

MASTER

Frekwentiesynthese toegepast in een centrale frekwentiegenerator van een ontvanger voor satellietcommunicatie

Hunfeld, B.A.J.C.

Award date:
1972

[Link to publication](#)

Disclaimer

This document contains a student thesis (bachelor's or master's), as authored by a student at Eindhoven University of Technology. Student theses are made available in the TU/e repository upon obtaining the required degree. The grade received is not published on the document as presented in the repository. The required complexity or quality of research of student theses may vary by program, and the required minimum study period may vary in duration.

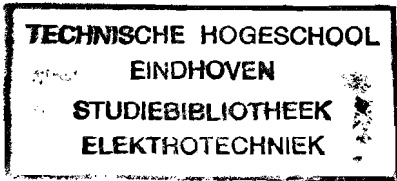
General rights

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

4230

Handwritten signature or initials.



Frekwenciesynthese toegepast in een
centrale frekwentiegenerator van een
ontvanger voor satellietcommunicatie.

door

B.A.J.C. Hunfeld.

maart 1972

Verslag van het afstudeerwerk verricht in opdracht van
Prof. Dr. J.J. Zaalberg van Zelst onder leiding van
Ir. K. Breukers en Ir. J.A.W. Faatz.

Inhoud

Samenvatting	II
Hoofdstukken:	blz.
1 Inleiding	1
2 Frekwentiesynthese	4
3 Optellen en delen van frekwenties	8
4 Analyse van de gegevens	9
5 Beschrijving van de schakeling	15
6 Opbouw van de gehele centrale frekwentie- generator	25
Bijlagen:	
B.1. Decimalengenerator	30
B.2. De syntheseschakeling voor F_4	38
B.3. Berekening van de selectieve versterkers	48
B.4. Beschrijving dubbel gebalanceerde modulator MC 1596	54
Referenties	56

Samenvatting

In een ontvanger voor satellietcommunicatie moet van een aangeboden referentiefrekwentie F_0 door frekwentievermenigvuldiging een aantal frekwenties afgeleid worden. De hier voorkomende vermenigvuldigingsfactoren zijn niet gehele getallen. Het vermenigvuldigen van frekwenties met een niet geheel getal vereist een speciale techniek die we frekwentiesynthese noemen.

In hoofdstuk 2 wordt deze techniek ontwikkeld.

In hoofdstuk 4 wordt deze techniek toegepast op de konkrete gegevens van de te bouwen ontvanger. Bij de synthese van frekwenties wordt veelvuldig gebruik gemaakt van het optellen en delen van frekwenties. Technieken hiervoor zijn aangegeven in hoofdstuk 3.

Hoofdstuk 5 geeft de beschrijving van de schakeling voor een frekwentiesynthese.

Tenslotte geeft hoofdstuk 6 de uitwerking van de gehele schakeling van de te bouwen centrale frekwentiegenerator.

Op de bijlagen zijn nog noodzakelijke details gegeven.

I. Inleiding

Met het Italiaanse Sirio-project dat onder begeleiding staat van het INCR (the Italian National Council for Research), wil men trachten de overdrachtskarakteristiek van de atmosfeer voor frekwenties boven 10 GHz te meten, voor zover het satellietverbindingen betreft.

Het project voorziet in de lancering van een synchrone satelliet en de bouw van een aantal vaste- en mobiele grondstations.

Voor een uitvoerige beschrijving van en nadere studie's over het project wordt verwezen naar de volgende referentie's:

(1), (2), (5).

Dit verslag zal gaan over een klein onderdeel van de ontvanger voor een grondstation nl. "de centrale frekwentie generator".

De ontvanger van het grondstation heeft als belangrijkste taken:

1. het versterken van de antenne-signalen;
2. de frekwentie van de versterkte signalen (rond 12 GHz) transformeren naar ca. 20 MHz met behoud van informatie.

In verband met de in (1) genoemde metingen is de amplitude- en fase-informatie van de ontvangen signalen belangrijk. Men moet daarom de fasedraaiing van de ontvanger zelf meten om de fasedraaiing voor de propagatieweg (satelliet ↔ grondstation) te kennen.

De opbouw van de ontvanger is uitvoeriger beschreven in (1), (2), (5).

Onderdelen van de ontvanger, zoals fasemeters, phase-locked loop schakelingen en dergelijke zijn beschreven in (3), (4).

De satelliet zendt een draaggolf uit met een frekwentie $F_0 = 11596,80$ MHz die in amplitude wordt gemoduleerd met een signaal met frekwentie $f_m = 265,76$ MHz.

Ontvangen worden daarom de drie frekwenties:

$$F_{01} = 11331,04 \text{ MHz}$$

$$F_0 = 11596,80 \text{ MHz}$$

$$F_{02} = 11862,56 \text{ MHz}$$

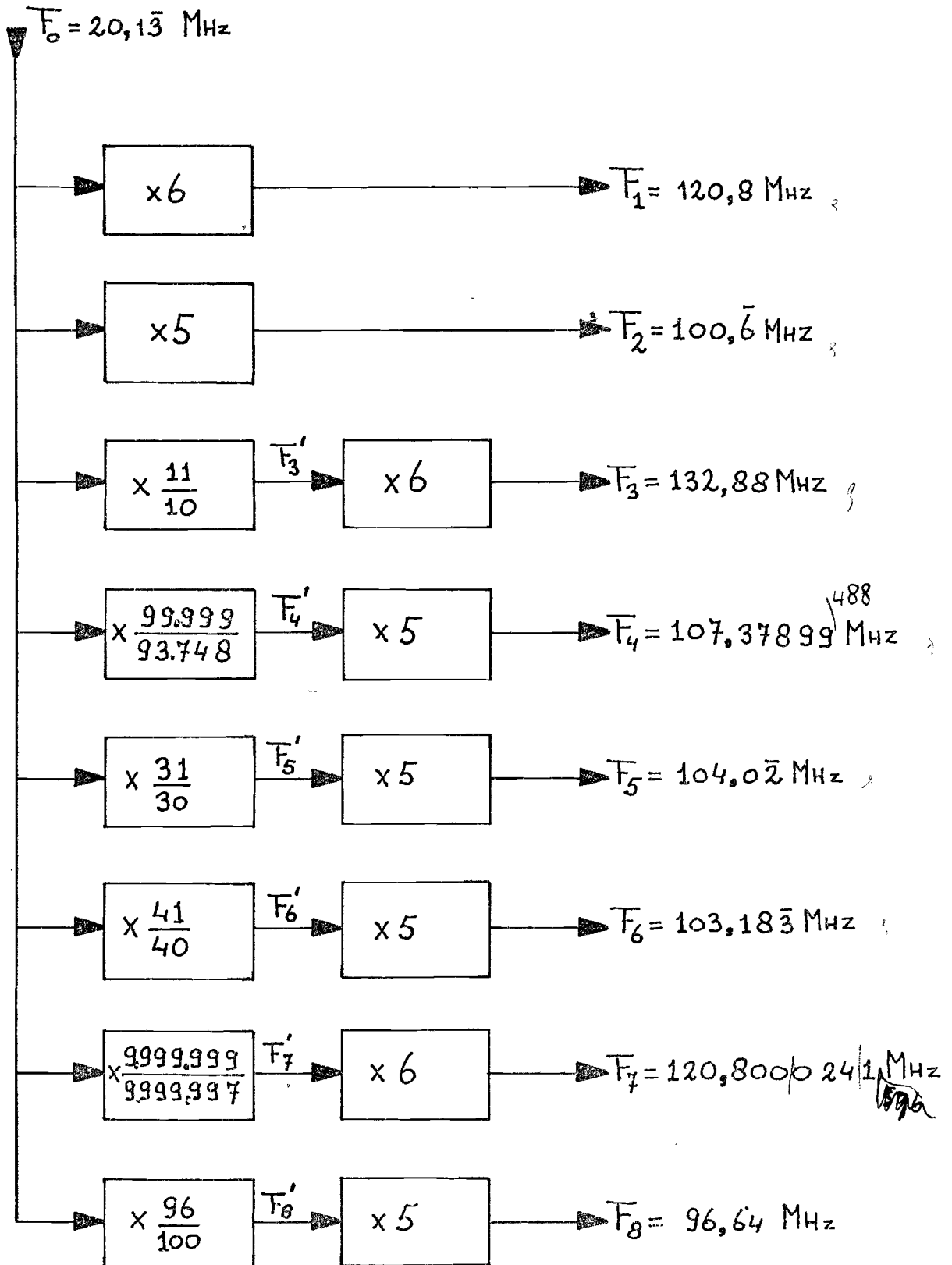
De draaggolf met frekwentie F_0 wordt getransformeerd naar $F_0 = 20,13$ MHz, en is het referentiesignaal voor de centrale frekwentiegenerator.

Ten behoeve van taak 2) en de daaraan verbonden eisen moeten van F_0 een aantal frekwenties afgeleid worden. Deze zijn in figuur 1.1 samengevat.

De volgende eisen worden gesteld:

Ingangsniveau F_0	0 dBm	$0,77 \mu V$
Uitgangsniveau F_1 t/m F_8	+7 dBm	$7,7 \mu V$
Modulatievorming F_1 t/m F_8	$0,5 \cdot 10^{-3}$	rad.eff
2e harmonische	-60 dB	
3e harmonische	-90 dB	
andere stoorsignalen	-120 dB	

De in figuur 1.1 vermelde frekventies F_3' t/m F_8' worden met een speciale techniek die bekend is onder de naam "frekwentie synthese" afgeleid van F_0 . In het volgende hoofdstuk zal deze frekwentiesynthese nader uiteen gezet worden.



figuur 1.1 Blokschema van de centrale frekwentie-generator.

2. Frekwentiesynthese

2.1. Inleiding

Het vermenigvuldigen van een frekwentie F_0 met een geheel getal is in de praktijk een betrekkelijk eenvoudige opgave. De meest toegepaste methode is het produceren van een aantal hogere harmonischen van F_0 en daaruit wordt dan met een bandfilter de gewenste harmonische gefilterd.

Alle elementen of elektronische bouwstenen met een niet-lineaire karakteristiek geven bij sturing met een signaal (elk signaal kan samengesteld worden uit sinusoïdale componenten) hogere harmonischen van dat signaal (resp. van de sinusoïdale componenten).

Van de hierboven aangegeven methode kan men geen gebruik maken wanneer de frequentie F_0 met een niet geheel getal moet worden vermenigvuldigd.

Toch kan men een dergelijke vermenigvuldiging met een zekere onnauwkeurigheid die men overigens willekeurig klein kan maken, realiseren.

Hiertoe moet men de gewenste frekwentie samenstellen (frekwentie synthese) uit een aantal veelvouden van de frekwentie F_0 .

Hoe dit gaat zal aan de hand van een voorbeeld worden uiteengezet.

2.2. Voorbeeld van een frekwentiesynthese

We vermenigvuldigen F_0 met het getal 1,2345.

We veronderstellen dat we de frekwenties $5F_0$, $4F_0$, $3F_0$, $2F_0$ al gerealiseerd hebben en dat we de frekwenties kunnen optellen en kunnen delen. De technieken hiervoor zullen in een volgend hoofdstuk worden besproken.

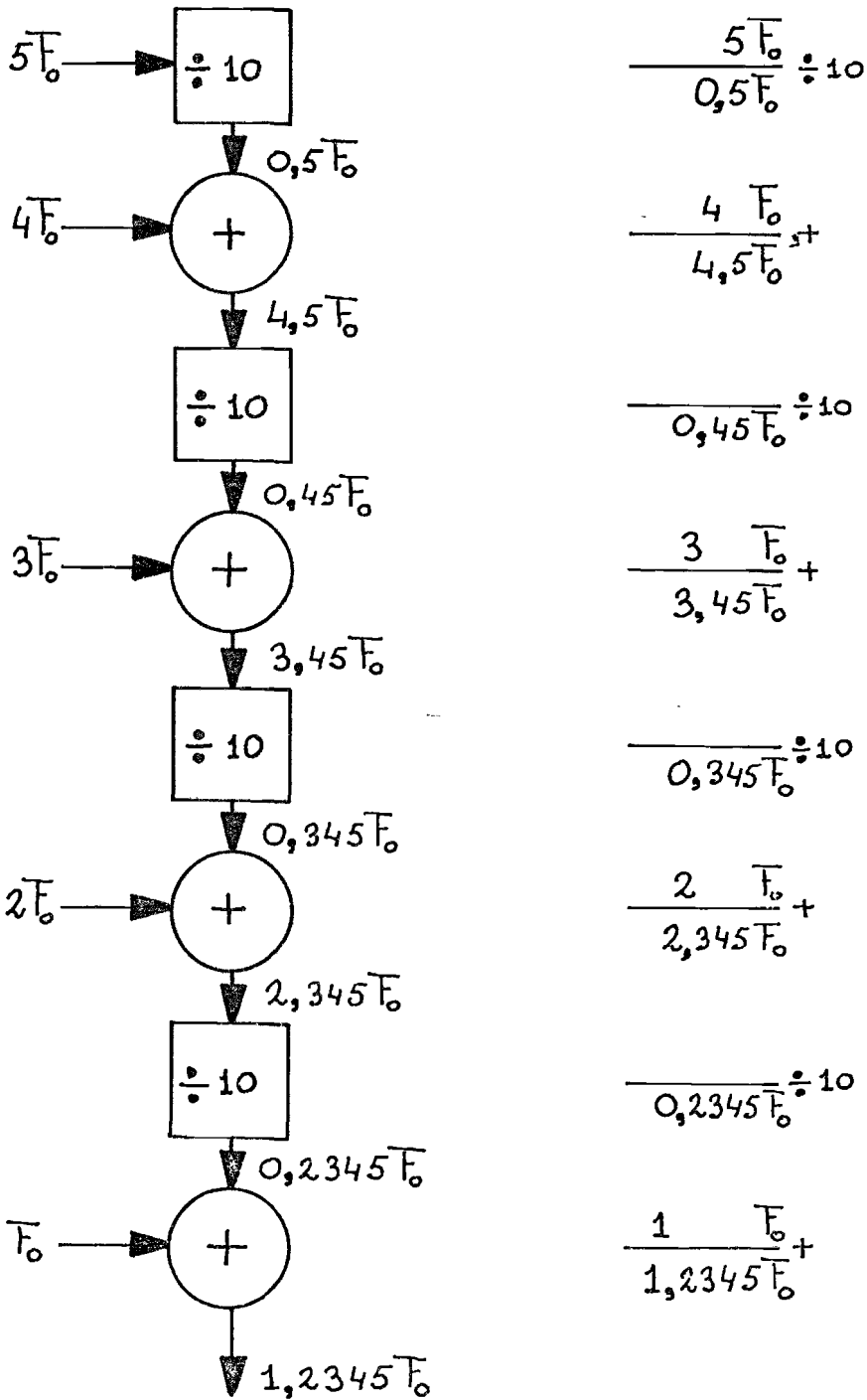
Te beginnen bij het laatste decimale cijfer (5) verloopt de synthese als aangegeven in figuur 2.2.1.

Bij dit voorbeeld kunnen we de volgende opmerkingen maken:

1. Het aantal decimalen is in principe niet beperkt.

Wil men F_0 vermenigvuldigen met $1/7$, dan dient men $1/7$ te schrijven als decimaal getal, dus 0,1428571428571....

Omdat $1/7$ niet exact weer te geven is als decimaal getal zal de vermenigvuldiging altijd met een zekere onnauwkeurigheid gebeuren. Door echter meer decimalen te nemen kan men deze onnauwkeurigheid willekeurig klein maken.



figuur 2.2.1. realisering van $F_0 \times 1,2345$.

2. De bouwstenen, waarmee men frekwenties optelt, leveren meestal naast de somfrekwentie ook nog een aantal andere frekwenties. Wil men b.v. f_1 en f_2 optellen dan krijgt men met de meeste technieken naast $f_1 + f_2$ nog $f_1 - f_2$, f_1 , f_2 en eventueel hogere harmonischen van elk van deze frekwenties.

Is $f_2 = \frac{1}{100} f_1$, dan liggen $f_1 + f_2 = 1,01 f_1$, f_1 en $f_1 - f_2 = 0,99 f_1$ te dicht bij elkaar om met eenvoudige filterschakelingen $1,01 f_1$ te onderscheiden van f_1 of $0,99 f_1$.

Het blijkt in de praktijk dat frekwenties, die een faktor 10 uit elkaar liggen, dus f_1 en $0,1 f_1$, nog goed van elkaar te scheiden zijn.

Bij onze frekwentiesynthese moeten we daar dus rekening mee houden.

Bekijken we nog eens figuur 2.2.1., dan zien we dat de frekwenties die aan de optelschakelingen worden toegevoerd nooit meer dan een faktor 10 schelen. Dit komt echter door de toevallige keuze van het getal 1,2345.

