

Overdracht van een 12 kBIT datasignaal via een radiokanaal op 458 MHz met een bandbreedte van 12 kHz

Citation for published version (APA):

Schmits, P. J. R. M., & Verbeeten, J. J. M. (1981). *Overdracht van een 12 kBIT datasignaal via een radiokanaal op 458 MHz met een bandbreedte van 12 kHz*. Technische Hogeschool Eindhoven.

Document status and date:

Gepubliceerd: 01/01/1981

Document Version:

Uitgevers PDF, ook bekend als Version of Record

Please check the document version of this publication:

- A submitted manuscript is the version of the article upon submission and before peer-review. There can be important differences between the submitted version and the official published version of record. People interested in the research are advised to contact the author for the final version of the publication, or visit the DOI to the publisher's website.
- The final author version and the galley proof are versions of the publication after peer review.
- The final published version features the final layout of the paper including the volume, issue and page numbers.

[Link to publication](#)

General rights

Copyright and moral rights for the publications made accessible in the public portal are retained by the authors and/or other copyright owners and it is a condition of accessing publications that users recognise and abide by the legal requirements associated with these rights.

- Users may download and print one copy of any publication from the public portal for the purpose of private study or research.
- You may not further distribute the material or use it for any profit-making activity or commercial gain
- You may freely distribute the URL identifying the publication in the public portal.

If the publication is distributed under the terms of Article 25fa of the Dutch Copyright Act, indicated by the "Taverne" license above, please follow below link for the End User Agreement:

www.tue.nl/taverne

Take down policy

If you believe that this document breaches copyright please contact us at:

openaccess@tue.nl

providing details and we will investigate your claim.

SAMENVATTING.

Het voor U liggende rapport beschrijft de ontwikkeling en de bouw van een radiografisch systeem, wat toepassing kan vinden bij het op afstand besturen van rangeerlocomotieven van de Nederlandse Spoorwegen.

De toegepaste modulatie- en detectiemethode berust op Spread Spectrum techniek, die het mogelijk maakt, dat meerdere gebruikers in een gemeenschappelijk kanaal opereren.

De opzet van het rapport is van dien aard, dat aan elke praktische realisatie een theoretische grondslag is voorafgegaan.

De auteurs hebben getracht, om ook voor niet-ingewijden in de hoogfrequent - techniek het verslag duidelijk te doen zijn. De ondervinding heeft hen geleerd, wat het betekent, om zonder ervaring in de hoogfrequent-techniek te gaan werken.

Een dankwoord richten wij aan ing. J.L. Manders voor de begeleiding, aan ing. J. Swijghuisen voor zijn adviezen en aan Ir. A.P. Verlijndonk, die de coördinatie verzorgde.

Speciale dank zijn wij verschuldigd aan ing. P. Maartense, die vele malen bereid is geweest, ons te helpen en te adviseren, wat betreft het praktische gedeelte van de schakelingen. Zonder zijn onschatbare ervaring in de hoogfrequent-techniek zou menig versterker nog oscilleren.

Verder willen wij ook Marina danken voor het type-werk.

Al met al was het een boeiende afstudeerperiode en kunnen we zeggen, dat we er veel in geleerd hebben.

SUMMARY

This report describes the developments and building of a radiosystem, which is going to be used at the shunting-yards of the Dutch railways, for automatic traincontrol.

The used modulation and detection methods are based on the Spread Spectrum technique, because this technique lends itself for wireless communication of several different users in one channel.

This technique had to be used, because the available band was full and expansion of it was impossible. This used system operates on a carrier frequency of 458,1 MHz with a transmission bandwidth of 6 kHz.

The instructions (for the train) are coded (on a keyboard) and then transmitted. The receiver in the train is of such kind that it decodes its instructions out of the entire set of instructions (for several trains) which is in the air.

This is done by recognizing a pseudorandom sequence, which is unique for a specific train.

All high frequency parts are build, except the receiving filter of which only a theoretical description is made. These parts are discussed in separated chapters.

Further a lowpass filter and a frequency divider are build which operate in the low frequency section.

The structure of the report is of such kind, that all practical realisations are based on theoretical foundations.

The authors have tried to take into account, that the report must also be clear to not adept persons in the field of high frequency technique.

On this occasion we would like to thank everyone who helped us during the time of the project.

Although it is a very hard part of science the authors wish to say that they have learned a great deal about high frequency technique.

INHOUDSOPGAVE

- Samenvatting.
- Summary (english).
- Inhoudsopgave.
- Hoofdstuk 1. Inleiding.
- Hoofdstuk 2. Spread Spectrum techniek.
- Hoofdstuk 3. De opbouw van het totale systeem.
 - 3.1. Inleiding
 - 3.2. Zenzijde
 - 3.3. Ontvangzijde
- Hoofdstuk 4. Data-verwerking aan de zenzijde.
- Hoofdstuk 5. Laagdoorlaat filter.
 - 5.1. Inleiding
 - 5.2. Theorie laagdoorlaat filters
 - 5.3. Beschrijving toegepaste laagdoorlaat filter
- Hoofdstuk 6. Level convertor.
- Hoofdstuk 7. Oscillator schakelingen.
 - 7.1. Inleiding
 - 7.2. Kwarts kristallen
 - 7.3. Beschrijving toegepaste oscillator schakelingen
- Hoofdstuk 8. 2^{12} Delerschakeling.
- Hoofdstuk 9. Frequentie-vermenigvuldigers.
 - 9.1. Inleiding
 - 9.2. Resonantiekringen
 - 9.3. Striplijn-techniek
 - 9.4. Beschrijving toegepaste vermenigvuldigers
- Hoofdstuk 10. Modulator en demodulator.
- Hoofdstuk 11. Hoogfrequent versterkers.
 - 11.1. Hoogfrequent-eigenschappen van de transistor
 - 11.2. Hoogfrequent versterker schakelingen
 - 11.3. Beschrijving toegepaste versterker schakelingen
 - 11.4. UHF-vermogensversterking
 - 11.5. Beschrijving toegepaste UHF-vermogensversterker schakeling
- Hoofdstuk 12. Ontvangfilters.
 - 12.1. Inleiding
 - 12.2. Capacitief gekoppelde filters
 - 12.3. Helical filters

Hoofdstuk 13. Data-verwerking aan de ontvangzijde.

Hoofdstuk 14. Richtlijnen voor het bouwen.

Hoofdstuk 15. Meetgegevens.

Hoofdstuk 16. Conclusies.

Literatuurlijst.

HOOFDSTUK 1. INLEIDING.

Het systeem handelt, zoals in de samenvatting al is genoemd, over het op afstand bedienen van rangeerlocomotieven van de Nederlandse Spoorwegen. In het huidige stadium wordt bij de N.S. op twee methoden met rangeerlocomotieven gewerkt, n.l.:

- 1) door twee personen, waarvan er een de locomotief bedient en de ander het koppelen van de wagons verzorgt.
- 2) door middel van een op afstand bestuurd locomotief, waarbij door één persoon het koppelen van de wagons en het besturen van de locomotief verzorgd wordt.

Dit op afstand besturen gebeurt nu d.m.v. een radiosysteem, waarbij voor iedere verbinding van rangeerder naar locomotief een apart radiokanaal beschikbaar is.

Aangezien de behoefte aan dergelijke afstandsbesturing aanzienlijk zal stijgen, wil de N.S. dit systeem gaan uitbreiden. Een uitbreiding op de bestaande methode zou betekenen, dat er meer radiokanalen beschikbaar moeten komen. Dit is echter niet mogelijk, aangezien de door de P.T.T. beschikbaar gestelde band gevuld is. De beschikbaar gestelde band ligt tussen de frequentie's 457,625 MHz en 458,100 MHz en omvat zes kanalen met een bandbreedte van max. 16 kHz.

Aangezien het gewenste aantal kanalen beduidend groter moet worden en F.D.M. (Frequency Division Multiplex) in die frequentieband moeilijk is, is er gezocht naar een andere methode om meerdere gebruikers via één kanaal te laten werken.

Een techniek die zich leent voor het overbrengen van een aantal berichten in een gemeenschappelijk kanaal is de Spread Spectrum techniek, welke in hfdst. 2 behandeld wordt.

HOOFDSTUK 2. SPREAD SPECTRUM TECHNIEK.

Het Spread Spectrum systeem is een methode om verschillende berichten via één kanaal over te brengen. Dit gebeurt echter niet op de gebruikelijke wijze, door van ieder kanaal een aparte band te kiezen.

Bij Spread Spectrum wordt slechts één kanaal gebruikt en het spectrum van elk zendsignaal wordt over de gehele bandbreedte uitgespreid.

Door de spectrumspreiding op de juiste manier toe te passen, kunnen er meerdere gebruikers van dezelfde frequentieband gebruik maken.

In het algemeen wordt de informatie op een draaggolf gemoduleerd en ligt het spectrum van het gemoduleerde signaal in een band tussen $f_0 - f_i$ en $f_0 + f_i$, waarbij f_0 de draaggolffrequentie en f_i de informatiebandbreedte voorstelt. Zie hiervoor de onderstaande figuur 2.1.



Fig. 2.1. Informatiebandbreedte en gemoduleerde informatiebandbreedte.

Bij Spread Spectrum wordt nu de bandbreedte van de informatie, f_i , uitgesmeerd over de spread bandbreedte f_s , waarbij natuurlijk moet gelden dat $f_s > f_i$. Onderstaande tekening geeft hiervan een verduidelijking.

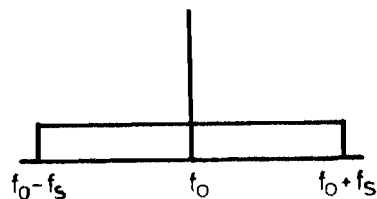


Fig. 2.2. Bandbreedte van de gespreide informatie.

Het nelevaasgebouren van Spread Spectrum techniek is uitgebracht door C.E. Shannon, in de vorm van de kanaalcapaciteit:

$$C = W^2 \log \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$

waarin C = capaciteit in bits/sec.

W = bandbreedte in Herz

N = ruisvermogen

S = signaalvermogen

Deze vergelijking laat de relatie zien tussen de kwaliteit van foutvrije informatie-overdracht vergeleken met de signaalruisverhouding die in het kanaal aanwezig is en de bandbreedte die gebruikt wordt om de informatie te transporteren.

Als C de wenselijke systeeminformatiecapaciteit is, kan geschreven worden:

$$\frac{C}{W} = 1,44 \log_e \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$

Voor $\frac{S}{N} \ll 0.1$ geldt: $\frac{C}{W} = 1,44 \frac{S}{N}$

daaruit volgt: $\frac{N}{S} = 1,44 \frac{W}{C} \approx \frac{W}{C}$

dus: $W = \frac{NC}{S}$

Hieraan is te zien dat voor elke signaal-ruisverhouding een lage fout-informatiewaarde aanwezig is, bij het grotermaken van de bandbreedte waarin de informatie getransporteerd wordt.

Het verschil tussen de aan de in- en uitgang aanwezige signaal-ruisverhouding van een systeem, wordt de systeemwinst genoemd. Bijvoorbeeld als de signaal-ruisverhouding aan de ingang 10 dB en aan de uitgang 15 dB bedraagt, is de systeemwinst 5 dB.

In Spread Spectrum systemen is de systeemwinst te schrijven als:

$$\text{Systeemwinst} = G_p = \frac{BW_{rf}}{R_{info}}$$

waarin BW_{rf} de bandbreedte van het getransformeerde Spread Spectrum signaal is en R_{info} (information rate) de data-snelheid voorstelt in het informatie basisbandkanaal. Voor een systeem geldt:

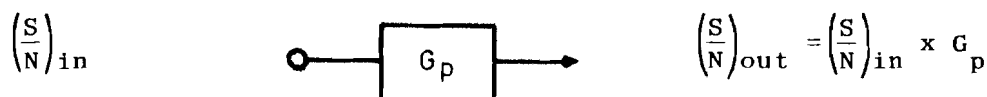


Fig. 2.3. Systeem met systeemwinst.

Doordat bij een Spread Spectrum systeem, door bandbreedteverbreding, $\left(\frac{S}{N}\right)_{out}$ groter wordt dan $\left(\frac{S}{N}\right)_{in}$ kan gezegd worden, dat er sprake is van een systeem-

winst bij Spread Spectrum systemen.

Het spreiden van het spectrum over een grotere bandbreedte kan op drie manieren gebeuren:

1. Direct Sequence. De informatie wordt gespreid met een pseudorandom reeks. De bitrate van deze reeks is vele malen hoger dan die van het data-sig-naal.
2. Frequency Hopping. Dit is eigenlijk de gewone F.S.K. (frequency shift keying) modulatie met als uitzondering dat het aantal verschillende frequenties veel uitgebreider is. Deze frequenties zijn direct afhankelijk van de gebruikte digitale code-reeksen.
3. Chirp. Bij deze methode zorgt men ervoor, dat de draaggolf een lineaire frequentiezwaai maakt over een groot frequentiegebied tijdens een puls. Er is in het toegepaste draaggolfsysteem gekozen voor de Direct Sequence methode, omdat deze het eenvoudigste van toepassing leek.

In het Direct Sequence systeem wordt het spreiden van het informatiesig-naal gedaan door een digitale reeks die door een pseudorandom generator gemaakt wordt. Deze digitale reeks kan dan een maximale reeks zijn, die ontstaat door een schuifregister met exclusive-or's terug te koppelen.

Zie hiervoor figuur 2.4.

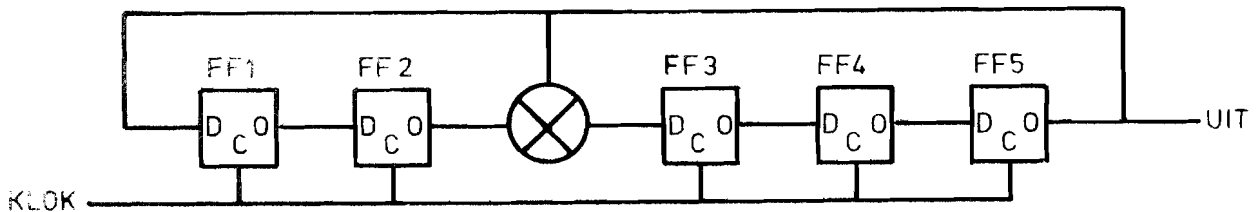


Fig. 2.4. Teruggekoppeld schuifregister.

De geproduceerde reeks is in lengte afhankelijk van de plaats van terugkoppeling en is in tabellen op te zoeken. Het spreiden gebeurt nu door het data-sig-naal met deze maximale lengte-reeks modulo-twee op te tellen.

Het geheel is schematisch weergegeven in figuur 2.5.

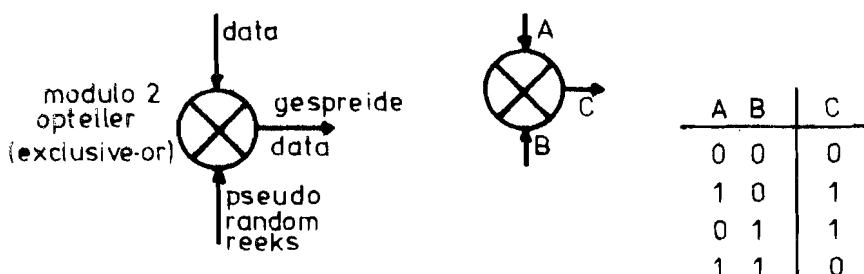


Fig. 2.5. Modulo-twee opteller.

Aan de signalen in figuur 2.6 zien we dat het er op neerkomt, dat aan de uitgang de maximale lengte-reeks geïnverteerd of niet geïnverteerd verschijnt.

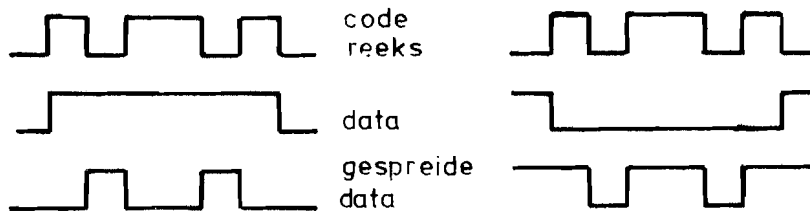


Fig. 2.6. Signalen, behorende bij figuur 2.5.

De reeks wordt geïnverteerd als het datasignaal hoog (logisch "1") en niet geïnverteerd als het datasignaal laag (logisch "0") is. Bij meerdere databits verschijnt er aan de uitgang een opeenvolging van al of niet geïnverteerde reeksen. Hierbij dient nog opgemerkt te worden, dat de lengte van de maximale lengte-reeks even groot is als de bitlengte van het datasignaal. Bij een dergelijk systeem van datatransmissie zal de kans op zendfouten vele malen kleiner zijn. Zijn er namelijk een of meerdere bits van het reeks signaal omgekeerd, dan wil dit nog niet zeggen dat de totale reeks niet als zodanig herkenbaar meer is. Dit is vooral het geval bij grote maximale lengte-reeksen. Het zal dus toch nog mogelijk zijn een reeks op al of niet geïnverteerd zijn te detecteren. Het gespreide signaal is nu gereed om verzonden te worden. Dit verzenden gebeurt door de reeks via P.S.K. (fase omkeermodule) te moduleren op een draaggolf. De fase wordt bij een positieve en negatieve flank van het binaire signaal 180° in fase omgekeerd, hetgeen is weergegeven in figuur 2.7.

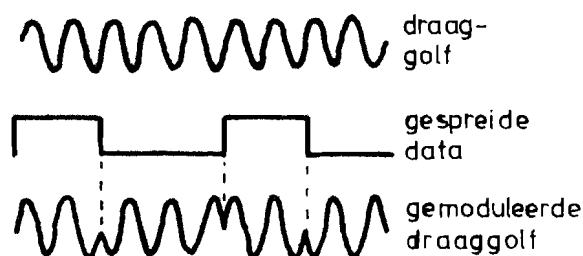


Fig. 2.7. Fase-omkering.

Dit signaal wordt nu verzonden en bevat alle voor het kanaal benodigde informatie. Aan de ontvangkant is het gespreide signaal weer terug te winnen door demodulatie (weer mixen met de draaggolf).

Aangezien de draaggolf voor alle kanalen hetzelfde is, worden andere signalen ook gedemoduleerd. De gewenste data zit nu echter ingevangen in

de pseudorandom reeks, die bij die bepaalde ontvanger behoort.

Met behulp van een correlator en een filter kan de gewenste informatie nu weer teruggewonnen worden door een vergelijking met dezelfde pseudorandom reeks.

De totale zend- en ontvangkant is weergegeven in figuur 2.8.



Fig. 2.8. Data-verwerking zend- en ontvangzijde.

HOOFDSTUK 3. DE OPBOUW VAN HET TOTALE SYSTEEM.

3.1. Inleiding

In dit hoofdstuk is het de bedoeling een overzicht te geven van de werking van het totale systeem in blokvorm. Een behandeling van de blokken apart zal in de hierna volgende hoofdstukken geschieden. Als we het totale blokschema bekijken, zie bijlage 1, dan zien wij dat we een grove indeling kunnen maken in de zend- en ontvangzijde. Deze indeling zullen we dan ook in de volgende bespreking aanhouden.

3.2. Zendzijde.

We zien aan de zenzijde een datagenerator getekend. Deze zorgt voor de benodigde data, waar we al in het vorige hoofdstuk gesproken hebben. In de praktijk zal dit natuurlijk vervangen worden door een toetsenbordje met een codeerschakeling. Vervolgens worden deze datasignalen modulo-twee opgeteld met een pseudorandom reeks die geleverd wordt door de codegenerator. De nu gespreide informatie op T.T.L.-niveau (binair signaal tussen 0 en +4V) wordt nu in bandbreedte beperkt door een bandfilter. De level convertor achter dit bandfilter zorgt ervoor, dat het signaal nu symmetrisch rond de nullijn komt te liggen. Het zo ontstane signaal wordt nu met een dubbele balansmodulator gedemoduleerd op een draaggolf van 458,1 MHz, waardoor het signaal zich in de UHF-band bevindt en het gemoduleerde signaal wordt nu via een zendtrap de ether in gestuurd.

De draaggolfrequentie van 458,1 MHz wordt verkregen door de uitgangsfrequentie van een 50,9 MHz oscillator in twee trappen met negen te vermenigvuldigen. Iedere trap bezit hierbij een drie-vermenigvuldiger.

Verder is van de 50,9 MHz oscillator het kloksignaal voor de codegenerator afgeleid. Dit is gedaan door de 50,9 MHz via digitale weg door $2^{12} = 4096$ te delen. Hierdoor ontstaat aan de uitgang van de deler een blokspanning met een frequentie van 12,427 kHz. De klokfrequentie van de datagenerator is op zijn beurt weer afgeleid van deze codegenerator door deze frequentie door 127 te delen, waardoor een spanning met een frequentie van 97,85 Hz ontstaat. Het deeltal 127 is gekozen, omdat dit het aantal bits is van de maximale lengte-reeks van de codegenerator.

Het afleiden van de kloksignalen van de codegenerator en de datagenerator uit de draaggolffrequentie is gedaan, daar anders geen synchronisatie bestond tussen de drie signalen.

3.2. Ontvangzijde.

Aan de ontvangzijde is te zien, dat het benodigde signaal plus de signalen van de andere kanalen die zich op dezelfde frequentie bevinden, uit de lucht opgevangen worden en door een ontvangfilter geselecteerd worden. Hierna wordt het uitgangssignaal van het ontvangfilter gedemoduleerd door een dubbele balansmodulator. Dit betekent dat het signaal opnieuw gemixed wordt met de draaggolf. De uitgangsspanning van de demodulator is nu weer het gespreide signaal van de betreffende ontvanger en de gespreide signalen van de andere kanalen.

In de correlator wordt nu met behulp van de code-reeks, die bij de betreffende ontvanger behoort, het datasignaal uit het gespreide signaal gedemoduleerd.

Verder zorgt de correlator ook voor een signaal dat na bewerking door een loopfilter een maat is voor de fase-verschuiving van de interne draaggolf en de ontvangen draaggolf. Het opwekken van de interne draaggolf (benodigd om te demoduleren) gebeurt op precies dezelfde manier als aan de zenzijde, echter met deze wijziging, dat de uitgangsfrequentie van de 50,9 MHz oscillator in enige mate gevarieerd kan worden door de uitgangsspanning van het loopfilter. Door deze terugkoppeling verkrijgen we dat het intern opgewekte hoogfrequent signaal synchroon is aan de ontvangen 458,1 MHz draaggolf waardoor demodulatie mogelijk is.

Verder is ook te zien, dat de synchronisatie van de codegenerator weer gewaarborgd wordt door de klokfrequentie (12,427 kHz) hiervan af te leiden uit de 50,9 MHz oscillator. Dit gebeurt op dezelfde manier als aan de zenzijde, namelijk door te delen door 2^{12} .

De benodigde data voor het systeem kan nu teruggewonnen worden door vergelijking van de ontvangen pseudorandom reeks met dezelfde intern opgewekte reeks. Het is nu slechts een kwestie van het detecteren van een geïnverteerde reeks (hoog datasignaal) of een niet geïnverteerde reeks (laag datasignaal), wat gebeurt door middel van een exclusive-or.

HOOFDSTUK 4. DATA-VERWERKING AAN DE ZENDZIJDE.

De data, afkomstig van een toetsenbord, wordt gespreid met een maximale lengte-reeks naar een hogere frequentie.

Dit spreiden gebeurt met behulp van een modulo-twee opteller.

Het uitgangssignaal van deze exclusive-or is een opeenvolging van al of niet geïnverteerde code-reeksen.

Een geïnverteerde reeks geeft een "hoog" datasignaal weer, terwijl een niet geïnverteerde reeks een "laag" datasignaal weergeeft.

HOOFDSTUK 5. LAAGDOORLAAT FILTER.

5.1. Inleiding.

Het gespreide signaal dat uit de modulo-twee opteller komt is een binair T.T.L. signaal. De golfvorm hiervan is blokvormig.

Zie de onderstaande figuur 5.1.

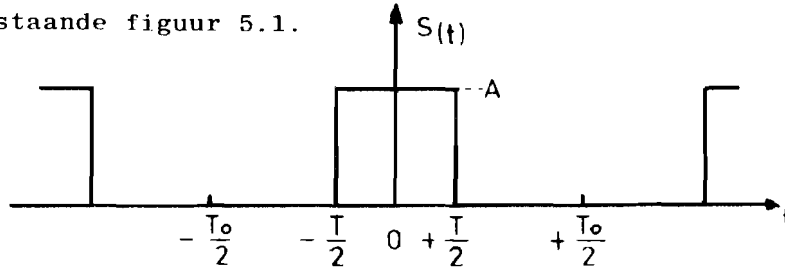


Fig. 5.1. Binair T.T.L. signaal.

Het frequentiespectrum van een dergelijk signaal blijkt na een Fourier-analyse te zijn

$$S(t) = A \frac{T}{T_0} + \sum_{n=1}^{\infty} 2A \frac{T}{T_0} \operatorname{sinc} n\pi \frac{T}{T_0} \cos n\omega_0 T \quad \text{met } \omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$$

Voor de afleiding van deze functie wordt verwezen naar bijlage 2.

Bij het gebruikte T.T.L. signaal is het "nul bit" even lang als het "één bit", waardoor de volgende vergelijking ontstaat:

$$T = \frac{T_0}{2} \quad T_0 = 2T$$

Invullen van het zo gevondene levert:

$$S(t) = \frac{1}{2}A + \sum_{n=1}^{\infty} A \operatorname{sinc} \frac{1}{2}n\pi \cdot \cos n\pi$$

Het spectrum ziet er nu als volgt uit:

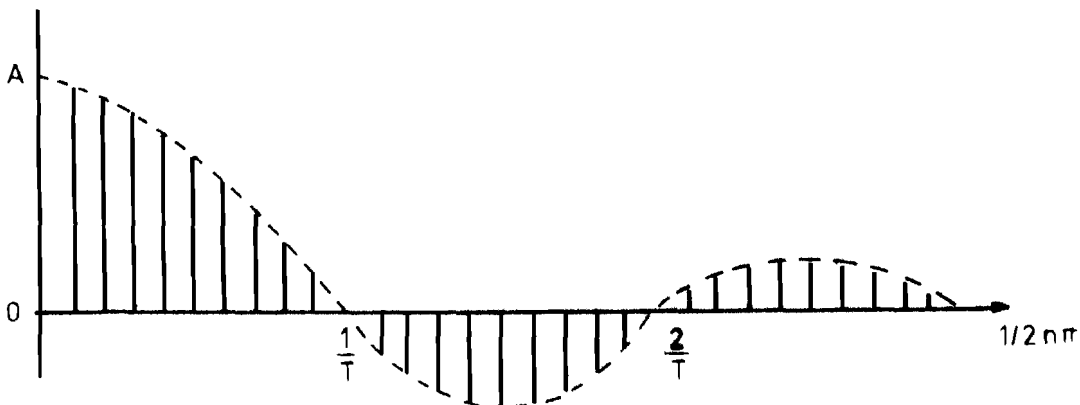


Fig. 5.2. Spectrum behorende bij figuur 5.1.

Het eerste nulpunt treedt op voor een frequentie $f = \frac{1}{T}$. Dit punt wordt dus bepaald door de lengte van een bit.

Hieruit blijkt, dat het spectrum van een dergelijk signaal, welliswaar van hogere frequentie met kleinere amplitude, onbeperkt is.

Daar de toegestane bandbreedte van het signaal beperkt is, moet het dus gefilterd worden. De vraag is nu, tot hoever de bandbreedte beperkt kan worden zonder dat er intersymbool-interferentie optreedt. Dit is reeds eerder door iemand onderzocht en deze persoon (Nyquist) heeft dit probleem gelijk in een criterium vastgelegd.

Het eerste criterium van Nyquist luidt als volgt:

Zenden we door een ideaal laagdoorlaat filter pulsen op equidistante tijdstippen met intervallen $T = \frac{1}{2fg}$ (waarbij T = pulssnelheid, fg = afsnijfrequentie filter) dan zien we dat er aan de ontvangzijde geen intersymbool-interferentie optreedt, wanneer het signaal op de tijdstippen $t = nT$ ($n = 0, 1, 2 \dots$) gedetecteerd wordt.

Het maximum van elke puls valt dan immers samen met de nuldoorgangen van de voorgaande en de daaropvolgende pulsen. Het bewijs hiervan is gegeven in bijlage 3.

In de toegepaste situatie wil dat dus zeggen, dat de afsnijfrequentie van het laagdoorlaat filter berekend kan worden uit:

$$fg = \frac{1}{2T} \qquad fg = \frac{1}{2} \frac{1}{T} \qquad fg = \frac{1}{2} f$$

waarbij f de frequentie van het gespreide signaal is.

De numerieke waarde van fg wordt nu, met een gespreid signaal met frequentie 12,426 kHz, $fg = \frac{1}{2} \cdot 12,426 = 6,213$ kHz, hetgeen ongeveer neerkomt op een afsnijfrequentie van 6 kHz. Wordt het binair pseudo-random signaal nu op het filter aangesloten, dan ontstaat er aan de uitgang het zogenoemde oog-patroon (eye-pattern).

Dit oog-patroon ontstaat door de responsie van het systeem op een binair signaal. Deze responsie kan worden gevonden door de superpositie van de afzonderlijke responsies op de positieve en negatieve flanken, hetgeen in figuur 5.3 duidelijk gemaakt is.

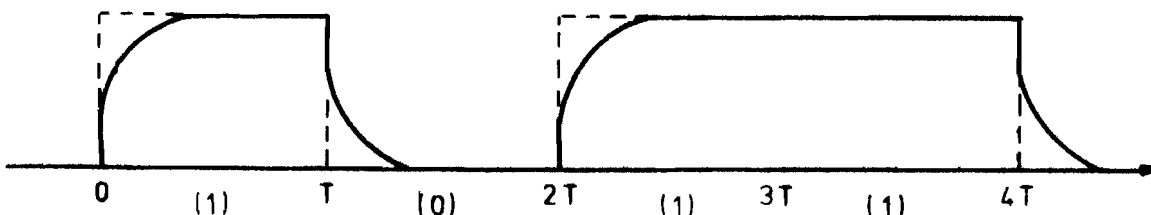


Fig. 5.3. Responsie op een bloksignaal.

