen. Weer afregelen totdat de lamp zo fel mogelijk brandt.

Bij het zenden moet de lamp natuurlijk weer verwijderd worden, omdat deze anders alle opgewekte e-nergie op zou slokken. Een antennemeter gebruikt praktisch niets en kan dus gerust blijven zitten.

Tot slot:

de beste afregeling is die, waarbij de anodestroom van de eindbuis zo laag mogelijk is en de antenne-stroom zo hoog mogelijk.

Als de L-antenne wordt gebruikt moet de zender aangesloten worden op een goede aarde, bijv. enkele koperen buizen in de grond, waarbij de verbinding tussen chassis van de zender en de aardpinnen zo kort mogelijk moet zijn, anders werkt de zender niet goed en blaas je de eindbuis op.

Ik hoop, dat ik hiermee een steentje heb bijgedragen tot het KG-gebeuren.

Met vriendelijke groeten,

BERG.

MARCEL, p/a POSTBUS 114, 7040 AC 's HEEREN-

ZENDERS JINGLES TV./VIDEO
ONTVANGERS STUDIO'S BOUWPAKKETTEN
ANTENNES ONDERDELEN
PLATEN

?

ADVERTEREN IN HET FRM !!

deze ruimte kost slechts fl. 50,- Tel. 327464

ANTENNES

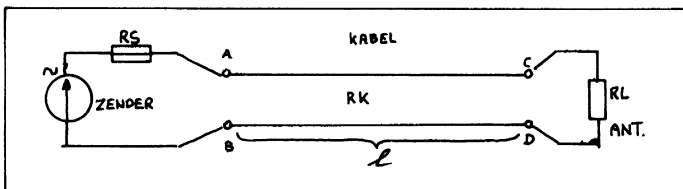
Reakties

7 el. antenne Robin Hood

Onlangs liet een collega mij een nummer van uw blad lezen -het juninummer '82- en hij was nogal verbaasd over de reacties van sommige lezers. Het betreft hier nl. de ingezonden artikelen van de heren "Oxygene" uit Alphen aan de Rijn en "Donald Duck" uit Beilen. Deze heren gaven nogal wat kritiek n.a.v. het artikel van "Robin Hood" over een 7-element antenne. Hij was van mening, dat de parasitaire elementen van de z.g. "Yagi-antennes" elektrisch geïsoleerd mochten worden opgesteld. De twee bovengenoemde heren lieten echter duidelijk blijken het met deze denkwijze niet eens te zijn.

Graag zouden wij -mijn collega en ik- de reden(en) voor het afkeuren van de theorie van Robin Hood toegelicht willen zien, want -naar onze bescheiden mening- doet zich bij een correct aangepaste en correct opgestelde Yagi-antenne de volgende situatie voor: de meerkundige en tegelijkertijd elektrische middens van de parasitaire elementen zijn uit symmetrie-overwegingen spanningsloos. Aangezien de middens van de elementen en de dragersstang een gelijk potentiaal hebben (wat RF-spanningen betreft tenminste), mogen deze onderling elektrisch worden doorverbonden, doch dit is niet noodzakelijk; alleen uit mechanisch oogpunt is dit praktischer. Ook het midden van de gevouwen dipool mag ongeïsoleerd aan de dragersstang worden bevestigd. Gaarne hierover enige uitleg, wat er aan mijn theorie verkeerd zou zijn.

Verder nog iets over de lengte van de voedingskabel en de daarmee samenhangende SWR: een langere kabel tussen zender en antenne geeft natuurlijk een betere SWR! Dit wil echter niet zeggen dat het door de antenne uitgestraalde vermogen ook groter wordt. Aan de hand van onderstaand voorbeeld wil ik dit verduidelijken.