Wil men F_0 vermenigvuldigen met b.v. 1,191, dan worden aan de eerste optelschakeling de frekwenties $0,1 F_0$ en $9F_0$ toegevoerd. Deze schelen een faktor 90 en de uitgangssignalen van de optelschakeling zijn moeilijk te onderscheiden.

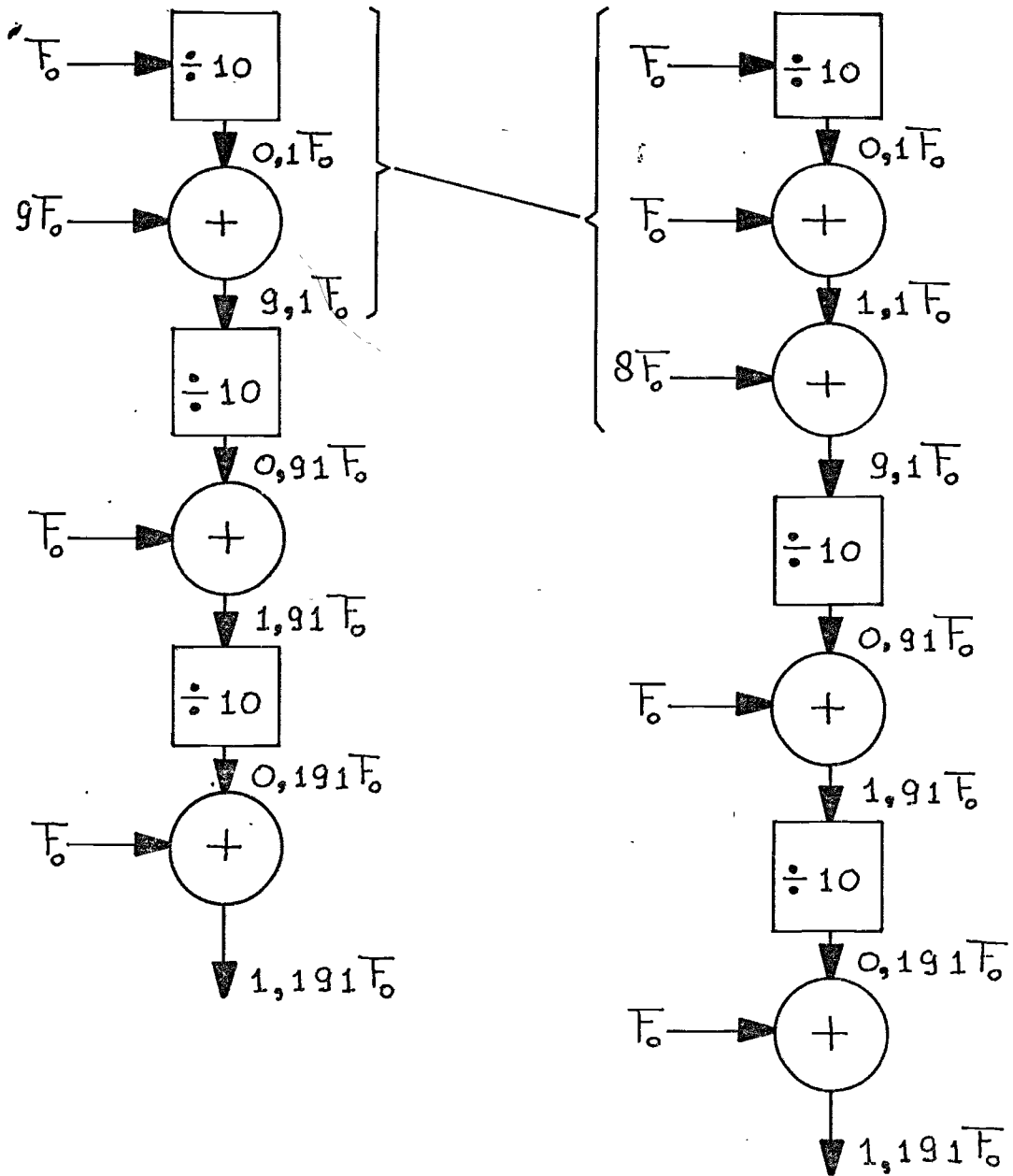
We passen daarom een iets andere methode toe.

In figuur 2.2.2. zijn beide methoden (die van figuur 2.2.1. en een verbeterde) naast elkaar weergegeven.

We kunnen uit figuur 2.2.2. de volgende regel noteren:

wanneer de frekwenties, die aan een optelschakeling worden toegevoerd, meer dan een faktor 10 schelen, dient het optellen in twee stappen te gebeuren zódanig dat de op te tellen frekwenties ten hoogste een faktor 10 schelen.

Tot zover de algemene principes van de frekwentiesynthese. In het volgende hoofdstuk zullen de technieken voor het optellen en delen van de frekwenties besproken worden.



figuur 2.2.2. realisering van $F_0 \times 1,191$

3. Optellen en delen van frekwenties

3.1. Optellen (of aftrekken) van frekwenties

Het is mogelijk met elk niet-lineair systeem (zonder geheugenwerking) frekwenties op te tellen of af te trekken.

Stel dat het verband tussen de uitgangsgrootheid $y(t)$ en een ingangsgrootheid $x(t)$ gegeven wordt door

$$y(t) = a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + \dots + a_n x^n(t)$$

Neemt men als ingangsgrootheid $x(t) = A \cos \omega_1 t + B \cos \omega_2 t$ (twee signalen met frekwenties $\omega_1 = 2\pi f_1$ en $\omega_2 = 2\pi f_2$) dan is de bijbehorende uitgangsgrootheid: (8).

$$y(t) = \sum_i \sum_k c_{ik} \frac{1}{2} \{ \cos(i\omega_1 + k\omega_2)t + \cos(i\omega_1 - k\omega_2)t \}$$

met $c_{ik} = 0$ voor $i + k > n$.

De uitgangsgrootheid bevat dus twee signalen met de frekwenties $(\omega_1 + \omega_2)$ en $(\omega_1 - \omega_2)$ van gelijke amplitude en verder hogere harmonischen hiervan.

Deze theoretische beschouwing is de basis van veel praktische (elektronische) schakelingen waarmee men frekwenties kan optellen en aftrekken.

Zulke schakelingen worden tegenwoordig meestal als complete bouwstenen geleverd en heten mixers of modulatoren. In deze mixers of modulatoren worden dan meestal een of meer schakelende elementen (diodes, transistoren) toegepast. Deze schakelaars hebben wel een bij uitstek niet-lineaire karakteristiek.

3.2. Delen van frekwenties

Het delen van een frekwentie door een geheel getal is op een eenvoudige manier te verwezenlijken met digitale telschakelingen. Deze telschakelingen bestaan uit in serie geschakelde bi-stabiele elementen (flip-flop's), die al of niet teruggekoppeld zijn, en waarmee men kan delen door alle gehele getallen ≥ 2 . Een algemene methode om met behulp van flip-flop's deelschakelingen te maken voor elk gewenst deeltal wordt gegeven in (6).

4. Analyse van de gegevens

4.1. Inleiding

In ons geval geldt $F_0 = 20,13$ MHz, zodat de frekwenties F_0 t/m $9F_0$ een frekwentiegebied van $20,13$ MHz tot en met $181,19$ MHz omvatten. Signalen met deze frekwenties zijn in de praktijk niet zo eenvoudig te hanteren.

Om deze reden wordt niet uitgegaan van F_0 , maar van $F_0/10 = 2,013$ MHz. De frekwentie $F_0/10$ t/m $9F_0/10$ liggen dan in een gebied van $2,013$ MHz tot en met $18,119$ MHz.

4.2.

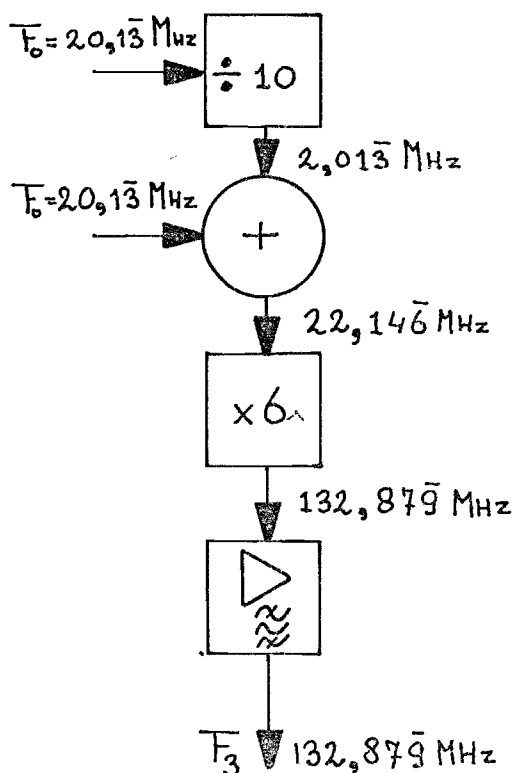
De frekwentie $F_1 = 6 \times F_0$ en $F_2 = 5 \times F_0$ worden verkregen door vermenigvuldigen met een geheel getal.

Met behulp van een nuldoorgangsdetector of Schmitt-trigger wordt van het aangeboden sinusoïdale signaal F_0 een pulsvormig signaal gemaakt met steile flanken. Dit blokvormige signaal zal veel hogere harmonischen van F_0 bevatten. Door uitfilteren van de 6e harmonische voor F_1 en de 5e harmonische voor F_2 zijn deze frekwenties betrekkelijk eenvoudig te realiseren.

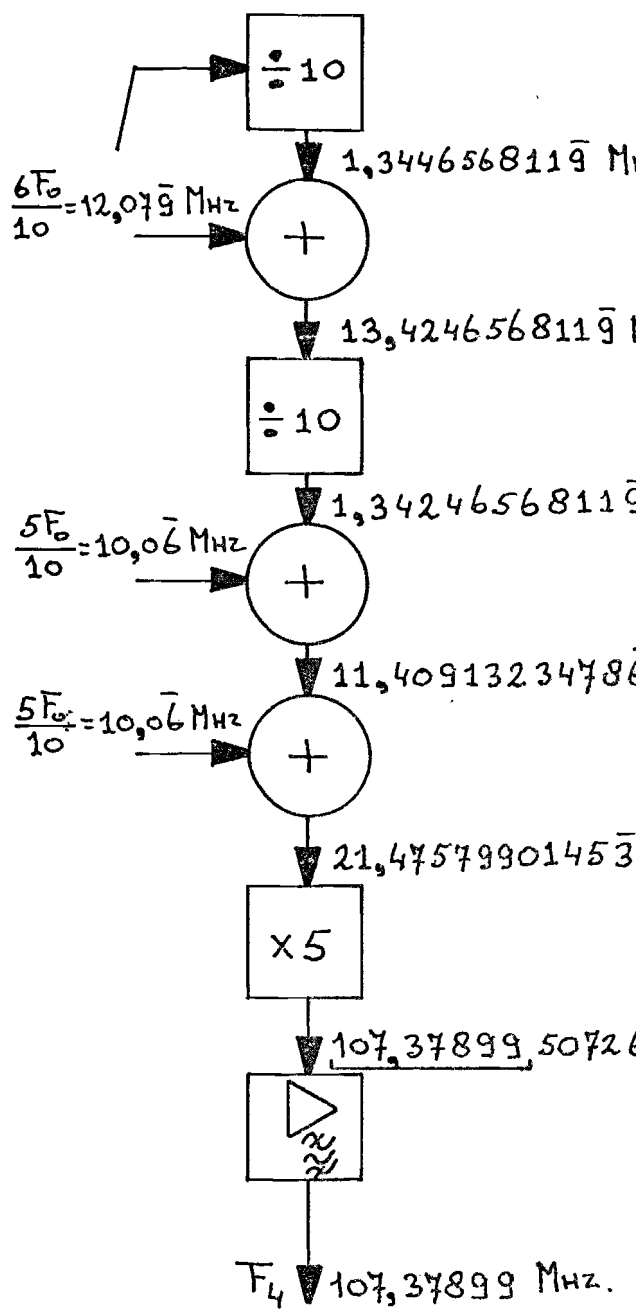
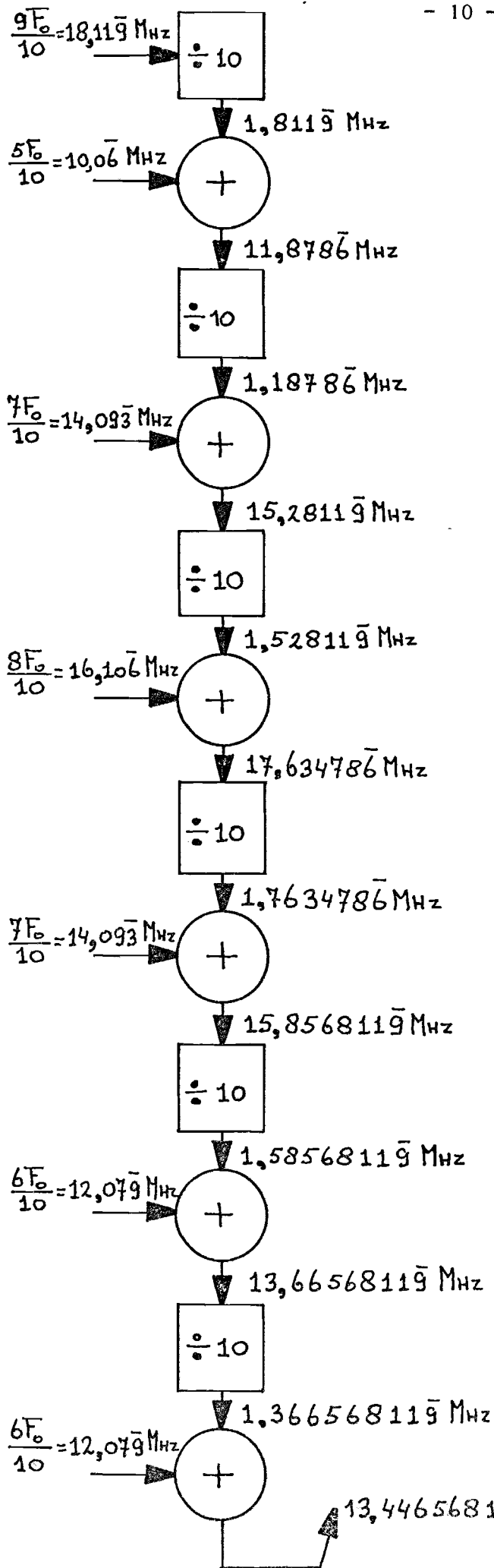
4.3.

$$F_3 = \frac{11}{10} \times 6 \times F_0 = 1,1 \times 6 \times F_0.$$

Hiervoor kunnen we het volgende blokschema opstellen (figuur 4.3.1.).



figuur 4.3.1. Synthese van F_3 .

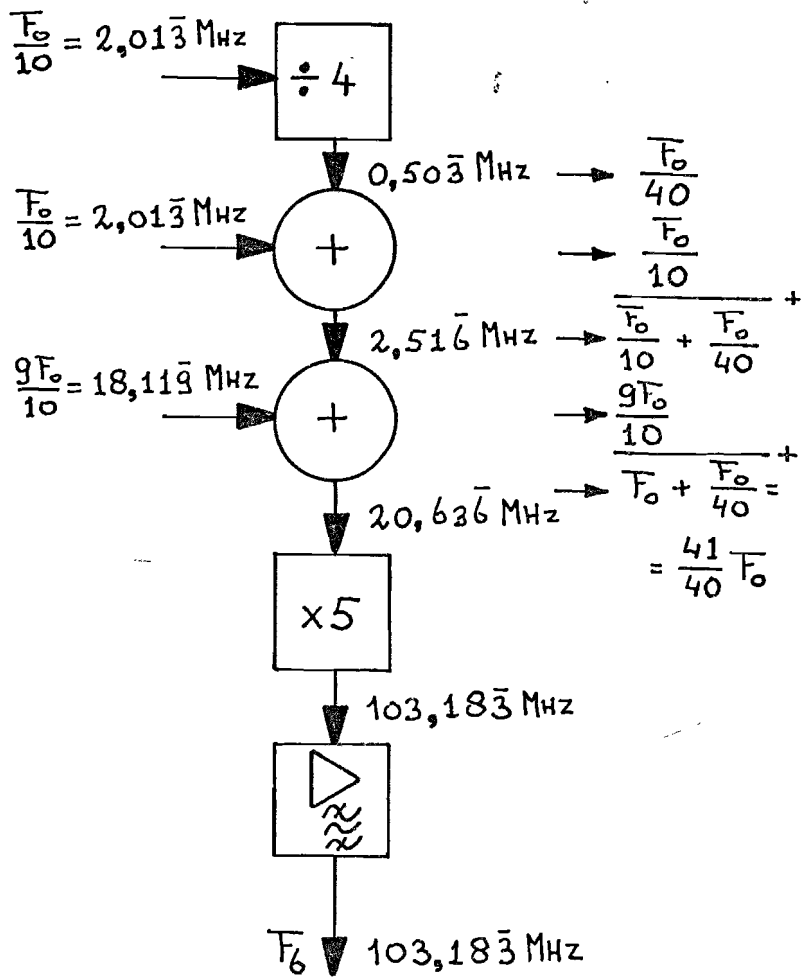


figuur 4.4.1. Synthese van F_4

4.6.

$$F_6 = \frac{41}{40} \times 5 \times F_0 = 103,18\bar{3} \text{ MHz}$$

De breuk geschreven als decimale breuk zou 1,025 moeten zijn. Synthese op deze manier zou in 3 stappen gebeuren met 3 tiendelers en 3 mixers. Evenals bij F_5 is hier weer besparing van materiaal mogelijk door de in figuur 4.6.1. getekende samenstelling toe te passen.