Wordt dit signaal zichtbaar gemaakt op een oscilloscoop, dan ontstaat een plaatje zoals getekend is in figuur 5.4.

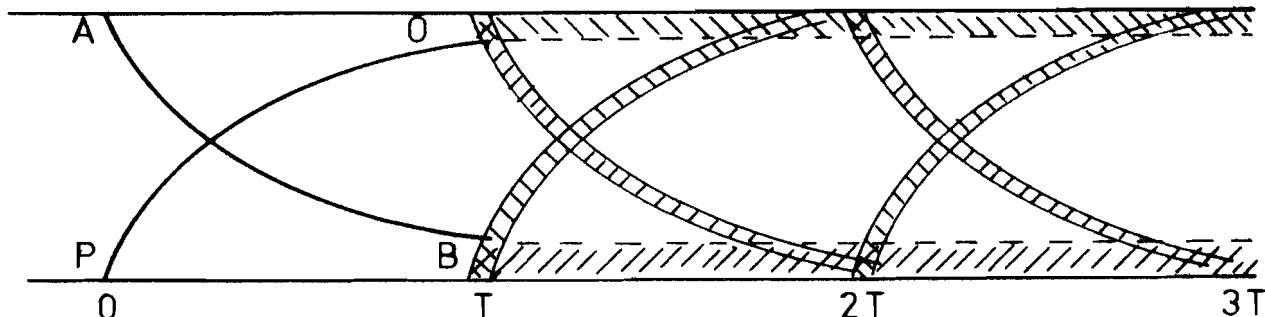


Fig. 5.4. Oog-patroon.

Hierbij wordt aangenomen, dat na een tijd T de eindwaarde van de responsie nog niet is bereikt.

Hebben alle voorgaande bits de waarde één en begint op tijdstip $t = 0$ een "nul", dan wordt de responsie gevormd door het verloop AB .

Hebben alle voorgaande bits de waarde "nul" en begint op tijdstip $t = 0$ een "één", dan wordt de lijn PQ gevolgd.

Bij een pseudorandom signaal, waarbij voor $t = 0$ nooit alle bits "een" of "nul" zijn, zullen op tijdstip $t = T$ alle responsies lager dan B en hoger dan Q uitkomen. Het verloop van alle responsies zal nu plaats hebben in de gearceerde gebieden. Het door de gearceerde gebieden omsloten gedeelte wordt het oog genoemd.

Er dient nu gestreefd te worden naar een zo groot mogelijk oog, want alleen in deze situatie is er een zo groot mogelijk onderscheid tussen een "nul" en een "een".

Na deze bespreking over de verwerking van het signaal wordt er nu naar het filter zelf gekeken.

5.2. Theorie laagdoorlaat filters.

Er is gekozen voor een actief filter, daar in dat stadium nog niet bekend was, of het signaal al of niet versterkt voorhanden moest zijn. Verder is uit de categorie actieve filters gekozen voor een derde orde butterworth laagdoorlaat filter, daar dit simpel van opbouw is en toch een maximaal vlakke doorlaatband heeft. Van een derde-orde filter is de theoretische doorlaatkarakteristiek getekend in figuur 5.5.

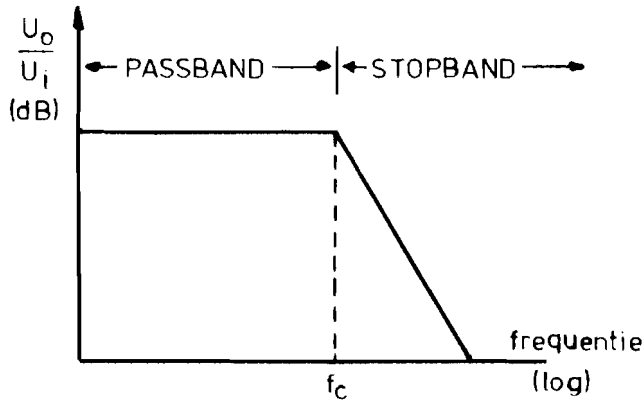


Fig. 5.5. Karakteristiek van laagdoorlaat filter.

We zien, dat de amplitude responsie van het filter constant is tot een bepaalde frequentie f_c , die afsnij- of kantelfrequentie genoemd wordt. Na deze frequentie neemt de amplitude responsie (in dB) lineair af terwijl de frequentie logaritmisch toeneemt.

De helling van de lijn na de kantelfrequency wordt nu bepaald door de orde van het filter.

Voor een eerste orde filter geldt:

afname = -6 dB per octaaf = -20 dB per decade

Voor het toegepaste 3e orde filter, welke eigenlijk een serieschakeling is van drie 1e orde filters, is, is de afname nu:

afname = -18 dB per octaaf = -60 dB per decade

De afsnijfrequentie van een filter is nu die frequentie, waarbij de versterking gelijk is aan een factor $\frac{1}{\sqrt{2}}$ maal de maximale versterking.

Het toegepaste 3e orde filter is opgebouwd uit:

1. 1e orde filter
2. spanningsvolger
3. 2e orde filter (butterworth-type)

Het eerste orde filter ziet er in zijn algemene vorm als volgt uit:

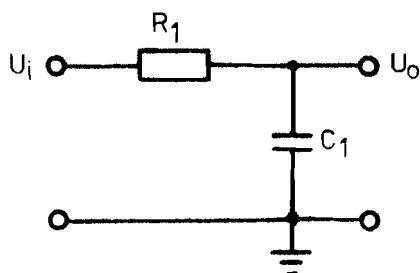


Fig. 5.6. Eerste orde laagdoorlaat filter.

De overdrachtsverhouding van dit filter is als volgt af te leiden:

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{1+j\omega RC} \quad \left| \frac{U_o}{U_i} \right| = \frac{1}{\sqrt{1+\omega^2 R^2 C^2}}$$

De afsnijfrequentie van het filter is nu de frequentie waarbij $\left| \frac{U_o}{U_i} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}}$

$$\text{Hieruit volgt: } \omega^2 R^2 C^2 = 1 \quad \omega^2 = \frac{1}{R^2 C^2} \quad \omega = \frac{1}{RC}$$

$$\text{De afsnijfrequentie is nu: } f = \frac{1}{2\pi RC}$$

Bij lage frequenties kan de term ωRC verwaarloosd worden ten opzichte van 1, waardoor voor de versterking volgt:

$$\left| \frac{U_o}{U_i} \right| = \frac{1}{\sqrt{1}} = 1$$

Het tweede orde butterworth filter kan er in zijn algemene vorm als volgt uitzien:

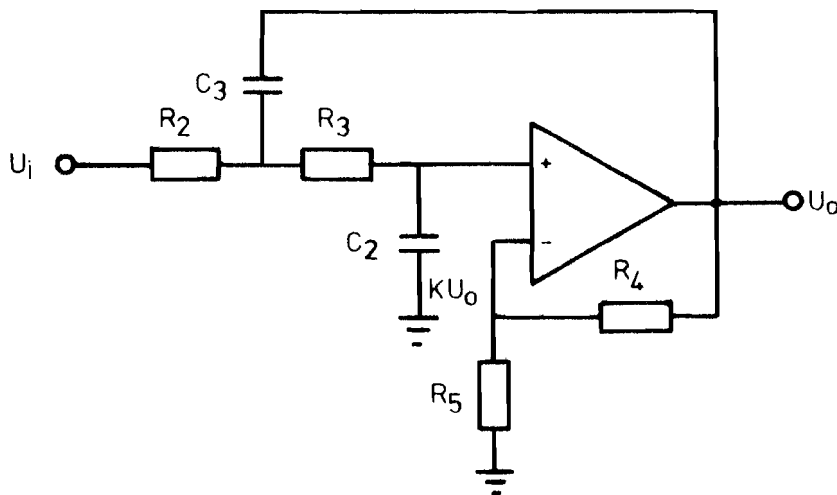


Fig. 5.7. Actief tweede orde laagdoorlaat filter.

De overdrachtsverhouding van dit filter heeft nu de volgende vorm:

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{\frac{1}{k} \frac{1}{C_3 C_4 R_2 R_3}}{p^2 + p \left(\frac{1}{C_3 R_2} + \frac{1}{C_3 R_3} + \frac{1}{C_4} \left(1 - \frac{1}{k} \right) \right) + \frac{1}{C_3 C_4 R_2 R_3}}$$

De afleiding van deze functie is gegeven op bijlage 4.

De algemene vorm van een laagdoorlaat filter is

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{H_0 w_0^2}{p^2 + \alpha w_0 p + w_0^2}$$

waarbij α voor een butterworth filter gelijk aan $\sqrt{2}$ moet zijn.

Vergelijking van beide levert ons:

$$w_0^2 = \frac{1}{R_2 R_3 C_3 C_4} \quad w_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_3 C_3 C_4}} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_2 R_3 C_3 C_4}}$$

$$H_0 = \frac{1}{k} \quad (\text{versterking in doorlaatgebied})$$

De afsnijfrequenties van het 1e en 2e orde filter moeten nu gelijk zijn voor het verkrijgen van de gewenste responsie.

Gezien de uitdrukkingen van f_0 voor beiden is dit het gemakkelijkste te doen door de componenten R en C gelijk te kiezen. De afsnijfrequentie van het totale filter wordt nu: $f = \frac{1}{2\pi RC}$

De versterking van het tweede orde filter in het doorlaatgebied is: $H_0 = \frac{1}{k}$

Voor een versterking van 1 zou nu de factor k gelijk aan 1 gekozen moeten worden (rechtstreekse terugkoppeling van U_o op de inverterende ingang van de operationele versterker).

Dit is echter niet gedaan, daar dit de algemene configuratie van het filter zou veranderen.

De versterking van het filter is gekozen op 2, terwijl achter de totale schakeling een spanningsdeler (met gelijke componenten) er voor zorgt dat de totale versterking toch 1 is.

5.3. Beschrijving toegepaste laagdoorlaat filter.

Het totale schema van het filter ziet er als volgt uit:

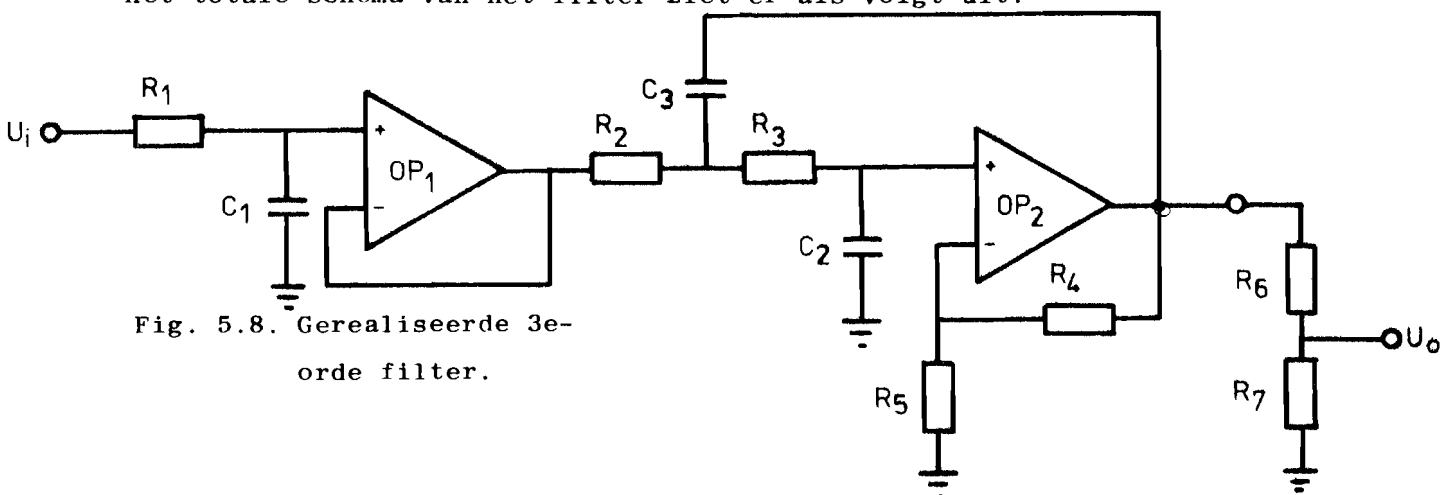


Fig. 5.8. Gerealiseerde 3e-orde filter.

Om een versterking van 2 te krijgen, behoren voor de spanningsdeler R_4 en R_5 gelijke waarden gekozen te worden, daar moet gelden:

$$H_0 = \frac{1}{k} = 2 \quad k = \frac{1}{2} \quad \frac{R_5}{R_4 + R_5} = \frac{1}{2} \quad \frac{1}{2} = \frac{1}{2}$$

Om de belastingsafhankelijkheid zo klein mogelijk te maken, zijn hiervoor hoge weerstandswaarden van 100 k Ω voor gekozen.

Voor de spanningsdeler R_6 en R_7 zijn willekeurige waarden gekozen (hier 10 k Ω).

De weerstanden R_1 t/m R_3 en de condensatoren C_1 t/m C_3 moeten zodanig gekozen worden dat hun waarden volgens $f = \frac{1}{2\pi RC}$ een kantelfrequentie van 6 kHz oplevert. Dit is te doen aan de hand van een zelfgemaakte tabel met standaard weerstandswaarden (E 24 reeks), en de daarbij berekende condensatorwaarden.

Deze tabel is weergegeven op bijlage 5.

Er moet natuurlijk gekozen worden voor de combinatie, waarbij de berekende condensatorwaarde zo dicht mogelijk bij een bestaande waarde ligt.

In de bestaande schakeling is gekozen voor de volgende waarden:

$$R = 1,8 \text{ k}\Omega ; C = 22 \text{ nF}$$

Een complete lijst van de gebruikte componenten is weergegeven op bijlage 6.

Voor meetgegevens wordt verwezen naar hoofdstuk 15.

HOOFDSTUK 6. LEVEL CONVERTOR.

Het uitgangssignaal van het laagdoorlaat filter bevindt zich tussen de nul (massa) en de positief 4 volt. Indien met dit signaal echter een dubbele balansmixer aangestuurd dient te worden, moet dit signaal voor een goede werking van de mixer omgezet worden naar een signaal dat rond de nul zweeft. Het is dus nodig, dat het D.C. niveau van het gespreide datasignaal zodanig verlegd kan worden, dat het signaal zich symmetrisch rond de nullijn bevindt.

Hiervoor is het onderstaande schema ontworpen:

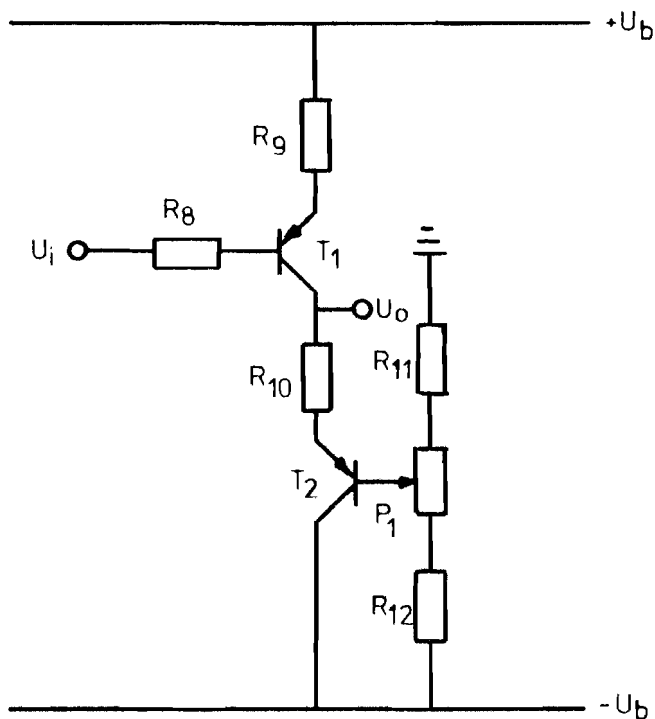


Fig. 6.1. Level control.

Het ingangssignaal U_i wordt door de transistor T_1 op de uitgang gezet. Verder is het nu mogelijk, om met potentiometer P_1 een gelijkspanning (negatief) op de emitter van T_2 te zetten. Beide signalen worden nu naar de uitgang gesuperponeerd. Het is dus mogelijk het D.C. level aan de uitgang met behulp van P_1 te regelen.

De weerstandswaarden van R_9 en R_{10} zijn experimenteel zo vastgesteld, dat de schakeling een uitgangsweerstand van 50Ω heeft. De waarden van R_{11} en R_{12} bepalen de niveau's waartussen het D.C. niveau geregeld kan worden (begrenzingsweerstand). Deze waarden dienen ook experimenteel vastgesteld

te worden. Dit komt omdat zich in het ingangssignaal al een D.C. niveau kan bevinden, afkomstig van de offset-spanning van de opamps in het filter. De waarden van R_{11} en R_{12} dienen nu zo gekozen te worden, dat het uitgangssignaal zich zowel in positieve als in negatieve richting bij laat regelen. De componentenlijst van de schakeling is opgenomen bij die van het filter op bijlage 6.

Voor meetgegevens van de level convertor wordt verwezen naar hoofdstuk 15.

HOOFDSTUK 7. OSCILLATOR-SCHAKELINGEN.

7.1. Inleiding.

Onder de benaming oscillator wordt in de ruimste zin van het woord een schakeling voorgesteld, die een signaal van willekeurige vorm produceert. In nauwere zin noemen we schakelingen, die uitsluitend sinusvormige signalen produceren, oscillatoren.

Deze laatste zijn voor ons interessant wat betreft de toepassing in de hoogfrequent techniek.

Een oscillator moet aan een aantal voorwaarden voldoen om opwekking van een signaal mogelijk te maken. Er moet een positieve terugkoppeling (meekoppeling) aanwezig zijn, waardoor de schakeling zelfstandig signalen op kan wekken.

We kunnen de oscillator met behulp van de vierpooltheorie voorstellen.

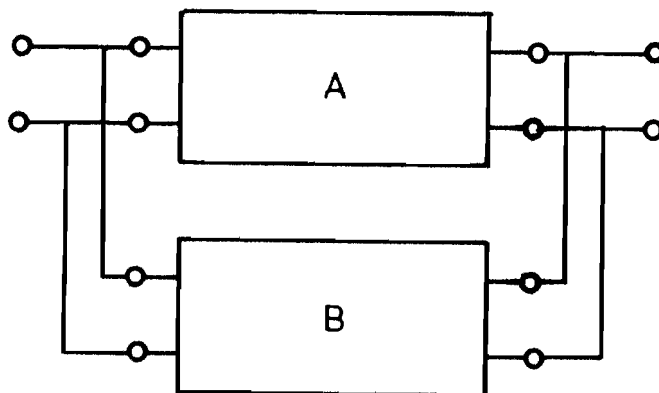


Fig. 7.1. Vierpool vervangingsschema van oscillator.

Voor deze teruggekoppelde versterker met meekoppelnetwerk geldt de bekende vergelijking: $Af = \frac{A}{1-BA}$

De teruggekoppelde versterker heeft in het geval $BA = 1$ een oneindige versterking, wat betekent, dat aan de uitgang, ook als het ingangssignaal nul is, een spanning beschikbaar is, met andere woorden de schakeling produceert zelf een slingering.

Het teruggekoppelde signaal moet ook in de fase gelijk zijn met het oorspronkelijke signaal, dat aan de ingang van de versterker A beschikbaar is. Kortom, faseverschuivingen die door het actieve element (A) zijn veroorzaakt, moeten door het niet-actieve element (B) in de schakeling tot eenfasegelijkheid worden gecorrigeerd.

Het meekoppelnetwerk is eigenlijk een π -filter, bestaande uit L en C. Zo ontstaan de welbekende oscillatorvormen van het type Hartley, Colpitts

en Clapp-oscillator.

De Hartley-oscillator is, wat opbouw betreft, erg eenvoudig en wordt daarom ook vaak toegepast, doch voor het VHF- en UHF-gebied gebruikt men de zogenaamde Colpittsoscillatoren.

Onderstaand schema geeft de principiële opbouw weer van een Colpitts-oscillator.

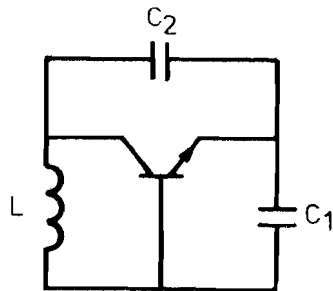


Fig. 7.2. Principiële Colpitts-oscillator.

De terugkoppeling gebeurt met C_2 . De methode van terugkoppeling is zeer gebruikelijk bij hoge frequenties, zodoende komen we deze zeer veel tegen in het VHF- en UHF-gebied. Als de schakeling in resonantie is, wordt met de inductiviteit L en de resulterende capaciteit

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \text{ gerekend.}$$

Op de praktische uitvoering van de Colpitts-oscillator wordt verder niet ingegaan.

Hieronder is het pricipeschema van de Clapp-oscillator afgebeeld, welke eigenlijk een gemodificeerde vorm van de Colpitts-oscillator is.

Bij de Clapp-oscillator bevindt zich in de kollektorkring een serie-slingerkring. De resulterende capaciteit, die bepalend is voor de resonantie-frequentie, is hier:

$$C = \frac{C_0 C_1 C_2}{C_0 C_1 + C_0 C_2 + C_1 C_2}$$

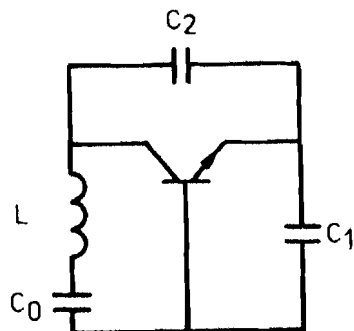


Fig. 7.3. Principiële Clapp-oscillator.

In de uitdrukking van C wordt bij hogere capaciteitswaarden van C_1 en C_2 de resulterende capaciteit $C \approx C_0$.

De resonantie-frequentie wordt dan voornamelijk bepaald door de serie-slingerkring en bijna niet door de overige componenten, waaronder ook de transistor. Dit geeft tevens de verklaring voor de hoge frequentie-stabiliteit van de Clapp-oscillator. Een hoge frequentie-stabiliteit is voor de oscillator, toegepast in het zend/ontvangsysteem, zeer belangrijk, omdat een kleine afwijking in de oscillator een grote afwijking (faktor 9) in de draaggolf veroorzaakt.

Daarom wordt, om de stabiliteit nog beter te maken, de Clapp-oscillator uitgevoerd met een kwartskristal, waarvan nu eerst een korte uitleg wordt gegeven, wat betreft de opbouw en werking.

7.2. Kwartskristallen.

De werkwijze van kwarts, gebruikt als elektromechanische resonator, berust op het piezo-elektrische effect. Wordt op een bepaalde manier op een uit kwartskristal gesneden plaatje een mechanische druk- of trekkracht uitgeoefend, dan ontstaan elektrische ladingen (direct piezo-elektrisch effect). Omgekeerd veroorzaken ladingen, die op het plaatje gebracht worden, een mechanische uitzetting of inkrimping (resiproke piezo-elektrisch effect).

Onderstaande tekening geeft een kwartskristal weer met de 3 assen:

- de X-as (elektrische as)
- de Y-as (mechanische as)
- de Z-as (optische as)



Fig. 7.4. Kwartskristal met assen.

Uit zulk een kristal worden plaatjes gesneden in de vorm van vierkante of ronde schijven, staafjes of ringen.

Om bijzondere temperatureigenschappen en trillingsvormen te bereiken worden bepaalde oriëntatiepunten op de kristal-assen en bepaalde afmetingen aangehouden.

De in de zend- en ontvangtechniek gebruikte kristallen kunnen we indelen in verschillende mechanische trillingswijzen, afhankelijk van de manier, waarop ze uit het materiaal gesneden zijn. Zo kunnen we lengte-, breedte-, dikte-, schuif- en torsietrillingen. De wijze van snijden bepaalt de frequentie en de temperatuur-coëfficiënt.

De opbouw kan als volgt weergegeven worden:

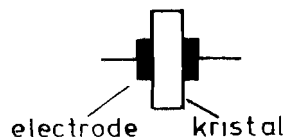


Fig. 7.5. Kwarts-kristal.

De elektrische werking van een kristal kunnen we voorstellen in de buurt van de resonantie-frequentie door figuur 7.6.

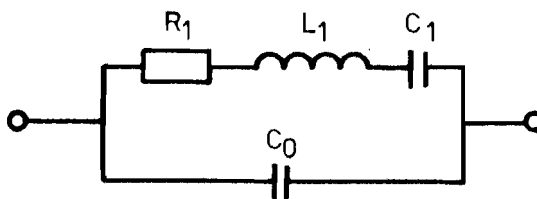


Fig. 7.6. Elektrisch schema van het kristal.

Het wisselstroomschema bestaat uit een capaciteit C_0 , de elektrische tak genoemd, met daaraan parallel geschakeld een serie-kring $L_1 C_1 R_1$, de mechanische tak genoemd.

C_0 wordt gevormd door de statische elektrodencapaciteit met het piezoelektrische materiaal als diëlektrikum. In de mechanische tak zijn gediskonteerd de mechanische eigenschappen van het materiaal en de afmetingen van het kristal.

In de praktijk zijn de verhoudingen zodanig, dat Q-waarden van 10.000 tot 5.000.000 kunnen worden bereikt.

Voor parallelresonantie geldt nu:

$$\omega_{p_0} = \sqrt{\frac{C_1 + C_0}{L_1 C_1 C_0}}$$

Voor serieresonantie geldt:

$$\omega_{s_0} = \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1}}$$

De formules zijn afgeleid op bijlage 7.

Als het frequentieverschil $\Delta\omega = \omega_p - \omega_s$, dan kan voor de relatieve frequentie-afstand tussen ω_p en ω_s geschreven worden:

$$\frac{\omega_p - \omega_s}{\omega_s} = \frac{\sqrt{\frac{C_1 + C_0}{L_1 C_1 C_0}} \left(1 - \frac{R_1^2 C_0}{2L_1}\right) - \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1}} \left(1 + \frac{R_1^2 C_0}{2L_1}\right)}{\sqrt{\frac{1}{L_1 C_1}} \left(1 + \frac{R_1^2 C_0}{2L_1}\right)} = \frac{\sqrt{\frac{C_1}{C_0}} \left(1 - \frac{R_1^2 C_0}{2L_1}\right) - \left(1 + \frac{R_1^2 C_0}{2L_1}\right)}{\left(1 + \frac{R_1^2 C_0}{2L_1}\right)}$$

Als $\frac{R_1^2 C_0}{2L_1} \ll 1$ en $\frac{C_1}{C_0} \ll 1$ (in de orde van 0,001 - 0,01)

$$\text{dan wordt } \frac{\omega_p - \omega_s}{\omega_s} = \frac{\Delta\omega}{\omega_s} \approx \frac{\sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0}} - 1}{1} \approx \frac{1}{2} \frac{C_1}{C_0}$$

$$\Delta\omega = \omega_s \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{C_1}{C_0}$$

Voor een 50 MHz kristal geldt dan dat: $\Delta\omega \approx 25$ kHz tot 250 kHz, wat ten opzichte van de 50 MHz zeer klein is.

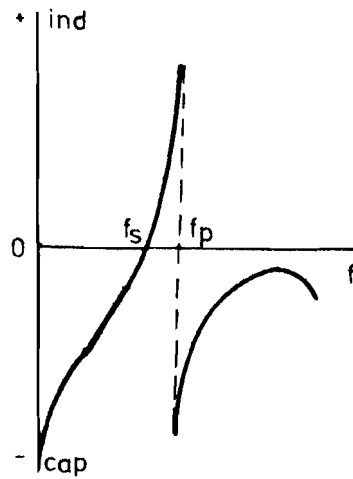


Fig. 7.7. Impedantie als functie van de frequentie bij een kristal.

Buiten de hoofdresonantie-frequentie bezit elk kristal nog een reeks van nevenresonanties, die door de bijzondere manier van snijden en oriënteren, en door gunstige elektrodenbevestiging over het algemeen, onderdrukt kunnen worden.

7.3. Beschrijving toegepaste oscillatorschakeling.

Als de Clapp-oscillator weer even in gedachten genomen wordt, dan komt het kristal in plaats van L en C_0 .

Bekend was al, dat C_0 de belangrijkste capaciteit was bij de Clapp-oscillator, zie figuur 7.3., en deze wordt nu dus bepaald door de C_0 van het kristal.

Om de stabiliteit nog hoger te maken, wordt parallel over het kristal nog een weerstand geplaatst. Deze weerstand dempt eventuele parallelresonanties en heeft verder geen invloed op de Q -faktor van de serie-resonantie. Om de frequentie toch nog een beetje bij te regelen, is een tweede resonantiekring in serie met het kristal geplaatst. L is hierbij een spoeltje met instelbare kern.

Zo ontstaat het volgende schema:

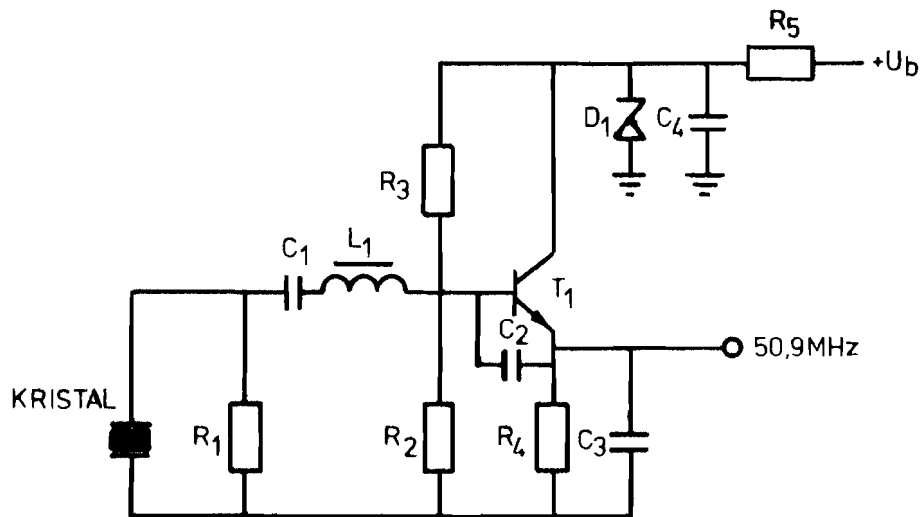


Fig. 7.8. Gebouwde kristaloscillator.