Stel: de kabel verzwakt over de lengte l 3 dB en de SWR, gemeten bij de punten C en D, is 10. We nemen aan, dat de zender goed aan de kabel is aangepast. ($R_s = R_k$). Verder stellen we het door de zender geleverde vermogen gelijk aan P_s . Als gevolg van de kabeldemping bereikt slechts 0,5 P_s de antenne. Als gevolg van de SWR van 10 krijgen we een reflectiefactor

$$r = \frac{10 - 1}{10 + 1} = \frac{9}{11}$$

Dit geeft een doorlaatfactor van

$$k = 1 - \left(\frac{9}{11}\right)^2 = 0,33$$

Het uitgestraalde vermogen bedraagt daarom 0,33 - 0,5 P_s = 0,165 P_s . Op de "heenweg" is dus 0,5 P_s in warmte opgegaan in de kabel. Het gereflecteerde vermogen bedraagt dus $(1 - 0,33) - 0,5 P_s$ = 0,335 P_s . Als gevolg van de kabeldemping komt de helft hiervan bij de zender (en SWR-meter) terug; dit is dus 0,5 - 0,335 P_s = 0,168 P_s . Dit wordt in de eindtransistor weer omgezet in warmte.

Stellen we nu de voorwaartse spanning U_v , dan is de gereflecteerde spanning: $\sqrt{0,168}$. $U_v \cdot S$ is dan:

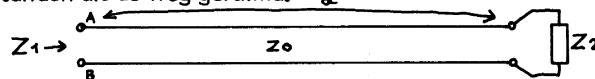
$$S = \text{SWR} = \frac{1 + \sqrt{0,168}}{1 - \sqrt{0,168}} = 2,39$$

Conclusie: het door de zender geleverde vermogen is bijvoorbeeld 1000 Watt. Het uitgestraalde vermogen bedraagt dan 165 Watt, terwijl er 167,5 Watt bij de zender terugkomt (dit wordt niet teruggereflecteerd, want $R_s = R_k$) en omgezet wordt in warmte, de rest van het vermogen wordt door de kabelweerstand omgezet in warmte (kabel verliesweerstand), dit is 667,5 Watt. De SWR aan het begin van de kabel is dus meer als een faktor 4 lager dan de SWR bij de antenne. Dit is dus geen meetfout.

Als men dus verzekerd wil zijn van een goede SWR bij de zender dan neemt men eenvoudig een oneindig lange kabel van dezelfde waarde als de zenderimpedantie.

De SWR is dan gegarandeerd 1. Men zal niemand storen en bovendien mag de antenne iedere impedantiewaarde hebben. Een pracht van een dummeload dus!

Nog even iets over de hele en halve golflengten van de voedingskabel: met deze formule worden denk ik heel wat misverstanden uit de weg geruimd.



Z_1 = Impedantie, die "gezien" wordt tussen punten A en B
 Z_0 = Karakteristieke impedantie van de voedingslijn
 Z_2 = Belastingimpedantie
 d = Lengte van de voedingslijn in golflengtes

$$Z_1 = Z_0 \frac{Z_2 + jZ_0 \tan 2\pi d}{Z_0 + jZ_2 \tan 2\pi d}$$

De bijzondere gevallen doen zich voor $d = \frac{1}{4}, \frac{3}{4}, 1\frac{1}{4}$ etc.

$$Z_1 = Z_0 \frac{Z_2 + jZ_0 \tan 1/2 \pi}{Z_0 + jZ_2 \tan 1/2 \pi} = Z_0 \frac{Z_0}{Z_2} = \frac{Z_0^2}{Z_2}$$

ofwel $Z_0^2 = Z_1 \cdot Z_2 \Rightarrow Z_0 = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$ (1/4 λ transformator)
 $d = 1/2, 1, 1\frac{1}{2}$ etc.

$$Z_1 = Z_0 \frac{Z_2 + jZ_0 \tan \pi}{Z_0 + jZ_2 \tan \pi}$$

$$Z_1 = Z_0 \frac{Z_2 + 0}{Z_0 + 0} = Z_2.$$

Dus bij 1/4 λ kunnen we aanpassen met kabel of hiermee een goed filter maken voor even harmonischen. Neem $Z_2 = 0$ (kabel aan het eind kortgesloten).

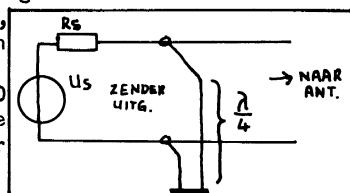
Dus: $Z_0^2 = Z_1 Z_2 \Rightarrow Z_1 = \frac{Z_0^2}{Z_2} = \frac{Z_0^2}{0}$ voor f_0 dus oneindig

en voor de dubbele frequentie is d een halve golflengte.