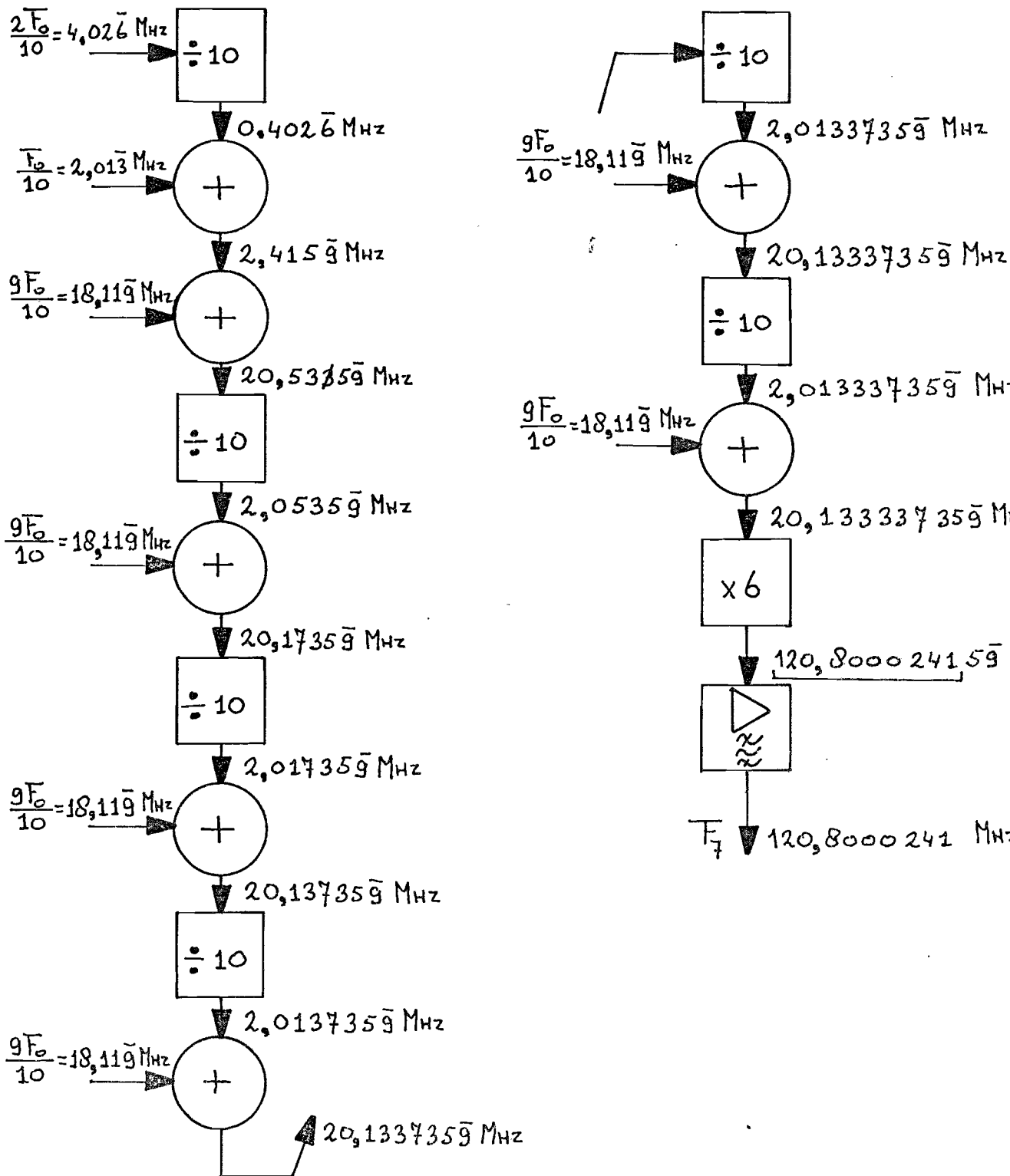
figuur 4.6.1. Synthese van F_6 .

4.7.

$$F_7 = \frac{9999999}{9999997} \times 6 \times F_0 = 120,8000 \ 241 \text{ MHz.}$$

Voor de vereiste nauwkeurigheid moeten we de breuk als 1,000 000 020 met een decimale breuk benaderen.

De synthese is geschetst in figuur 4.7.1.



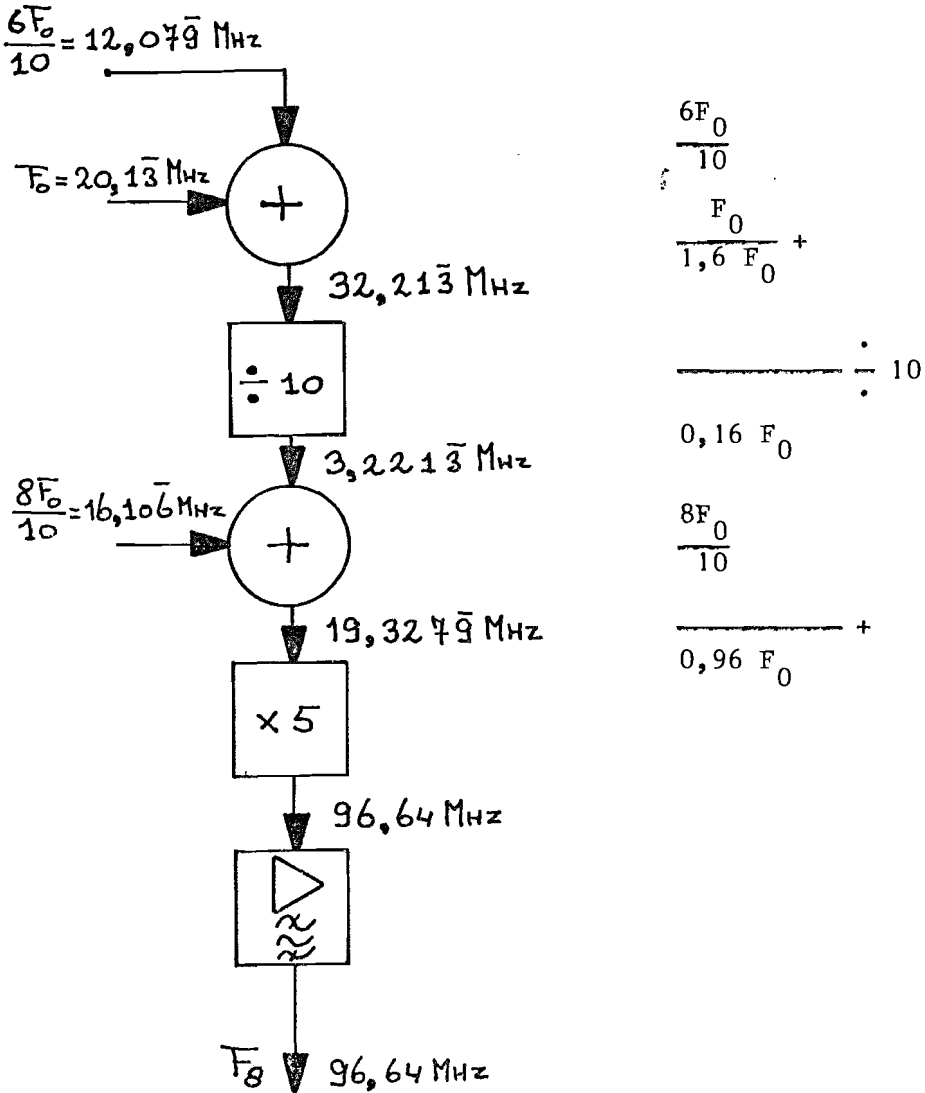
figuur 4.7.1. Synthese van F_7

4.8.

$$F_8 = \frac{96}{100} \times 5 \times F_0 = 96,64 \text{ MHz.}$$

We schrijven $\frac{96}{100} = 0,96$

De synthese wordt gegeven in figuur 4.8.1.



figuur 4.8.1. Synthese van F_8

5. Beschrijving van de schakeling

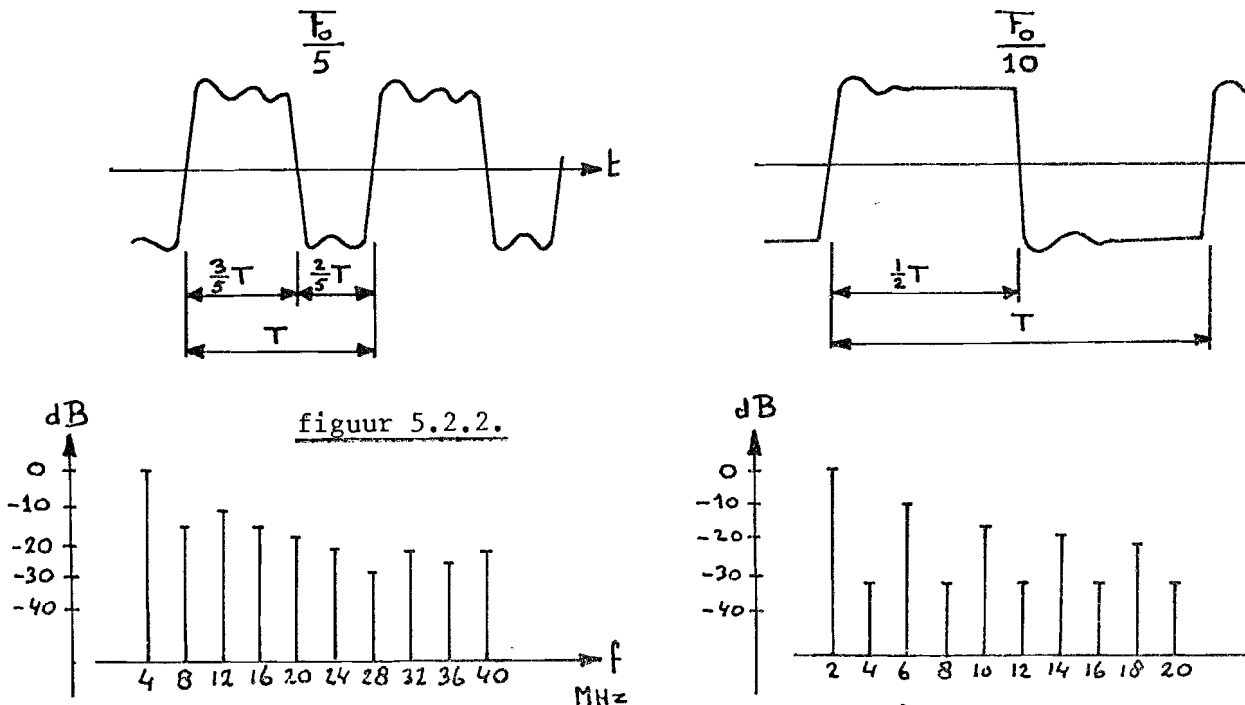
5.1. Inleidende opmerkingen

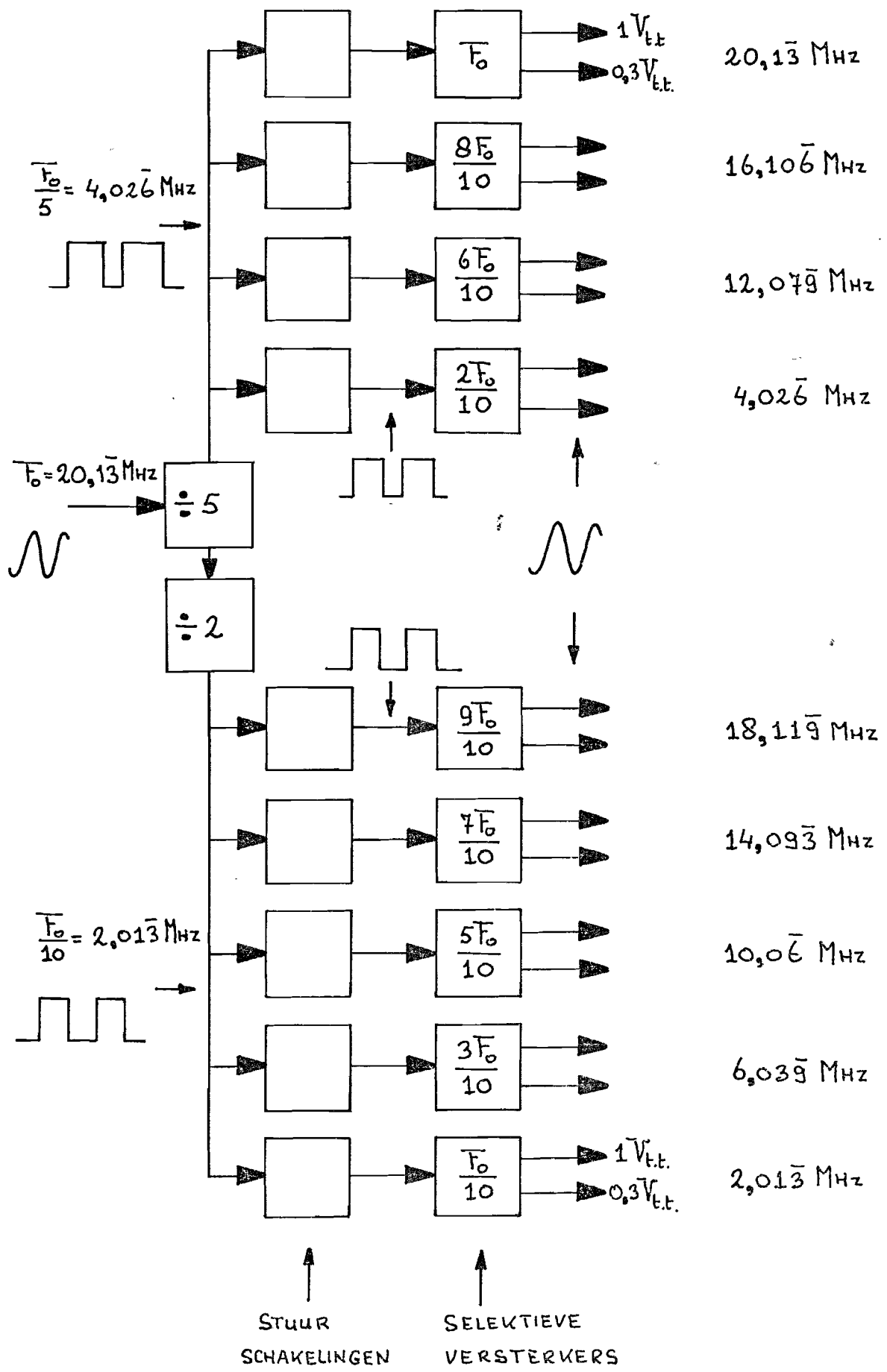
Uit het hoofdstuk "frekwentiesynthese" blijkt dat voor we aan de echte synthese kunnen beginnen, we eerst moeten zorgen dat de frekwenties $F_0, 2F_0, 3F_0, \dots, 9F_0$ afgeleid zijn van de aangeboden referentiefrekwentie F_0 . We zullen dit onderdeel van de gehele centrale frekwentiegenerator de "decimalengenerator" noemen. Immers de frekwenties $F_0, 2F_0, \dots, 9F_0$ komen overeen met de benodigde decimalen in het getal waarmee F_0 vermenigvuldigd moet worden.

5.2. De "decimalen-generator"

In figuur 5.2.1. is het blokschema van de decimalengenerator gegeven. F_0 wordt in twee stappen (eerst door 5 en dan door 2) door 10 gedeeld. Dit wordt gedaan met vier J.K. flip-flop's.

De signalen met frekwenties $F_0/5$ en $F_0/10$ zijn pulsvormig, zie figuur 5.2.2.





figuur 5.2.1. Blokschema "decimalengenerator"

In figuur 5.2.2. zijn tevens gedeeltelijk de spektra van de twee signalen gegeven.