De voeding vindt plaats met behulp van een zenerdiode van 10 V. Dit komt ten goede aan de stabiliteit.

Om van de kristal-oscillator een spannings-gestuurde kristal-oscillator te maken, wordt in serie met het kristal een varicap geplaatst. Op dat punt komt tevens de stuurspanning. Zo wordt een V.C.X.O. verkregen, die toepassing vindt in het ontvangedeelte van het systeem.

Voor de waarde van de componenten wordt verwezen naar bijlage 8.

HOOFDSTUK 8. 2¹² DELERSCHAKELING.

Zoals al in de inleiding is beschreven, is het wenselijk dat het blok-sig-naal van de pseudorandom generator gekoppeld is aan de in de schake-ling aanwezige 50,9 MHz oscillator.

Dit gebeurt om het gespreide signaal met de draaggolf te synchroniseren, zodat de draaggolf, bij een niveauwisseling van het binaire signaal, precies op de nul-doorgang 180° in fase draait. Zie figuur 8.1.

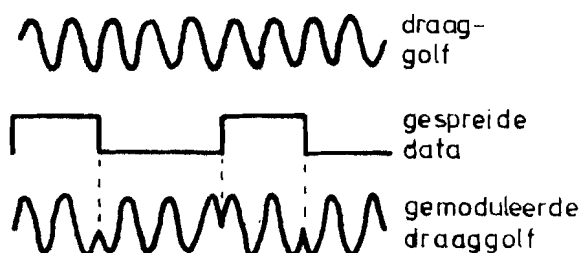


Fig. 8.1. Fase-omkering.

De koppeling kan nu geschieden door van de frequentie van het oscillator-sig-naal, een veelvoud te kiezen overeenkomstig de frequentie van het ge-spreide signaal.

In onze situatie lag echter het oscillatorsignaal vast, waardoor de fre-quentie van de pseudorandom generator hieraan gekoppeld moest worden. Als frequentie van het digitale signaal is 12,426 kHz gekozen, waarbij we door een simpele berekening het deeltal vinden.

$$\text{deeltal} = \frac{50,9 \text{ MHz}}{12,426 \text{ kHz}} = 4096 = 2^{12}$$

Dit deeltal is met behulp van enige logica te verkrijgen.

In bijlage 9 is de totale schakeling van de deler weergegeven.

Als eerste is een hoogfrequent transistor (T_1) in een emittervolger schakeling te zien. Deze schakeling zorgt ervoor, dat het signaal van de oscillator wordt afgenomen zonder deze te belasten.

In de collectorleiding van de transistor bevindt zich een parallel reso-nantiekring (L_1, C_4) die af te stemmen is op de oscillator-frequentie.

De ferietkraal (L_2) en de condensator (C_3) dienen ter voorkoming dat er iets van het hoogfrequent signaal in de voedingsspanning terecht komt.

Met dit signaal dient vervolgens een T.T.L.-ingang te worden aangestuurd, welke er als volgt uitziet:

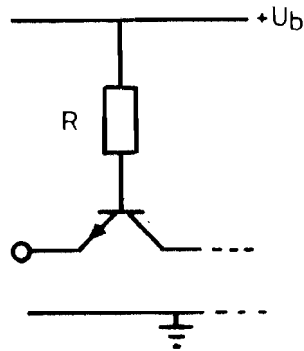


Fig. 8.2. T.T.L.-ingang.

De transistor schakelt wanneer het ingangssignaal boven en beneden een bepaalde drempelwaarde komt. Deze drempelwaarde is voor T.T.L. ongeveer 2 V. Om hiervoor te zorgen, wordt de ingang via een externe weerstand ~~en~~ condensator (R_5, C_5) omlaag getrokken.

Het ingangssignaal van de schakeling is sinusvormig met een frequentie van 50,9 MHz en een topwaarde van 480 mV.

Het uitgangssignaal van de emittervolger achter het R-C netwerk (C_5, R_5) is ook sinusvormig met een topwaarde van 560 mV.

De versterking van de schakeling is nu te berekenen door

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{560}{480} = 1,2 \text{ (topwaarde)}$$

of

$$\frac{U_o}{U_i} = 20 \cdot 10 \log \frac{U_o}{U_i} = 1,34 \text{ dB.}$$

De versterking is dus ongeveer 1 hetgeen overeenkomt met de eigenschappen van een emittervolger schakeling.

Het omlaag transformeren van 50,9 MHz naar 12,426 kHz zou in principe met één I.C. kunnen. Maar omdat dit I.C. niet aanwezig is en omdat de schakeling van bijlage 9 reeds eerder gebouwd was, is deze configuratie aangehouden.

In het kort kan de schakeling als volgt beschreven worden:

Als eerste bewerking wordt het 50,9 MHz signaal met behulp van twee snelle J.K. flip-flops (I.C. 74S112) door vier gedeeld en naar een signaal met een frequentie van ~~12,426~~ ^{12,725 MHz} kHz gebracht. Dit is de eerste fase.

In de tweede en derde fase wordt het signaal gedeeld door 16 door middel van twee aan elkaar gekoppelde 4 bit binary counters (I.C. 9316).

De frequentie achter de tweede trap wordt nu 795,3 kHz en de frequentie na de derde trap wordt 49,7 kHz.

Dit signaal dient nu nog eens door vier gedeeld te worden en dit gebeurt weer met behulp van 2 J.K. flip-flops, zoals in de eerste fase, echter met dit verschil, dat de flip-flops (I.C. 9020) niet zo snel behoeven te zijn.

Aan de uitgang verkrijgen we nu het gewenste 12,426 kHz kloksignaal voor de pseudorandom generator.

Een complete onderdelenlijst is weergegeven op bijlage 10.

HOOFDSTUK 9. FREQUENTIEVERMENIGVULDIGERS.

9.1. Inleiding.

Frequentievermenigvuldigers hebben tot taak, uit een grondharmonische hogere harmonische te halen. In het algemeen ontstaan tweede en derde harmonische en in het uiterste geval de vijfde en zesde harmonische. Wanneer hogere harmonische gewenst zijn, worden meerdere trappen achtereen geschakeld.

Om uit een grondfrequentie hogere harmonische te halen moet deze op een bepaalde manier vervormd worden. Dit gebeurt met een niet-lineaire component.

Het meest doelmatige is om als niet-lineair element een versterker-element, bijvoorbeeld een bipolaire transistor te nemen.

Versterking in de C-klasse geeft een hoge niet-lineairiteit, die zich zeer goed leent voor het opwekken van harmonischen.

In het onderstaande schema is de principeschakeling van een in de C-klasse werkende transistor-frequentievermenigvuldiger weergegeven.

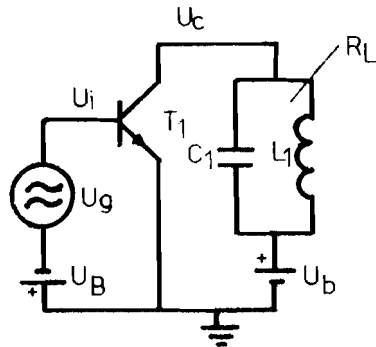


Fig. 9.1. Frequentievermenigvuldiger.

De onderstaande grafiek geeft de ingangs- en overdrachtskarakteristiek weer.

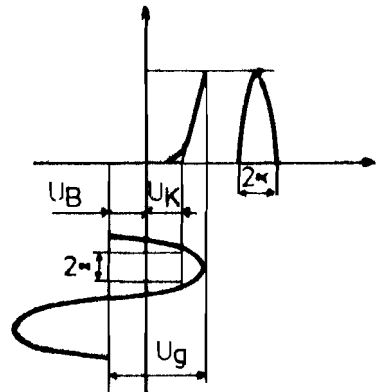


Fig. 9.2. Overdrachtskarakteristiek van een transistor in C-bedrijf.

Het werkpunt voor de in C-bedrijf werkende transistor wordt met behulp van de sperspanning U_B ingesteld. Hierdoor loopt een kollektorstroom gedurende het positieve gedeelte van de generatorspanning. Dit is in het met de hoek 2α gekenmerkte tijdsinterval.

Uit de kollektorzoompulsen worden met behulp van de Fourier-analyse de amplituden van afzonderlijke harmonischen gehaald.

Eerst wordt de stroomhoek bepaald, die op de basis, zoals in bovenstaande grafiek getekend, aanwezig is. U_K is het knikpunt van de grafiek.

$$\cos \alpha = \frac{U_B + U_K}{U_g}$$

Belangrijk is ook de vorm van de kollektorstroomimpuls, omdat de overdracht karakteristiek een knikpunt bevat en zo een lineair gedeelte in doorlaatrichting veroorzaakt, zullen de kollektorstroomimpuls een afgestampte sinusvorm hebben.

In bijlage 11 wordt bekeken hoe een aantal harmonischen tot stand komen.

In de onderstaande grafiek is een vereenvoudigde weergave gegeven van het aantal harmonischen in een kollektorstroomimpuls met afgestompte sinusvorm, rekening gehouden met de maximale stroom afhankelijk van de stroomhoek.

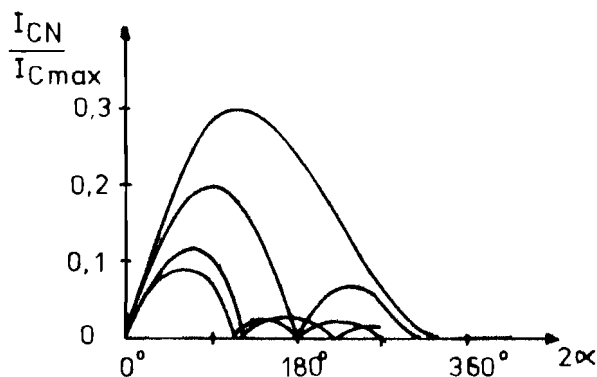


Fig. 9.3. Harmonischen in een kollektorstroomimpuls.

Bij de instelling van de stroomhoek van de vermenigvuldiger streeft men naar een zo maximaal mogelijke amplitude, behorende bij de bovenstaande grafiek.

De optimale stroomhoek, α_{opt} is te benaderen door:

$$2\alpha_{opt} \approx 240^\circ / N \quad (N = 1, 2, 3, 4, \dots) \text{ kengetal van de harmonischen.}$$

Voor de relatieve amplitude geldt dan:

$$\frac{I_{CN}}{I_{C \max}} \quad 2\alpha_{\text{opt.}} \approx \frac{0,56}{N}$$

Op grond hiervan kan de spanningsamplitude, van de in de kollektorstroom optredende N-de harmonischen, berekend worden. De impedantie van de afstemkring heeft bij resonantie de waarde R_L .

Voor de N-de harmonischen geldt dan een kollektorspanning van

$$U_{CN} = I_{C \max} \left(\frac{I_{CN}}{I_{C \max}} \right) R_L ; \text{ waarbij } \frac{I_{CN}}{I_{C \max}} \text{ een functie van de stroomhoek } 2\alpha \text{ is.}$$

De voorgaande formules zijn alleen bedoeld om in grote lijnen een theoretische verklaring te geven van de werking van vermenigvuldigers maar worden als zodanig niet gebruikt in het praktische gedeelte.

9.2. Resonantiekringen.

In de hoog-frequentie-techniek worden spoelen en condensatoren zodanig geschakeld, dat zij als parallelkring (sper-kring) of als seriekring (zuigkring) een selectieve overdracht bewerkstelligen van de gewenste frequentieband. We noemen deze schakelingen ook wel resonantiekringen.

Omdat in deze afstudeeropdracht alleen seriekringen (zuigkringen) een toepassing vinden, wordt als theoretische ondersteuning, alleen de seriekring behandeld.

Een seriekring wordt als volgt voorgesteld:

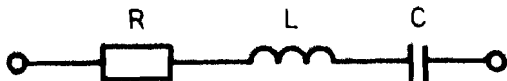


Fig. 9.4. Seriekring.

Voor de impedantie kan worden geschreven:

$$Z = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}$$

$$= R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) = R + jX$$

waarbij $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ bij resonantie geldt dat het imaginaire deel

nul is: $X = 0$

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0$$

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Bij resonantie geldt tevens $Z_0 = R$, dit is de kleinst mogelijke weerstand van de schakeling, en bestaat dus alleen bij de resonantiefrequentie. Onderstaande grafiek geeft het verband weer tussen de impedantie als functie van de frequentie.

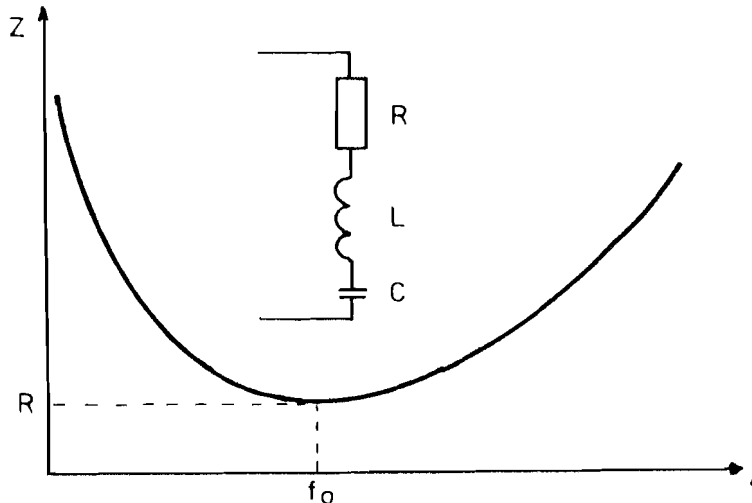


Fig. 9.5. Impedantie van een seriekring als functie van de frequentie.

Bekeken wordt nu het onderstaande schema

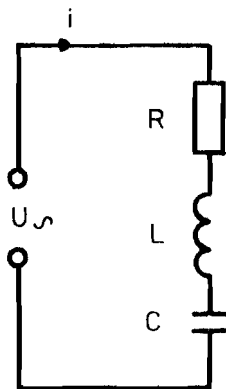


Fig. 9.6. R.L.C.-netwerk.

Bij de resonantie-frequentie is de impedantie van het circuit gelijk aan de weerstand R .

Voor de stroom i geldt dan: $i = \frac{U}{R}$

Als deze weerstand klein is ten opzichte van de aanwezige reactanties, raakt het circuit in een spanningsopslinging.

De spanning, die slingert tussen de spoel en condensator bij resonantie, gedeeld door de voedingsspanning, is een maat voor de

kwaliteitsfaktor van het circuit, ook wel Q-faktor genoemd.

Zoveel kleiner de weerstand van het circuit, zoveel groter is de Q-faktor.

$$Q = \frac{U_L}{U} = \frac{i\omega_0 L}{iR} = \frac{\omega_0 L}{R}$$

bij resonantie $\frac{1}{\omega_0 C} = \omega_0 L$

zodoende $Q = \frac{1}{\omega_0 CR} = \frac{\omega_0 L}{R}$

De grafiek van de stroom als functie van de frequentie is hieronder uitgezet

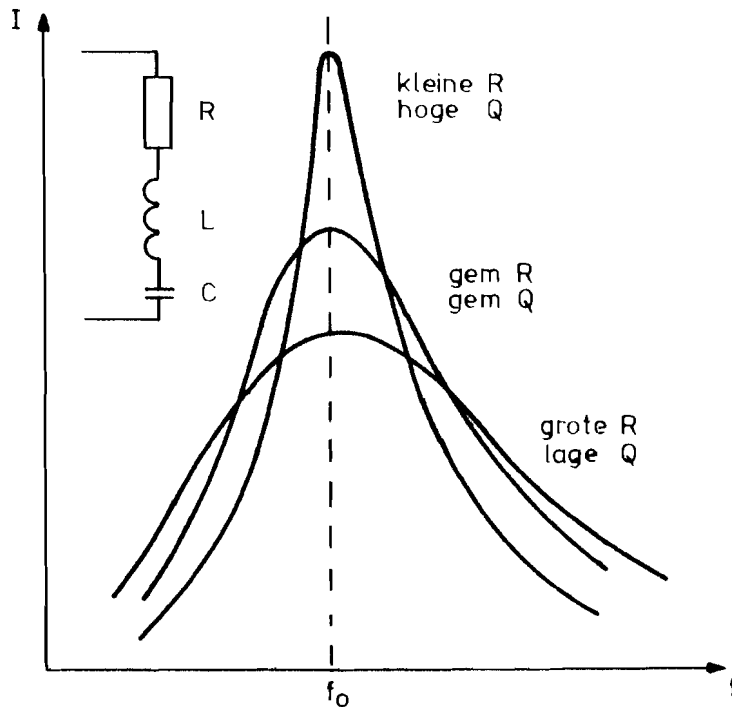


Fig. 9.7. Stroom als functie van de frequentie bij een seriekring.

Over de bandbreedte kan nog het volgende gezegd worden:

De bandbreedte van het R.C.L.-circuit is gedefinieerd als het verschil tussen de twee frequenties, waarbij de stroom is afgedaald tot $\sqrt{2}$ maal de maximale stroom bij resonantie, ook wel $\sqrt{2}$ -punten genoemd.

De volgende grafiek geeft enige verduidelijking.

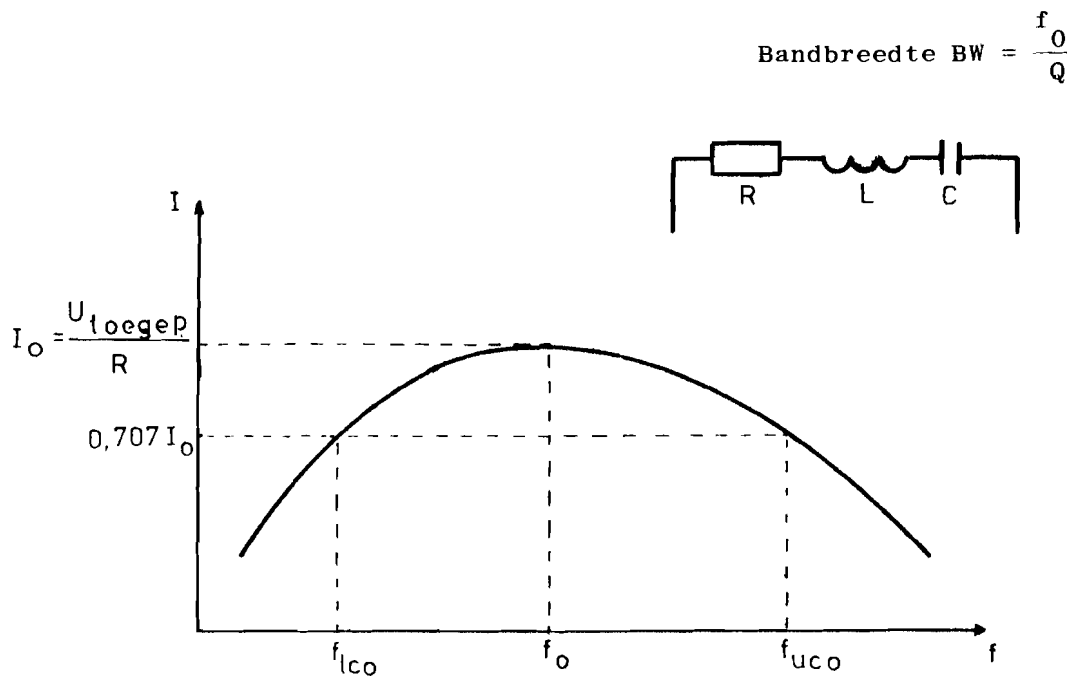
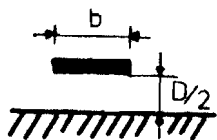


Fig. 9.8. Bandbreedte.

9.3. Strip-lijntechniek.

De hoogst beschikbare resonantiefrequentie van resonantiekeringen opgebouwd met de gebruikelijke inducties, ligt ongeveer bij 200 tot 300 MHz. In het bereik boven de 300 MHz zijn resonantiekeringen met deze methode niet te realiseren. Hier treden resonantiekeringen op de voorgrond, die bestaan uit strippen. Het voordeel van zulke inductieve elementen, gerealiseerd met koperen strippen, ligt hem in het feit dat zij ten opzichte van de gebruikelijke gewikkelde inducties een hogere kwaliteitsfactor bezitten. Een tweede voordeel is, dat strippen gemakkelijker te reproduceren zijn. Het dielektrikum bestaat uit lucht ($\epsilon_r = 1$).

Er zijn allerlei profielvormen mogelijk, doch de meest eenvoudigste is het hier onder getekende profiel:



$$Z_0 = 60 \ln 3,5 \frac{D}{b}$$

Fig. 9.9. Profiel van een stripleiding.

De breedte van de strip ten opzichte van de hoogte boven het oppervlak moet klein zijn, dat wil zeggen $b/D < 0,5$. Bijvoorbeeld strips van 4 mm. breedte mogen tot 4 mm. boven het massa-oppervlak liggen. De dikte van de strip wordt verwaarloosd.

Een belangrijke waarde in de stripleidingstechniek is de ingangsweerstand. Wordt het einde van de stripleiding, met de lengte l en de golfweerstand Z_0 , met een impedantie Z_u afgesloten, dan verschijnt aan het andere einde een ingangsimpedantie.

$$Z_i = Z_0 \frac{Z_u + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_u \tan \beta l}$$

waarbij $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ en λ de golflengte voorstelt.

Voor de afleiding van de voorgaande formule wordt verwezen naar bijlage 15.

In smalbandversterkers (met resonantiekringen) worden de inductiviteiten met kortgesloten leidingsstukken uitgevoerd, wat tot gevolg heeft, dat $Z_u = 0$ wordt. De ingangsimpedantie voor leidingsstukken is dan:

$$Z_i = jZ_0 \tan \beta l$$

Zijn de leidingsstukken korter dan $\lambda/4$ dan hebben zij een inductief karakter. Als parallel aan de ingang van de stripleiding een condensator C geplaatst wordt, dan ontstaat een typische UHF-resonantiekring met de volgende vergelijking:

$$\frac{1}{WC} = -Z_0 \tan \beta l \quad \text{of} \quad WC = Y_0 \cot \beta l$$

Onderstaande tekening geeft enige verduidelijking betreffende de realisatie van de strip. De condensator is als trimmer uitgevoerd, zodat de kring afstembaar is. Door de condensator kan de strip stukken korter zijn dan $\lambda/4$.

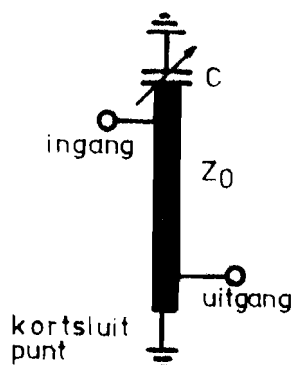


Fig. 9.10. Resonantiekring met behulp van een stripleiding.

Aftapping van de strip is op elk punt mogelijk, hierbij moet rekening worden gehouden met het feit, dat de impedantie, beginnende bij het kortsluitpunt (massa-punt) van de strip afhankelijk van $\tan \beta l$, toeneemt. Inductieve koppeling moet gebeuren in de buurt van het kortsluitpunt. Hier bevindt zich een stroombuik.

Capacitieve koppeling gebeurt in geval van hoge impedanties in de buurt van het ingangspunt op de strip. Hier bevindt zich immers een spanningsbuik. De koppeling kan geschieden met een condensator van enkele pF's.

In de praktijk worden striplijnen ook vaak uitgevoerd als een gedrukt spoor op printplaat. Voor UHF-doeleinden dient het printmateriaal dan goede hoogfrequent-eigenschappen te bezitten. Als printmateriaal wordt dan Teflon gebruikt. Vanwege de gemakkelijke toepasbaarheid zijn in dit geval stripleidingen boven het oppervlak toegepast.

9.4. Beschrijving toegepaste vermenigvuldigers.

Om tot een 458,1 MHz draaggolf te komen, moet het 50,9 MHz oscillatiesignaal met 9 vermenigvuldigd worden.

Met één enkele vermenigvuldiger is dit niet te verwezenlijken, zoals in hoofdstuk 9.1 al vermeld is.

Hier worden twee 3x vermenigvuldigers toegepast, die dus tezamen 9x vermenigvuldigen. De eerste 3x vermenigvuldiger wordt met normale componenten uitgevoerd, de tweede met behulp van striplijnen. Eerst wordt het onderstaande blokschema bekeken.

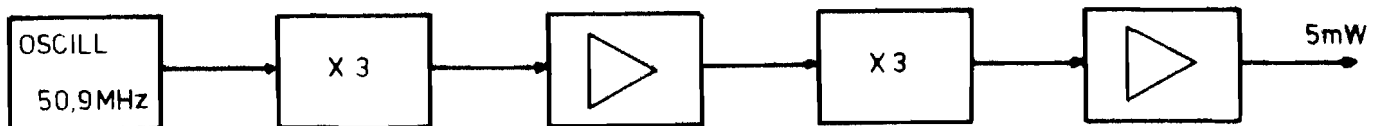


Fig. 9.11. Blokschema van complete 9x vermenigvuldiger.

De versterkers worden in een later hoofdstuk besproken.

De eerste 3x vermenigvuldiger is in het volgende schema getekend.

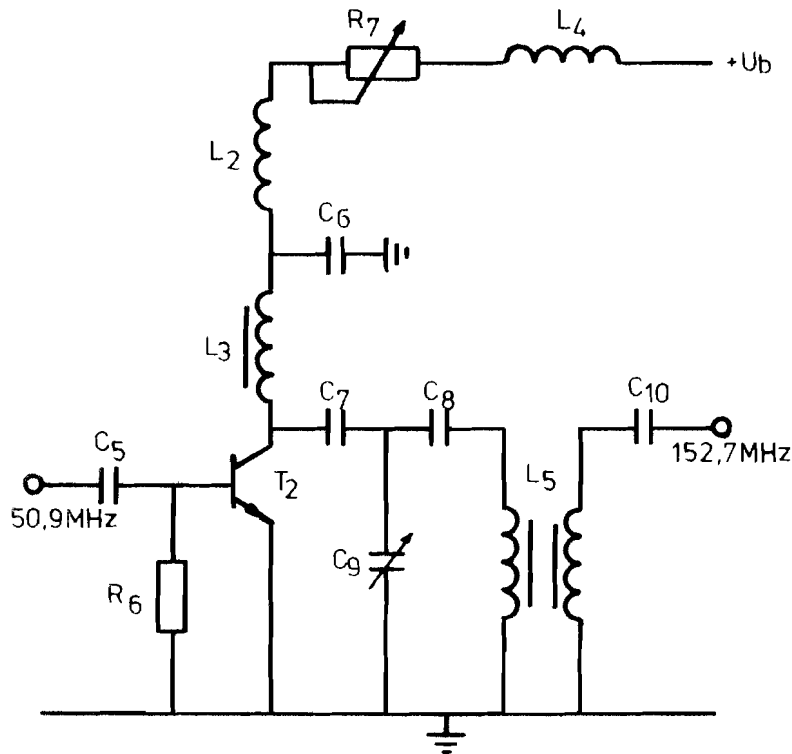


Fig. 9.12. Gebouwde 3x vermenigvuldiger van 50 MHz naar 150 MHz.

Voor de componentenwaarde wordt verwezen naar bijlage 12.

De weerstand R_6 legt de basis voor gelijkstroom aan massa.

C_5 dient voor de ontkoppeling van de gelijkstroomcomponent van het 50,9 MHz signaal. Het reaktantienetwerk aan de kollektor

lijkt nogal eenvoudig, maar heeft een nogal gecompliceerde functie te vervullen. Daarbij moet elk element niet afzonderlijk, maar in samenhang met andere elementen worden bekeken.

De hoofdfunctie van het netwerk is het filteren van de met geringe amplitude derde harmonische, daarbij moeten de grond- en tweede harmonische kortgesloten worden.

De seriekring L_3/C_6 dient als zuigkring voor de eerste- en tweede harmonische. Het netwerkje met C_7 , C_8 en C_9 vormt een selectief filter, dat alleen de derde harmonische doorlaat. C_7 en C_8 zijn druppel ~~tantaal~~ ^{LEI.} condensatoren met de waarde 3,9 pF.

C_7 dient experimenteel vastgesteld te worden.

Voor C_9 kan ook een trimmer van 25 pF geplaatst worden, maar dat kost geld en plaats, terwijl een vaste waarde toch goed voldoet.

L_5 dient voor de aanpassing tussen de 3x vermenigvuldiger en de versterkerschakeling. L_3 en L_8 zijn spoelvormsetjes en worden

eigenhandig gemaakt. L_3 bestaat uit het empirisch aantal van 5 windingen Cu draad \varnothing 0,75 mm. L_8 heeft de verhouding 5:1 met Cu draad \varnothing 0,75 mm. L_2 , L_4 en R_7 zorgen voor de gelijkstroom van de transistor. Met R_7 wordt gezorgd, dat de stroom door de transistor, een BFY90, niet groter wordt dan 25 mA. Bij het afregelen wordt een potmeter gebruikt die later vervangen wordt door een vaste weerstand met gelijke waarde als die potmeter.

C_6 zorgt voor een resonantievrije ont koppeling.

De tweede 3x vermenigvuldiger wordt uitgevoerd met strip-lijnen, in verband met frequenties boven de 300 MHz.

Onderstaande tekening geeft de tweede 3x vermenigvuldiger weer.