$Z_1 = Z_2 = 0$

Dus het kortgesloten stuk $\frac{\lambda}{4}$ kabel is open voor de "werkfrequentie" en vormt een kortsluiting voor de 2e harmonische.

Voor $d = 1/2$ geldt dus $Z_1 = Z_2$, men kan dan bijvoorbeeld een 120 Ohms zender met een $\lambda/2$ 50 Ohm kabel goed aan een 120 Ohms antenne aanpassen. De impedantie van de kabel is hier dus niet meer belangrijk.



Voorts bestaan er bij sommige mensen nogal wat misverstanden omtrent het verschijnsel van de "spiegelfrequenties". Herhaaldelijk wordt er door de heren "technici" beweerd, dat "spiegelfrequenties" ontstaan door een slechte SWR of in het algemeen een slechte zender. Dit is echter niet het geval: spiegelfrequenties worden niet door een zender geproduceerd, maar wel door een (slechte) ontvanger. Een eenvoudig voorbeeld maakt dit duidelijk. Stel: onze radio staat afgestemd op 545 kHz. Onze ontvanger heeft dan zijn oscillator afgestemd op 545 + middenfrequentie = 545 + 455 = 1000 kHz. Maar op frequentie 1455 kHz. zendt een andere zender uit. Deze frequentie komt onze ontvanger binnen en mengt met het 1000 kHz. oscillatorsignaal. Gevolg: 1455 + 1000 = 2455 kHz. Dit wordt niet door het MF-filter gelaten, maar wel 1455 - 1000 = 455 kHz.! Zo komt het dat we, indien de ingangstrap niet selectief genoeg is, twee zenders door elkaar kunnen horen. De ontvangstfreq. gespiegeld t.o.v. de oscillatorfreq. geeft een nieuwe ontvangstfreq.: de spiegelfrequentie.

Toch zullen sommigen onder u beweren: "ik kan die piraat op wel 10 plaatsen ontvangen in de FM band!". Dit komt door laagfrequentuïtslingeren of -oscillatie in zendertrap. Het HF-sigitaal stoot bv. een in de zender gevormde trillingskring (meestal door smoorspoeltjes en ontkoppelcondensators opgebouwd) aan. Deze slingert uit of oscilleert op een frequentie van bv. 1 MHz. Dit geeft -gemengd met de zenderfrequentie van bv. 100 MHz.- avast bijproducten van 99 en 101 MHz. De volgende versterkertrap krijgt te veel meekoppeling, bv. door een onjuiste opstelling en begint te slingeren of oscilleren op 95 MHz. Gevolg: bijproduct op 95 MHz. Verschilproduct op 5 MHz. Samen met de andere producten en de niet-lineairiteit van de componenten, een flink rommeltje dus.

Ik hoop dat ik hierop tenminste van de eerdergenoemde heren "Oxygene" en "Donald Duck" een reactie krijg. Reacties van andere lezers zijn uiteraard ook welkom. Allen via FRM? dan steken de lezers er ook nog wat van op.

ANJA v.d.STEEG, VREDERUSTLAAN 116, DEN HAAG.

Naar aanleiding van de reactie van "Donald Duck" over het verlies in de antennekabel, wil ik hier een wat uitgebreidere tabel geven:

OPMERKINGEN BIJ DE TABELLEN:

- De demping hangt af van de frequentie. Hoe hoger de frequentie, hoe groter de demping, hoe lager het maximale toelaatbare vermogen.
- Het verschil tussen /U, A/U, B/U en C/U is het verschil in de gebruikte soort kunststof buitenmantel. De elektrische eigenschappen zijn veelal hetzelfde, tenzij anders is aangegeven.
- De verkortingsfaktor wordt ook wel "snelheidsfaktor" genoemd. Deze verkortingsfaktor wordt gebruikt om de werkelijke lengte toe te passen.

73's. THE HAMMER - ROTTERDAM.

TABEL 1

Nominale impedantie (Zk) tussen 50 en 59 ohm.