Uit het signaal met frekwentie $F_0/10$ kunnen we met behulp van selectieve versterkers ook nog signalen met frekwenties $3F_0/10$, $5F_0/10$, $7F_0/10$ en $9F_0/10$ filteren.

Zo levert het signaal met frekwentie $F_0/5 = 2F_0/10$ nog signalen met frekwenties $4F_0/10$, $6F_0/10$, $8F_0/10$ en F_0 .

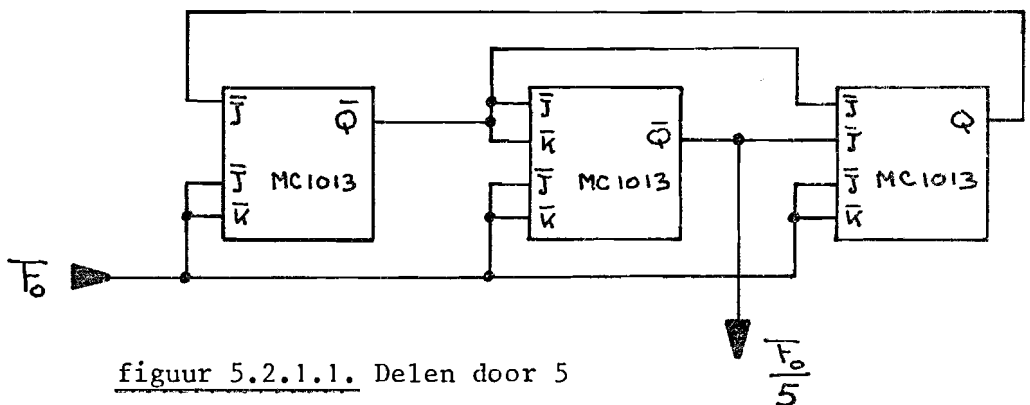
Uit hoofdstuk 4 is al gebleken dat we $4F_0/10$ niet nodig hebben, zodat we deze verder niet zullen uitfilteren.

Met bovenstaande nadere toelichting zal het blokschema van de decimalen-generator verder voor zichzelf spreken. De stuurschakelingen zijn aangebracht om een goede scheiding van de selectieve versterkers te bewerkstelligen.

5.2.1. De deelschakelingen

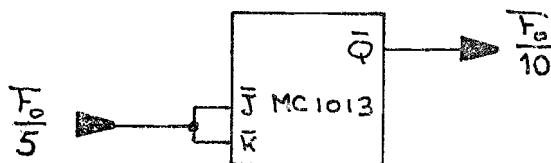
Voor het delen door 5 en door 2 is gebruik gemaakt van vier 85 MHz J.K.-flip-flop's van het type MC 1013 (Motorola) uit de MECL II serie (Motorola Emitter Coupled Logic).

Het delen door 5 gebeurt met een coherente 5-teller opgebouwd met 3 J.K.-flip-flop's zoals in figuur 5.2.1.1. is geschetst.



figuur 5.2.1.1. Delen door 5

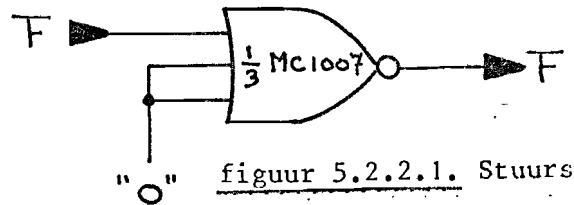
Het delen door 2 kan eenvoudig met één J.K.-flip-flop, fig. 5.2.1.2.



figuur 5.2.1.2. Delen door 2

5.2.2. De stuurschakelingen

Als stuurschakelingen worden gebruikt NOR-poorten van het type MC 1007 (Motorola). De niet gebruikte ingangen zijn aan de logische 0 gelegd zodat ze de uitgang niet beïnvloeden.

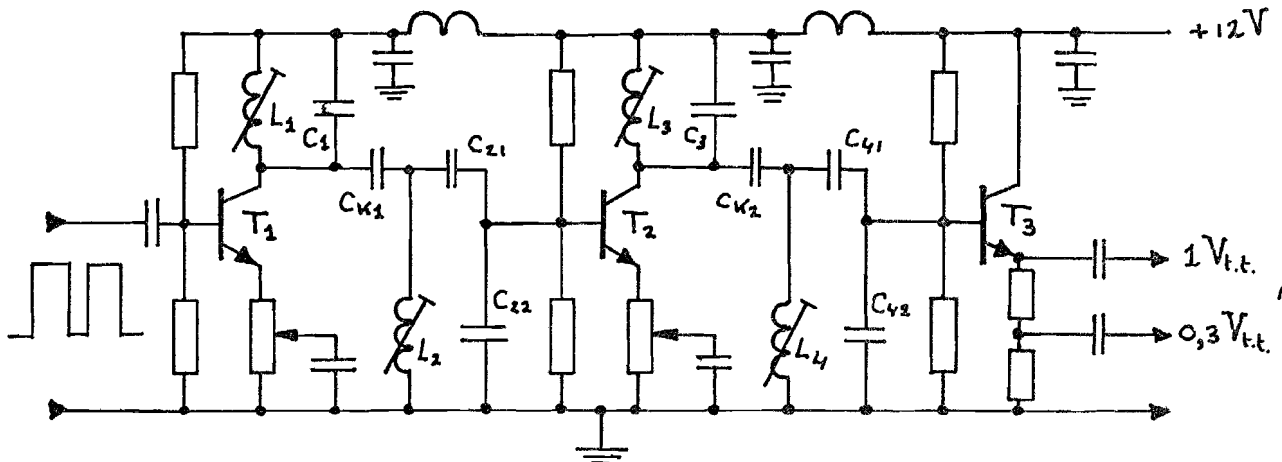


" 0 " figuur 5.2.2.1. Stuurschake

5.2.3. De selectieve versterkers

Met behulp van de selectieve versterkers wordt de gewenste frequentie-komponent uitgefilterd en op een niveau van $1V_{tt}$ en $0,3 V_{tt}$ gebracht. Deze signaalniveau's zijn zodanig gekozen dat de mixers waarin de frequenties worden opgeteld optimaal werken.

Figuur 5.2.3.1. geeft het schema van de selectieve versterkers.



figuur 5.2.3.1. Selectieve versterker.

Het selectieve gedeelte wordt gevormd door twee versterkertrappen met transistoren T_1 en T_2 en vier kringen $L_1 C_1$ t/m $L_4 C_4$. De versterking kan ingesteld worden met R_{E1} en R_{E2} .

De afstemkondensatoren C_2 en C_4 zijn gesplitst in C_{21} , C_{22} , resp. C_{41} , C_{42} . Ze transformeren zo de ingangsimpedantie van de volgende trap naar een hogere waarde om de kringkwaliteit niet al te ongunstig te beïnvloeden. T_3 is als emittervolger geschakeld om een lage uitgangsimpedantie te krijgen omdat elke versterker met een groot aantal mixers belast zal worden. De h.f. smoorspoelen en de ontkoppelkondensatoren zijn aangebracht om de voedingsleiding vrij van storingen (h.f. signalen) te houden.

5.2.4. Details

De volledige schema's van de deler, stuurschakelingen en selectieve versterkers zijn weergegeven op de bijlagen B1.1, B1.2 en B 3. Hierop zijn ook alle relevante gegevens betreffende berekeningen en meetwaarden vermeld.

Belangrijk is nog dat de aardpunten voor signaalleidingen en voeding niet willekeurig gekozen kunnen worden.

Bij de hier gebruikte frekwenties zijn de schakelingen bijzonder krities ten aanzien van opbouw (lay-out) en de keuze van aardpunten. Daarom zijn in de uitgewerkte schema's aparte tekens aangehouden voor aardpunten van signaalleidingen en aardpunten van voeding en afschermingen. Aardpunten die beslist bij elkaar horen zijn bovendien nog voorzien van een index (hoofdletters).

5.3. De syntheseschakeling van F_4

Alleen de syntheseschakeling van F_4 is werkelijk gebouwd. Alle andere syntheseschakelingen worden immers op volkomen gelijke manier opgezet. In par. 4.3. is het blokschema van de schakeling reeds gegeven. In deze paragraaf zullen we het blokschema nader uitwerken tot een volledige schakeling.

5.3.1. De delereenheid.

Het hart van de delereenheid is een geïntegreerde tiendeler MC 838 (Motorola) uit de serie MDTL-logische schakelingen (Motorola Diode Transistor Logic).

Deze tiendeler is bruikbaar tot frekwenties rond 30 MHz. MDTL-logische schakelingen werken in het verzadigingsgebied en vereisen ingangssignalen met een amplitudeverloop van $0 \rightarrow 4$ Volt.

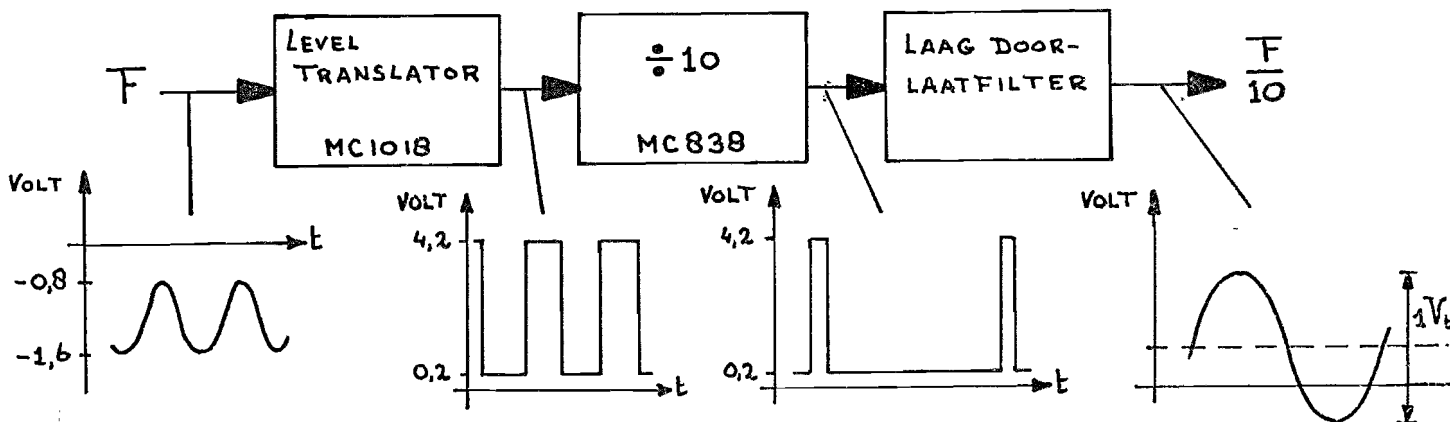
De MECL-logische schakelingen werken niet in verzadiging en vereisen een veel kleiner amplitudeverloop, nl. van $-1,6 \rightarrow -0,8$ Volt.

Daarom moet de tiendeler MC838 voorafgegaan worden door een "level translator" MC 1018 die de MECL niveau's transformeert naar verzadigde niveau's.

Het uitgangssignaal van de tiendeler is pulsvormig. Daardoor bevat het signaal veel hogere harmonischen, die bij het hierop volgende mengproces elk som- en verschilfrequenties opwekken.

Om straks het vereiste mengsignaal makkelijk te kunnen herkennen wordt de tiendeler eerst nog gevolgd door een laag-doorlaatfilter.

Het blokschema van de delereenheid en de daarin optredende signalen zijn geschetst in figuur 5.3.1.1.



figuur 5.3.1.1. De delereenheid

5.3.2. De mixereenheid

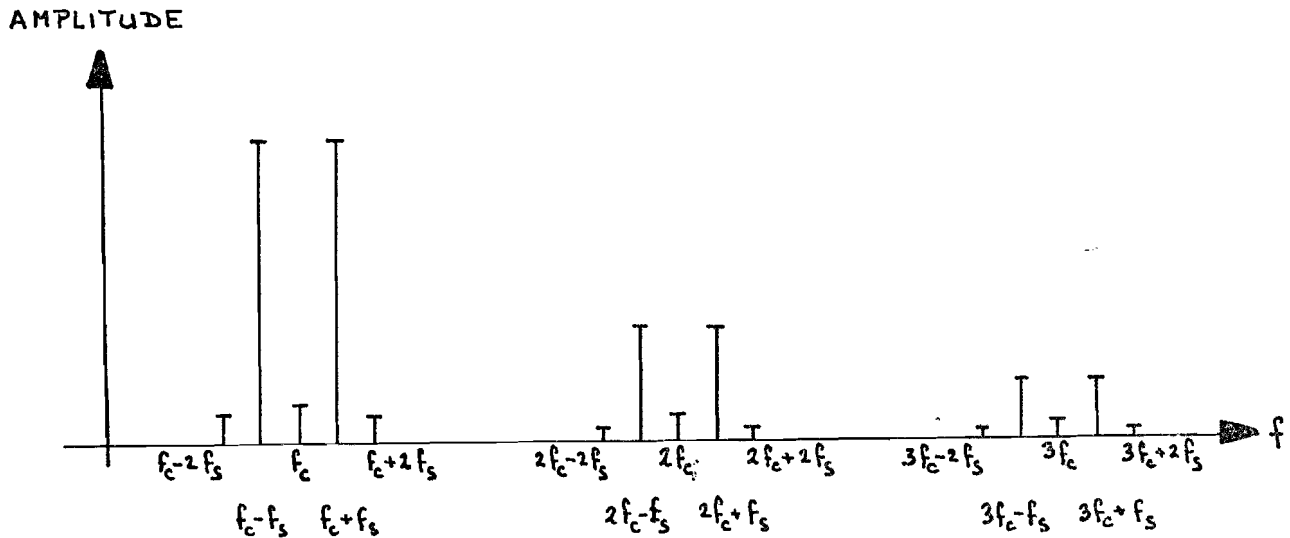
Voor het optellen van frequenties wordt gebruik gemaakt van een geïntegreerde dubbel gebalanceerde modulator type MC 1596 (Motorola). Op de bijlagen B 2 is een uitvoerige beschrijving van de modulator gegeven.

Wanneer de modulator gestuurd wordt met twee signalen, V_c met frequentie f_c en V_s met frequentie f_s ontstaat een uitgangssignaal met een spectrum zoals getekend is in figuur 5.3.2.1.

In onze toepassing is steeds de component $f_c + f_s$ nodig. We doen er het beste aan om de overbodige componenten direkt met behulp van een filter weg te werken.

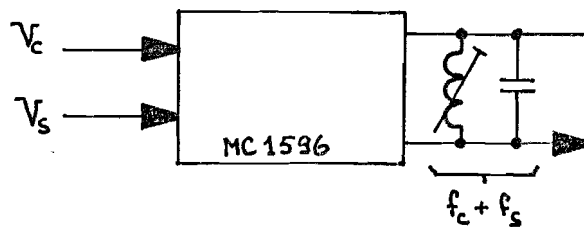
Omdat de modulator gebalanceerd is kan dit heel eenvoudig met een L-C parallelkring tussen de beide uitgangen van de modulator, die signalen in tegenfase leveren (zie figuur 5.3.2.2.).

Stemmen we de kring af op de gewenste frequentie $f_c + f_s$ dan zal deze een zeer grote impedantie vormen voor die frequentie. Voor alle andere feekwentyekomponenten zal die impedantie zeer klein zijn en zullen de



figuur 5.3.2.1.

signalen met die frekwentiekomponenten die op beide uitgangen voorkomen elkaar praktisch opheffen.



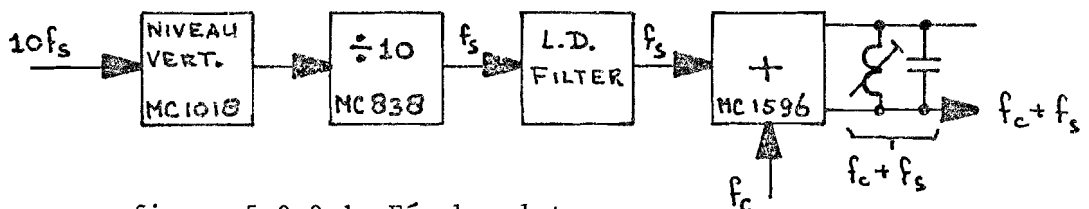
figuur 5.3.2.2.

De mixereenheid

Het uitgangssignaalniveau van de mixer is voldoende groot om direkt een niveau-vertaler MC 1018 te sturen.

5.3.3. De schakeling voor één synthesestap

Koppelen we de delereenheid en de mixereenheid aan elkaar dan ontstaat de schakeling voor één synthesestap (figuur 5.3.3.1.).