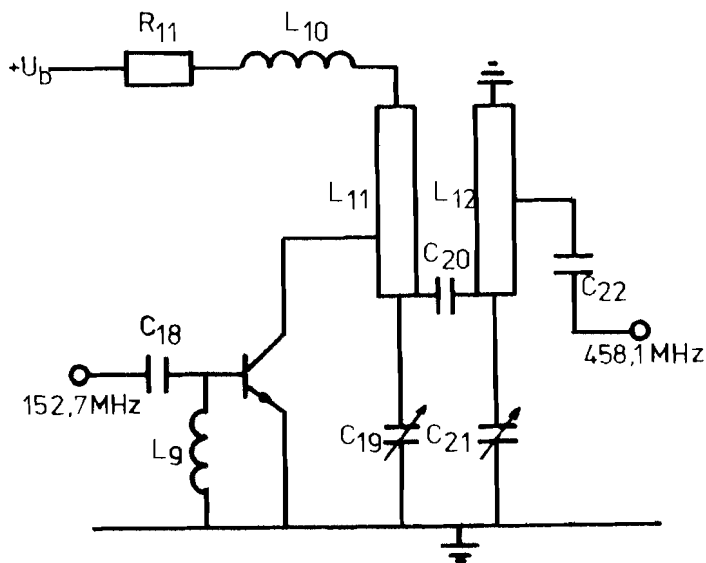


Fig. 9.13. Gebouwde 3x vermenigvuldiger uitgevoerd met stripleiding.

Voor de componentenwaarde wordt verwezen naar bijlage 13.

L_9 legt de basis van de transistor voor gelijkstroom aan massa.

C_{18} dient voor de gelijkstroomontkoppeling.

De seriekringen L_{10}/C_{19} en L_{12}/C_{21} zijn zuigkringen die de grond- en tweede harmonische kortsluiten.

De aftappunten op de strippen moeten experimenteel vastgesteld worden.

Er wordt dan gekeken welk punt de hoogste amplitude geeft. Voor

verdere uitleg wordt verwezen naar hoofdstuk 9.3.

Met R_{11} wordt de gelijkstroom geregeld door de transistor (C25 mA)

en C_{18}/L_{14} zorgen voor een resonantievrije ont koppeling.

Aan de uitgang zijn buiten de 458,1 MHz nog meer hogere harmonische aanwezig. Dit komt doordat deze er niet uitgefilterd worden. Dat

wordt pas gedaan in de zendtrap.

De uitgang geeft een 13 dBm signaal met 50 Ω impedantie. Omdat de mixer maar 7dBm mag hebben, wordt het uitgangssignaal door middel van een T-aanpassingsnetwerk.

Op onderstaande tekening staat het netwerk weergegeven.

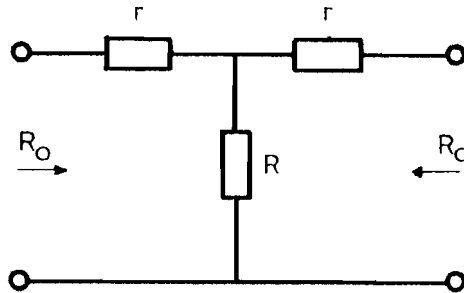


Fig. 9.14. Verzwakkings T-netwerk.

$$r = R_0 \frac{1-e}{1+e} \quad R = \frac{R_0^2 - r^2}{2r} \quad e = 10^{\left(\frac{-A}{20}\right)} \quad A = \text{verzwakking in dB}$$

Verzwakking $A = 6 \text{ dB}$ $R_0 = 50 \Omega$

$$e = 10^{\left(\frac{-A}{20}\right)} = 10^{\left(\frac{-3}{10}\right)} = 0,50118723$$

$$r = R_0 \frac{1-e}{1+e} = 16,614 \Omega$$

$$R = \frac{R_0^2 - r^2}{2r} = 66,93 \Omega$$

HOOFDSTUK 10. MODULATOR EN DEMODULATOR.

Voor het draadloos overbrengen van signalen is het noodzakelijk het frequentie-spectrum naar hogere frequenties te verschuiven. Dit verschuiven wordt modulatie genoemd. De informatie, in dit geval data-signalen, wordt overgebracht op een signaal met een hoge frequentie, de 458,1 MHz draaggolf.

De omgekeerde bewerking, namelijk die waarmee uit het gemoduleerde hoogfrequentesignaal weer de oorspronkelijke informatie wordt verkregen, wordt demodulatie genoemd.

Er zijn drie vormen van modulatie te onderscheiden, en wel:

- amplitude modulatie (AM)
- frequentie modulatie (FM)
- fase modulatie (PM)

Voor de overbrenging van digitale signalen in direct sequence systemen wordt vaak gebruik gemaakt van PSK (phase-shift-keying), een soort van PM, dit gebeurt door middel van balance modulatoren. Deze kunnen toegepast worden tot in het GHz-gebied. De beste uitvoering van de balance modulator is de zogenaamde dubbele balance modulator.

Onderstaande tekening geeft een dubbele balance modulator weer.

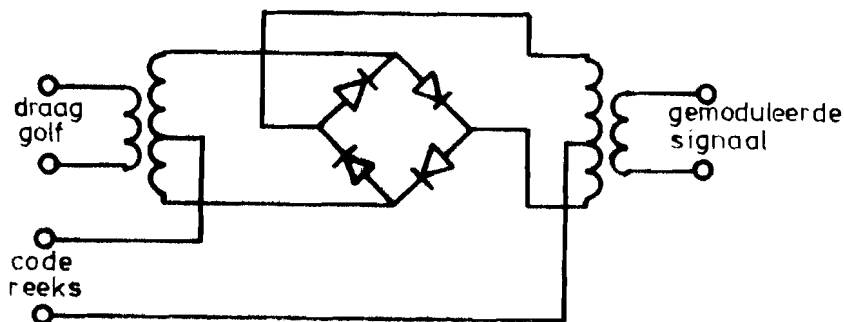


Fig. 10.1. Dubbele balance modulator aan de zenzijde.



Fig. 10.2. Gemoduleerd datasignaal uit een dubbele balance modulator.

De voorgaande foto geeft het dubbele balance mixer outputsignaal, gemoduleerd bij een datasignaal, weer.

Het outputsignaal is te beschrijven als volgt:

$$A \cos w_e t \cdot \cos w_s t$$

waarbij w_s een reeks tijdvariërende frequentieharmonischen voorstelt, afhankelijk van de data bitsnelheid en bitlengte voorstelt.

Onderstaande tekening verduidelijkt de fase-omkering aan de output.

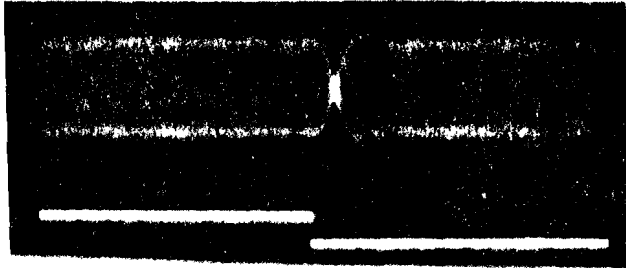


Fig. 10.3. Fase-omkering.

Het code-gemoduleerde spectrum bevat een reeks van symmetrisch verdeelde zijbanden $(\sin x/x)^2$. Afhankelijk van de vorm van de draaggolf aan de ingang en de kwaliteit van de mixer, is de draaggolf aan de uitgang geheel (20 tot 60 dB) onderdrukt.

Onderstaande foto geeft het spectrum van het outputsignaal weer.

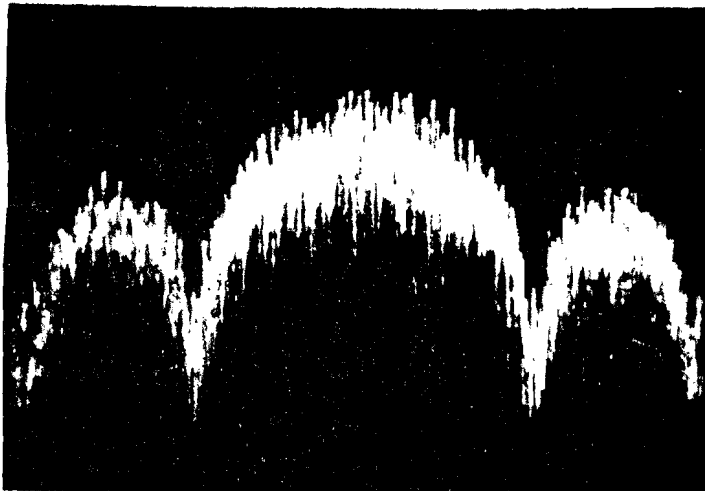


Fig. 10.4. Spectrum van gemoduleerd datasignaal aan de uitgang van de dubbele balance modulator.

Demoduleren gebeurt op eenzelfde manier, ook met behulp van balance modulators. De volgende tekening geeft dit weer.

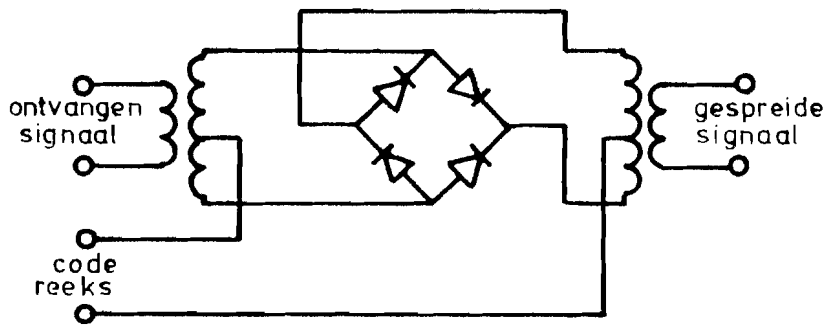


Fig. 10.5. Dubbele balance modulator aan de ontvangzijde.

Het ontvangen signaal wordt nu vermenigvuldigd met een draaggolf van 458,1 MHz, waardoor aan de uitgang van de modulator data aanwezig is. Dit wordt ook wel direkte-conversie-ontvangst genoemd. Wat er verder met het datasignaal gebeurt, staat beschreven in hoofdstuk 13.

Bij het opbouwen van het systeem is ervan uitgegaan, dat het dienst zal gaan doen als testsysteem. De gebruikte dubbele balance modulator, model 10514A van Hewlet Packard, is daarom ook als zodanig uitgevoerd. Alle aansluitingen vinden plaats met behulp van BNC-connectoren op 50 Ω basis.

Er moet gelet worden opdat de modulator niet overbelast wordt, daar dit onherroepelijk zijn dood betekent.

De technische gegevens met de maximaal toelaatbare waarden staan beschreven in bijlage 14.

HOOFDSTUK 11. HOOGFREQUENTVERSTERKERS.

11.1. Hoogfrequentie-eigenschappen van de transistor.

Omdat in de ontwikkelde en gebouwde schakelingen alleen bipolaire transistoren zijn toegepast, worden deze alleen besproken.

Bipolaire transistoren werken in het HF-gebied uitsluitend naar behoren als aan bepaalde voorwaarden is voldaan.

Interne capaciteiten en zelf-inducties hebben bij lage frequenties geen invloed op de versterking. Echter, bij hoge frequenties hebben deze parasitaire elementen een grote invloed op het gedrag van de schakeling.

In de onderstaande tekening is het HF-vervangingschema van een transistor in gemeenschappelijke-emitter-schakeling weergegeven (G.E.S.)

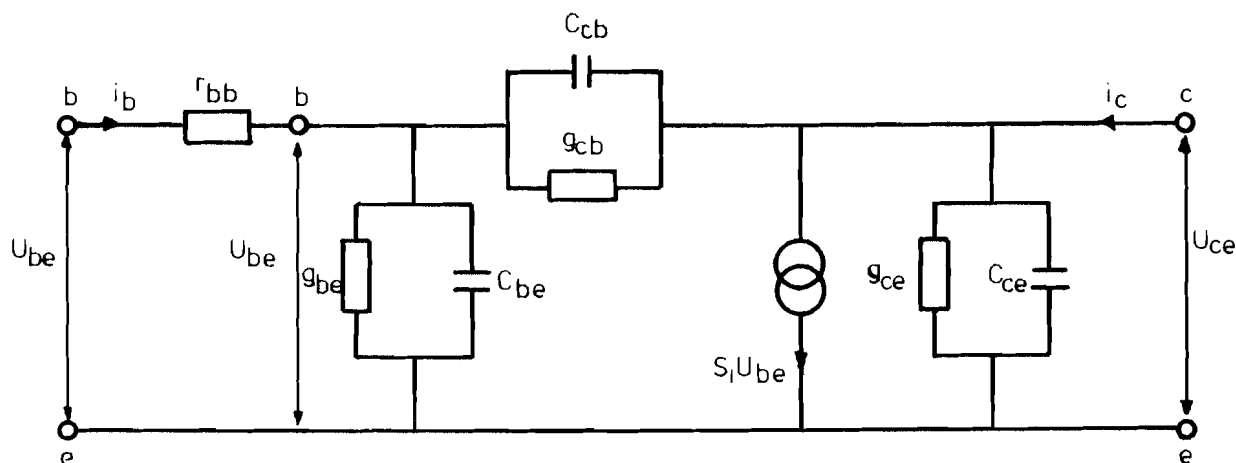


Fig. 11.1. HF-vervangingschema van een transistor in G.E.S.

Het bovenstaande schema geldt tot frequenties van ongeveer 200 MHz. Bij nog hogere frequenties gaan ook de zelf-inducties van de aansluitdraden een rol spelen. Voor VHF- en UHF-toepassingen is het dan ook zeer belangrijk de aansluitdraden zo kort mogelijk te houden. Te zien is, dat parallel aan de dynamische ingangconductantie G_{be} een parallelcapaciteit C_{be} staat en zo met de interne basisweerstand, de weerstand van het halfgeleidermateriaal, een laag doorlaatfilter vormt. Deze geeft dus een verzwakking, die groter wordt naarmate de frequentie hoger wordt. Door bepaalde interne constructies wordt getracht deze ingangscapaciteit zo gering mogelijk te houden. Parallel aan de uitgangconductantie g_{ce} bevindt zich eveneens een capaciteit, de kollektor-emittercapaciteit C_{ce} van de transistor. De stroombron $S_i U_{be}$ levert een stroom naar de uitgang, die lager wordt naarmate de parallelcapaciteit een kleinere reactantie

gaat vormen, wat het geval is als de te versterken signaalfrequentie hoger wordt. Tot slot bevindt zich tussen kollektor en basis een terugwerkingscapaciteit C_{cb} , die een terugkoppeling veroorzaakt waarvan het effect groter wordt naarmate de frequentie stijgt.

Uit het voorgaande verhaal is te concluderen, dat naarmate de interne capaciteiten kleiner zijn, de transistor geschikter wordt voor het versterken van HF-signalen.

Door bijzondere roosterstructuren kunnen de interne capaciteiten zodanig worden gereduceerd, dat alleen de zelfinducties en de dynamische weerstanden nog van invloed zijn op het gedrag van de versterker in het HF-gebied.

11.2. Hoogfrequent versterker schakelingen.

De versterkers die hier besproken worden zijn te verdelen in normale versterkers voor HF-signalen van 150 MHz en zendversterkers uitgevoerd met striplijnen. We beginnen met een normale HF-versterker. Het signaal, wat uit de eerste 3x vermenigvuldiger komt, is te zwak om de tweede 3x vermenigvuldiger te sturen. Daarom moet hiertussen een versterker geplaatst worden, zie figuur 9.11. De meest voorkomende schakeling is een versterker in g.e.-schakeling, zoals hieronder getekend is.

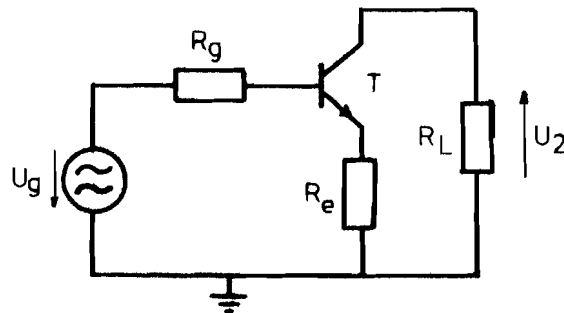


Fig. 11.2. Transistor in gemeenschappelijke emitter schakeling.

De tegenkoppeling komt via R_e op de bekende wijze tot stand. De transistor wordt met een spanningsbron U_g met bronweerstand R_g gestuurd. De effectiviteit van terugkoppelen ligt in de bronweerstand R_g .

Onderstaand schema geeft een vereenvoudigde schakeling van de bovenstaande versterker weer.

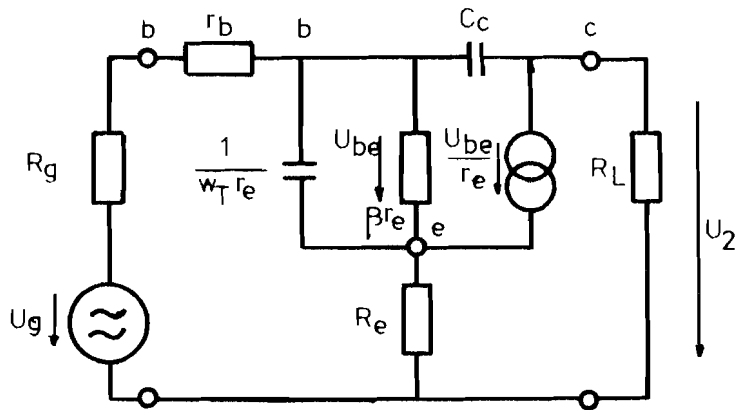


Fig. 11.3. Vervangschema van schakeling uit figuur 11.2.

Voor de spanningsoverdracht geldt:

$$A_u = \frac{U_2}{U_g} = A_{u_o} \frac{1}{1 + j \omega / \omega_g}$$

waarvoor bij lage frequenties voor A_{u_o} geldt:

$$A_{u_o} = - \frac{B_o R_L}{B_o (r_e + R_E) + r_b + R_g} \approx \frac{R_L}{R_E}$$

De onderstaande grafiek geeft de frequentie-afhankelijkheid van A_u weer.

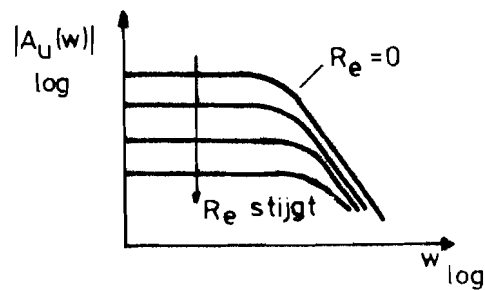


Fig. 11.4. Frequentie-afhankelijkheid van A_u .

Bij verhoging van R_E verschuiven de knikken van de kurven naar onder. De bandbreedte van de versterker kan nogal verbeterd worden wanneer parallel aan R_E een condensator C_E wordt geschakeld. C_E verkleint de spanningstegenkoppeling bij de grensfrequentie en daardoor stijgt de versterking bij de grensfrequentie.

De weerstand R_E wordt nu dus vervangen door de impedantie Z_E .

$$Z_E = R_E \parallel \frac{1}{j\omega C_E} = \frac{R_E}{1 + j\frac{\omega}{\omega_E}}$$

Hierbij is ω_E de karakteristieke frequentie van het RC-tegenkoppel-netwerk

$$\omega_E = \frac{1}{R_E C_E}$$

Dit wordt gesubstitueerd in de voorgaande A_u .

Na substitutie wordt dan verkregen:

$$A_u = A_{u0} \frac{1 + j\omega a_1}{1 + j\omega b_1 - \omega^2 b_2}$$

waarbij de factoren a_1 , b_1 en b_2 functies van de compensatie-capaciteit C_E voorstellen.

Zo wordt de onderstaande overdrachtskarakteristiek verkregen:

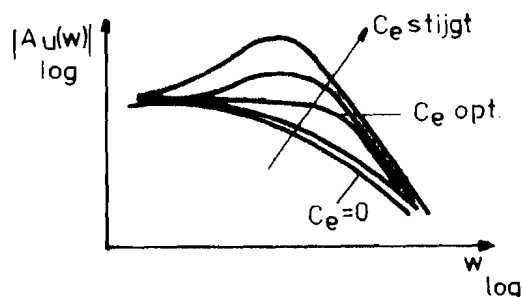


Fig. 11.5. Overdrachtskarakteristiek na parallelschakeling C_E .

11.3. Beschrijving toegepaste versterkerschakelingen.

Onderstaand schema geeft de gebouwde HF-stuurversterker weer, die dient voor het sturen van de tweede 3x vermenigvuldiger.

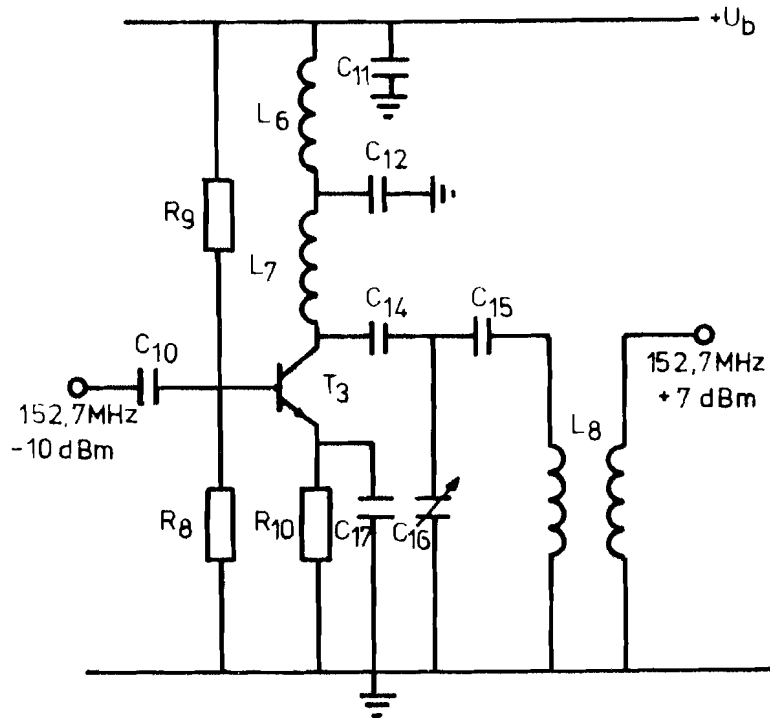


Fig. 11.6. Hoogfrequent stuurversterker voor 152,7 MHz

Zie voor de waarden van de componenten bijlage 12.

R_9 en R_8 dienen voor de gelijkstroombasisinstelling, terwijl C_{10} zorgt voor gelijkontkoppeling. L_6 , L_7 en C_{12} zijn voor de hoogfrequent-ontkoppeling. C_{14} , C_{15} en C_{16} vormen een T-filter, dat alleen de 152,7 MHz doorlaat. C_{16} moet hierbij experimenteel bepaald worden op dezelfde manier als bij de vermenigvuldiger uit hoofdstuk 9.4. De toegepaste transistor is wederom de BFY90, waarvan in bijlage 16 de gegevens staan vermeld.

De tweede 3x vermenigvuldiger geeft een te zwak signaal om de mixer te sturen. Daarom moet eenzelfde stuurversterker toegepast worden om dit euvel op te lossen. Dit is echter wel bij een frequentie van 458,1 MHz, wat inhoudt, dat de schakeling met behulp van stripleidingen uitgevoerd moet worden. De reden hiervoor is ook besproken in het hoofdstuk Vermenigvuldigers.

Onderstaande schakeling is de tweede stuurversterker voor een frequentie van 458,1 MHz, uitgevoerd met behulp van stripleidingen.

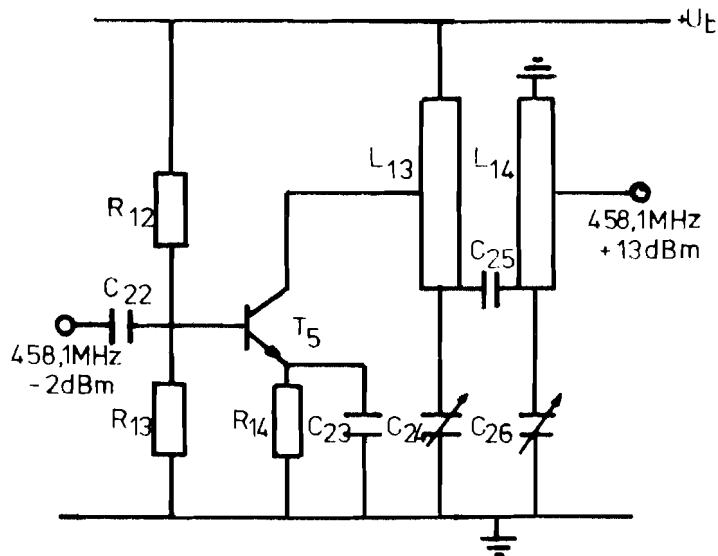


Fig. 11.7. Hoogfrequent stuurversterker voor 458,1 MHz.

Zie voor de waarde van de componenten bijlage 13.

De werking van het filter aan de uitgang wordt uitgelegd in het hoofdstuk Frequentievermenigvuldigers.

11.4. UHF-vermogensversterking.

Van groot belang bij vermogensversterkers is de aanpassing, die tussen versterker en buitenwereld aanwezig is. Een slechte aanpassing gaat ten koste van het vermogen wat versterkt wordt. Als eerste wordt gesproken over de aanpassing tussen de laatste stuurtrap en de ingang van de vermogensversterker. De ingangsimpedantie van een UHF-vermogensversterker is overwegend van inductief karakter.

De meest gebruikelijke methode om het aanpassingsprobleem op te lossen, is gebruik te maken van een zogenaamde L-sectie. Dit is een serie-kring van L en C, zoals in de volgende figuur is weergegeven.

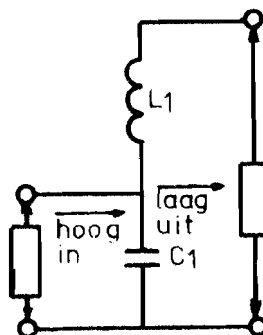


Fig. 11.8. L-sectie, gebruikt als aanpassingsnetwerk.

De ingangsimpedantie van een L-sectie is in resonantie laag, terwijl over de individuele elementen, zowel de L als de C, de impedantie hoog is. Zo kan tot een korrekte aanpassing worden gekomen. De impedantie-transformatie hangt nauw samen met de Q van de kring en wordt dus door L en C bepaald. Hoge impedantie-transformatie houdt in een grote waarde voor L en een kleine waarde voor C. Onderstaand schema geeft aan het aansturen van een laag-impedant basiscircuit door middel van een L-netwerk van L en C.

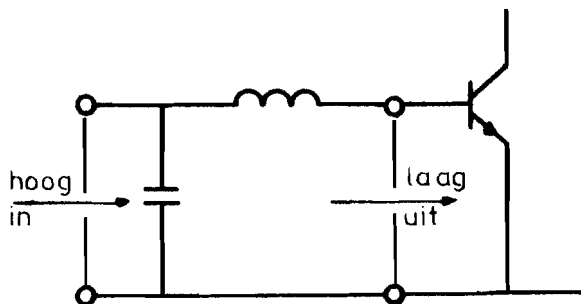


Fig. 11.9. Aansturing van een basiscircuit.

Het aanpassingsprobleem aan de uitgang kan eveneens met een L-sectie of met meerdere L-secties achter elkaar gebeuren.

De uitgangsimpedantie van een vermogens eindtrap voor UHF-toepassing ligt in de orde grootte van enkele ohms en dient in het algemeen omhoog getransformeerd te worden tot 50Ω . (De impedantie van de meeste transmissielijnen.) De L-sectie wordt in omgekeerde zin gebruikt, dus van lage naar hoge impedantie. De aanpassingssectie kan tegelijkertijd als afstemkring fungeren, wat onderstaande tekening verduidelijkt.

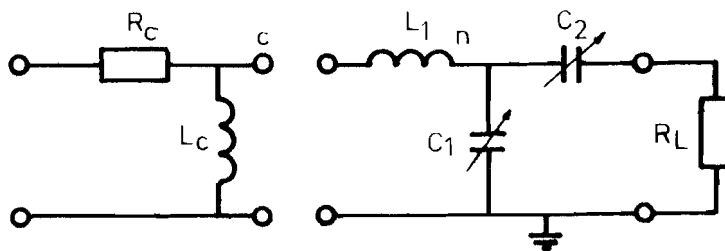


Fig. 11.10. Aanpassingssectie welke fungeert als afstemkring.

R_C is de uitgangsimpedantie van de kollektor en L_C is de inductiviteit die de kollektor veroorzaakt. Voor de elementen kunnen de volgende formules opgesteld worden:

$$X_{L_1} = \frac{n^2 R_c}{Q}$$

$$X_{c_1} = \frac{n^2 R_c}{Q} \cdot \frac{1}{\left(1 - \frac{X_{c_2}}{QR_2}\right)}$$

$$X_{c_2} = R_L \sqrt{\frac{n^2 R_c}{R_L} - 1}$$

Als R_c , de weerstand aan de kollektoruitgang, bekend zou zijn, kunnen de waarden van de afzonderlijke elementen berekend worden.

11.5. Beschrijving toegepaste UHF-vermogensversterker schakeling.

Onderstaande tekening geeft de gebouwde UHF-vermogensversterker weer. De transistor, die gebruikt is, is een MRF629. Dit is een zendtransistor met een uitgangsvermogen van 2 W, en geschikt voor frequenties tot 470 MHz. Bijlage 17 bevat verdere informatie betreffende deze zendtransistor. De spoelen zijn (in verband met de hoge frequentie) uitgevoerd als stripleidingen.

Om de eindtrap voldoende vermogen te laten leveren, moet ook een behoorlijk vermogen gegeven worden. Dit gebeurt door twee stuurtrappen voor de eindtrap te plaatsen. De eerste stuurtrap is uitgevoerd zoals voorheen besproken in hoofdstuk 11.3. De tweede trap is grotendeels gelijk aan de eerste met dit verschil, dat deze trap twee parallel geschakelde transistoren bevat. Dit is gedaan om het vermogen nog meer op te voeren. Om 2 W uit de eindtransistor te krijgen dient er + 0,33 W inputvermogen te zijn.

Het complete schema van de zendtrap is gegeven op bijlage 18.

De waarden van de gebruikte componenten zijn te vinden op bijlage 19.

De zendtransistor MRF629 is thermisch beveiligd. Op de transistor is namelijk de diode D_1 gesoldeerd. De basis krijgt daardoor een voorspanning van + 0,6 V.