RG-nummer	nom. imp. Zk (ohm)	verkort. faktor	capaciteit per meter (pF/m)	toelaatbare spanning (volt)	demping in dB per 10 meter		
					max. toelaatbaar verm. P in watt		
					100 MHz	dB	P
5A/U	50	0.66	95	3000	0.886		550
5B/U	50	0.66	95	3000	0.886		550
8 /U	52	0.66	97	5000	0.623		975
8A/U	52	0.66	97	5000	0.623		975
9 /U	51	0.66	99	5000	0.755		780
9A/U	51	0.66	99	5000	0.755		780
9B/U	50	0.66	99	5000	0.755		780
10 /U	52	0.66	97	5000	0.623		975
10A/U	52	0.66	97	5000	0.623		975
21 /U	53	0.66	95	2700	4.27		115
21A/U	53	0.66	95	2700	4.27		115
55 /U	53.5	0.66	94	1900	1.58		480
55A/U	53.5	0.66	94	1900	1.58		480
55B/U	53.5	0.66	94	1900	1.58		480
58 /U	53.5	0.66	97	1900	1.51		300
58A/U	52	0.66	95	1900	1.61		290
58C/U	52	0.66	95	1900	1.61		290
122 /U	50	0.66	96	1900	2.3		65
142B/U	50	0.695	93.5	1900	1.28		1800
174 /U	50	0.66	99	1500	2.92		110
178A/U	50	0.695	93.5	1000	4.59		240
178B/U	50	0.695	93.5	1000	4.59		240
188 /U	50	0.695	95	1200	3.74		400
188A/U	50	0.695	95	1200	3.74		400

RG-nummer	nom. imp. Zk (ohm)	verkort. faktor	capaciteit per meter (pF/m)	toelaatbare spanning (volts)	demping in dB per meter		
					max. toelaatbaar verm. P in watt		
					100 MHz	dB	P
196 /U	50	0.695	93.5	1000	4.52		240
196A/U	50	0.695	93.5	1000	4.52		240
212 /U	50	0.66	97	3000	0.886		550
213 /U	50	0.66	97	5000	0.623		975
214 /U	50	0.66	97	5000	0.755		780
215 /U	50	0.66	97	5000	0.623		975
222 /U	50	0.66	95	2700	4.27		115
223 /U	50	0.66	97	1900	1.58		480
303 /U	50	0.695	93.5	1900	1.28		1800
316 /U	50	0.695	95	1200	3.74		400

TABEL 2

nominale impedantie (Zk) tussen 70 en 79 ohm

RG- nummer	nom. imp. Zk (ohm)	verkort. faktor	capaciteit per meter (pF/m)	toelaatbare spanning (volt)	demping in dB per 10 meter		
					max. toelaatbaar verm. P in watt		
					100 MHz	dB	P
6 /U	76	0.66	66	2700		0.886	550
6A/U	75	0.66	66	2700		0.886	550
11 /U	75	0.66	67	5000		0.755	690
11A/U	75	0.66	67	5000		0.755	690
12 /U	75	0.66	67	5000		0.755	690
12A/U	75	0.66	67	5000		0.755	690
13 /U	74	0.66	67	5000		0.755	690
13A/U	74	0.66	67	5000		0.755	690
59 /U	73	0.66	69	2300		1.12	380
59B/U	75	0.66	69	2300		1.12	380
179A/U	75	0.695	64	1200		3.28	480
179B/U	75	0.695	64	1200		3.28	480
187 /U	75	0.695	64	1200		3.28	480
187A/U	75	0.695	64	1200		3.28	480
216 /U	75	0.66	67	5000		0.755	690

TABEL 3

nominale impedantie (Zk) tussen 91 en 99 ohm

RG- nummer	nom. imp. Zk ohm	verkort. faktor	capaciteit per meter (pF/m)	toelaatbare spanning (volt)	demping in dB per 10 meter		
					max. toelaatbaar verm. P in watt		
					100 MHz	dB	P
22 /U	95	0.66	52	1000		0.984	430
22B/U	95	0.66	52	1000		0.984	430
57A/U	95	0.66	51	3000		0.787	830
62 /U	93	0.84	45	750		0.886	440
62A/U	93	0.84	45	750		0.886	440
62B/U	93	0.84	45	750		0.951	410
71 /U	93	0.84	45	750		0.886	440
71A/U	93	0.84	45	750		0.886	440
71B/U	93	0.84	45	750		0.886	440
180A/U	95	0.695	50	1500		1.87	800
180B/U	95	0.695	50	1500		1.87	800
195 /U	95	0.695	50	1500		1.87	800
195A/U	95	0.695	50	1500		1.87	800