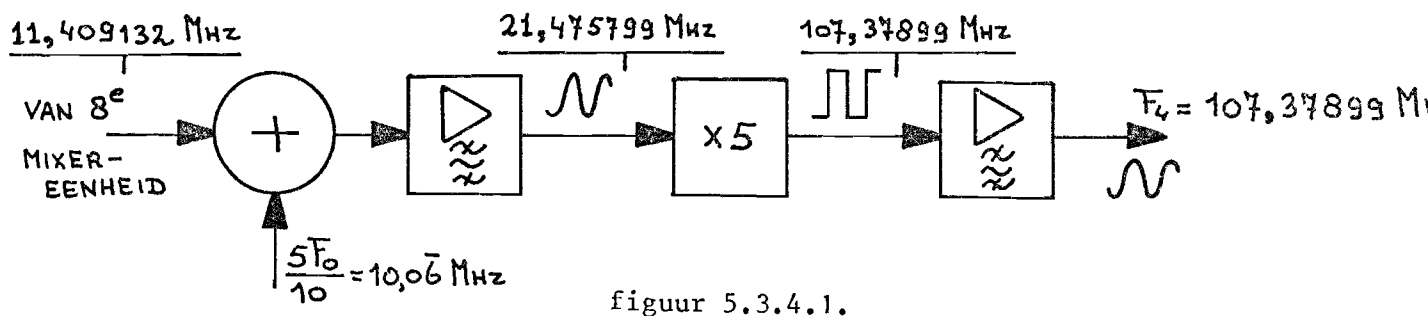
figuur 5.3.3.1. Eén complete synthesestap.

Voor de gehele synthese van F_4 zijn 8 van deze complete schakelingen nodig (zie figuur 4.3.1.).

Dan resteert nog één mixer, één vermenigvuldigerschakeling (x5) en een filterversterker.

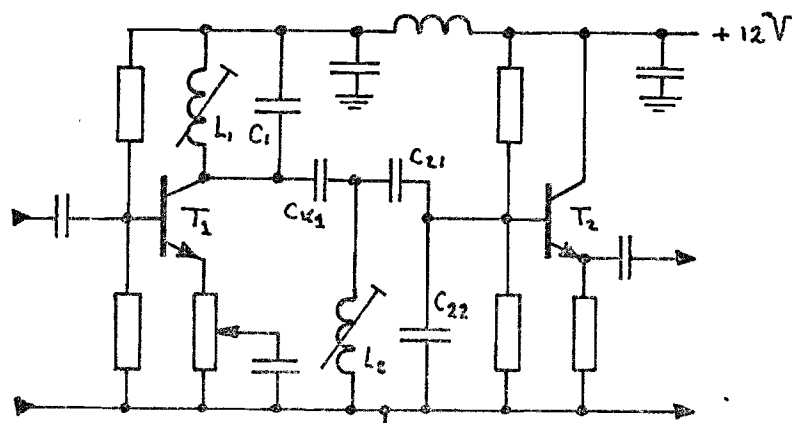
5.3.4. De laatste synthesestap en 5 x vermenigvuldiger

Figuur 5.3.4.1. geeft het blokschema van de 9e mixereenheid, de filterversterkers en de 5 x vermenigvuldiger.



figuur 5.3.4.1.

Het signaalniveau aan de uitgang van de laatste mixereenheid was niet voldoende groot om de 5 x vermenigvuldiger te sturen. Daarom is een extra selectieve versterker tussengeschakeld om het signaal op gewenste sterkte te brengen en tevens de niet gewenste frekwentiecomponenten te onderdrukken. Figuur 5.3.4.2. geeft het schema van deze selectieve versterker.



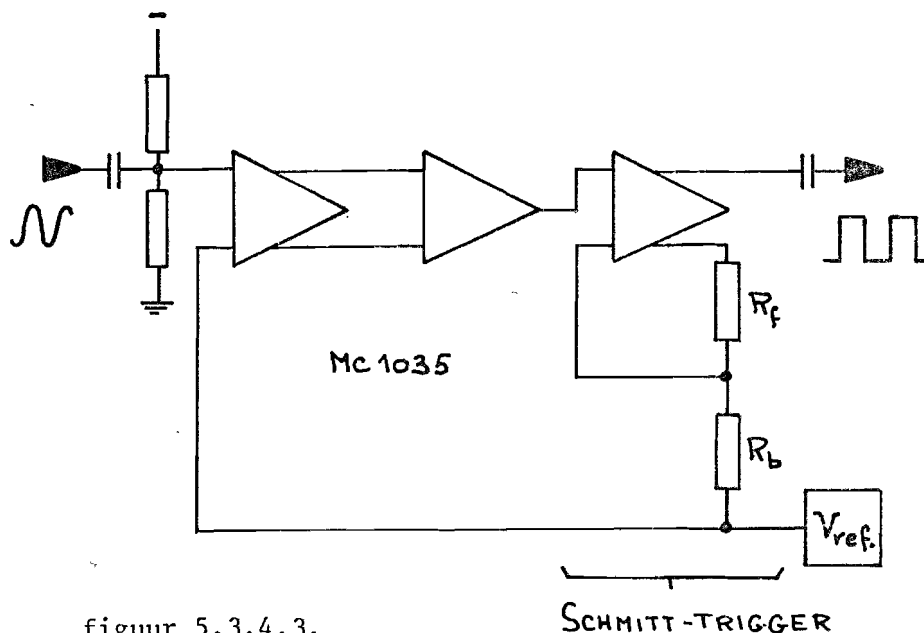
figuur 5.3.4.2.

Om het signaal met 5 te vermenigvuldigen wordt met behulp van een Schmitt-trigger het aangeboden sinusoïdale signaal omgezet in een pulsvormig signaal met dezelfde frekwentie.

Dit pulsvormig signaal bevat een groot aantal harmonischen van het aangeboden signaal. Hieruit wordt met behulp van een selectieve versterker de 5e harmonische gefilterd.

In de 5 x vermenigvuldiging werd gebruik gemaakt van een geïntegreerde schakeling MC 1035 (Motorola) uit de MECL II serie. Dit i.c. bevat drie differentiaalversterkers en een referentiespanningsbron. Eèn van de differentiaalversterkers wordt met de referentiespanningsbron geschakeld als Schmitt-trigger. De twee overige differentiaalversterkers versterken het aangeboden signaal om de hysteresis te verkleinen.

Figuur 5.3.4.3. geeft een schema van de 5 x vermenigvuldiger.



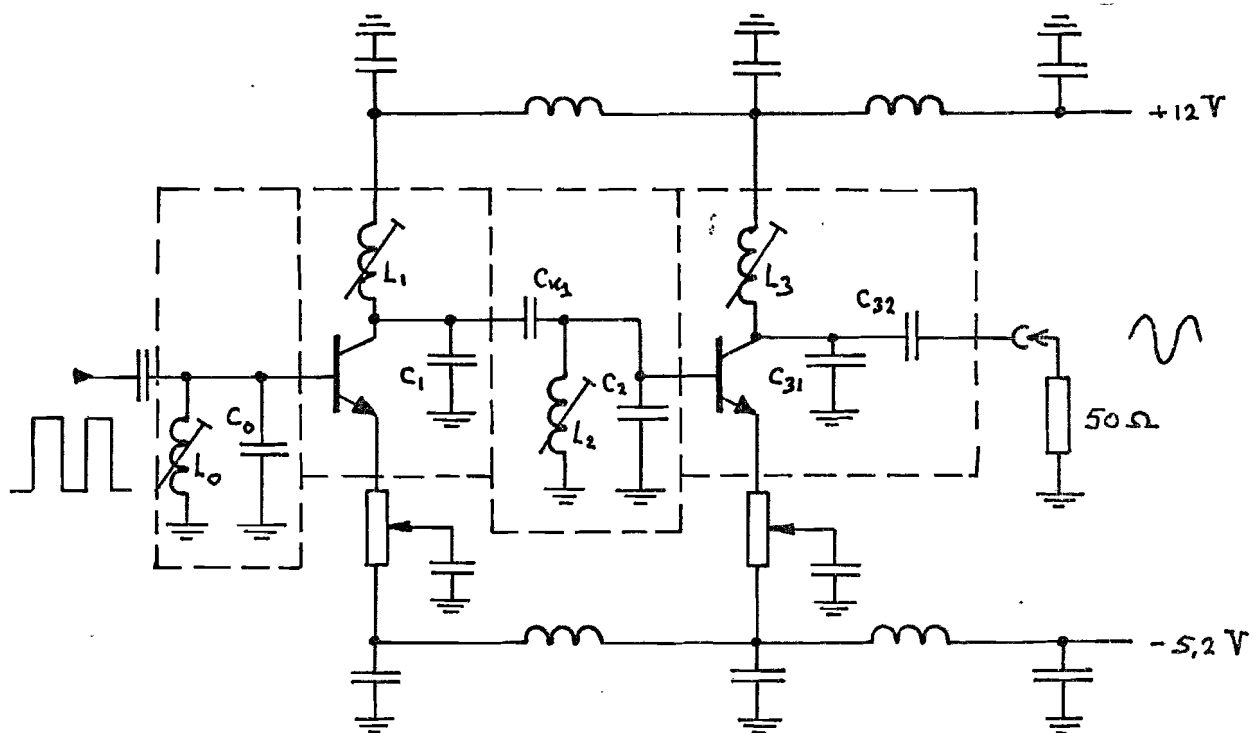
figuur 5.3.4.3.

De selectieve versterker aan het eind van de syntheseschakeling is van hetzelfde type als die, welke gebruikt zijn in de decimalen generator. Alleen is aan de uitgang geen emittervolger toegepast maar is de uitgangsimpedantie d.m.v. C_{32} aangepast aan 50Ω .

Figuur 5.3.4.4. geeft het schema.

Omdat de frekwentie die deze selectieve versterker uitfiltert zo hoog is (107 MHz) moet bijzonder gelet worden op de bouw en op de keuze van de componenten.

Voor gedetailleerde schema's en schakeltechnische bijzonderheden van alle in dit hoofdstuk vermelde schakelingen wordt verwezen naar de bijlagen B1, B2 en B3.



figuur 5.3.4.4.

6. Opbouw van de gehele centrale frekwentiegenerator.

6.1.

In hoofdstuk 4 is de opzet van de centrale frekwentiegenerator in een aantal blokschema's gegeven.

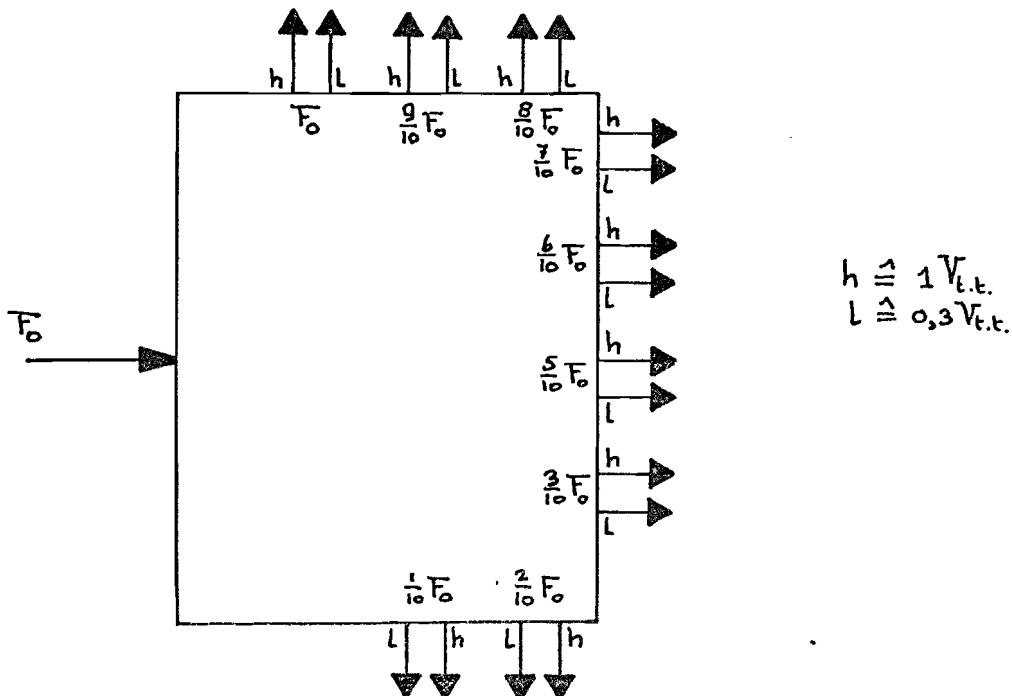
In hoofdstuk 5 zijn alle voor de frekwentiegenerator benodigde schakelingen kort besproken. Al deze schakelingen worden bij de synthese van de frekwenties F_1 t/m F_8 steeds opnieuw gebruikt. We beschouwen deze schakelingen daarom in dit hoofdstuk als standaardschakelingen, waarmee de gehele frekwentiegenerator opgebouwd kan worden.

6.2.

We zullen nu alle standaardschakelingen die we nodig hebben hierna opsommen en de daarbij behorende symbolen, die we in het schema zullen gebruiken, geven. Waar dat nodig is zijn nog bijzonderheden van de schakelingen gegeven.

6.2.1.

De decimalengenerator is in zijn geheel al in par. 5.2. besproken en is als één geheel in het schema van de gehele centrale frekwentiegenerator opgenomen. Figuur 6.2.1.1. geeft het symbool.

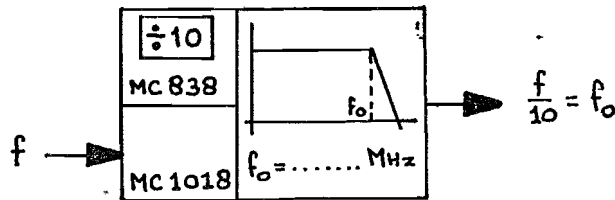


figuur 6.2.1.1.

6.2.2.

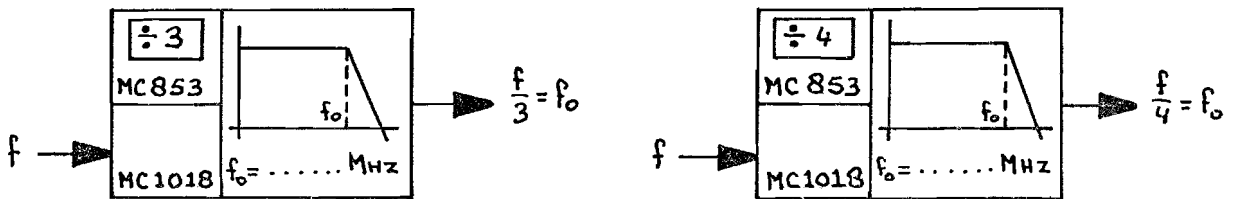
De delereenheid is in par. 5.3.1. aan bod gekomen. Figuur 6.2.2.1. geeft een symbolische weergave van de eenheid.

Het enige onderdeel dat hierin steeds aangepast moet worden is het laagdoorlaatfilter. In het symbool is daarom de maximale nog door te laten frekwentie aangegeven.



figuur 6.2.2.1.

Voor frekwentie F_5 is nog een driedeler en voor frekwentie F_6 is nog een vierdeler nodig. Deze delers worden opgebouwd uit twee J.K. flip-flops (type MC 853), een niveauvertaler (MC1018) en een laagdoorlaatfilter. Figuur 6.2.2.2. geeft voor deze delers de symbolen.

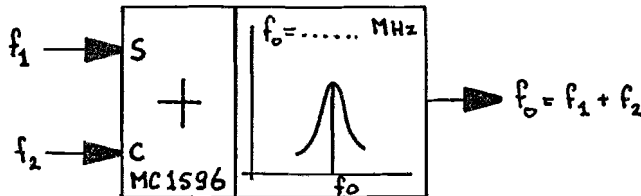


figuur 6.2.2.2.

6.2.3.

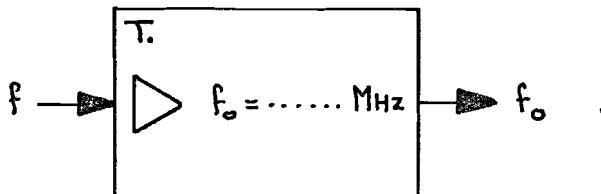
De mixereenheid is in alle gevallen dezelfde en reeds beschreven in par. 5.3.2. Alleen dient de parallel L-C-kring die tussen de uitgangen van de mixer is geschakeld steeds aangepast te worden aan de te sperren

frekwentie. Ook dit is in het symbool (figuur 6.2.3.1.) met f_o steeds aangegeven.



figuur 6.2.3.1.

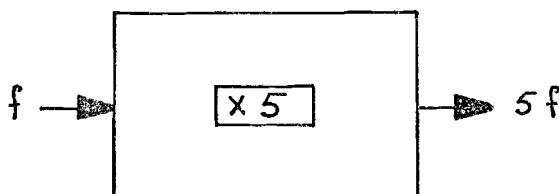
6.2.4. De selektieve versterker tussen de laatste mixer en de x 5 of x 6 vermenigvuldiger is ook weer een standaardschakeling. Ook hier dient alleen de uit te filteren frekwentie steeds aangepast te worden. Deze wordt in het symbool (fig. 6.2.4.1.) aangegeven.



figuur 6.2.4.1.