Wordt de transistor warm (heet) dan wordt ook de diode warm en zal de voorspanning wat dalen zodat de versterking afneemt en de temperatuur van de transistor daalt.

Er wordt nog een apart hoofdstuk besteed aan de bouw van alle schakelingen en de neveneffecten die bij hoge frequenties kunnen optreden.

HOOFDSTUK 12. ONTVANGFILTERS.

12.1. Inleiding.

Als eerste onderdeel aan de ontvangkant, na de antenne, komt een ontvangfilter. Dit filter zorgt ervoor, dat de frequentieband, die de modulator in zal gaan, geselecteerd wordt uit het gehele frequentiespectrum, dat door de antenne ontvangen wordt. Het filter dient natuurlijk afgestemd te worden op de in de ontvanger te detecteren draaggolffrequentie.

Na de nodige literatuur doorgenomen te hebben, is gebleken, dat in de praktijk bij zulke hoge frequenties hoofdzakelijk twee filtertechnieken worden toegepast.

Door tijdgebrek was het niet mogelijk om dit gedeelte van het systeem te bouwen, desondanks is hetgeen wat over dit onderwerp is opgestoken, in het hiernavolgende besproken.

De twee gebruikelijke technieken zullen nu besproken worden en daarna zal nog een voorbeeld voor de bouw van een dergelijk filter in de "Helical techniek" gegeven worden.

12.2. Capacitief gekoppelde filters.

Bij deze techniek wordt een inductantie (spoel) en een capaciteit (C) zodanig in een huis gemonteerd, dat deze tussen het in- en uitgangspunt een resonantiekring vormen voor de gewenste frequentie.

Voor de inductantie wordt meestal een koperen staafje of pijpje genomen en voor de capaciteit een trim-condensator of een zelfgemaakte variabele condensator. Het heeft veel overeenkomst met de stripleidingen uit hoofdstuk 9.3.

In figuur 12.1 is een voorbeeld van een dergelijke opstelling weergegeven.

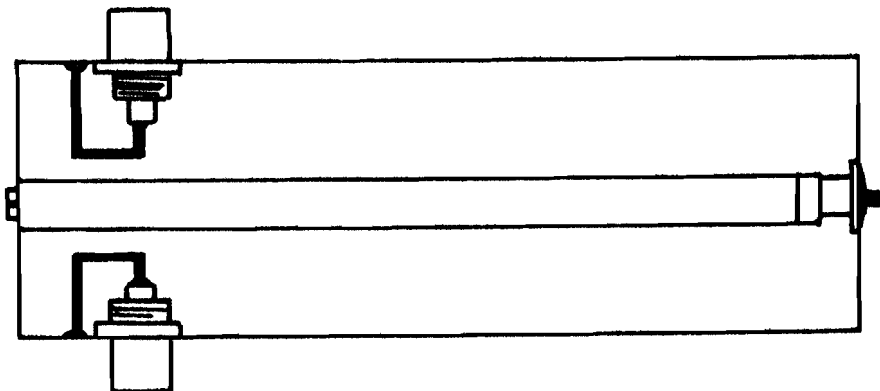


Fig. 12.1. Capacitief gekoppeld filter.

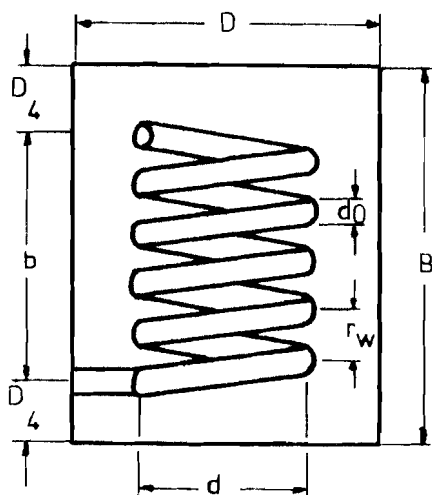
De resonantie-frequentie en de Q-factor van het filter zijn bij deze opstellingen in sterke mate afhankelijk van de afmetingen van het huis en de afstand tussen de in- en uitgang en de inductantie. De demping in het doorlaatgebied van deze filter zal tussen de 1 en 2 dB liggen.

Verder moet er nog op gewezen worden, dat de banddoorlaatkarakteristiek aanzienlijk verkleind kan worden door meerdere van deze eenkringsfilters te koppelen tot twee, drie of zelfs zeskringsfilters. Bij een driekringsfilter is het zelfs al mogelijk om de doorlaatbandbreedte (= frequentiegebied tussen de 3 dB-punten van het bandfilter) terug te brengen tot ongeveer 2 MHz.

Het nadeel van deze techniek is echter, dat bij meerkringsfilters en vooral in het toegepaste frequentiegebied, de afmetingen van de behuizing erg groot worden. Dit is dan ook een van de belangrijkste redenen, waarom soms van deze, in zich overigens goede, techniek afgezien wordt.

12.3. Helical filters.

Een helical resonator bestaat uit een messing kamertje met daarin een gedraaide geleider. Een uiteinde van deze gedraaide geleider is aan het huis bevestigd en het andere uiteinde kan opengelaten worden of met een trimcondensator afgesloten worden. De helixkring is in feite niets anders dan een $\lambda/4$ resonator die in plaats van recht gebruikt, hier opgedraaid is. Het grote voordeel is, dat op deze manier aanzienlijk kleinere afmetingen van het geheel ontstaan. De koppeling tussen twee enkelkringfilters kan met behulp van een capacitieve-, inductieve- of luchtspleetkoppeling uitgevoerd worden. De opbouw van een enkelkringfilter is in figuur 12.2. weergegeven.



- b = lengte v/d helical spoel
- l = draadlengte v/d spoel
- B = lengte v/d resonator ruimte
- d = doorsnede v/d spoel
- D = breedte v/d resonator ruimte
- d_0 = draaddikte
- n = aantal windingen per cm.
- N = totaal aantal windingen
- r_w = afstand per winding

Fig. 12.2. Enkelkrings helical filter.

Hoe de kringkwaliteit, Q (in onbelaste toestand), van de resonantie-frequentie en van de afmetingen van het huis afhangt, is weergegeven in figuur 12.3.

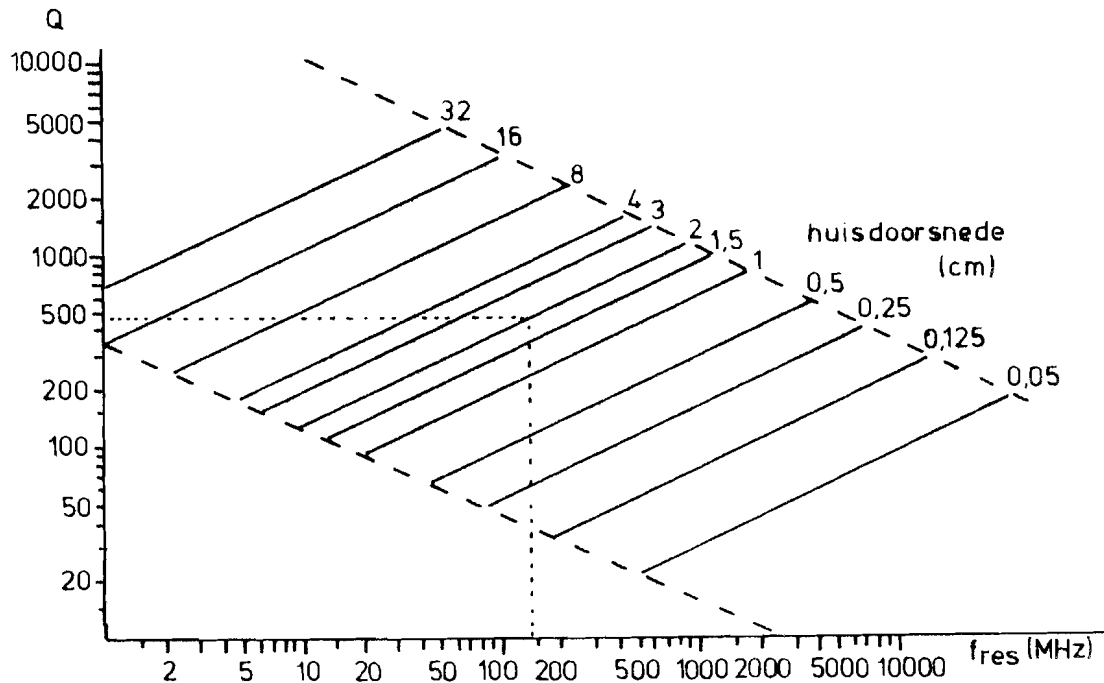


Fig. 12.3. Kringkwaliteit Q_L afhankelijk van de resonantie-frequentie.

Deze karakteristiek is gemaakt aan de hand van de empirische gevonden formule: $Q = 20 \cdot D \cdot f$.

In het gearceerde vlak heeft dit type filter een betere kwaliteitsfactor als andere typen filters die gebruik maken van resonantie-kringen. Om nu zelf een filter samen te stellen is het mogelijk, gebruik te maken van het nomogram van figuur 12.4. en de empirisch gevonden formule's op bijlage 20.

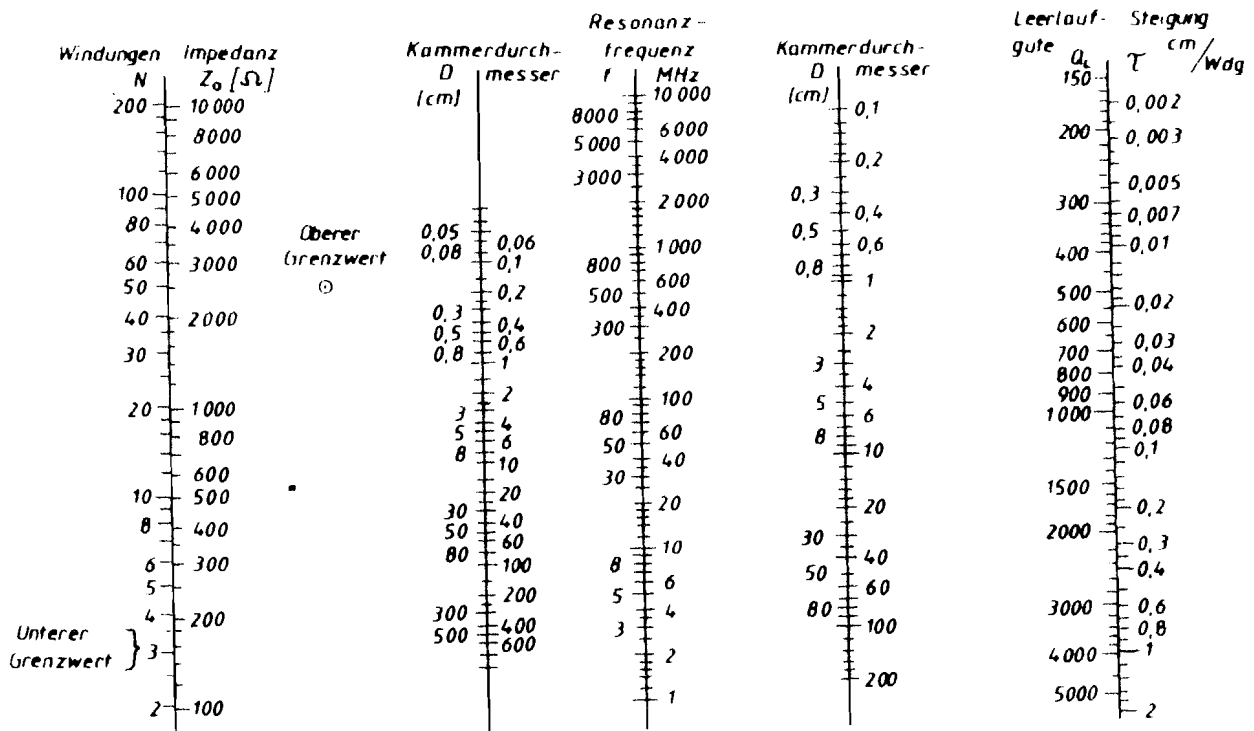


Fig. 12.4. Nomogram van helical filter.

Als voorbeeld worden hier de berekeningen gegeven van een 450 MHz filter. Zoals ook al op het nomogram te zien is, is deze resonantie-frequentie niet exact af te lezen. Dit zal echter in de praktijk geen problemen geven, daar de preciese resonantie-frequentie van het filter met de in het filter aanwezige condensator af te stemmen is. Verder is in het voorbeeld voor een filter gekozen met een Q-faktor van 1000. Uit het nomogram is nu af te lezen, dat de doorsnede van het huis 2,5 cm. wordt en de filterspoel uit 3,5 winding bestaat en dat het systeem een karakteristieke impedantie van ongeveer 200 Ω heeft.

Met de op bijlage 20 gegeven formules zijn nu verder nog de volgende waarden te berekenen:

lengte van de spoeldraad
 $l = 0,94 \lambda/4 = 0,94 \frac{65,5}{4} = 15,4 \text{ cm.}$

aantal wdg per cm.

$$n = \frac{N}{S} = \frac{3,5}{15,4} = 0,23 \text{ wdg/cm.}$$

afstand tussen de windingen:

$$r_w = \frac{1}{n} = \frac{1}{0,23} = 4,35 \text{ mm.}$$

Uit $\frac{d_0}{r_w} < 0,6$ volgt:

$$d_0 = 2,2 \text{ mm.}$$

De spoellengte:

$$b = r_w N = 4,35 \cdot 3,5 = 15,2 \text{ mm.}$$

De binnendiameter van de spoel:

$$d = \frac{1}{N \pi} = \frac{15,4}{3,5} = 1,4 \text{ cm.}$$

Lengte van het huis:

$$B = b + \frac{D}{2} = 15,2 + \frac{25}{2} = 27,7 \text{ mm.}$$

Met deze gegevens moet het nu mogelijk zijn, om een dergelijk helical filter op te bouwen.

Het grote voordeel van een dergelijk filter ten opzichte van de andere technieken is, dat, zoals we aan de berekeningen ook al gemerkt hebben, de afmetingen van het huis vrij klein kunnen zijn.

HOOFDSTUK 13. DATAVERWERKING AAN DE ONTVANGZIJDDE.

Aan de ontvangzijde wordt het gespreide signaal, dat uit de demodulator komt, als eerste verwerkt door de correlator, die de auto-correlatie bepaald tussen het ontvangen signaal en het intern opgewekte pseudorandom signaal. De correlator is van de vorm, zoals in figuur 13.1 weergegeven is en wordt ook wel de delay lock loop volgens Spilker genoemd.

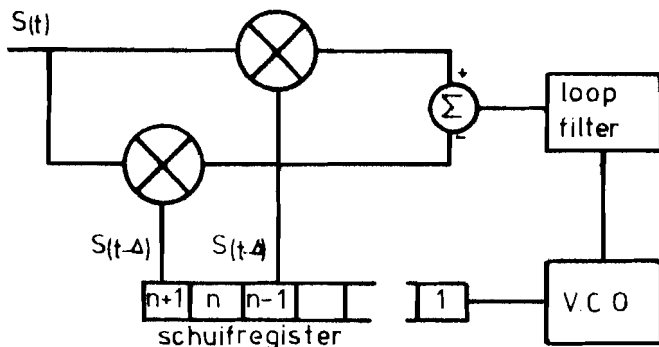


Fig. 13.1. Opbouw van de correlator.

Het ontvangen signaal $S(t)$ wordt aan de modulo-twee optellers toegevoerd. Tevens wordt hier aan toegevoerd het signaal van de door het schuifregister opgewekte reeks. Deze beide signalen zijn identiek, maar hebben echter een vertraging van $+\Delta$ resp. $-\Delta$ ten opzichte van het ontvangen signaal. Verder is er nog een variabele vertraging δ in de reeks aanwezig die bijgeregeld moet worden.

Het schuifregister wordt gestuurd met een klok, die een frequentie heeft die in de buurt van de zendklokfrequentie ligt.

Uit de modulo-twee optellers komt na filtering een functie, die er uitziet als in figuur 13.2. De functies uit beide modulo-twee optellers zijn gelijk, maar ten opzicht van elkaar 2 bits verschoven.

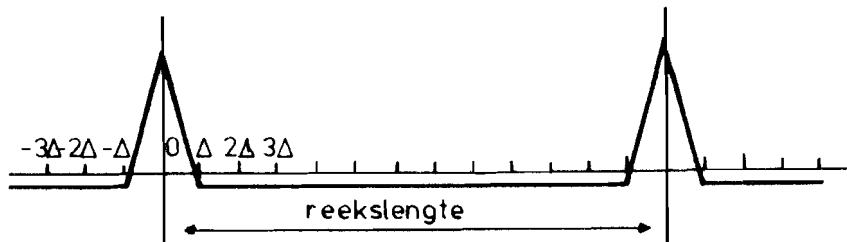


Fig. 13.2. Auto-correlatie functie.

Na optelling van beide ontstaat de grafiek, die in figuur 13.3 afgebeeld is. Deze grafiek wordt de discriminator kromme genoemd.

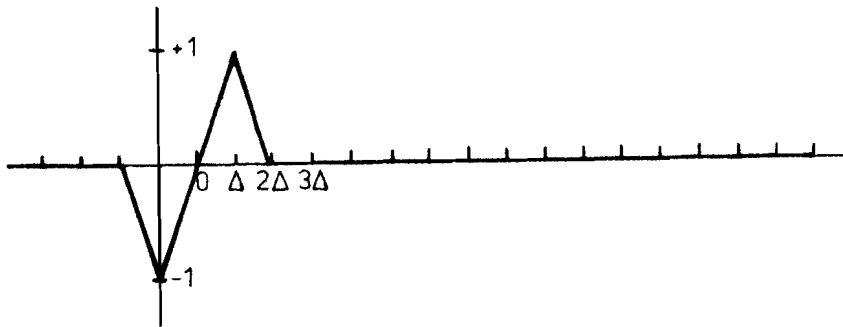


Fig. 13.3.Discriminator kromme.

Zoals in figuur 13.1 te zien is, wordt er niet direct na de modulo-twee optellers gefilterd, maar pas na de optelling. Dit bleek echter in de praktijk hetzelfde resultaat op te leveren.

Teruggaande naar de discriminatie kromme van figuur 13.3 is te zien, dat als het systeem ingesteld staat in het nulpunt van de grafiek, de klokfrequentie van het interne schuifregister gelijk is aan de frequentie van het ontvangen pseudorandom signaal. De beide reeksen zijn dus in lock en het systeem is in de rusttoestand.

Indien er nu een faseverschil optreedt tussen de twee reeksen, zal het instelpunt over de discriminatie kromme naar links of naar rechts verschuiven, al naar gelang er een fasevoorsprong of fase-achterstand is. Door deze faseverschuiving zal er aan de uitgang van het loopfilter een gelijkspanning ontstaan, die een maat is voor deze faseverschuiving. Deze gelijkspanning zal de frequentie van de V.C.O. zodanig veranderen tot deze weer in lock is.

HOOFDSTUK 14. RICHTLIJNEN VOOR HET BOUWEN.

Voor HF-schakelingen gelden andere regels dan voor LF-schakelingen. Er treden verschijnselen op, die vaak niet te meten zijn, maar die wel degelijk invloed hebben op de werking van de schakeling.

Een stukje draad kan bij hoge frequenties als een spoel reageren, een weerstand kan een bepaalde capaciteit bezitten, een openingetje veroorzaakt oscilleren, afregelen met een schroevendraaier is niet mogelijk enz. enz.

Dit wordt meestal zelf ondervonden en het oplossen van die problemen zal meestal in het begin veel tijd in beslag nemen. De hulp van een ervaren persoon is dan ook onontbeerlijk. De ervaring laat dan pas zien, wat zo'n man in werkelijkheid waard is.

De auteurs zijn ook als onervaren begonnen en zijn zo ook op tal van problemen gestoten.

Hieronder volgen een paar punten, die het ontstaan van problemen kunnen verkleinen:

- de aansluitingen van de componenten dienen zo kort mogelijk te zijn;
- zeer veel punten, vooral voedingspunten, dienen met keramische- en tantaalcondensatoren van minimale afmetingen en aansluitdraden ontkoppeld te worden tegen aarde. Deze punten moeten experimenteel gevonden worden;
- in het VHF- en UHF-gebied is het noodzakelijk om af te schermen. Het beste, en goedkoopste, kan dit gebeuren met blik (dikte 0,4 mm). Alle hoeken dienen goed dichtgesoldeerd te worden, dit om spleten te voorkomen. Een klein spleetje veroorzaakt al een capacatieve koppeling van enkele pF's;
- indien de schakelingen op print uitgevoerd worden, moet naar een zo groot mogelijk massa-oppervlak gestreefd worden;
- het is aan te bevelen, en in het UHF-gebied zelfs noodzakelijk, om verschillende trappen in een schakeling met schotjes van blik te scheiden;
- spoelen worden gewikkeld met behulp van spoelkernsetjes;
- het is beter om het transistorhuis aan massa te solderen in het UHF-gebied, ook als er een extra aansluiting aanwezig is op de transistor voor aarde.

De tekeningen voor de bouw van het kastje, waarin zich de oscillator, de 1e vermenigvuldiger en de deler bevinden, zijn weergegeven op bijlage 21 en 22.

De bouwbeschrijving van de tweede 3 vermenigvuldiger bevindt zich op bijlage 23.

De bouwtekening van de zender staat op bijlage 24.

Het is noodzakelijk, dat van deze waarden niet afgeweken wordt.

Voor de printtekening van de oscillator en eerste vermenigvuldiger, de deler en het filter en level control, wordt verwezen naar de bijlagen 25, 26 en 27.

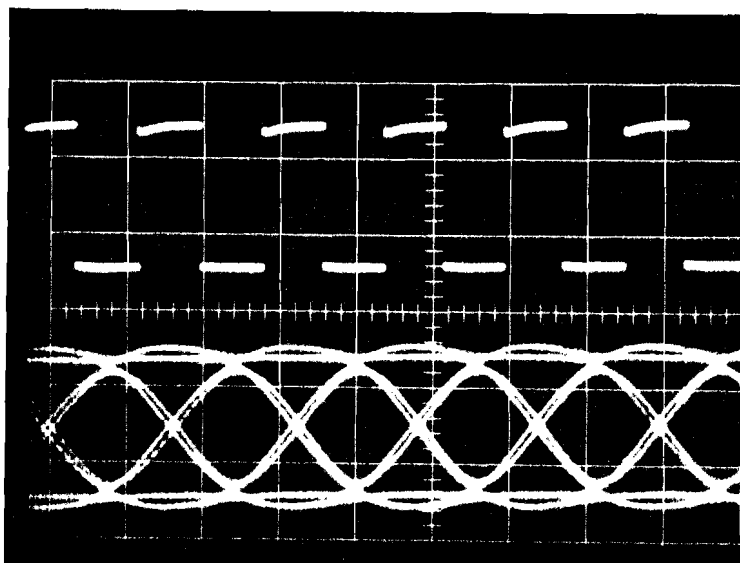
De complete lijsten van de componentenwaarde van de oscillator, eerste vermenigvuldiger, tweede vermenigvuldiger, deler, filter en level control zijn gegeven in de bijlagen 8, 12, 13, 10 en 6.

Van het filter en de level control zijn geen afmetingen van de behuizing gegeven, daar deze vrij te kiezen zijn.

HOOFDSTUK 15. MEETGEGEVENS.

De bedoeling van dit hoofdstuk is het duidelijk maken van de signalen die in het systeem aanwezig zijn. Dit wordt gedaan aan de hand van foto's, die de signalen aan de in/uitgangen van de blokken, volgens bijlage 1 weergeven:

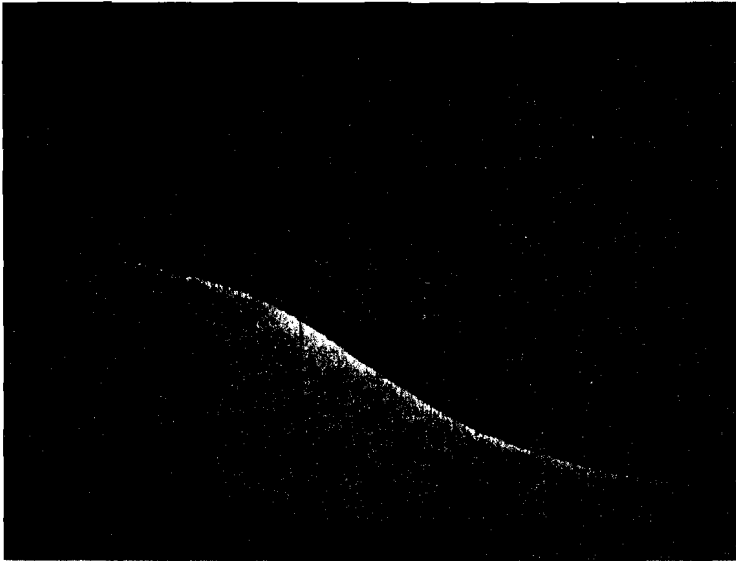
Foto 1: bovenste signaal is het kloksignaal (12,426 kHz), waarmee de pseudorandom generator gestuurd wordt. Het onderste signaal is het oogpatroon, dat ontstaat aan de uitgang van de level control (na filtering).



Instellingen van de
oscilloscoop:
Hor. 50 s/div.
Vert. boven 2V/div.
onder 50mV/div.

Foto 2: hier wordt weergegeven het doorlaatgebied van het bandfilter

$$(|H(\omega)| = 1, f_0 = 6 \text{ kHz})$$



Instelling spectrumanalyser:

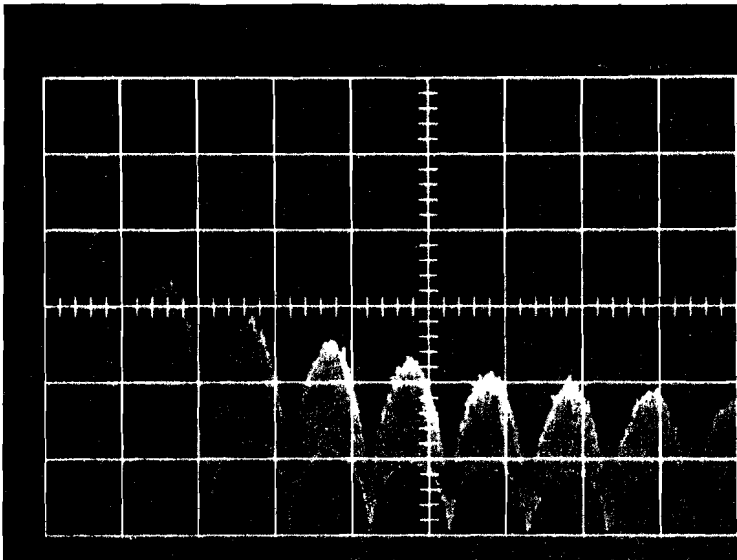
Centerfreq. 5 kHz

Dispersion 1 kHz/cm.

Hor. 5 sec/cm.

Vert. 10V/cm.

Foto 3: spectrum van een pseudorandom generator, gestuurd met een klok van 12,426 kHz. Duidelijk is de reeks van sincfuncties te zien ($(\sin x/x)^2$)



Instelling spectrum-
analyser:

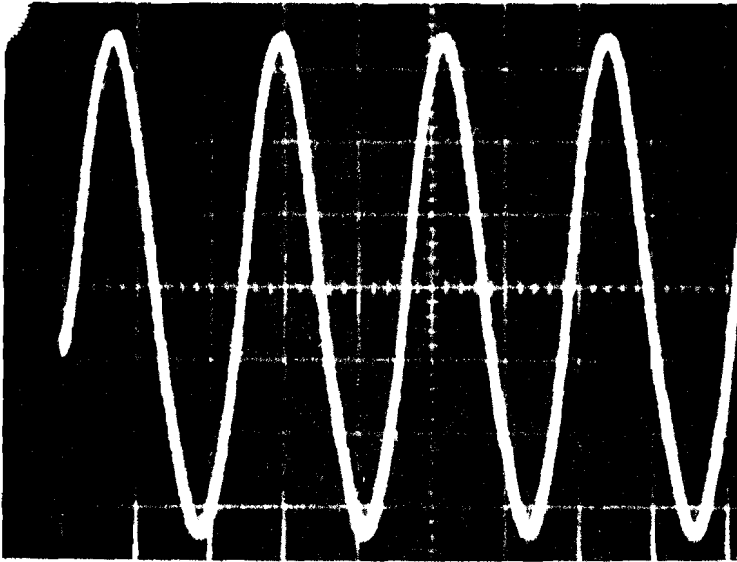
Centerfreq. 55 kHz

Dispersion 10 kHz/cm.

Hor. 5 sec/cm.

Vert. log.(uncal) 0,1

Foto 4: geeft de 458,1 MHz draaggolf weer.



Instelling samplingscoop.

Hor. 1 sec/cm.

Vert. 200 mV/cm.

Foto 5: deze foto geeft het gemoduleerde oogpatroon aan de uigang van de modulator weer. Op de witte snijpunten vindt de faseomkering plaats.



Instelling oscilloscoop.

Hor. 50 sec/div.

Vert. 50 mV/div.

Foto 6: hier wordt het spectrum van de 458,1 MHz weergegeven, zoals deze de modulator ingaat.

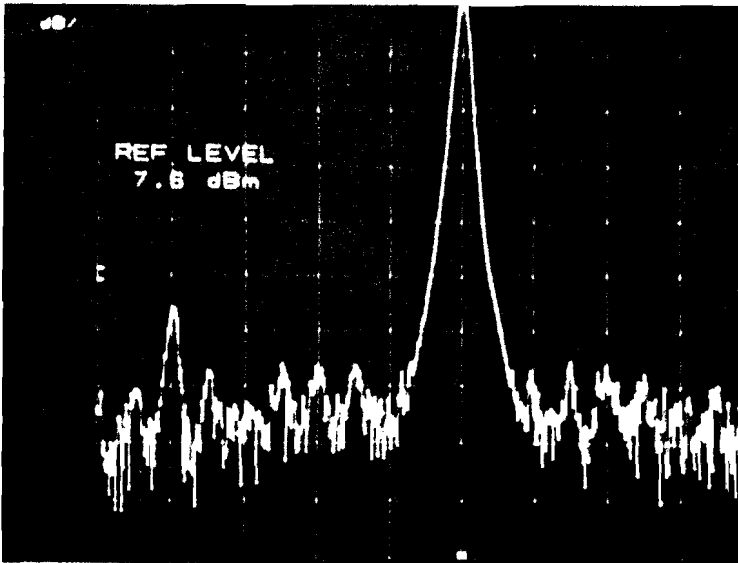


Foto 7: deze foto geeft het spectrum weer van het gemoduleerde signaal met daarin verwerkt de gespreide data.