TABEL 4

nominale impedantie (Zk) 125 ohm

RG- nummer	nom. imp. Zk(ohm)	verkort. faktor	capaciteit per meter (pF/m)	toelaatbare spanning (volt)	demping in dB per 10 meter		
					max. toelaatbaar verm. P in watt		
					100MHz	dB	P
63 /U	125	0.84	33	1000		0.492	1000
63B/U	125	0.84	33	1000		0.492	1000
79 /U	125	0.84	33	1000		0.492	1000
79B/U	125	0.84	33	1000		0.492	1000

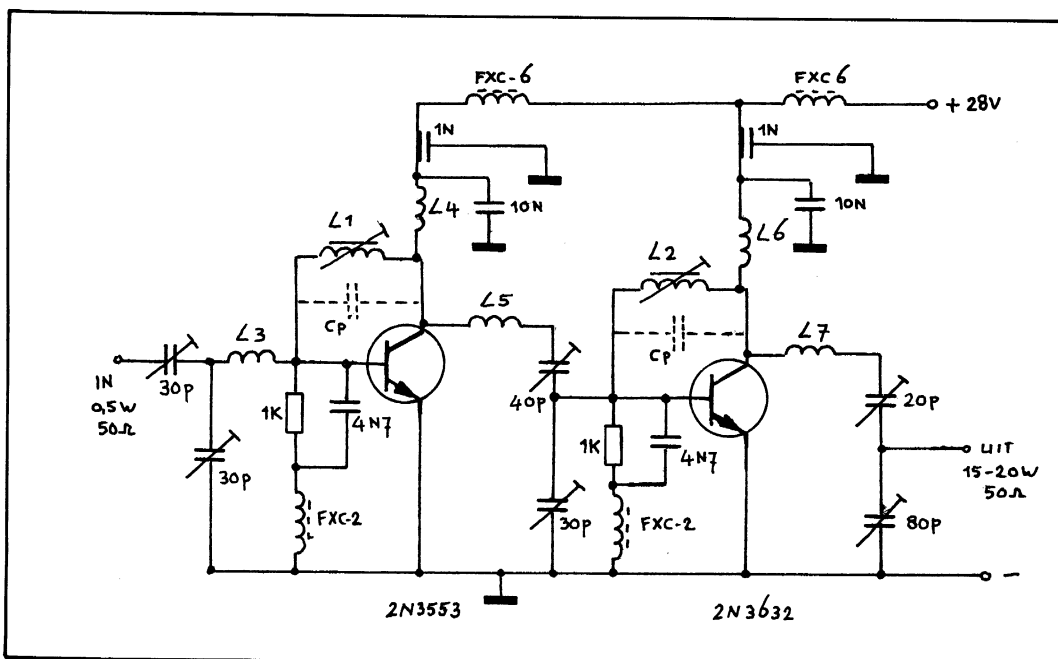
TABEL 5

gegevens van symmetrische voedingslijnen

	nom. imp. Zk (ohm)	verkort. faktor	capaciteit per meter (pF/m)	toelaatbare spanning (volt)	demping in dB per 10 meter	
					50 MHz dB	144 MHz dB
T.V. tweelingkabel	300	0.82	-	500	0.279	0.492
openlijn	afhankelijk van de constructie	0.95	-	afhankelijk van de draad-isclatie	0.043	0.082

Het maximaal toelaatbaar vermogen P in watt is afhankelijk van de draaddoorsnede.

HF-Stuurversterker 15-20 Watt voor 100 MHz.



Ik weet, dat er al zat van deze schema's gepubliceerd zijn in het FRM, maar het nadeel van de schema's, die ik tot nu toe heb gezien is, dat de parasitaire capaciteit tussen basis en collector niet wordt geneutraliseerd. Als de opstelling van de componenten maar aan de kritieke eisen voldoet, is dit niet zo'n probleem, maar dit is niet altijd het geval; de componentenopstelling laat vaak te wensen over. Dit kan allerlei oscillaties in de hand werken, zodat men de zender op zeer veel frequenties kan ontvangen. ("De hele band zit vol").