6.2.5

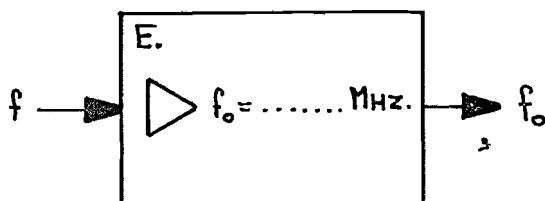
Voor de x 5 of x 6 vermenigvuldiger wordt steeds een Schmitt-trigger gebruikt (zie par. 5.3.4.). Afhankelijk van de vermenigvuldigingsfaktor wordt met de er achter geschakelde selektieve versterker de 5e- of 6e harmonische uitgefilterd. Figuur 6.2.5.1. geeft het symbool.



figuur 6.2.5.1.

6.2.6.

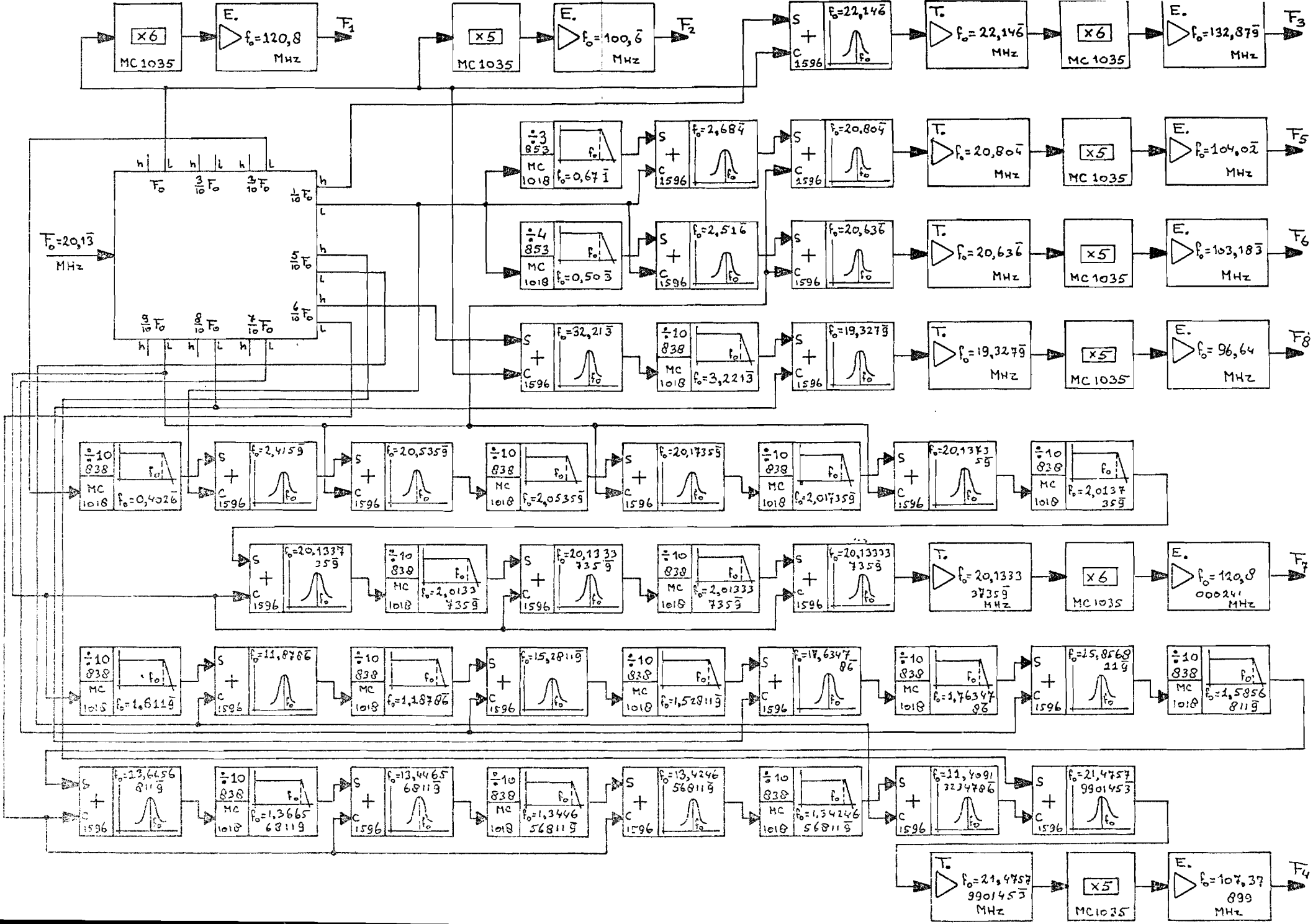
De laatste selektieve versterker is qua opzet steeds dezelfde maar dient aangepast te worden aan de te selekteren frekwentie. Deze frekwentie is in het symbool aangegeven (fig. 6.2.6.1.)



figuur 6.2.6.1.

6.3.

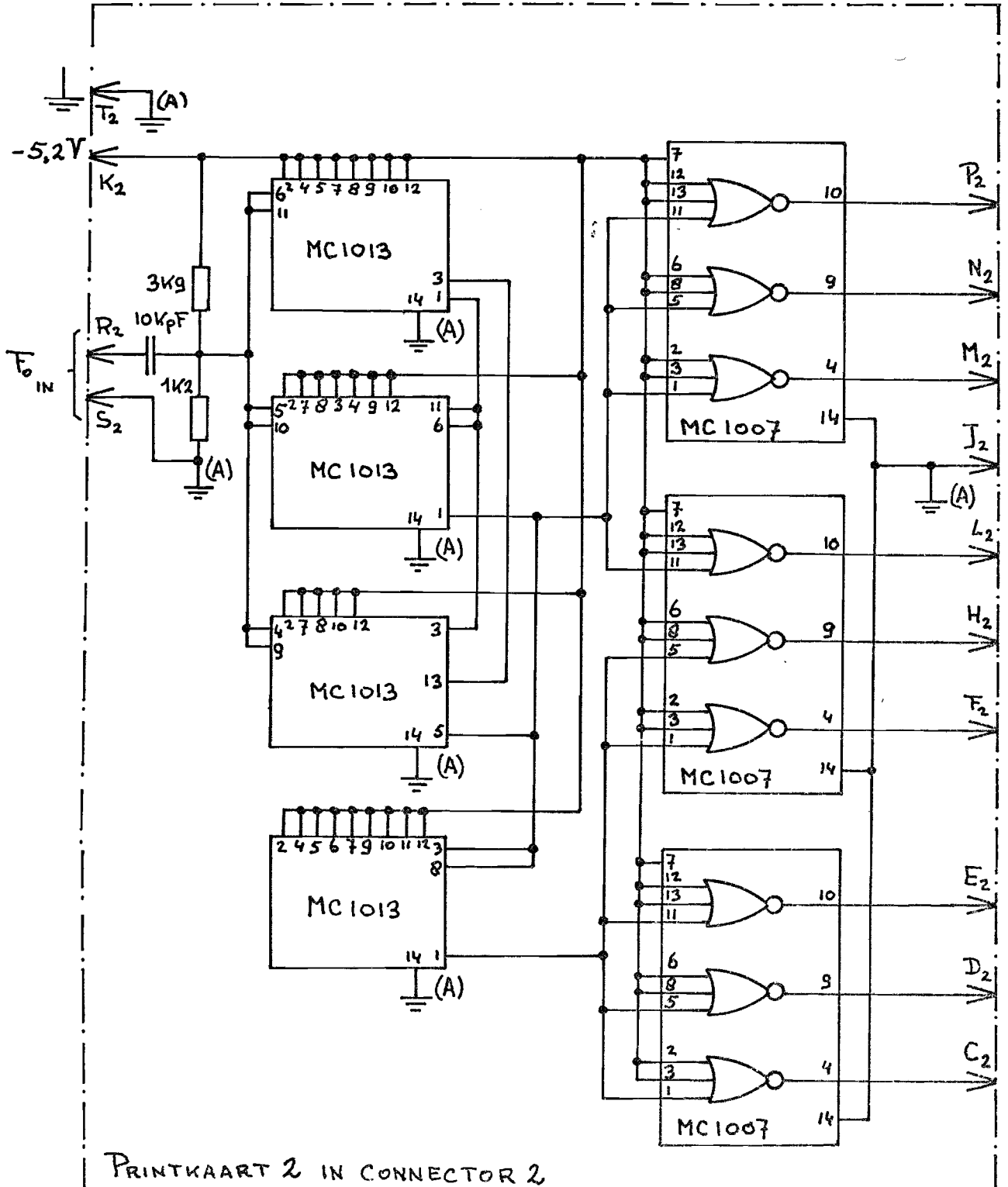
Met de in par. 6.2. besproken symbolen is in figuur 6.3.1. de gehele frekwentiegenerator getekend.



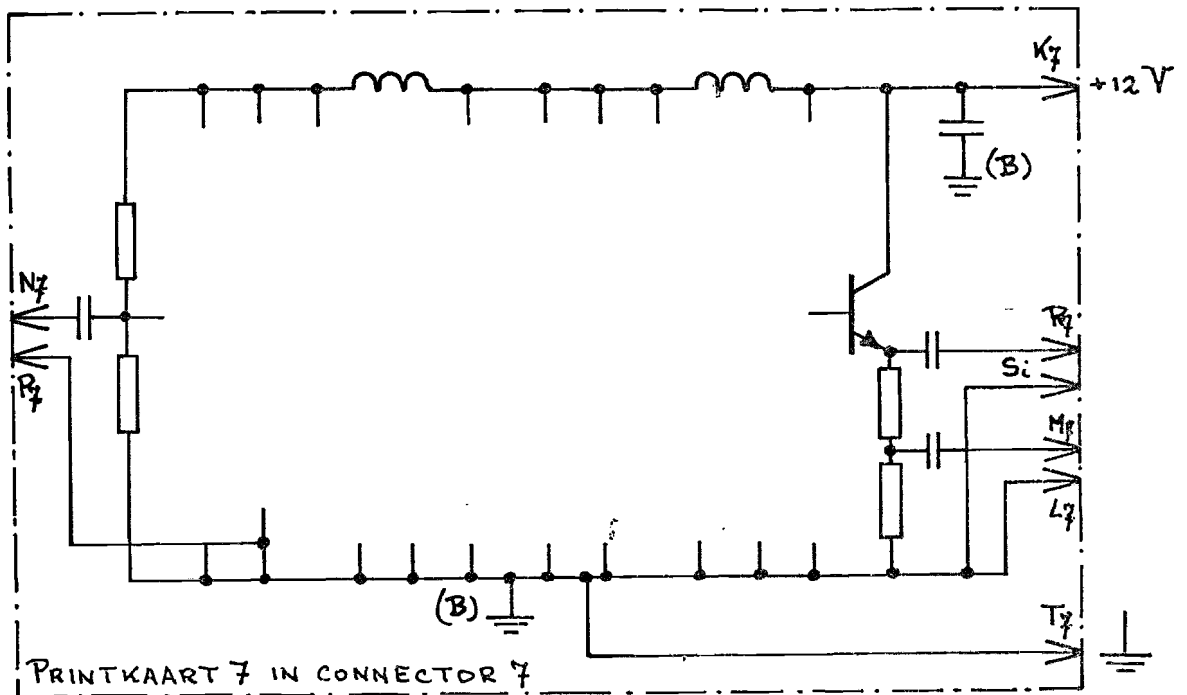
Bijlage 1. Decimalengenerator

B.1.1. Deler- en stuurschakelingen van de decimalengenerator

Onderstaande figuur geeft het schema van de deler- en stuurschakelingen die zich bevinden op printkaart 2.



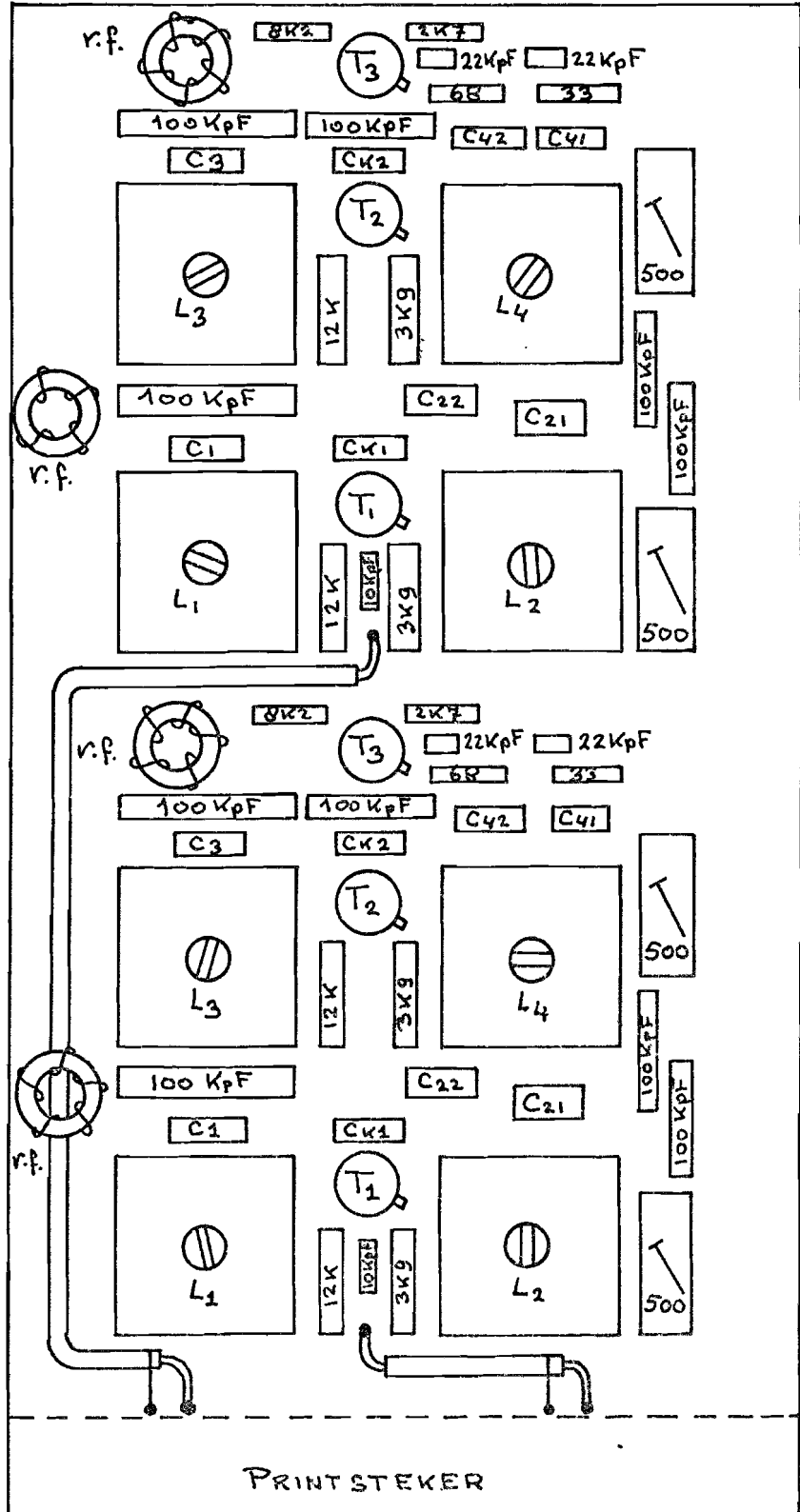
figuur B.1.1.1.



figuur B.1.2.2.

Tabel B.1.2.2. geeft alle gegevens van de toegepaste spoeltjes. De figuren B.1.2.3. en B.1.2.4. geven respectievelijk de opstelling van de componenten op de print en het verbindingsschema van de connectors.

Tijdens de bouw was het niet mogelijk om altijd over een "frequency synthesiser" te beschikken. Om toch het benodigde stuursignaal F_0 (20,13 MHz) te krijgen is een kristalgestuurde oscillator gebouwd. Deze bevindt zich op printkaart 1. Deze schakeling behoort dus niet bij de eigenlijke centrale frekwentiegenerator, maar diende uitsluitend als bron voor het referentiesignaal F_0 bij de afregeling. Figuur B.1.2.5. geeft het schema en de optelling op de print.