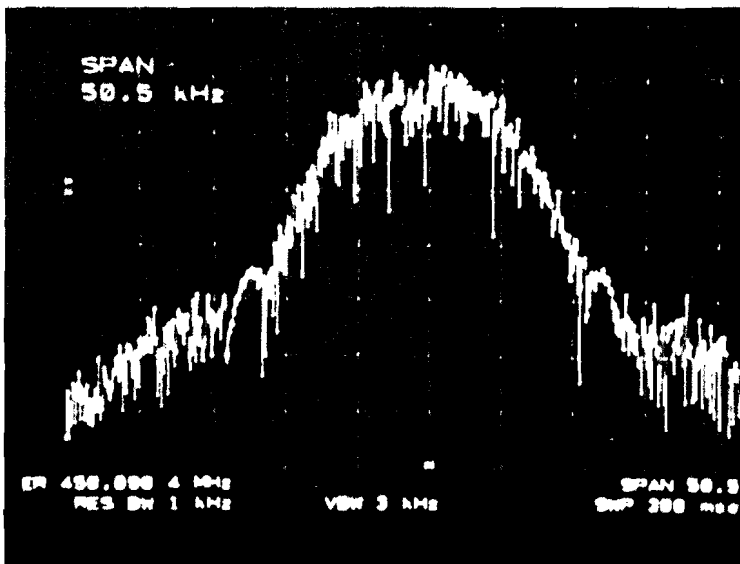
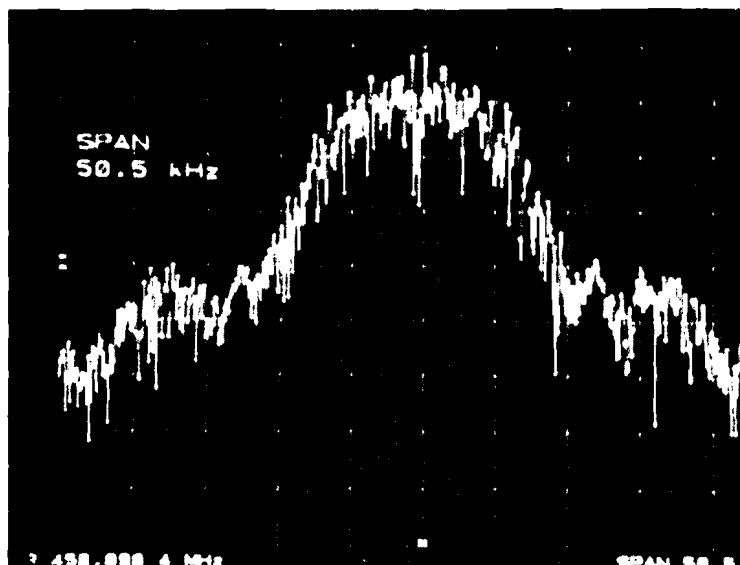


Foto 8: het spectrum van het uitgangssignaal van de zendtrap wordt hier weergegeven. Dit is het signaal, dat verzonden wordt.



Verder is nog de doorlaatkarakteristiek van het laagdoorlaatfilter gemeten. De gemeten waarden zijn weergegeven in de tabel op bijlage 29. De karakteristiek is getekend op bijlage 30.

HOOFDSTUK 16. CONCLUSIES.

Hetgeen de opdracht was te realiseren, is in grote lijnen tot stand gebracht.

Het zendergedeelte is in zijn geheel gerealiseerd, en van het ontvanggedeelte is alles, behalve het ontvangfilter waarvan een theoretische beschouwing is gegeven (Helicalfilter), gerealiseerd.

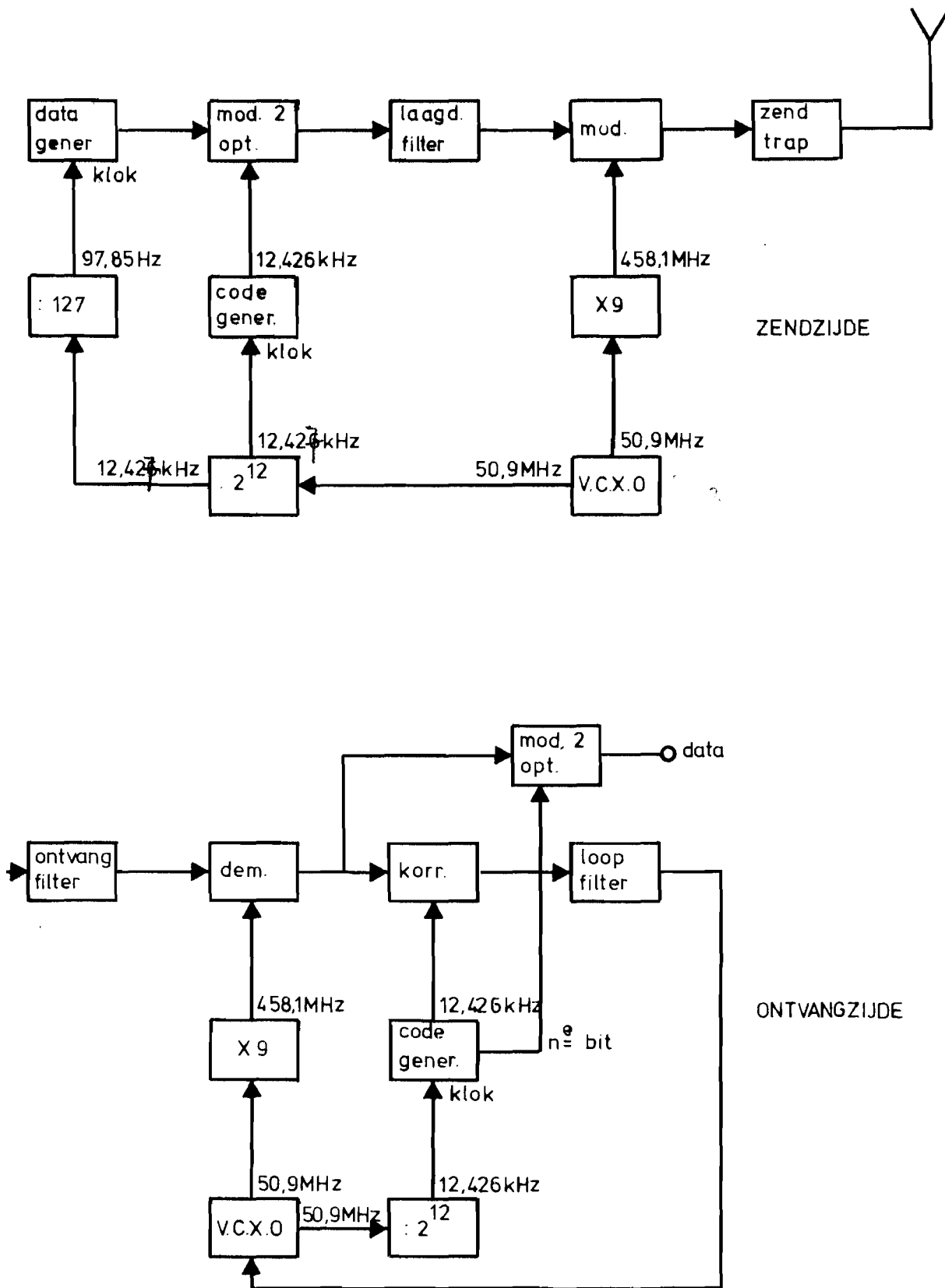
Bij het ontwikkelen en maken van de schakelingen zijn er nogal wat problemen geweest, waarvan de oorzaak gezocht kan worden in de onervarenheid in de hoogfrequent-techniek.

Desalniettemin komen de resultaten van de gebouwde schakelingen overeen met de verwachtingen.

LITERATUURLIJST.

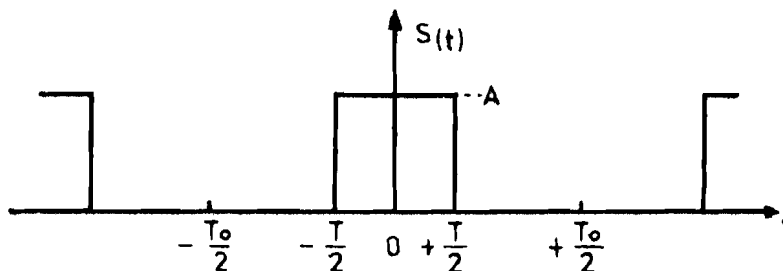
1. Dixon, R.C.: Spread Spectrum Systems.
(John Wiley & Sons, New York, 1976) ISBN 0-471-21629-1
2. Jansen, J.H.: De transistor als HF-versterker (deel 4)
(Kluwa Technische Boeken B.V., Deventer, 1978) ISBN 90-201-10136
3. Temes, Lloyd: Electronic communication.
(McGraw-Hill Schaum outline series, 1979) ISBN 0-07-06 3495-5
4. Kovács, Ferenc: Hochfrequenzanwendungen von Halbleiter-Bauelementen.
(Franzis Verlag, München, 1978) ISBN 3-7723-6311-3
5. Tedeschi, Frank P.: The active filter handbook.
(TAB Books, 1979) ISBN 0-8306-9788-8
6. Berlin, Howard M.: The design of active filters with experiment.
(E & L Instruments INC., 1977) TK 7872.F5B47
7. Baden Fuller, A.J.: Microwaves.
(Pergamon Press, 1969) 08-006617-8
8. Laar, F.A.H.M. v.d., Laro P.C.T.J.: Theorie en praktijk van een code-generator en een delay lock loop voor toepassing in een Spread Spectrum systeem.
(stageverslag, T.H. Eindhoven, 1980)
9. Evans, D.S., Gessop, G.R.: VHF-UHF manual.
(Radiosociety of Great-Britain, 1980) ISBN 0-900612-31-2
10. Hayword, W, DeMaw, D.: Solid state design for the radio amateur.
(American Radio Relay League INC., Newington, 1977) CT 06111
11. Veithofer, Jeseff: Zenders en ontvangers voor de 70 cm. band.
(Kluwers technische boeken B.V., Deventer, 1979) ISBN 90-2010-846-8
12. Zinke, O., Brunswig, H.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik.
(Springer-Verlag, Berlin, 1964) 64-24306
13. Reference data for Radio Engineers
(Howard W., Sons & Co. INC., 1968) 43-14665

BIJLAGE 1. OVERZICHT VAN HET TOTALE SYSTEEM.



BIJLAGE 2. SPECTRUM BEREKENING MET BEHULP VAN FOURIER ANALYSE.

Het frequentie spectrum van de onderstaande figuur kan met behulp van de Fourier analyse berekend worden.



De formule van de Fourier analyse luidt als volgt:

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t) \quad \text{met } \omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$$

waarbij:

$$a_0 = A \frac{1}{T_0} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) dt \quad \text{gemiddelde waarde van de functie in het beschouwde interval}$$

$$a_n = A \frac{2}{T_0} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos n\omega_0 t dt$$

$$b_n = A \frac{2}{T_0} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \sin n\omega_0 t dt$$

Vullen we de bekende gegevens uit de bovenstaande figuur in, dat ontstaan voor a_0 , a_n en b_n de volgende vormen:

$$a_0 = A \frac{1}{T_0} \int_{-T/2}^{T/2} 1 dt = A \frac{1}{T_0} [t]_{-T/2}^{T/2} = A \frac{1}{T_0} [T/2 + T/2] = A \frac{T}{T_0}$$

$$\begin{aligned} a_n &= A \frac{2}{T_0} \int_{-T/2}^{T/2} \cos n\omega_0 t dt = A \frac{2}{T_0} \frac{1}{n\omega_0} \int_{-T/2}^{T/2} \cos n\omega_0 t d(n\omega_0 t) \\ &= A \frac{2}{T_0} \frac{1}{n\omega_0} [\sin n\omega_0 t]_{-T/2}^{T/2} = A \frac{2}{T_0} \frac{1}{n\omega_0} \left[\sin \frac{n\omega_0 T}{2} - \sin \frac{n\omega_0 T}{2} \right] \end{aligned}$$

$$= A \frac{2}{T_0} \frac{1}{n\omega_0} 2 \sin \frac{n\omega_0 T}{2} = \frac{4A}{n\omega_0 T_0} \sin \frac{n\omega_0 T}{2}$$

$$= \frac{4A}{n\omega_0 T_0} \frac{n\omega_0 T}{2} \text{ sinc } \frac{n\omega_0 T}{2} = 2A \frac{T}{T_0} \text{ sinc } \frac{n\omega_0 T}{2} \quad \text{met } \text{sinc } x = \frac{\sin x}{x}$$

$$= 2A \frac{T}{T_0} \text{ sinc } n\pi \frac{T}{T_0} \quad \text{met } \omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$$

$$\begin{aligned}
b_n &= A \frac{2}{T} \int_{-\tau_k}^{\tau_k} \sin n \omega_0 t \, dt = A \frac{2}{T} \frac{1}{n \omega_0} \int_{-\tau_k}^{\tau_k} \sin n \omega_0 t \, d(n \omega_0 t) \\
&= A \frac{2}{T} \frac{1}{n \omega_0} \left[-\cos n \omega_0 t \right]_{-\tau_k}^{\tau_k} = \frac{2A}{n \omega_0 T} \left[-\cos n \omega_0 \tau_k + \cos n \omega_0 (-\tau_k) \right] \\
&= 0
\end{aligned}$$

Door samenvoeging ontstaat nu de totale formule:

$$S(t) = A \frac{T}{T_0} + \sum_{n=1}^{\infty} 2A \frac{T}{T_0} \operatorname{sinc} n \pi \frac{T}{T_0} \cdot \cos n \omega_0 t \quad \text{met } \omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$$

BIJLAGE 3. BEWIJS 1e-KRITERIUM VAN NYQUIST.

Beschouwen we de onderstaande configuratie:



De overdrachtsfunctie van het laagdoorlaat filter in het ω domein kan als volgt weergegeven worden:

$$H(\omega) = H(\omega) e^{-j\omega\tau} = G_{2\omega_g}(\omega) e^{-j\omega\tau}$$

Hierbij is $G_{2\omega_g}(\omega)$ een gate functie met een breedte van $2\omega_g$ en τ de fase looptijd (ideaal filter).

Als ingangssignaal wordt een delta functie genomen $f_i(t) = \delta(t)$

Dit wordt gedaan omdat deze delta functie een vlakspectrum heeft $F_i(\omega) = 1$, zodat aan de uitgang van het beschouwde systeem na terugtransformatie naar het tijddomein de impulsresponsie ontstaat.

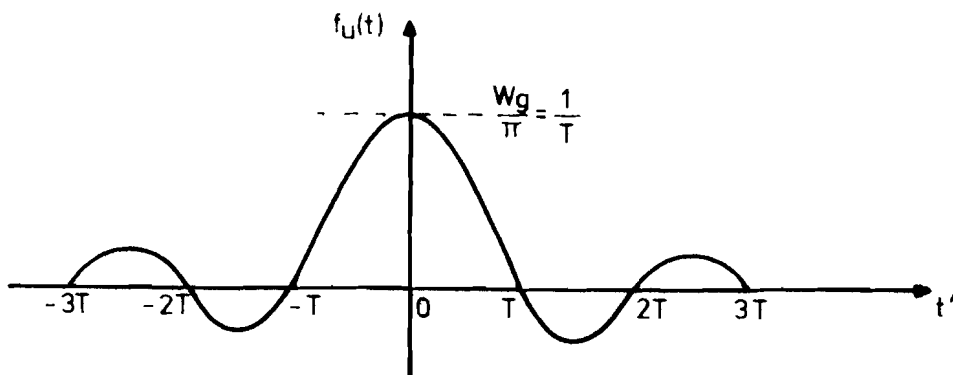
Het uitgangsspectrum wordt nu:

$$F_u(\omega) = H(\omega) F_i(\omega) = H(\omega) = G_{2\omega_g}(\omega) e^{-j\omega\tau}$$

De bijbehorende tijd functie levert ons de impulsresponsie van het systeem:

$$f_u(t) = \frac{\omega_g}{\pi} \text{sinc } \omega_g(t - \tau)$$

Verschuiven we de tijd-as door $t - \tau = t'$ te stellen (filter zonder looptijd) dan ontstaat de volgende afbeelding:

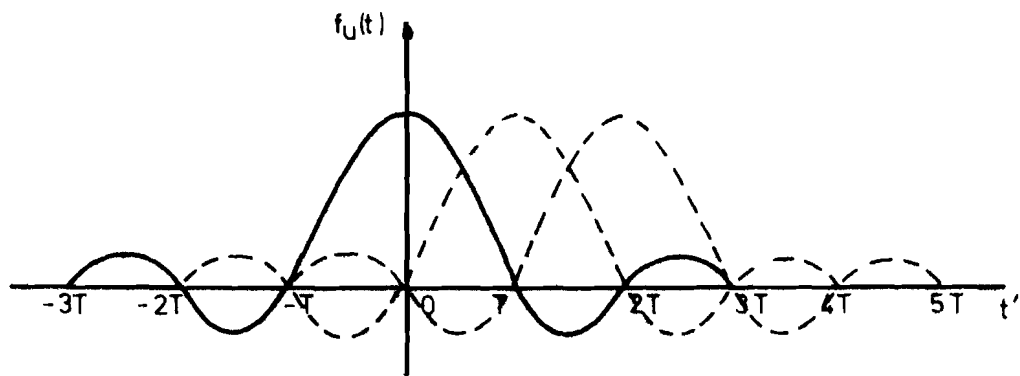


De nuldoorgangen liggen op de tijdstippen $t' = nT$ ($n =$ geheel, $n \neq 0$)

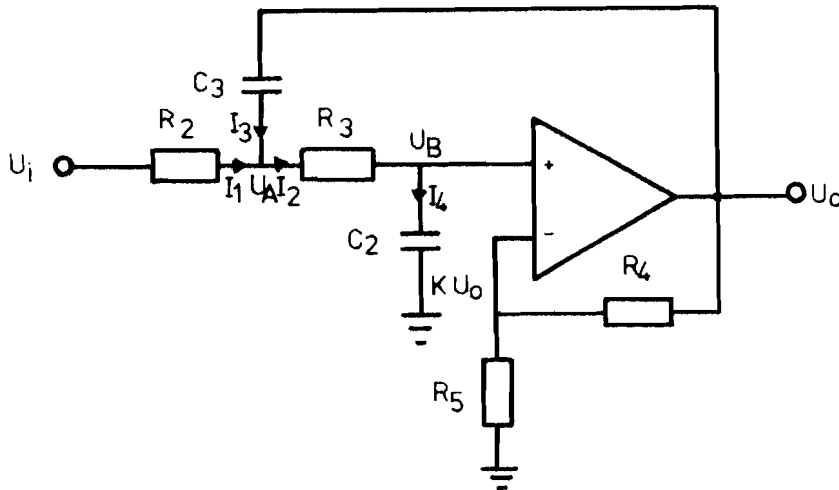
De tijd $T = \frac{1}{2f_g}$ wordt het Nyquist-interval genoemd.

Een signaal dat nu met een snelheid van maximaal $T = \frac{1}{2f_g}$ gezonden wordt, veroorzaakt aan de ontvangkant geen intersymbool-interferentie, daar het maximum van elke puls met een nuldoorgang van een voorgaande of volgende puls samen valt.

Zie onderstaande figuur.



BIJLAGE 4. AFLEIDING OVERDRACHT 2e-ORDE BUTTERWORTH FILTER.



Voor het knooppunt A geldt de volgende vergelijking:

$$1. \quad I_1 - I_2 + I_3 = 0$$

Voor het knooppunt B is de stroomvergelijking:

$$2. \quad I_2 = I_4$$

De vergelijkingen voor de stromen kunnen als volgt opgesteld worden:

$$3. \quad I_1 = \frac{U_i - U_A}{R_2}$$

$$4. \quad I_2 = \frac{U_A - U_B}{R_3}$$

$$5. \quad I_3 = pC_3 (U_o - U_A) \quad \text{met } p = j\omega$$

$$6. \quad I_4 = pC_4 U_B$$

Verder geldt er voor de spanning op de inverterende ingang van de operationele versterker:

$$7. \quad U_B = kU_o \quad \text{met } k = \frac{R_5}{R_4 + R_5}$$

Vergelijking 4 en 6 leveren:

$$\frac{U_A}{R_3} - \frac{U_B}{R_3} = pC_4 U_B \quad U_A = pC_4 R_3 U_B + U_B \quad U_A = (1 + pC_4 R_3) U_B \quad 8.$$

Vergelijking 3, 4 en 5 invullen in 1 levert:

$$\frac{U_i}{R_2} - \frac{U_A}{R_2} - \frac{U_A}{R_3} + \frac{U_B}{R_3} + pC_3 U_A - pC_3 U_A = 0$$

$$\frac{U_i}{R_2} - \frac{(1+pC_4 R_3)kw_o}{R_2} - \frac{(1+pC_4 R_3)kw_o}{R_3} + \frac{kU_o}{R_3} + pC_3 U_o - pC_3 (1+pC_4 R_3)kU_o = 0$$

Vermenigvuldigen met $R_2 R_3$ levert:

$$R_3 U_i - R_3 (1+pC_4 R_3)kU_o - R_2 (1+pC_4 R_3)kU_o + R_2 kU_o + pC_3 R_2 R_3 U_o - pC_3 R_2 R_3 (1+pC_4 R_3)kU_o = 0$$

$$U_o (R_2 k + pC_3 R_2 R_3 - pC_3 R_2 R_3 (1+pC_4 R_3)k - R_2 (1+pC_4 R_3)k - R_3 (1+pC_4 R_3)k) = -R_3 U_i$$

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{R_3}{kR_3 + pC_4 R_3^2 k + R_2 k + pC_4 R_2 R_3 k + pC_3 R_2 R_3 k + p^2 C_3 C_4 R_2 R_3 k - pC_3 R_2 R_3 - R_2 k}$$

delen door $C_3 C_4 R_2 R_3^2 k$ levert:

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{\frac{1}{k} \frac{1}{C_3 C_4 R_2 R_3}}{p^2 + p\left(\frac{1}{C_3 R_2} + \frac{1}{C_3 R_3} + \frac{1}{C_4}\left(1 - \frac{1}{k}\right) + \frac{1}{C_3 C_4 R_2 R_3}\right)} \quad \text{met } k = \frac{R_5}{R_4 + R_5}$$

BIJLAGE 5. TABEL MET R- EN C-WAARDEN VOOR HET LAAGDOORLAAT FILTER.

In de volgende tabel zijn de waarden van de componenten voor het laagdoorlaat filter berekend aan de hand van de E-24 weerstand reeks en een kantelfrequentie van 6 kHz.

De waarden zijn berekend volgens de formule:

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad C = \frac{1}{2\pi Rf}$$

R (k Ω)	berekende C (nF)	dichtsbijzijnde waarde C (nF)
1,0	26,530	27,000
1,2	22,100	22,000
1,5	17,680	18,000
1,8	14,740	15,000
2,2	12,060	12,000
2,7	9,820	10,000
3,3	8,040	8,200
3,9	6,800	6,800
4,7	5,640	5,600
5,6	4,740	4,700
6,8	3,900	3,900
8,2	3,230	3,300
10,0	2,650	2,700
12,0	2,210	2,200
15,0	1,770	1,800
18,0	1,470	1,150
22,0	1,210	1,200
27,0	0,982	1,000
33,0	0,804	0,820
39,0	0,680	0,680
47,0	0,564	0,560
56,0	0,474	0,470
68,0	0,390	0,390
82,0	0,323	0,330
100,0	0,265	0,270

BIJLAGE 6. COMPONENTENWAARDE VAN LAAGDOORLAAT FILTER EN LEVEL CONTROL.

Weerstanden

R_1, R_2, R_3	1,8 k Ω
R_4, R_5	110 k Ω
R_6, R_7, R_8	12 k Ω
R_9	51 Ω
R_{10}	12 Ω
R_{11}	39 k Ω
R_{12}	20 k Ω
P_1	2,5 k Ω

Condensatoren

C_1, C_2, C_3	22 nF
-----------------	-------

Halfgeleiders

OP_1, OP_2	μA 741
T_1, T_2	2N 4126

BIJLAGE 7. AFLEIDING PARALLEL- EN SERIERESONANTIE VAN KWARTSKRISTALLEN.

Voor het vervangschema kan de volgende vergelijking opgesteld worden:

$$Y_{12} = j\omega C_o + \frac{1}{R_1 + j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1})}$$

$$= \frac{R_1}{R_1^2 + \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)^2} + j\omega C_3 - \frac{\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}}{R_1^2 + \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)^2}$$

Bij resonantie is het imaginaire gedeelte nul:

$$\omega C_3 - \frac{\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}}{R_1^2 + \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)^2} = 0$$

Hieruit wordt de resonantiefrequentie berekend:

$$\omega_r^2 = \frac{1}{L_1 C_1} + \frac{1}{2L_1 C_o} - \frac{R_1^2}{2L_1^2} + \frac{1}{2L_1 C_o} \sqrt{1 + \frac{R_1^4 C_o^2}{L_1^2} - \frac{4R_1^2 C_o^2}{L_1 C_1} - \frac{2R_1^2 C_o}{L_1}}$$

Als R_1 en C_o klein en L_1 groot zijn, dan is

$$\frac{2R_1^2 C_o}{L_1} < 1 \quad \text{en} \quad \frac{4R_1^2 C_o}{L_1 C_1} < 1$$

De wortel wordt in een reeks ontwikkeld en de term met R_1^4 is verwaarloosbaar.

$$\omega_r^2 = \frac{1}{L_1 C_1} + \frac{1}{2L_1 C_o} - \frac{R_1^2}{2L_1^2} + \frac{1}{2L_1 C_o} \left(1 - \frac{2R_1^2 C_o^2}{L_1 C_1} - \frac{2R_1^2 C_o}{L_1}\right)$$

Voor de parallelresonantie geldt nu:

$$\omega_p^2 \approx \frac{1}{L_1 C_1} + \frac{1}{L_1 C_o} - \frac{R_1^2}{L_1^2} - \frac{R_1^2 C_o}{C_1 L_1^2}$$

$$\frac{C_1 + C_o}{L_1 C_1 C_o} \left(1 - \frac{R_1^2 C_o}{L_1}\right)$$

In het geval dat $R_1 = 0$ krijgen we:

$$\omega_{p_o}^2 = \frac{C_1 + C_o}{L_1 C_1 C_o}$$

$$\omega_{p_o} = \sqrt{\frac{C_1 + C_o}{L_1 C_1 C_o}}$$

Voor de serieresonantie geldt:

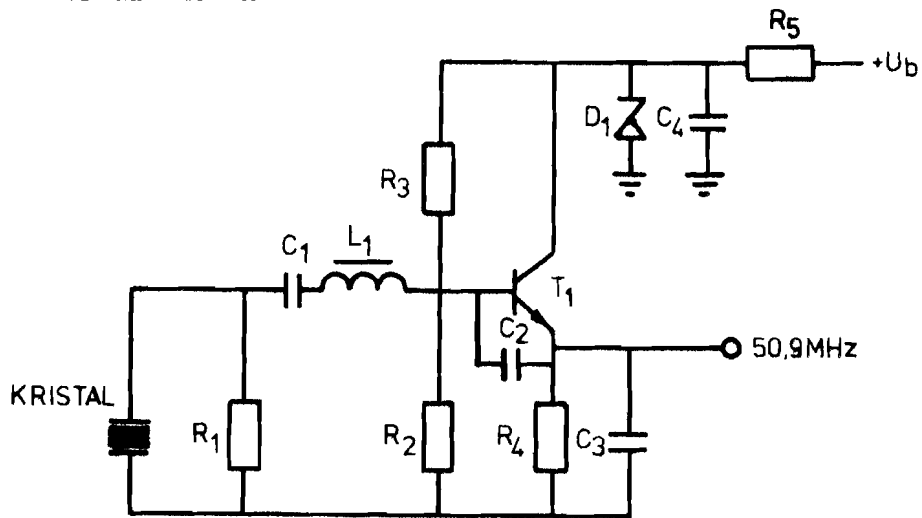
$$\omega_s^2 \frac{1}{L_1 C_1} + \frac{R_1^2 C_1^2}{L_1^2 C_1} = \frac{1}{L_1 C_1} \left(1 + \frac{R_1^2 C_1^2}{L_1} \right)$$

$$R_1 = 0$$

$$\omega_{s_0}^2 = \frac{1}{L_1 C_1}$$

$$\omega_{s_0} = \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1}}$$

BIJLAGE 8. COMPONENTENWAARDE VAN KRISTALOSCILLATOR.