In dit schema zorgen de spoeltjes L1 en L2 voor de compensatie; ze vormen met de parasitaire capaciteit een parallelkring met een zeer hoge impedantie. De kernjes van de spoelen worden niet warm omdat de energie in de spoelen niet groot is en men dient ze zo af te regelen, dat de zender maar op één frequentie te ontvangen is.

Zelf heb ik het ontwerp gebouwd en uitgetest en ik ben er zeer tevreden over. Denk er wel aan de torren goed te koelen.

L2=

- L1= 6 wdg 1 mm CuAg Ø 6 mm + verstelbare kern
- L3= 8 wdg " " Ø 4 mm LUCHTSPOEL
- L4= 3 wdg " " Ø 6 mm "
- L5= 3 wdg " " Ø 6 mm "
- L6= 6 wdg " " Ø 6 mm "
- L7= 5 wdg " " Ø 8 mm "

FXC = FERRITE KRAAL met 6 gaatjes, waarvan:

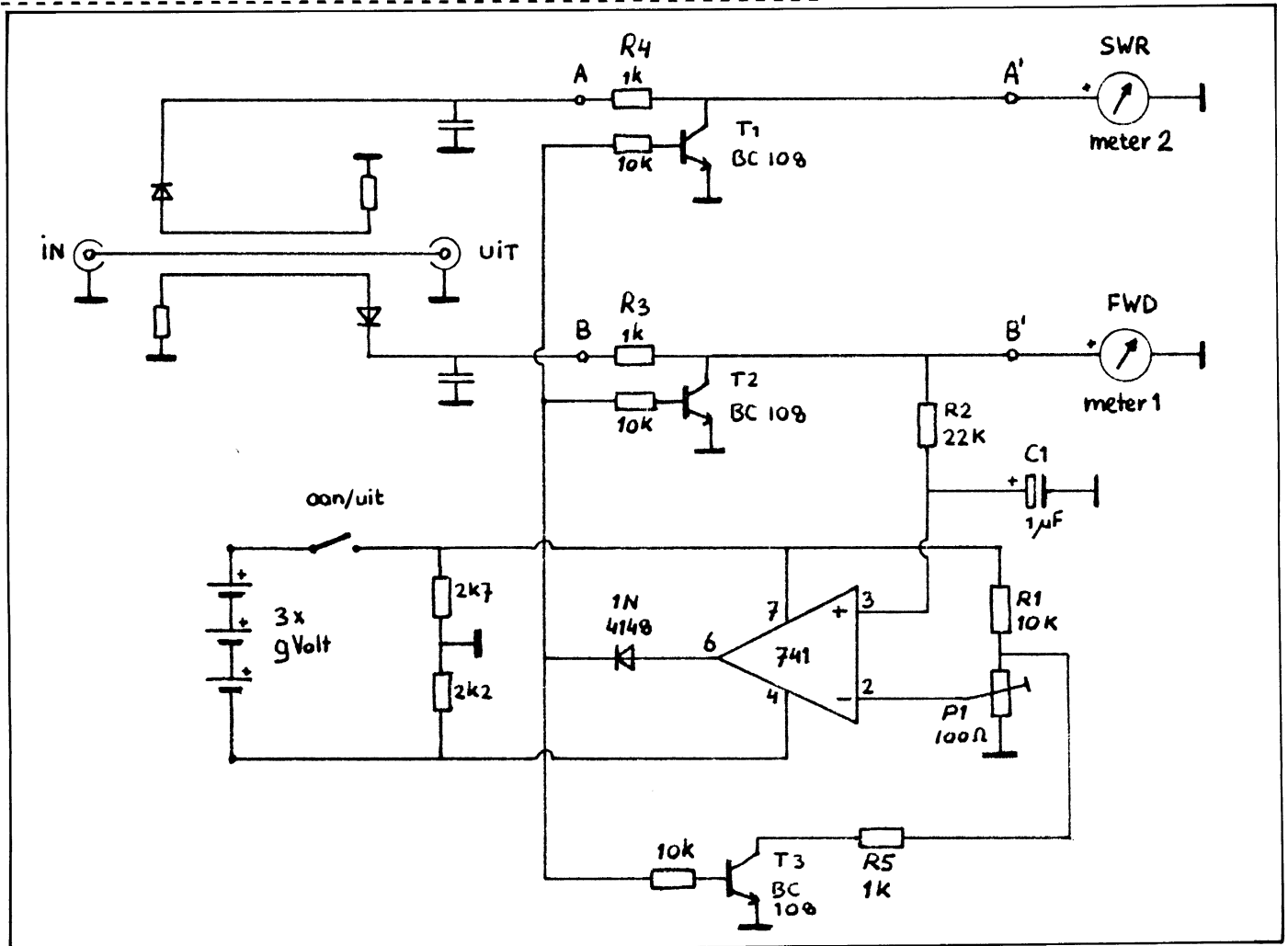
FXC-2 = 3 gaatjes gebruikt

FXC-6 = 6 gaatjes gebruikt



R.KAMERMANS, WILLEMSTRAAT 16^a, BREDA.

Zelfafstellende Staande Golf meter.



Afstemwerkzaamheden aan antennes worden meestal uitgevoerd met een staande golf meter. Bij apparaten uit de handel moet bij elke meting de potmeter op maximale spanning (FWD) worden afgeregeld om zo de staande golfverhouding (SWR) af te kunnen lezen. Menige zenuwzinking kwam voort uit het feit dat de SWR kleiner en dus beter werd, terwijl tevens de voorwaardse spanning afnam, met als gevolg dat de nieuwe instelling nog slechter was dan voorheen. Een directe aanwijzing van de SWR is hier dus wenselijk.

Het hier gegeven schema is zo'n zelfafstellende staande golf meter, waarbij de functie van de potmeter wordt overgenomen door een elektronische schakeling.