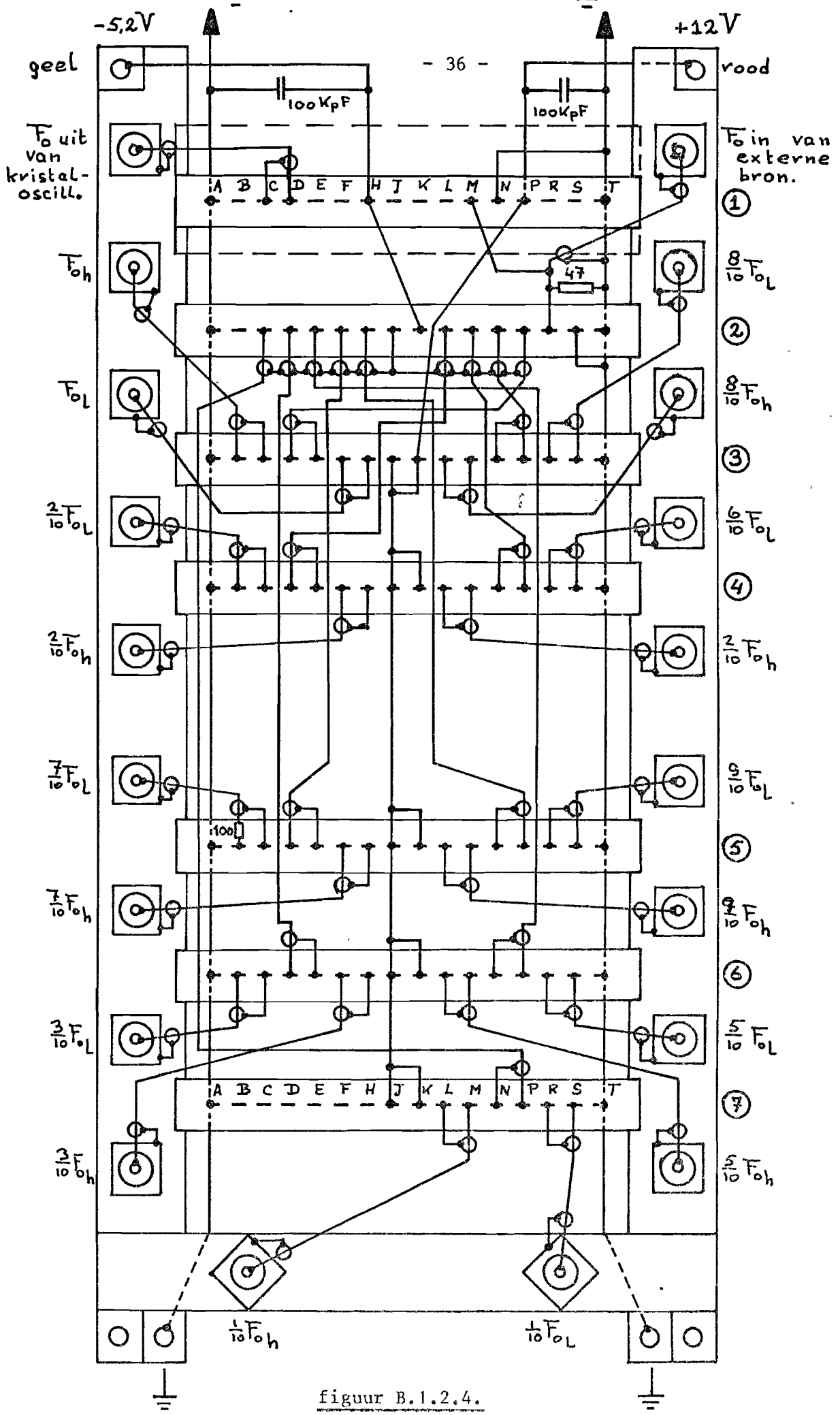
figuur B.1.2.3. Print lay-out

printkaart nummer		Frekwentie (MHz)	C_1	C_{K_1}	C_{21}	C_{22}	C_3	C_{K_2}	C_{41}	C_{42}
i = 3	A	20,1 $\bar{3}$	100 pF	6,9 KpF	150 pF	470 pF	120 pF	8,2 KpF	180 pF	270 pF
	B	16,10 $\bar{6}$	188 pF	10 KpF	220 pF	1 KpF	188 pF	10 KpF	333 pF	483 pF
i = 4	A	4,02 $\bar{6}$	1,3 KpF	10 KpF	1,8 KpF	3,2 KpF	1,15 KpF	10 KpF	3,2 KpF	3,2 KpF
	B	12,07 $\bar{9}$	300 pF	10 KpF	400 pF	1,15 KpF	333 pF	10 KpF	500 pF	720 pF
i = 5	A	14,09 $\bar{3}$	220 pF	10 KpF	270 pF	1 KpF	220 pF	10 KpF	400 pF	568 pF
	B	18,11 $\bar{9}$	120 pF	10 KpF	150 pF	568 pF	153 pF	10 KpF	303 pF	333 pF
i = 6	A	6,03 $\bar{9}$	760 pF	10 KpF	760 pF	3,2 KpF	533 pF	10 KpF	1 KpF	1 KpF
	B	10,0 $\bar{6}$	250 pF	10 KpF	300 pF	1 KpF	250 pF	10 KpF	368 pF	600 pF
7	B	2,01 $\bar{3}$	4,85 KpF	10 KpF	6,9 KpF	14,7 KpF	4,4 KpF	10 KpF	7,2 kpF	10 KpF

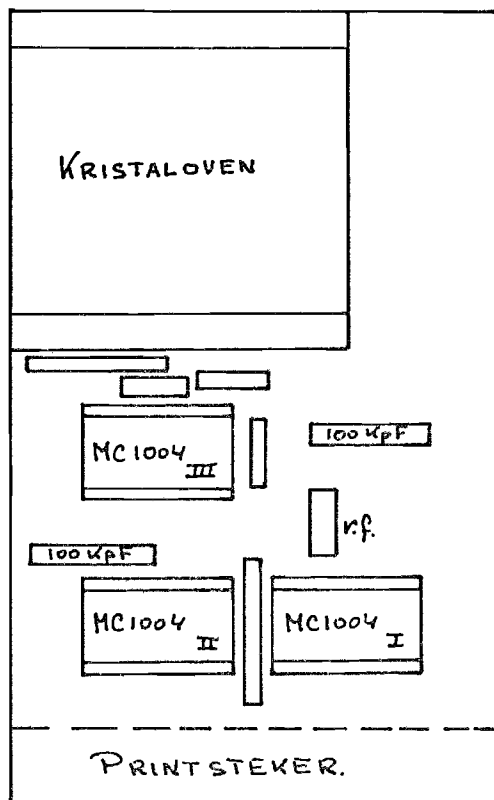
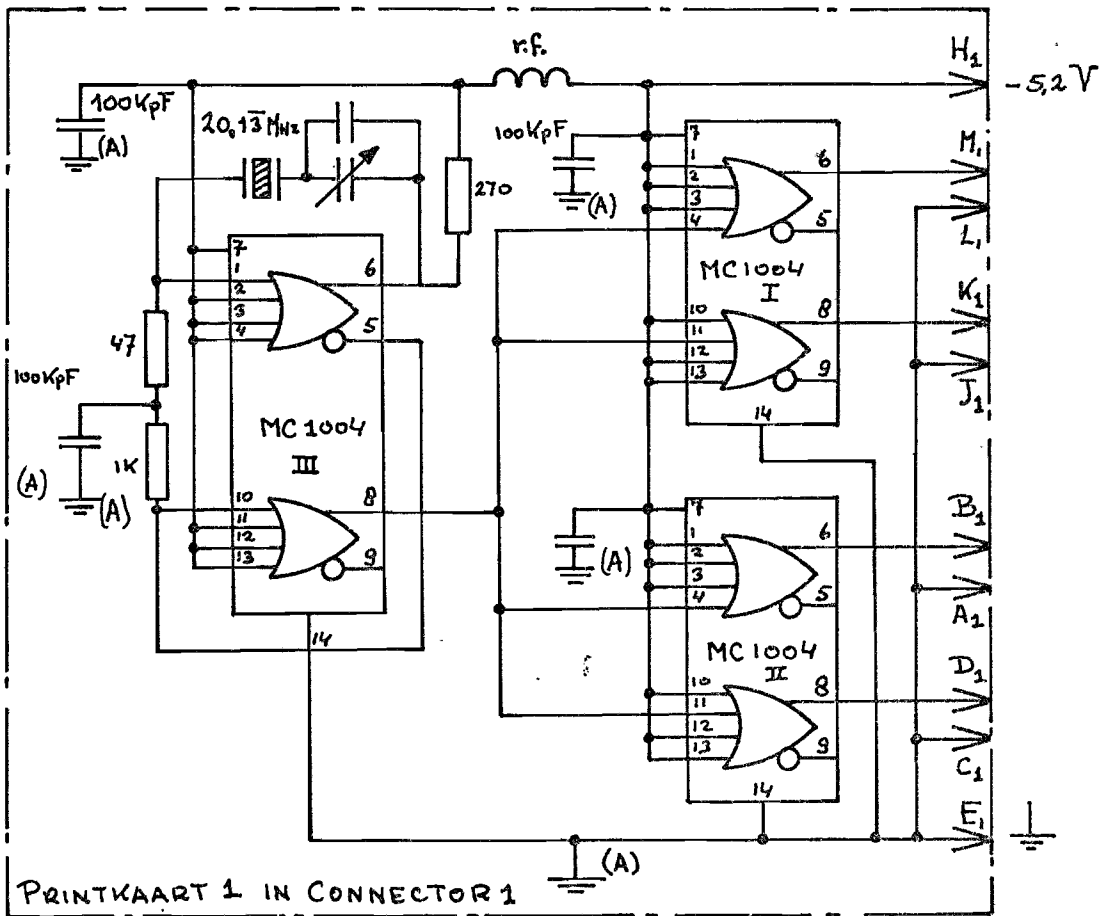
Tabel B.1.2.1.

Printkaart nummer	Frekwentie (MHz)	Zelfinductie (μH)	Q	Spoelkonstruktie (L_1 t/m L_4)	
i = 3	A	$20,1\bar{3}$	$0,5 < L < 0,7$	135	11 wdn. ZILVERDRAAD \emptyset 0,5 mm op TEFLONDRAGER \emptyset 7 mm.
	B	$16,10\bar{6}$	$0,5 < L < 0,7$	135	als 3A
i = 4	A	$4,02\bar{6}$	$1,3 < L < 2$	130	18 wdn. ZILVERDRAAD \emptyset 0,5 mm. 10 wdn. op TEFLONDRAGER \emptyset 7 mm. 8 wdn. op TEFLON ISOLATIEFOLIE \emptyset 8 mm.
	B	$12,07\bar{9}$	$0,5 < L < 0,7$	135	als 3A
i = 5	A	$14,09\bar{3}$	$0,5 < L < 0,7$	135	als 3A
	B	$18,11\bar{9}$	$0,5 < L < 0,7$	135	als 3A
i = 6	A	$6,03\bar{9}$	$1,3 < L < 2$	130	als 4A
	B	$10,0\bar{6}$	$1 < L < 1,5$	130	15 wdn. ZILVERDRAAD \emptyset 0,5 mm. 10 wdn. op TEFLONDRAGER \emptyset 7 mm. 5 wdn. op TEFLON ISOLATIEFOLIE \emptyset 8 mm.
7	B	$2,01\bar{3}$	$1 < L < 1,9$	130	20 wdn. ZILVERDRAAD \emptyset 0,5 mm. 12 wdn. op DRAGER \emptyset 4 mm. 8 wdn. op TEFLON ISOLATIEFOLIE \emptyset 5 mm.

tabel B.1.2.2.



figuur B.1.2.4.



figuur B.1.2.5.

Bijlage 2. De syntheseschakeling voor F_4

B.2.1. De deler- en mixereenheden

Op de printkaarten 8 t/m 11 bevinden zich 8 deler- en mixereenheden.

Per printkaart steeds twee.

Figuur B.2.1.1. geeft het schema van de schakeling op de printkaarten 8 t/m 11.

De componenten die per deler- en mixereenheid verschillend zijn, zijn de condensatoren in de laagdoorlaatfilters (C_{iA} en C_{iB}) en de condensatoren in de bandfilters van de mixers (C_{iAM} en C_{iBM}).

De waarden zijn in tabel B.2.1.1.

gegeven.

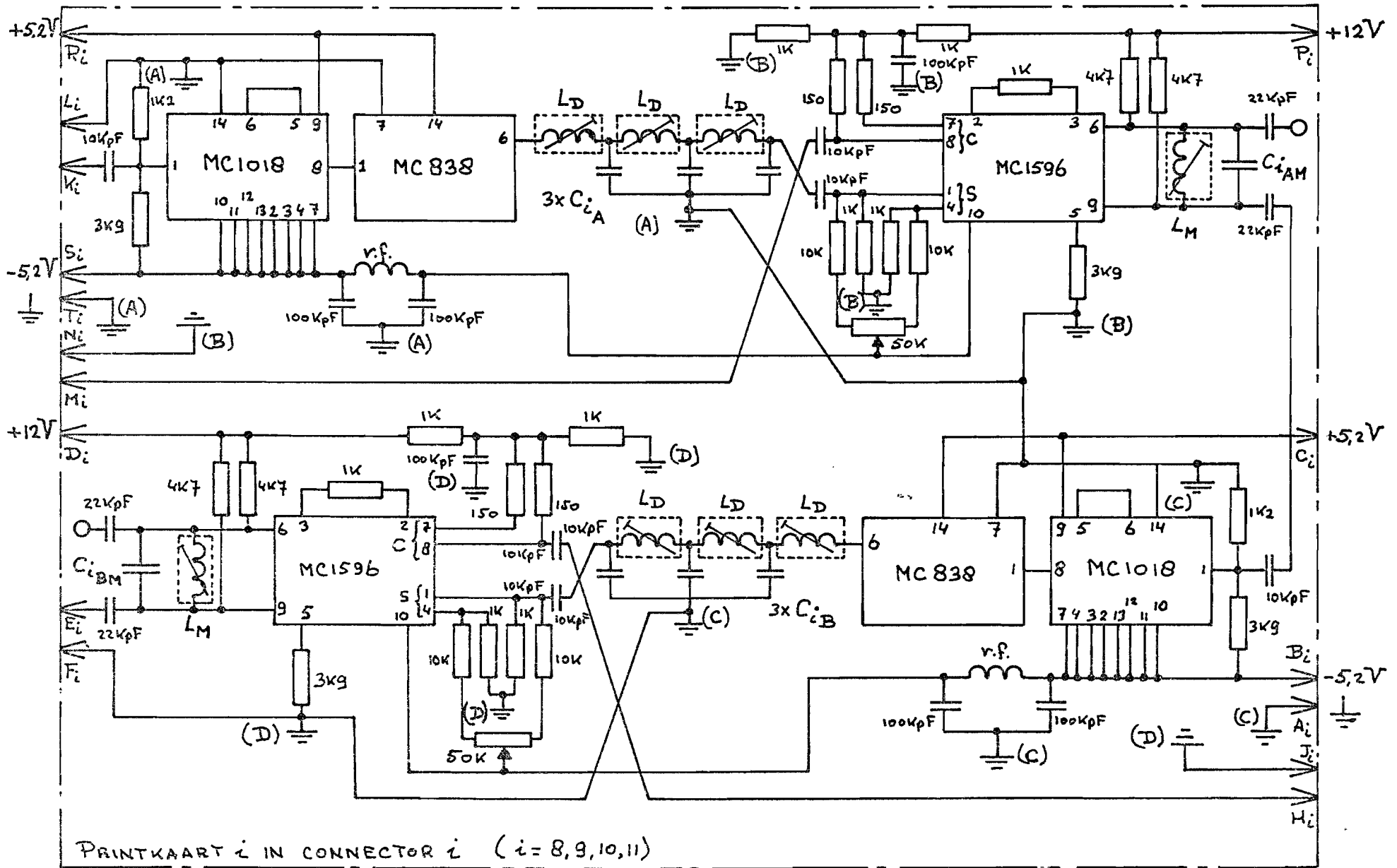
De spoelen van de laagdoorlaatfilters hebben steeds een zelfinductie van $68 \mu\text{H}$.

Konstruktie: 100 wdn. litzendraad op drager $\emptyset 4 \text{ mm}$. (honingraatwikkeling).

De spoelen van de bandfilters in de mixereenheden hebben steeds een zelfinductie van $0,6 \mu\text{H}$.

Konstruktie: 11 wdn. zilverdraad $\emptyset 0,5 \text{ mm}$. op teflon drager $\emptyset 7 \text{ mm}$.