Weerstanden

R_1	560	Ω
R_2	14	k Ω
R_3	6,49	k Ω
R_4	470	Ω

Condensatoren

C_1	390	pF
C_2	39	pF
C_3	8,2	pF
C_4	10	nF

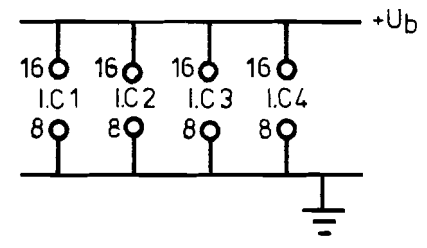
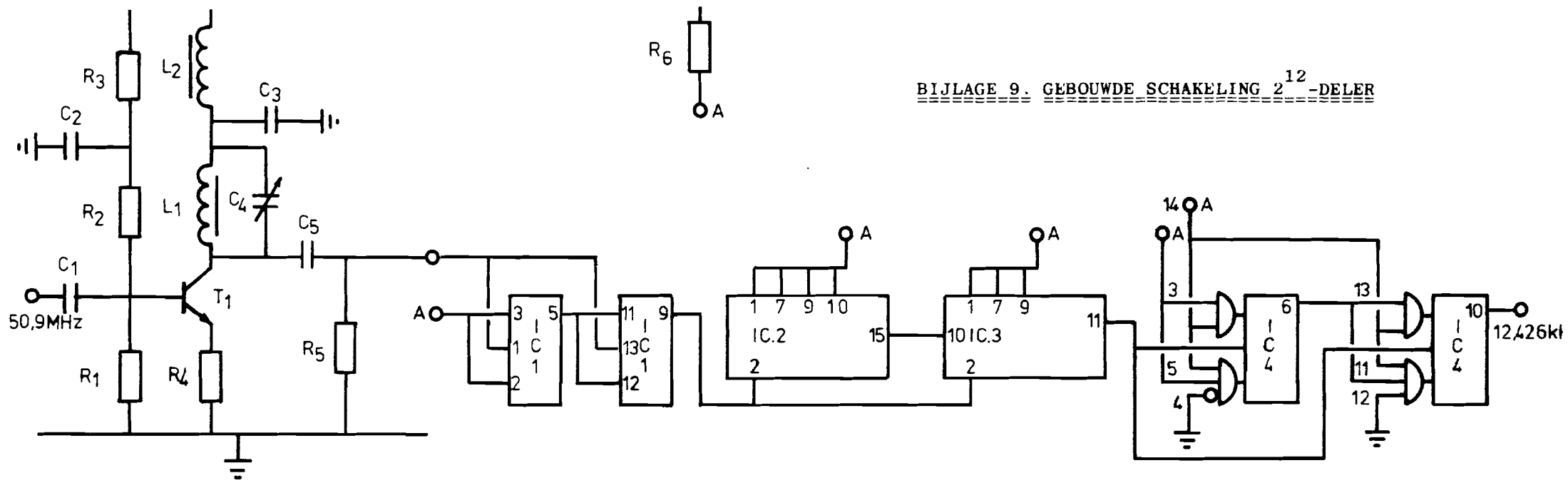
Spoelen

L_1	13	wdg
-------	----	-----

Halfgeleiders

T_1	BFY 90
D_1	Zener 10 V.
krystal	50,9 MHz

BIJLAGE 9. GEBOUWDE SCHAKELING 2¹²-DELER



BIJLAGE 10. COMPONENTENWAARDE VAN 2¹²-DELER.

Voor het schema wordt verwezen naar bijlage 9.

Weerstanden

R ₁	3,9 k Ω
R ₂	5,6 k Ω
R ₃	390 Ω
R ₄	120 Ω
R ₅	1 k Ω

Condensatoren

C ₁ , C ₂ , C ₃	1,2 nF
C ₄	22 pF variabele condensator
C ₅	22 pF
C ₆	390 pF
C ₇	10 nF
C ₈ , C ₉ , C ₁₀ , C ₁₁	68 nF

Spoelen

L ₁	0,47 μH
L ₂	ferrietkraal 6 wdg

Halfgeleiders

T ₁	BFY 90
T ₂	7805 (spanningsregelaar)
I.C. ₁	74S112
I.C. ₂ , I.C. ₃	9316
I.C. ₄	9020

BIJLAGE 11. TOTSTANDKOMING VAN HARMONISCHEN.

Vanuit de stroomimpulsen is met behulp van de Fourier analyse de amplitude van de grondharmonische en haar hogere harmonische te berekenen. We krijgen dan de tijdfunctie van de aan de kollektor verschijnende spanning.

De impuls kan met behulp van de volgende vergelijking als som van harmonischen geschreven worden:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega t + \varphi_n)$$

Voor de gelijkstroomcomponent geldt:

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) d\omega t$$

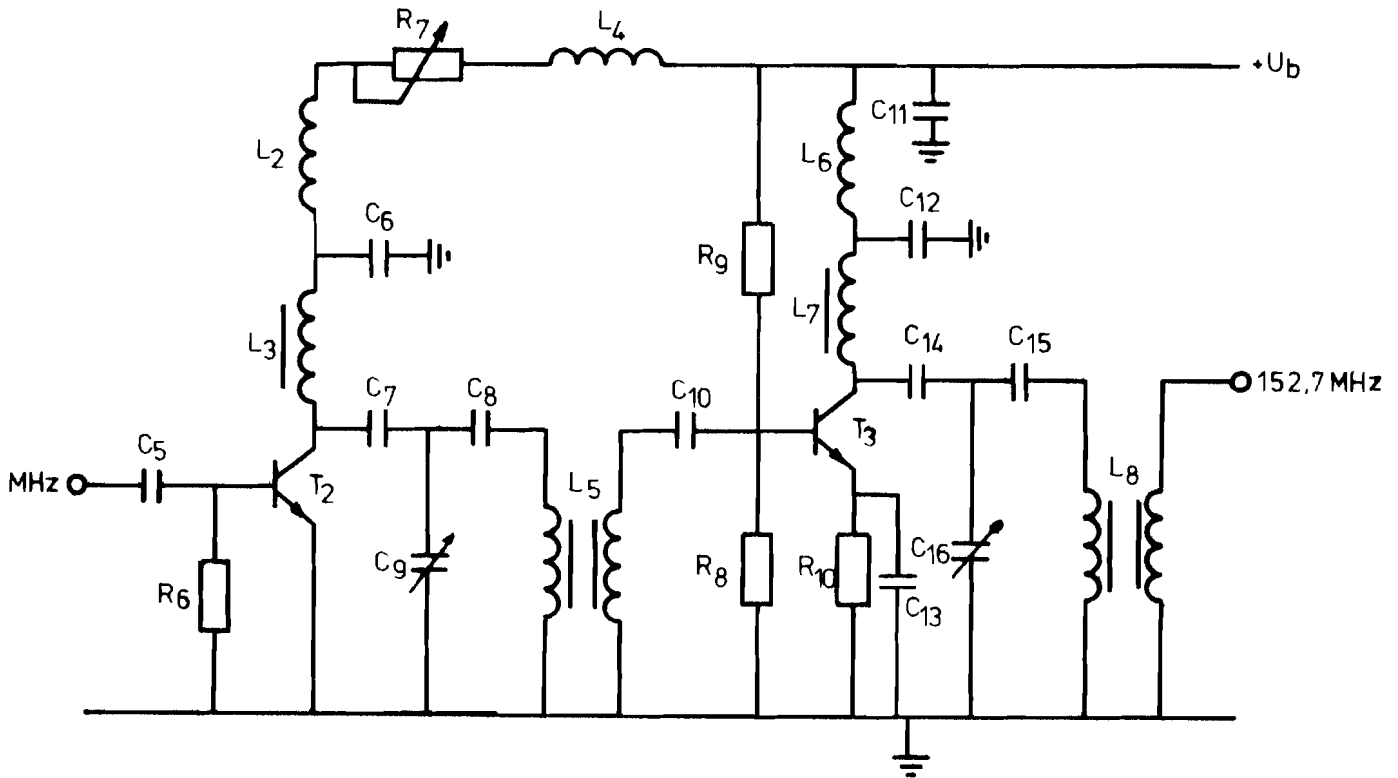
De coëfficiënten van de afzonderlijke harmonischen volgen uit de volgende vergelijkingen:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos n\omega t d\omega t$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin n\omega t d\omega t$$

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

BIJLAGE 12. COMPONENTENWAARDE VAN DE EERSTE 3x VERMENIGVULDIGER EN VERSTERKER.



Weerstanden

R_6	2,2 k Ω
R_7	1,2 k Ω
R_8	27 k Ω
R_9	3,9 k Ω
R_{10}	120 Ω

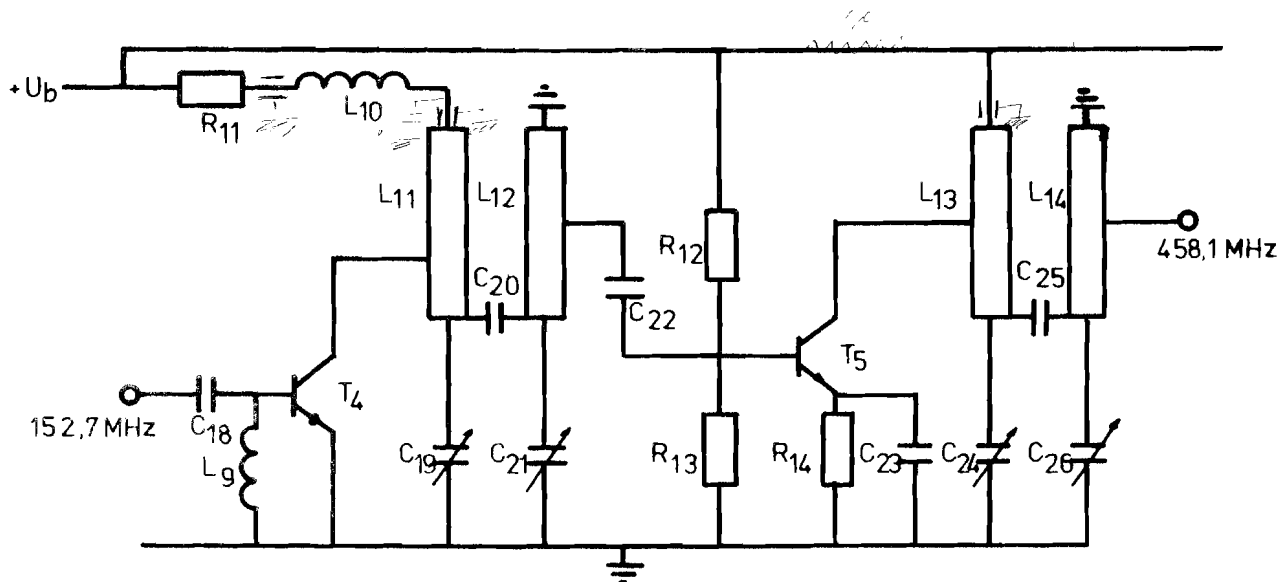
Condensatoren

C_5	56 pF
C_6, C_{11}, C_{12}	10 nF
C_7, C_8, C_{14}, C_{15}	3,9 pF
C_9	29 pF
C_{10}	39 pF
C_{13}	1,2 nF
C_{16}	8,2 pF

Spoelen

L_2, L_6	4,7 μ H
------------	-------------

BIJLAGE 13. COMPONENTENWAARDE VAN TWEDE 3x VERMENIGVULDIGER EN VERSTERKER.



Weerstanden

R ₁₁	470	Ω
R ₁₂	12	k Ω
R ₁₃	1,5	k Ω
R ₁₄	120	Ω

Condensatoren

C ₁₈ , C ₂₂	1,2	nF
C ₁₉ , C ₂₁ , C ₂₄ , C ₂₆	8	pF variabele condensator
C ₂₀ , C ₂₅	1,2	pF
C ₂₃	390	pF

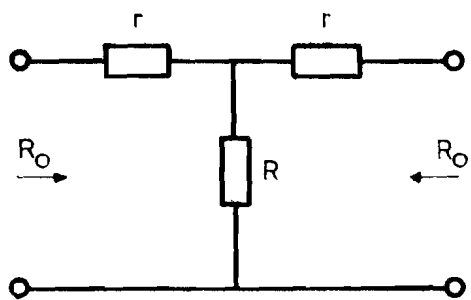
Spoelen

L ₉ , L ₁₀	1,0	μH
L ₁₁	striplijn (52 x 4 x 1 mm.)	
L ₁₂ , L ₁₄	striplijn (56 x 4 x 1 mm.)	
L ₁₃	striplijn (50 x 4 x 1 mm.)	

Halfgeleiders :

T ₄ , T ₅	BFT 66
---------------------------------	--------

T-aanpassingsnetwerk



R_1, R_2 16,614 Ω

R_3 66,93 Ω

DOUBLE BALANCED MIXERS (0.05-500 MHz)

MODELS
10514A/B/C
10534A/B/C

TECHNICAL DATA APRIL 1975

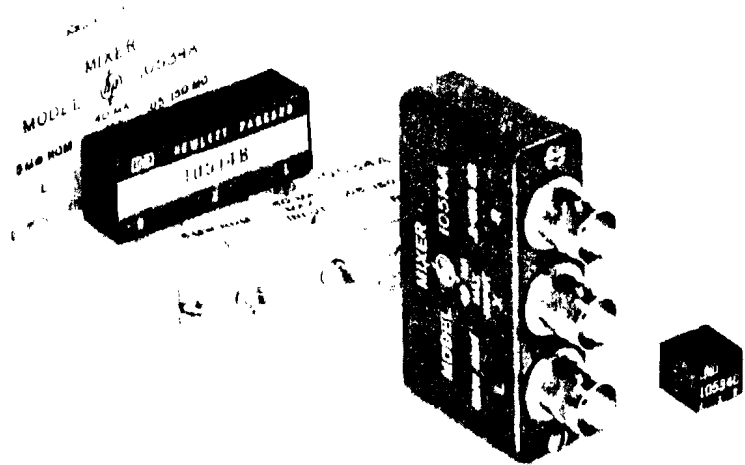
BIJLAGE 14. TECHNISCHE GEGEVENS VAN DE TOEGEPASTE
DUBBELE BALANCE MODULATOR.

Features

- ▶ Broadband
- ▶ Low Conversion Loss
- ▶ Low 1/F Noise
- ▶ High Isolation Between Ports
- ▶ Wide Range of Package Styles and Connector Options

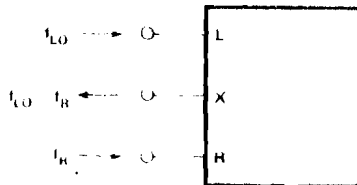
Applications

- Balanced Mixer
- Balanced Modulator
- Amplitude Modulator
- Current Controlled Attenuator
- Pulse Modulator
- Phase Detector



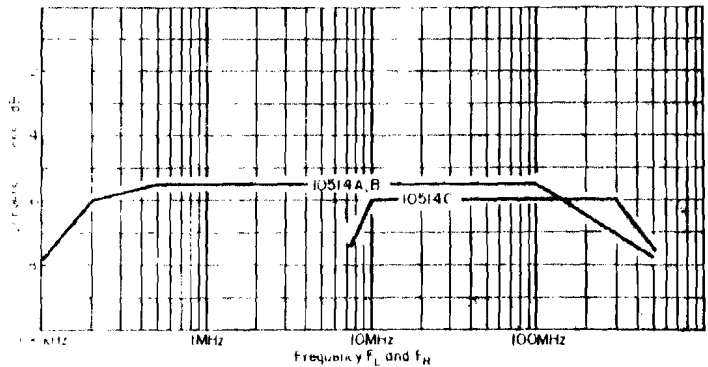
Balanced Mixer

The primary application of a balanced mixer is to shift the spectrum of a signal usually down in frequency. This application is typically encountered in equipment such as receivers, modulators, analyzers, and radio repeaters.

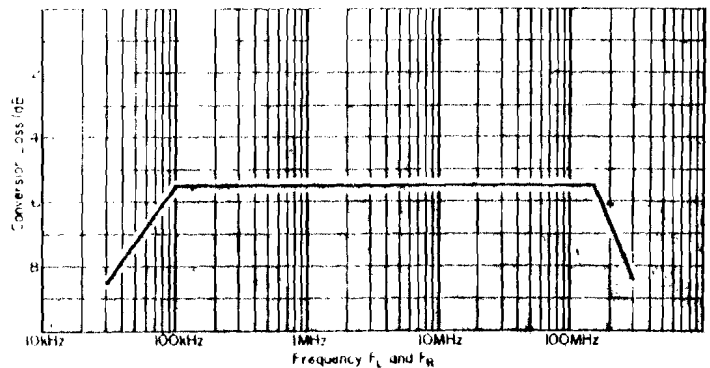


The careful balancing of the Schottky barrier diodes in the 10514 and 10534 Mixers provides excellent suppression of local oscillator and input frequencies at the output port, usually eliminating the need for a bandpass filter following the mixer.

Figure 1 shows typical mixer performance with -3 dBm in the RF (or "R") port and +7 dBm input at the local oscillator (or "L") port. Conversion loss is typically less than 10 dB. Excess noise contributed by the diodes is negligible below 30 kHz, so noise figure is essentially equal to conversion loss.



1(a). 10514A/B/C

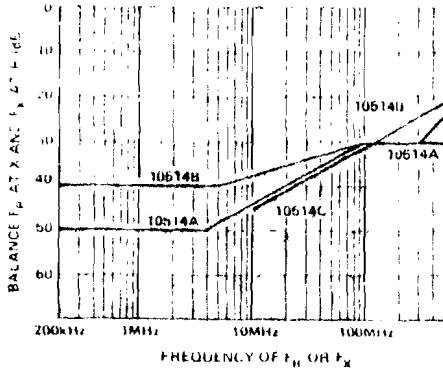


1(b). 10534A/B/C

Figure 1. Typical conversion loss for 10514 and 10534 at 25°C. f_L at +7 dBm, f_R at -3 dBm.

Typical Isolation

BETWEEN X AND R PORTS

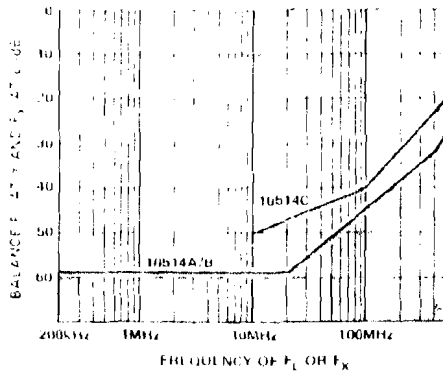


f_R at X with f_R reference. $f_L = 40$ MHz at +7 dBm. f_R level 0 dBm.

Also

f_X at R with f_X reference. $f_L = 40$ MHz at +7 dBm. f_X level -5 dBm.

BETWEEN X AND L PORTS

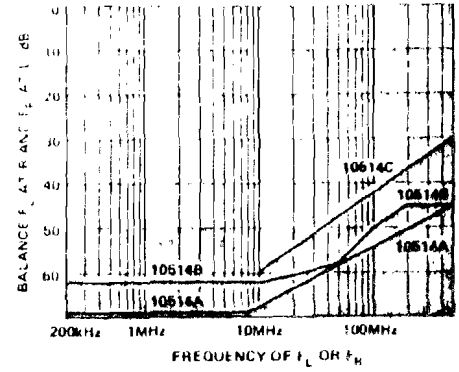


f_L at X with f_L reference. $f_R = 40$ MHz at 0 dBm. f_L level +7 dBm.

Also

f_X at L with f_X reference. $f_L = 40$ MHz at +7 dBm. f_X level -5 dBm.

BETWEEN R AND L PORTS



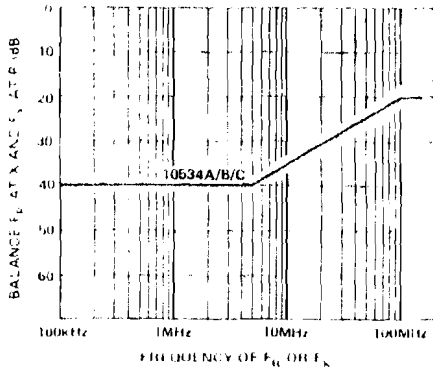
f_R at L with f_R reference. $f_L = 40$ MHz at +7 dBm. f_R level 0 dBm.

Also

f_L at R with f_L reference. $f_R = 40$ MHz at 0 dBm. f_L level +7 dBm.

10514A/B/C

BETWEEN X AND R PORTS

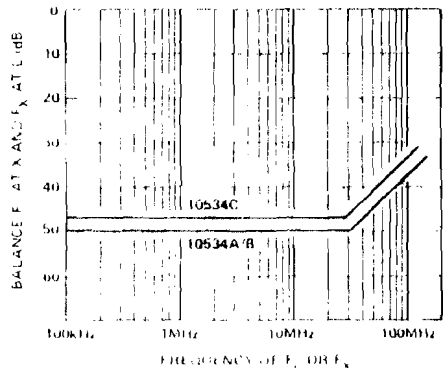


f_R at X with f_R reference. $f_L = 40$ MHz at +7 dBm. f_R level 0 dBm.

Also

f_X at R with f_X reference. $f_L = 40$ MHz at +7 dBm. f_X level -5 dBm.

BETWEEN X AND L PORTS

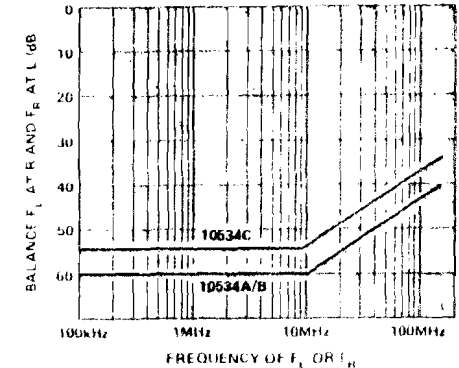


f_L at X with f_L reference. $f_R = 40$ MHz at 0 dBm. f_L level +7 dBm.

Also

f_X at L with f_X reference. $f_L = 40$ MHz at +7 dBm. f_X level -5 dBm.

BETWEEN R AND L PORTS



f_L at R with f_L reference. $f_R = 40$ MHz at 0 dBm. f_L level +7 dBm.

Also

f_R at L with f_R reference. $f_L = 40$ MHz at +7 dBm. f_R level 0 dBm.

10534A/B/C

Notes/Terminology:

Impedance: The performance of the 10514 and 10534 is specified for 50 Ω source and load impedances. The mixers also work well at other impedance levels, including both 75 Ω and 93 Ω .

Conversion Loss: Conversion loss is the power ratio between the available input power at the "R" port and the power delivered in one of the output sidebands ("L" input +7 dBm). Conversion loss is not strongly dependent on the available power at the "L" port when this is above 0 dBm.

Noise Performance: For difference frequencies above 50 kHz, noise performance is specified in terms of the relative signal to-noise ratios at the "R" and "X" ports (i.e., noise figure). The low frequency (1/f) noise contributed by the mixer is specified by the rms noise voltage at the "X" port in a 1 Hz bandwidth centered at 10 Hz.

Conversion Compression: Conversion compression describes the increase in conversion loss that occurs as the input to the "R" port is increased in level. "Compression by f_R alone" implies that f_R is a single frequency input. "Compression by f_{R2} interfering with f_{R1} " describes the decrease in $f_L \perp f_{R1}$ as f_{R2} is increased in level.

Harmonic Distortion: Ideally a mixer produces only sum and difference frequencies of the local oscillator and receive frequencies. Harmonic distortion refers to the higher order mixing products generated when single frequency inputs are impressed on "R" and "L" ports.

Isolation: A double balanced mixer suppresses the "R" port signal appearing at both "L" and "X" ports. Similarly the "L" port signal is suppressed at both "R" and "X" ports. In addition, when used as a modulator, the "X" port signal is suppressed at both "L" and "R" ports. The isolation specification describes how effective this suppression actually is.

Electrical Specifications at $T_A = 25^\circ\text{C}$

(50 Ω Source & Load Impedance - See Notes & Terminology P.4)

10514A/B/C (To 500MHz)

INPUT/OUTPUT FREQUENCIES: "L" and "R" ports: 200 kHz (C: 10 MHz) to 500 MHz; "X" port: dc to 500 MHz.

MAXIMUM INPUT: 40mA (damage level).

IMPEDANCE: Designed for and specified in 50 Ω system.

HARMONIC DISTORTION: Typical levels with $f_L = 5\text{ mW}$ and $f_R = 70\text{ mV}$.

Product	Level†	Product	Level†
f_R	30 dB	$2f_R - f_L$	65 dB
$2f_R$	70 dB	$3f_R - 2f_L$	65 dB
$3f_R$	70 dB	$4f_R - 3f_L$	85 dB
$4f_R$	90 dB	$5f_R - 4f_L$	90 dB
$5f_R$	95 dB	$6f_R - 5f_L$	100 dB
$6f_R$	100 dB	$7f_R - 6f_L$	100 dB

† Refer to f_X level.

TYPICAL CONVERSION COMPRESSION: By f_R alone: 0.3 dB for 1 mW level. By f_{R2} signal presence interfering with f_{R1} signal: 1 dB for f_{R2} level of 1 mW; 10 dB for f_{R2} level of 10 mW (f_L level at 5 mW).

TYPICAL PULSE MODULATOR PERFORMANCE (pulse input at "X" port, output at "R"):

Rise or Fall Times: 1 ns.

Pulse Width: No restriction.

On-off Ratio: 35 dB.

Saturation Pulse Amplitude: 10mA with $f_L = 5\text{ mW}$

Maximum Input: 40mA damage level.

Modulation Source: Either + or - polarity turns switch on. Amplitude between pulses, within 2 mV of 0V.

Linearity: Output is linear over a 30 dB range at 500 MHz; better at lower frequencies.

MAXIMUM CONVERSION LOSS

Model	Frequency Range (MHz)		Conversion Loss (dB)
	f_L and f_R	f_X	
A	.5 - 50	dc - 50	7.0
	.2 - 500	dc - 500	9.0
B	15 - 250	dc - 250	7.2
	10 - 500	dc - 500	9.0

NOISE PERFORMANCE: 1/F noise typically less than 100 μV per root Hertz at output for f_X at 10 Hz.

MIXER ISOLATION

Model	Freq. Range (MHz)		Isolation (dB)		
	f_L and f_R	f_X	f_L at R	f_L at X	f_R at X
A	.5 - 50	dc - 50	40	40	25
	.2 - 500	dc - 500	30	20	15
B	.5 - 50	dc - 50	40	40	25
	.2 - 500	dc - 500	25	15	15
C	10 - 50	dc - 50	35	35	25
	10 - 150	dc - 150	25	25	20
	10 - 500	dc - 500	20	20	12

10534A/B/C (To 150MHz)

INPUT/OUTPUT FREQUENCIES: "L" and "R" ports: 50 kHz to 150 MHz; "X" port: dc to 150 MHz.

MAXIMUM INPUT: 40mA (damage level).

IMPEDANCE: Designed for and specified in 50 Ω system.

HARMONIC DISTORTION: Typical levels with $f_L = 5\text{ mW}$ and $f_R = 70\text{ mV}$, $f_L = 21\text{ MHz}$ and $f_R = 20\text{ MHz}$.

Product	Level†	Product	Level†
$2f_L - f_R$	40 dB	$2f_R - f_L$	65 dB
$3f_L - 2f_R$	65 dB	$3f_R - 2f_L$	65 dB
$4f_L - 3f_R$	65 dB	$4f_R - 3f_L$	90 dB
$5f_L - 4f_R$	85 dB	$5f_R - 4f_L$	90 dB
$6f_L - 5f_R$	90 dB	$6f_R - 5f_L$	95 dB
$7f_L - 6f_R$	95 dB	$7f_R - 6f_L$	95 dB

† Refer to f_X level.

TYPICAL CONVERSION COMPRESSION: By f_R alone: 0.3 dB for 1 mW level. By f_{R2} signal presence interfering with f_{R1} signal: 1 dB for f_{R2} level of 1 mW; 10 dB for f_{R2} level of 10 mW (f_L level at 5 mW).

TYPICAL PULSE MODULATOR PERFORMANCE (pulse input at "X" port, output at "R"):

Rise or Fall Times: A/B: 1 ns. C: 2 ns.

Pulse Width: No restriction.

On-off Ratio: 35dB.

Saturation Pulse Amplitude: 10mA with $f_L = 5\text{ mW}$

Maximum Input: 40mA damage level.

Modulation Source: Either + or - polarity turns switch on. Amplitude between pulses, within 2 mV of 0V.

Linearity: Output is linear over a 30 dB input current range at 150 MHz; better at lower frequencies.

MAXIMUM CONVERSION LOSS

Model	Frequency Range (MHz)		Conversion Loss (dB)
	f_L and f_R	f_X	
A, B & C	.2 - 35	dc - 35	6.5
	.05 - 150	dc - 150	8.0

NOISE PERFORMANCE: 1/F noise typically less than 100 μV per root Hertz at output for f_X at 10 Hz.

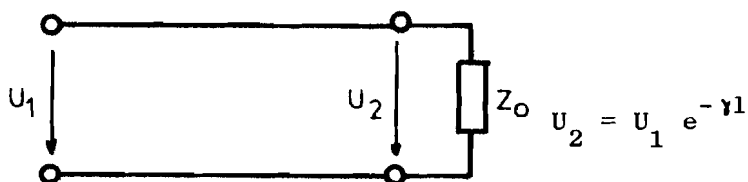
MIXER ISOLATION

Model	Freq. Range (MHz)		Isolation (dB)		
	f_L and f_R	f_X	f_L at R	f_L at X	f_R at X
A & B	.05 - 35	dc - 35	40	35	20
	.035-150	dc - 150	30	20	15
C	.05 - 35	dc - 35	35	35	20
	.035-150	dc - 150	25	25	15

BIJLAGE 15. AFLEIDING INGANGSIMPEDANTIE VAN EEN STRIPLEIDING.

Met behulp van de lange leidingen theorie kan de ingangsimpedantie van een striplijn berekend worden. De stripleiding wordt vergeleken met een eindige lijn met een lengte l en een karakteristieke impedantie Z_0 . Verondersteld wordt, dat er geen demping optreedt, dus $\gamma = j\beta$.