In SWR-meters uit de handel zit tussen de punten A-A' en B-B' een regelbare spanningsdeler in de vorm van een tandpotmeter. Meter 1 wordt hiermee afgeregeld op volleschaaluitslag, zodat meter 2 de staande golfverhouding aangeeft. Deze afregeling wordt overgenomen door een Op-Amp als comparator geschakeld. De inverterende ingang krijgt via R1 en P1 een referentiespanning aangeboden. De spanning op punt B komt via R3, R2 en C1 op de niet inverterende ingang. Als deze spanning groter wordt als de referentiespanning, zullen de drie transistoren in doorlaat geschakeld worden. De combinatie T3, R5 zorgt voor een kleine verlagening van de referentiespanning. C1 ontladend zich over R2 en T2 en de schakeling springt in de oor-

spronkelijke stand terug. Zo zorgt de schakeling voor een konstante volleschaaluitslag van meter 1, zodat meter 2 konstant de werkelijke SWR aangeeft.

De schakeling kan worden gevoed uit drie in serie geschakelde 9 Volt batterijen, omdat ze slechts 6 mA stroom trekt.

De transistoren T1, T2 en T3 moeten in verband met de spreiding niet alleen van hetzelfde type zijn, maar ook uit dezelfde serie komen. R3 en R4 moeten metaalfilmweerstand zijn en kunnen bij gebruik van grote vermogens eventueel vergroot worden naar 2k2.

De afregeling is eenvoudig. Zet de schakeling aan, maar sluit nog geen zender aan. De meters zullen een beetje uitslaan.

De nulpuntschroefjes op de meters worden op nul afgeregeld. Vervolgens worden zender en antenne aangesloten. Regel nu met P1 de meter 1 af op volleschaaluitslag en klaar is Kees.

Ook SWR-meters met één meter kunnen worden voorzien van deze schakeling. De meter wordt eerst aangesloten op punt B' voor de afregelprocedure en vervolgens op punt A' aangesloten. Op punt B' moet nu echter een weerstand worden aangesloten met een waarde die overeenkomt met de inwendige weerstand van de meter.

BLAUWE VOS, P.O.BOX 29, 6744 ZG EDERVEEN.
Voor meer schema's van randapparatuur en/of problemen met deze schakeling.