Onderstaande tekening geeft een tweepoort weer



In de bovenstaande tekening is alleen een in positieve Z-richting lopende golf aanwezig, zodat voor de voortplantingsconstante van de tweepoort geldt:

$$g = \ln \frac{U_1}{U_2} = \ln e^{\gamma l} = \gamma l \quad \text{met } \gamma = j\beta \quad \text{zodat } g = j\beta l$$

Hieruit volgt de kettingmatrix voor het lijnstuk:

$$[A] = \begin{bmatrix} \cosh j\beta l & Z_0 \cdot \sinh j\beta l \\ Y_0 \cdot \sinh j\beta l & \cosh j\beta l \end{bmatrix}$$

De impedantiematrix wordt dan: $Z_{11} = Z_{22} = Z_0 \coth j\beta l$

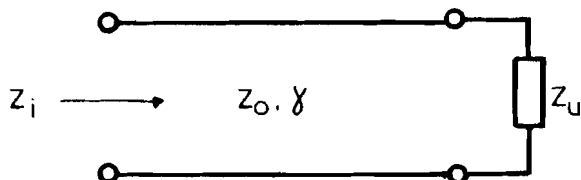
$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{Z_0}{\sinh j\beta l}$$

Voor de bovenstaande tweepoort gelden de volgende poortgrootheden:

$$U_1 = AU_2 + BI_2 = \cosh \beta l \cdot U_2 + Z_0 \cdot \sinh \beta l I_2$$

$$I_1 = CU_2 + DI_2 = Y_0 \cdot \sinh \beta l \cdot U_2 + \cosh \beta l \cdot I_2$$

Wat is nu de ingangsimpedantie van een lijn, afgesloten met een impedantie Z_u ?



$$Z_i = \frac{U_1}{I_1} = \frac{AU_2 + BI_2}{CU_2 + DI_2} = \frac{AZ_u + B}{CZ_u + D} = \frac{Z_u \cdot \cosh \gamma l + Z_o \cdot \sinh \gamma l}{Z_u \cdot \sinh \gamma l + Z_o \cdot \cosh \gamma l} \quad \text{waarbij } \gamma l = j\beta l$$

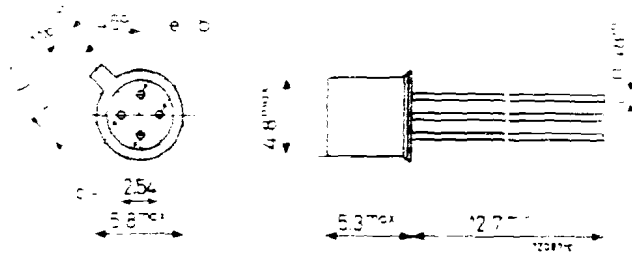
$$Z_i = \frac{Z_u \cdot \cos \beta l + jZ_o \cdot \sin \beta l}{Z_u \cdot j \sin \beta l + Z_o \cdot \cos \beta l}$$

$$Z_i = Z_o \cdot \frac{Z_u + jZ_o \cdot \tan \beta l}{Z_o + jZ_u \cdot \tan \beta l}$$

Voor een kortgesloten lijnstuk geldt dus: $Z_u = 0$

$$Z_i = jZ_o \cdot \tan \beta l$$

SILICON PLANAR EPITAXIAL TRANSISTOR



(Shield lead connected to case)

Part No. BFY90, BFY90A, BFY90B, BFY90C

RATINGS (Limiting values)

Voltages

Collector-base voltage (open emitter; peak value)	V_{CBOM}	max.	30 V
Collector-emitter voltage (peak value) $R_{BE} \leq 50 \Omega$	V_{CERM}	max.	30 V ²⁾
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	15 V ²⁾
Emitter-base voltage (open collector)	V_{EBO}	max.	2.5 V

Currents

Collector current (d.c.)	I_C	max.	25 mA
Collector current (peak value; $f > 1$ MHz)	I_{CM}	max.	50 mA

Power dissipation

Total power dissipation up to $T_{amb} = 25^\circ C$	P_{tot}	max.	200 mW
--	-----------	------	--------

Temperatures

Storage temperature	T_{stg}	-65 to +200 $^\circ C$
Junction temperature	T_j	max. 200 $^\circ C$

THERMAL RESISTANCE

From junction to ambient in free air	$R_{th j-a}$	=	0.88 $^\circ C/mW$
From junction to case	$R_{th j-c}$	=	0.58 $^\circ C/mW$

¹⁾ Limiting values according to the Absolute Maximum System as defined in IEC publication 60751.

²⁾ $I_C = 10$ mA

NPN transistor in a TO-18 metal envelope with insulated electrodes and a shield lead connected to the case.

The transistor has very low noise over a wide current range, a very high power gain and excellent intermodulation properties.

It is primarily intended for:

- Channel- and band aerial amplifiers for band I, II, III and IV/V (40-860 MHz)
 - Wide band aerial amplifiers (40-860 MHz)
 - Television distribution amplifiers
 - Low noise wide band vertical amplifier in high speed oscilloscopes
- It is also suitable for military- and industrial applications, such as:
- R.F. amplifiers and mixers for communication equipment
 - Microwave telephony link systems, wide band i.f. amplifiers
 - Large bandwidth radar i.f. amplifiers

QUICK REFERENCE DATA

Collector-base voltage (open emitter; peak value)	V_{CBOM}	max.	30 V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO}	max.	15 V
Collector current (peak value; $f > 1$ MHz)	I_{CM}	max.	50 mA
Total power dissipation up to $T_{amb} = 25^\circ C$	P_{tot}	max.	200 mW
Junction temperature	T_j	max.	200 $^\circ C$
Transition frequency			
$I_C = 25$ mA; $V_{CE} = 5$ V; $f = 500$ MHz	f_T	typ.	1.4 GHz
Feedback capacitance at $f = 1$ MHz			
$I_C = 2$ mA; $V_{CE} = 5$ V	$-C_{re}$	typ.	0.6 pF
Noise figure at optimum source impedance			
$I_C = 2$ mA; $V_{CE} = 5$ V	F	typ.	2.5 5.5 dB
Power gain (not neutralized)			
$I_C = 14$ mA; $V_{CE} = 10$ V	G_p	typ.	23 8 dB
Output power			
$d_{1m} = -30$ dB; V.S.W.R. at output < 2	P_o	typ.	12 12 mW
$I_C = 14$ mA; $V_{CE} = 10$ V			



MOTOROLA
Semiconductors

BOX 20912, PHOENIX, ARIZONA 85036

The RF Line

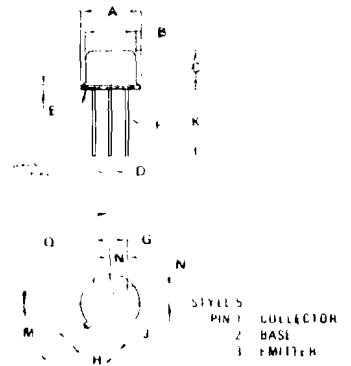
NPN SILICON RF POWER TRANSISTOR

designed for 12.5 Volt UHF large signal amplifier applications in industrial and commercial FM equipment operating to 512 MHz

- Specified 12.5 Volt, 470 MHz Characteristics
Output Power - 2.0 Watts
Minimum Gain - 8.0 dB
Efficiency - 50%
- Characterized with Series Equivalent Large Signal Impedance Parameters
- Grounded Emitter TO-39 Package for High Gain and Excellent Heat Dissipation
- Replaces Medium Power Stud Mounted Devices

MRF629

2 W 470 MHz
RF POWER
TRANSISTOR
NPN SILICON



MAXIMUM RATINGS

Rating
Collector-Emitter Voltage
Collector-Base Voltage
Emitter-Base Voltage
Collector Current - Continuous
Total Device Dissipation @ T _c = 25°C Degrade Above 25°C
Storage Temperature Range

Symbol	Value	Unit
V _{CEO}	16	Vdc
V _{CB0}	36	Vdc
V _{EB0}	4.0	Vdc
I _C	400	mA dc
P _D	5.0	Watts
	28.5	mW/°C
T _{stg}	-65 to +200	°C

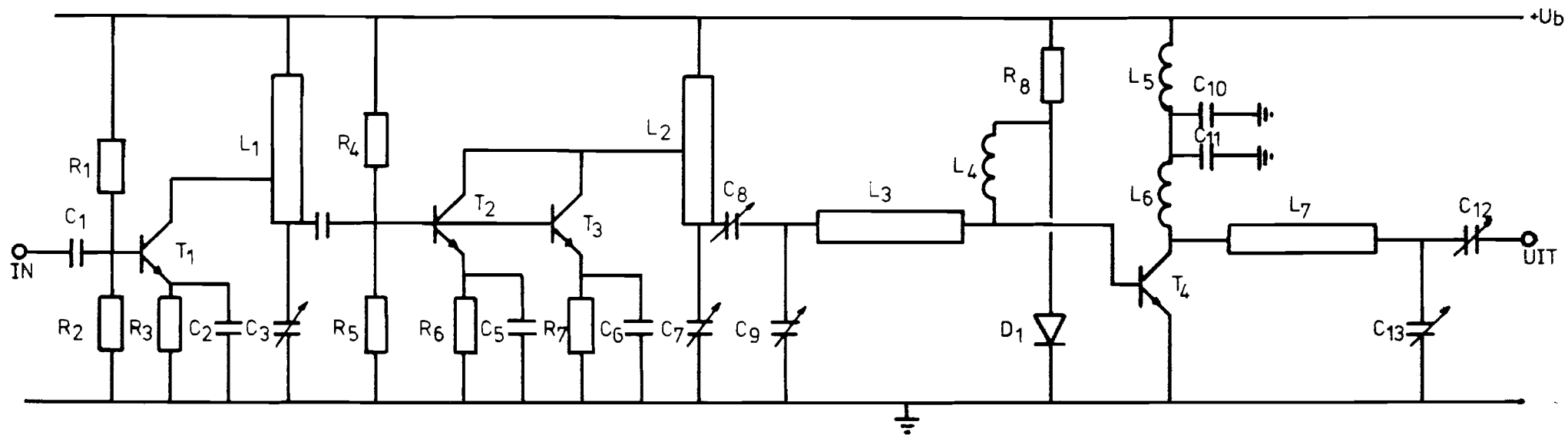
DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.02	9.30	0.355	0.366
B	8.00	8.51	0.315	0.335
C	4.19	4.51	0.165	0.180
D	0.43	0.53	0.017	0.021
E	0.43	0.89	0.017	0.035
F	0.41	0.48	0.016	0.019
G	4.83	5.33	0.190	0.210
H	0.71	0.86	0.028	0.034
J	0.74	1.02	0.029	0.040
K	12.70		0.500	
M	45°	NOM	45°	NOM
N	2.54	TYP	0.100	TYP
O	90°	NOM	90°	NOM

CASE 78 03

All JEDEC dimensions and notes apply

NOTE The pin configuration on this version of the TO-39 package differs from the common isolated emitter type.

BIJLAGE 18. COMPLETE SCHEMA ZENDTRAP.



BIJLAGE 19. COMPONENTENWAARDE VAN DE ZENDTRAP.

Weerstanden

R_1, R_4	12 k Ω
R_2, R_5, R_8	1,5 k Ω
R_3, R_6, R_7	120 Ω

Condensatoren

C_1	1,2 nF
C_2, C_5, C_6	390 pF
C_3, C_7	8 pF variabele condensator
C_4	2,2 pF
C_8, C_9	14 pF variabele condensator
C_{10}	27 nF
C_{11}	100 pF
C_{12}, C_{13}	19 pF variabele condensator

Spoelen

L_1, L_2	striplijn (54 x 4 x 1 mm.)
L_3, L_7	striplijn (52 x 4 x 1 mm.)
L_4	4,7 μ H
L_5	0,47 μ H
L_6	0,1 μ H

Halfgeleiders

T_1, T_2, T_3	BFT 66
-----------------	--------

BIJLAGE 20. FORMULES VAN HELICAL FILTERS.

Het nomogram van blz. mag onder de volgende condities gebruikt worden:

$$0,45 < d/D < 0,6 \quad \text{waarbij } b/d > 1,0$$

$$0,45 < d_o/r_w < 0,6 \quad \text{waarbij } b/d = 1,5$$

$$0,5 < d_o/r_w < 0,7 \quad \text{waarbij } b/d = 0,4$$

Formules:

$$\text{lengte van de spoeldraad: } l = 0,94 \lambda/4 = \frac{600}{f \sqrt{LC}} \quad (\text{m})$$

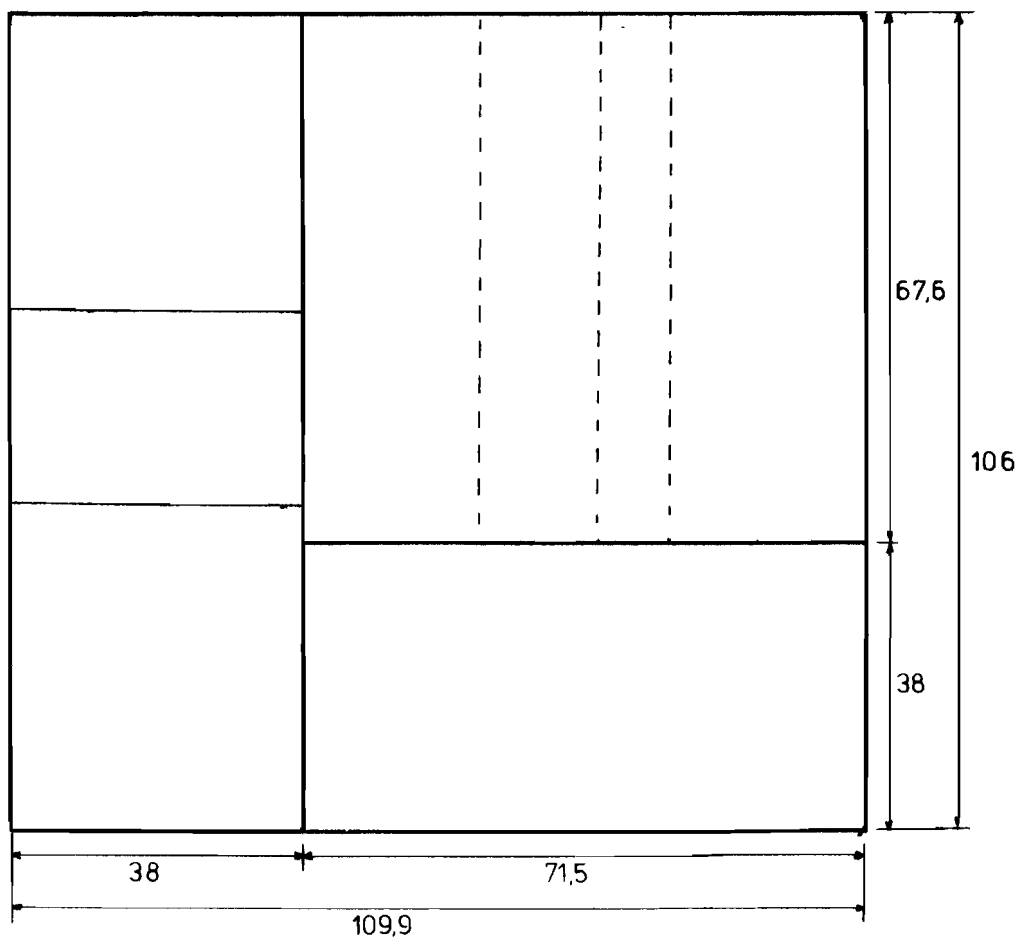
$$\text{Aantal windingen per cm.: } n = \frac{N}{l} \quad (\text{wdg/cm})$$

$$\text{Afstand tussen de windingen: } r_w = \frac{1}{n} = 1 \frac{D^2}{5840} \quad (\text{cm/wdg})$$

Het belangrijkste wat voor alle beschouwingen het belangrijkste is:

$$B = b + \frac{D}{2} \quad \text{en } r < d/2$$

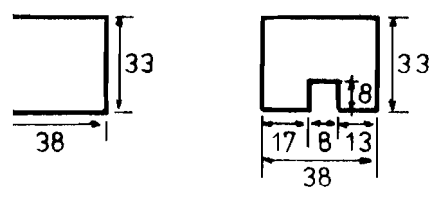
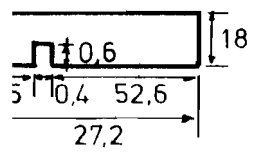
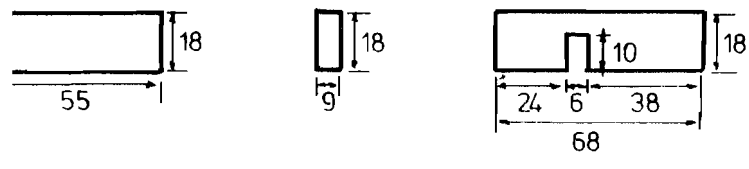
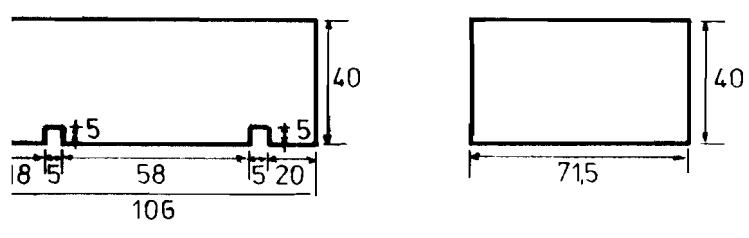
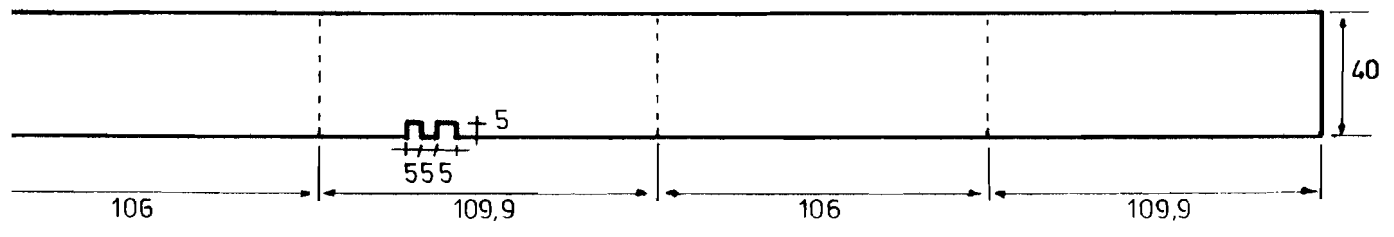
BIJLAGE 21. BESCHRIJVING VAN DE OPBOUW VAN DE GEBOUWDE BEHUIZING.



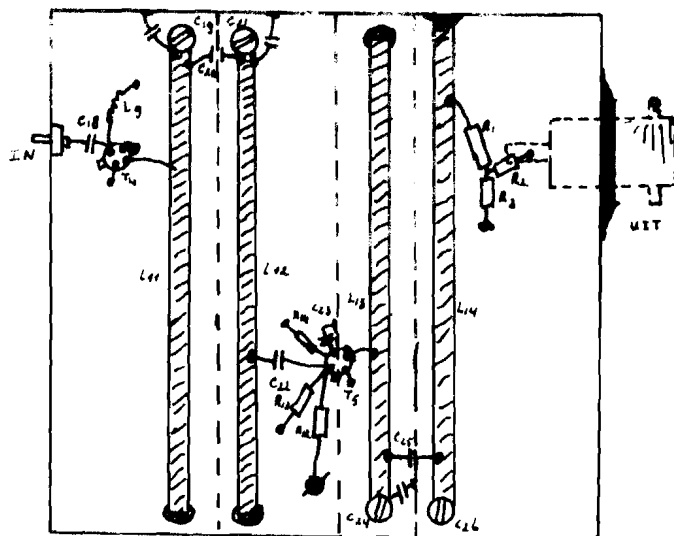
Material: blik
Lafdikte: 0,4 [mm]
Eenheid: mm
Maat: 1:1

----- Schotten aan onderzijde
———— Schotten aan bovenzijde

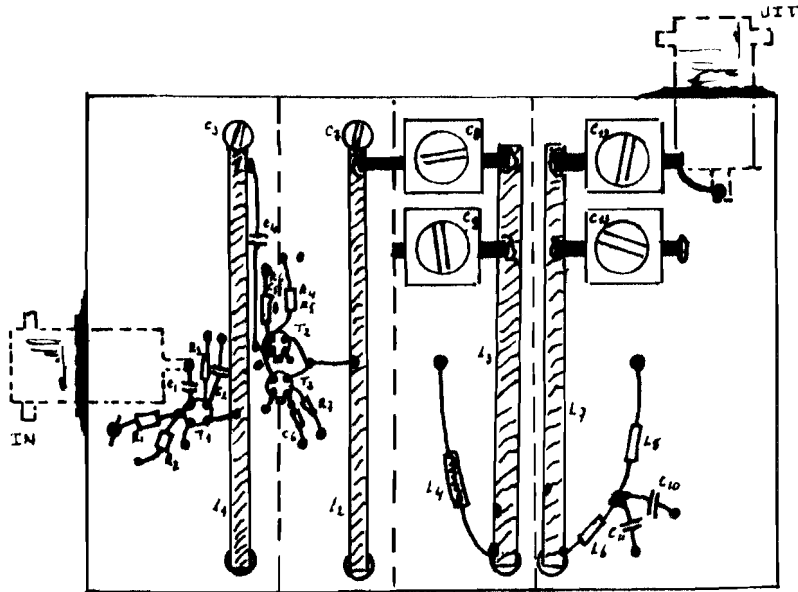
BIJLAGE 22. STUKLIJST VAN DE GEBRUIKTE SCHOTTEN BEHORENDE BIJ BIJLAGE 21.



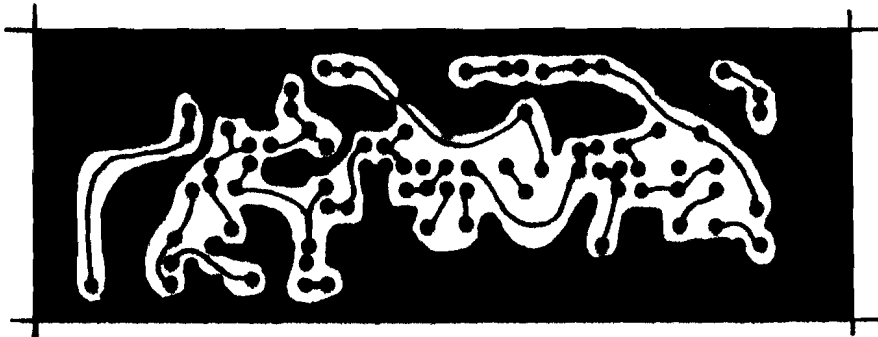
materiaal: blik
 laaidikte: 0,4 [mm]
 maateenheid: mm
 schaal: 1:2,5



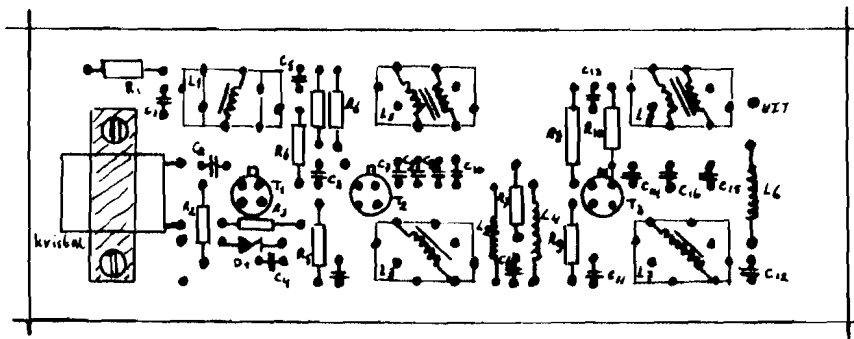
BIJLAGE 24. BOUWBESCHRIJVING VAN DE ZENDVERSTERKER.



BIJLAGE 25. PRINTTEKENING OSCILLATOR EN EERSTE VERMENIGVULDIGER.

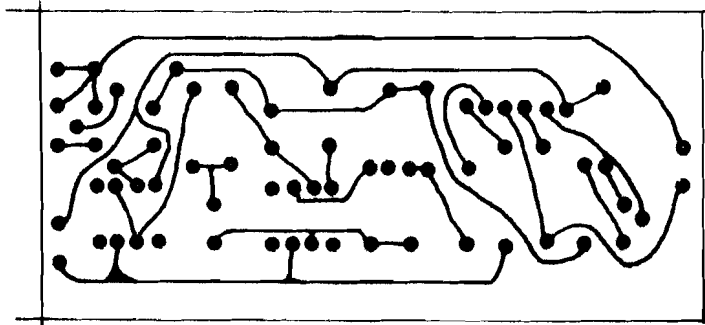


Koper-zijde

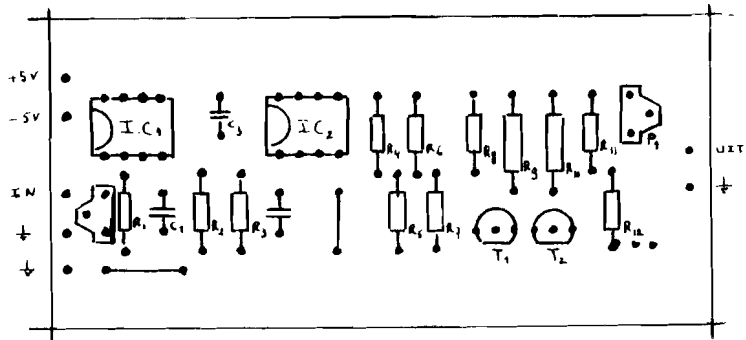


Componenten-zijde

BIJLAGE 27. PRINTTEKENING VAN HET FILTER EN LEVEL CONTROL.



Koper-zijde



Componenten-zijde

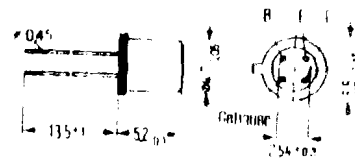
**Extrem rauscharme
NPN-Silizium-Breitbandtransistoren**

**BFT 66
BFT 67**

BFT 66 und BFT 67 sind epitaktische NPN-Silizium Planar UHF-Transistoren im Gehäuse 19 A4 DIN 41876 (TO-72) für Vorstufenanwendungen in extrem rauscharmen Breitbandverstärkern bis 1 GHz.

Die Anschlüsse sind vom Gehäuse elektrisch isoliert.

Typ	Bestellnummer
BFT 66	O62702-F456
BFT 67	O62702-F457



Gewicht etwa 0.4 g
Maße in mm

Statische Kenndaten ($T_U = 25^\circ\text{C}$)

Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung
($I_{CBO} = 500 \mu\text{A}$)
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung
($I_{CBO} = 100 \mu\text{A}$)
Emitter-Basis-Durchbruchspannung
($I_{EBO} = 100 \mu\text{A}$)
Kollektor-Basis-Reststrom ($U_{CE0} = 10 \text{ V}$)
Gleichstromverstärkung
($I_C = 10 \text{ mA}$, $U_{CE} = 6 \text{ V}$)

	BFT 66	BFT 67	
$U_{(BR)CEO}$	> 15	> 15	V
$U_{(BR)CES}$	> 20	> 20	V
$U_{(BR)EBO}$	> 2,5	> 2,5	V
I_{CBO}	< 60	< 60	nA
β	≤ 30	≤ 30	

Dynamische Kenndaten ($T_U = 25^\circ\text{C}$)

Kurzschluß-Stromverstärkung
($I_C = 10 \text{ mA}$, $U_{CE} = 6 \text{ V}$, $f = 1 \text{ kHz}$)
Transitfrequenz
($I_C = 15 \text{ mA}$, $U_{CE} = 6 \text{ V}$, $f = 200 \text{ MHz}$)
Kurzschluß-Rückwirkungskapazität
($I_C = 1 \text{ mA}$, $U_{CE} = 6 \text{ V}$, $f = 1 \text{ MHz}$)
Rauschzahl
($I_C = 3 \text{ mA}$, $U_{CE} = 6 \text{ V}$, $f = 10 \text{ MHz}$; $R_0 = 75 \Omega$) F
($I_C = 4 \text{ mA}$, $U_{CE} = 6 \text{ V}$, $f = 800 \text{ MHz}$; $Z_0 = Z_{0opt}$) F

	BFT 66	BFT 67	
β_0	70 (> 30)	70 (> 30)	-
f_T	4	4	GHz
C_{12e}	0,6	0,6	pF
Rauschzahl	≤ 1	$\leq 1,5$	dB
Rauschzahl	1,8	2,3	dB

S-Parameter

Arbeitspunkt ($U_{CE} = 6 \text{ V}$, $I_C = 5 \text{ mA}$, $Z_{in} = 50 \Omega$)

$f = 200 \text{ MHz}$

$S_{11e} = 0.49$	$\varphi_{11e} = 80^\circ$
$S_{22e} = 0.74$	$\varphi_{22e} = 25^\circ$
$S_{12e} = 0.045$	$\varphi_{12e} = 60^\circ$
$S_{21e} = 8.5$	$\varphi_{21e} = 120^\circ$

$f = 800 \text{ MHz}$

$S_{11e} = 0.25$	$\varphi_{11e} = 175^\circ$
$S_{22e} = 0.62$	$\varphi_{22e} = 42^\circ$
$S_{12e} = 0.1$	$\varphi_{12e} = 53^\circ$
$S_{21e} = 2.8$	$\varphi_{21e} = 65^\circ$

BIJLAGE 29. MEETGEGEVENS LAAGDOORLAAT FILTER.

Meting frequentie karakteristiek (onbelast).

$U_{in} = 100 \text{ mV (constant)}$

f (kHz)	U_{uit} (mV)	f (kHz)	U_{uit} (mV)	f (kHz)	U_{uit} (mV)
0,1	100,0	5,8	82,5	10,0	23,0
0,5	100,0	5,9	80,5	10,5	20,0
1,0	100,0	6,0	78,5	11,0	17,5
1,5	100,0	6,1	77,5	11,5	15,5
2,0	100,0	6,2	75,5	12,0	13,5
2,5	100,0	6,3	73,5	13,0	10,5
3,0	100,0	6,4	71,0	14,0	8,5
3,5	100,0	6,5	69,5	15,0	6,9
4,0	100,0	6,6	67,5	16,0	5,7
4,5	100,0	6,7	65,0	17,0	4,8
5,0	96,0	6,8	63,0	18,0	4,0
5,1	94,0	6,9	61,0	19,0	3,4
5,2	93,0	7,0	59,0	20,0	2,9
5,3	91,5	7,5	51,0	30,0	1,0
5,4	90,0	8,0	43,0	40,0	0,6
5,5	88,0	8,5	36,5	50,0	0,5
5,6	86,5	9,0	31,5		
5,7	84,5	9,5	26,7		

BIJLAGE 30. DOORLAATKARAKTERISTIEK LAAGDOORLAAT FILTER.