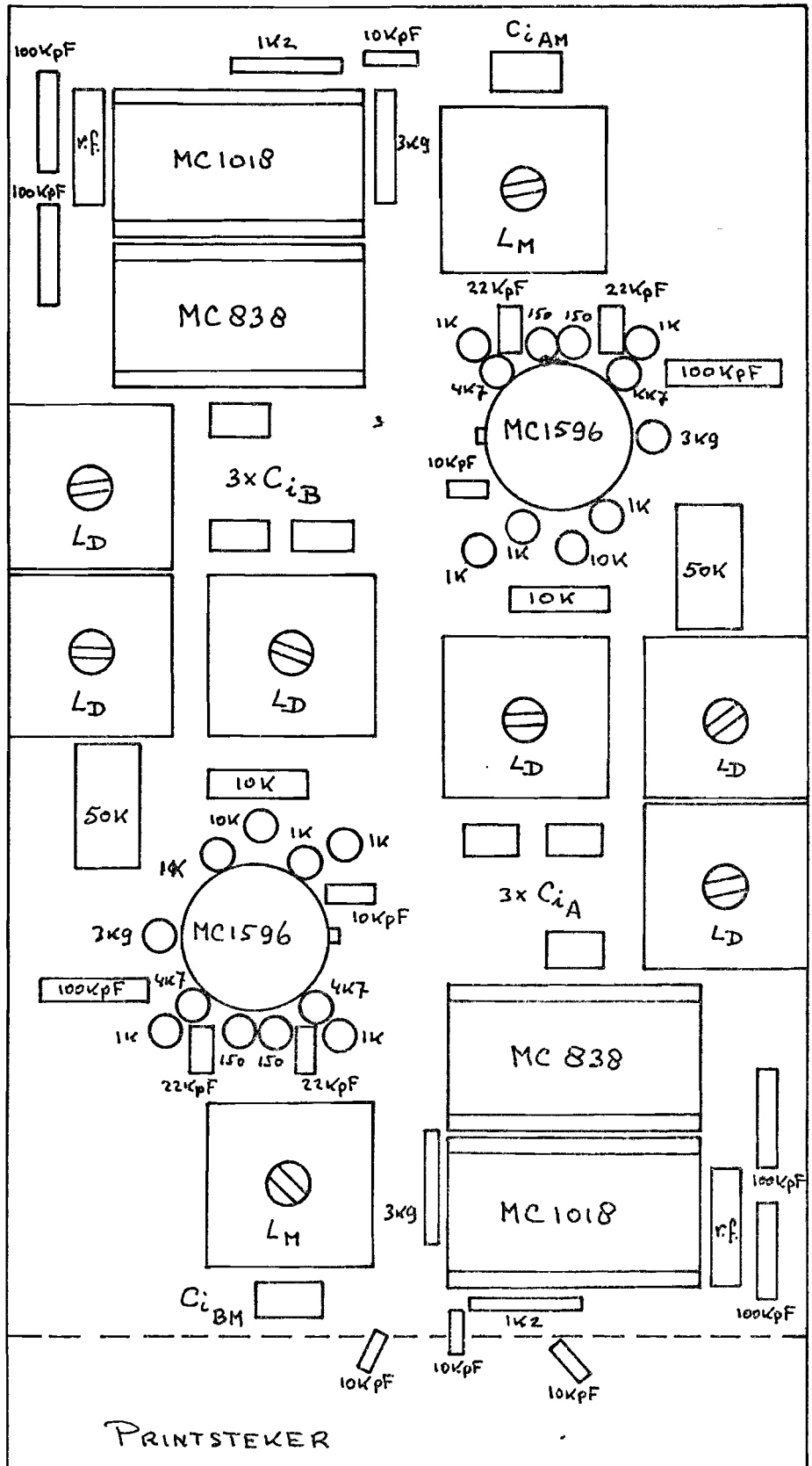
Figuur B.2.1.2. geeft de opstelling van de onderdelen op de printkaarten 8 t/m 11.



figuur B.2.1.1.

		Laagdoorlaatfilter		Mixereenheid	
Printkaart nummer		Frekwentie (MHz)	C_i (pF)	Frekwentie (MHz)	C_M (pF)
i = 8	A	1,811 $\bar{9}$	220	11,878 $\bar{6}$	360
	B	1,1878 $\bar{6}$	500	15,2811 $\bar{9}$	185
i = 9	A	1,52811 $\bar{9}$	339	17,63478 $\bar{6}$	133
	B	1,763478 $\bar{6}$	270	15,856811 $\bar{9}$	167
i = 10	A	1,5856811 $\bar{9}$	300	13,6656811 $\bar{9}$	220
	B	1,36656811 $\bar{9}$	368	13,44656811 $\bar{9}$	250
i = 11	A	1,344656811 $\bar{9}$	500	13,424656811 $\bar{9}$	250
	B	1,3424656811 $\bar{9}$	500	11,4091323478 $\bar{6}$	360

tabel B.2.1.1.



figuur B.2.1.2.

B.2.2. De filterversterkers en 5 x vermenigvuldiger

Op printkaart 12 bevindt zich de laatste (9e) mixereenheid, een selektieve versterker en de 5 x vermenigvuldiger.

Figuur B.2.2.1. geeft het schema.

De zelfinduktie van spoel L_M is $0,35 \mu H$. Konstruktie: 8 wdn zilverdraad $\emptyset 0,5$ mm op spoelhouder $\emptyset 4$ mm.

De spoeltjes L_1 en L_2 van de selektieve versterker zijn van dezelfde konstruktie als L_M .

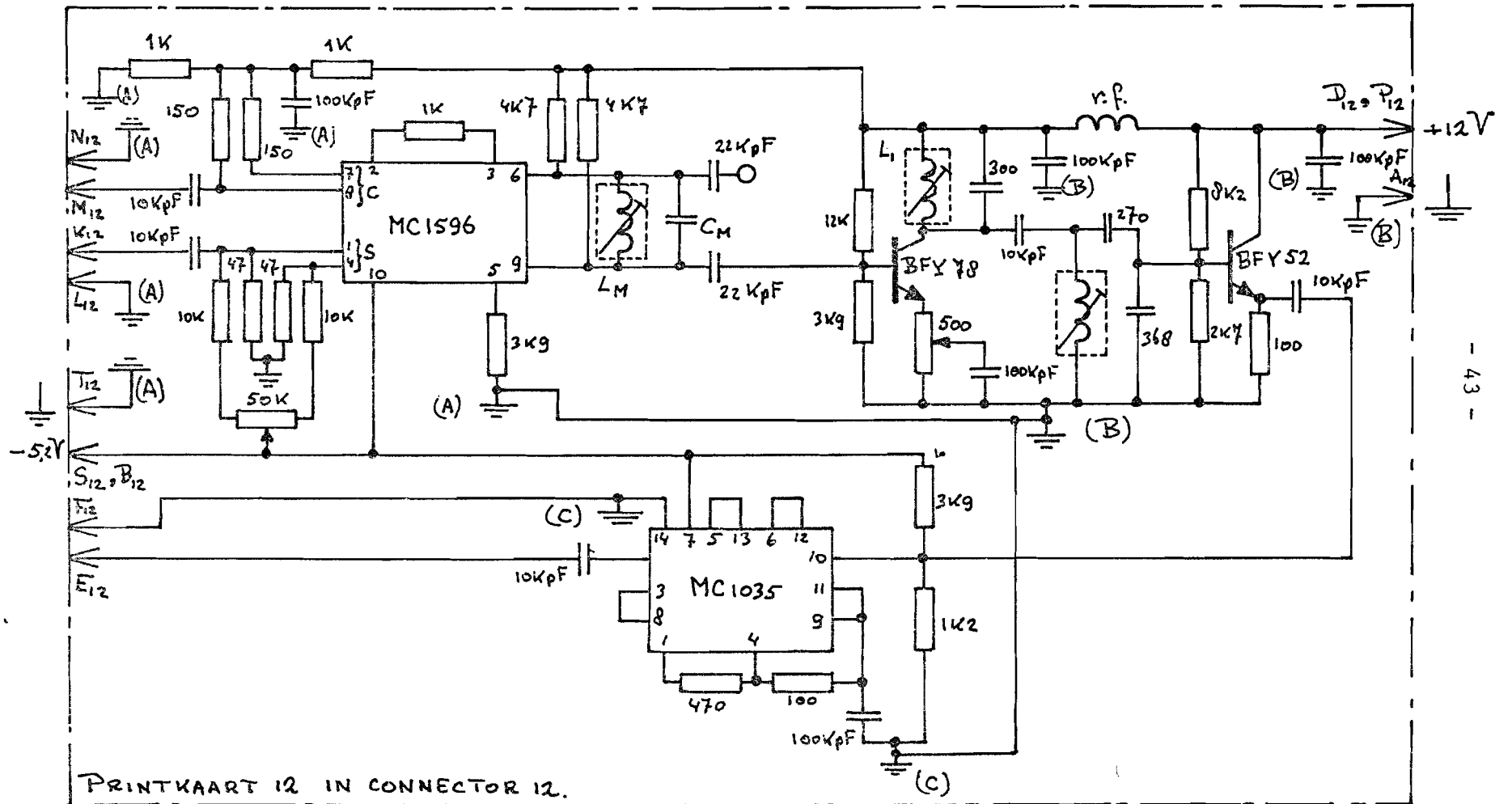
Figuur B.2.2.2. geeft de opstelling van de componenten op printkaart 12. De selektieve versterker die komt na de 5 x vermenigvuldiger is gebouwd op printkaart 13.

Het schema en de componentenopstelling worden gegeven in respektievelijk de figuren B.2.2.3. en B.2.2.4.

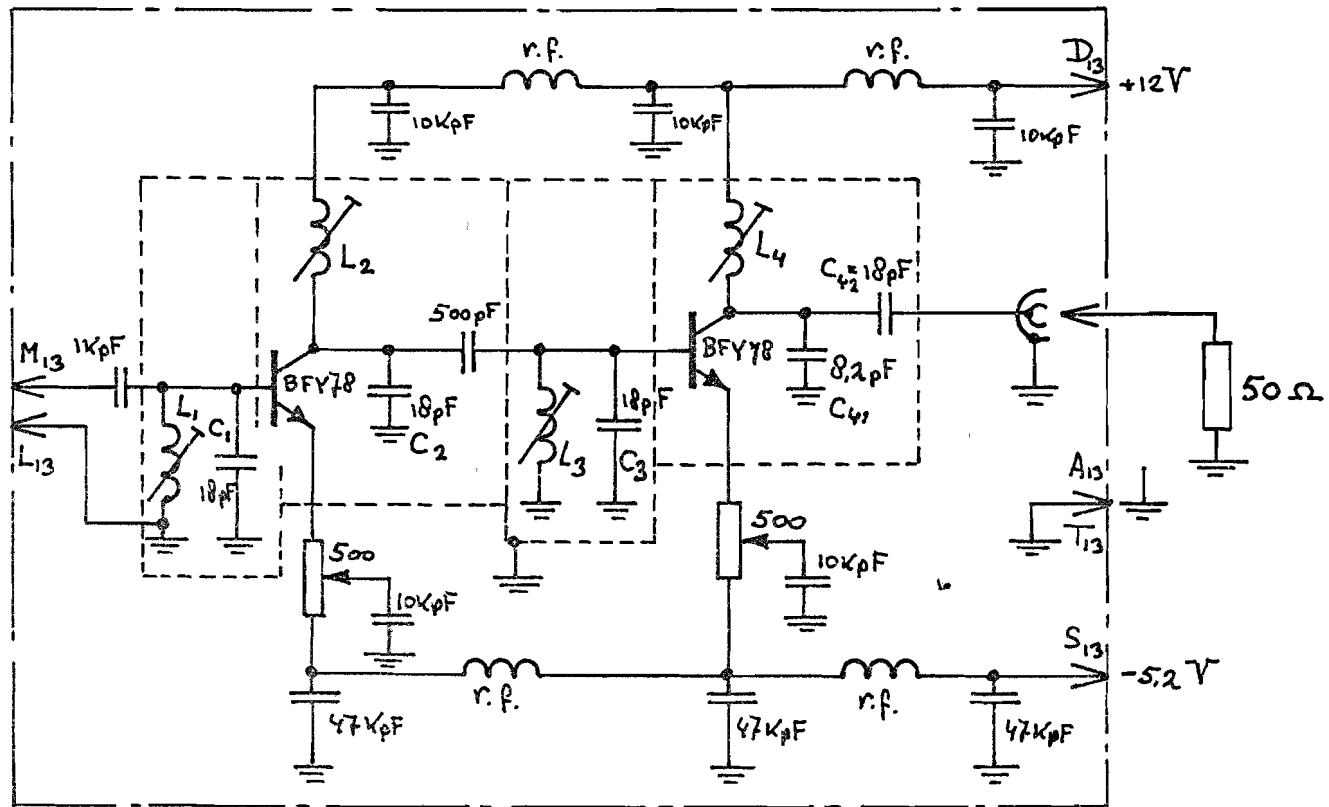
Spoelkonstruktie: L_1 t/m L_3 : 4 wdn. zilverdraad $\emptyset 0,5$ mm op spoelhouder $\emptyset 4$ mm.

L_4 : 2 wdn. zilverdraad $\emptyset 0,5$ mm op spoelhouder $\emptyset 4$ mm.

voor alle spoelen : $Q = 170$.

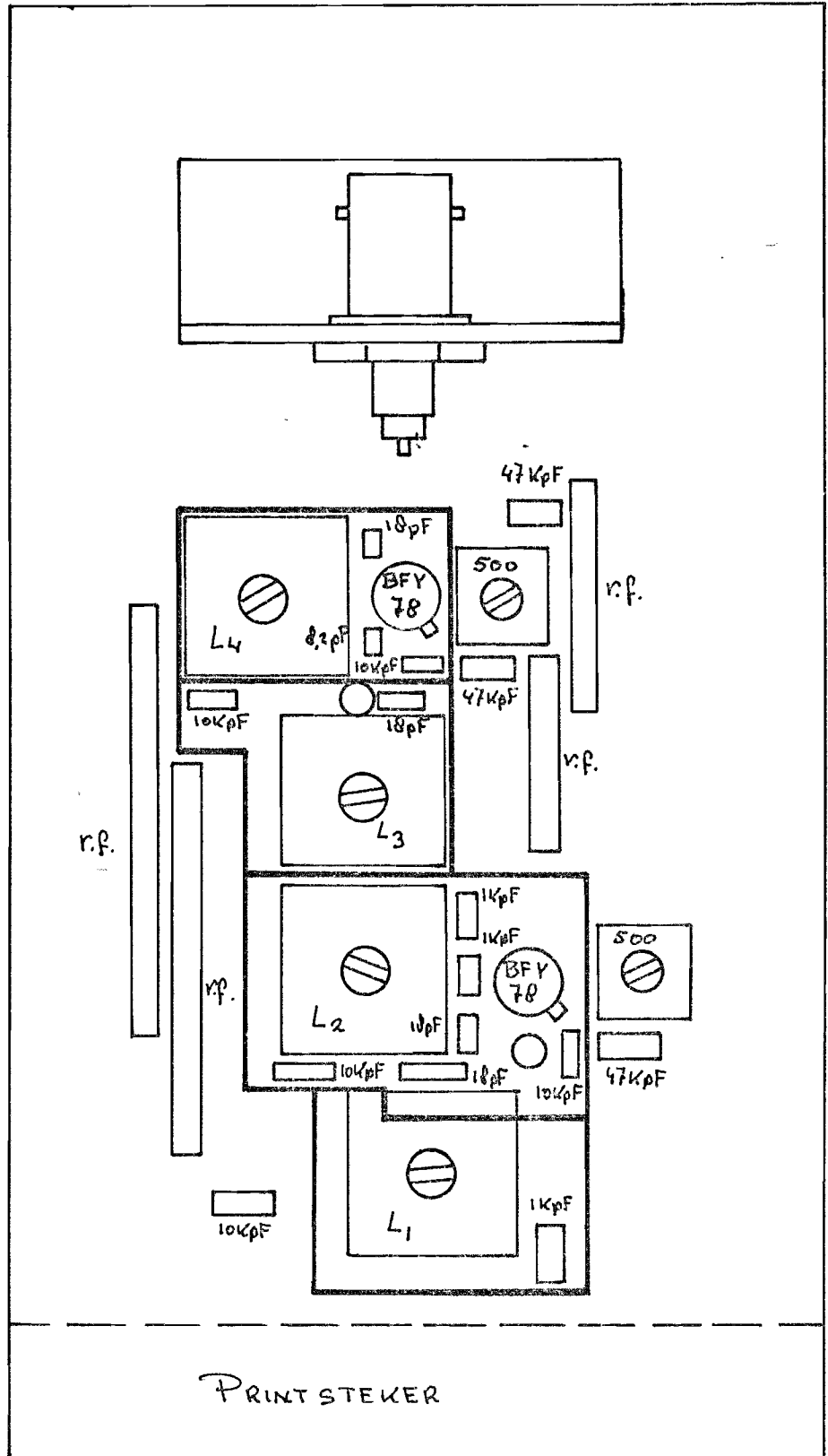


figuur B.2.2.1.



PRINTKAART 13 IN CONNECTOR 13.

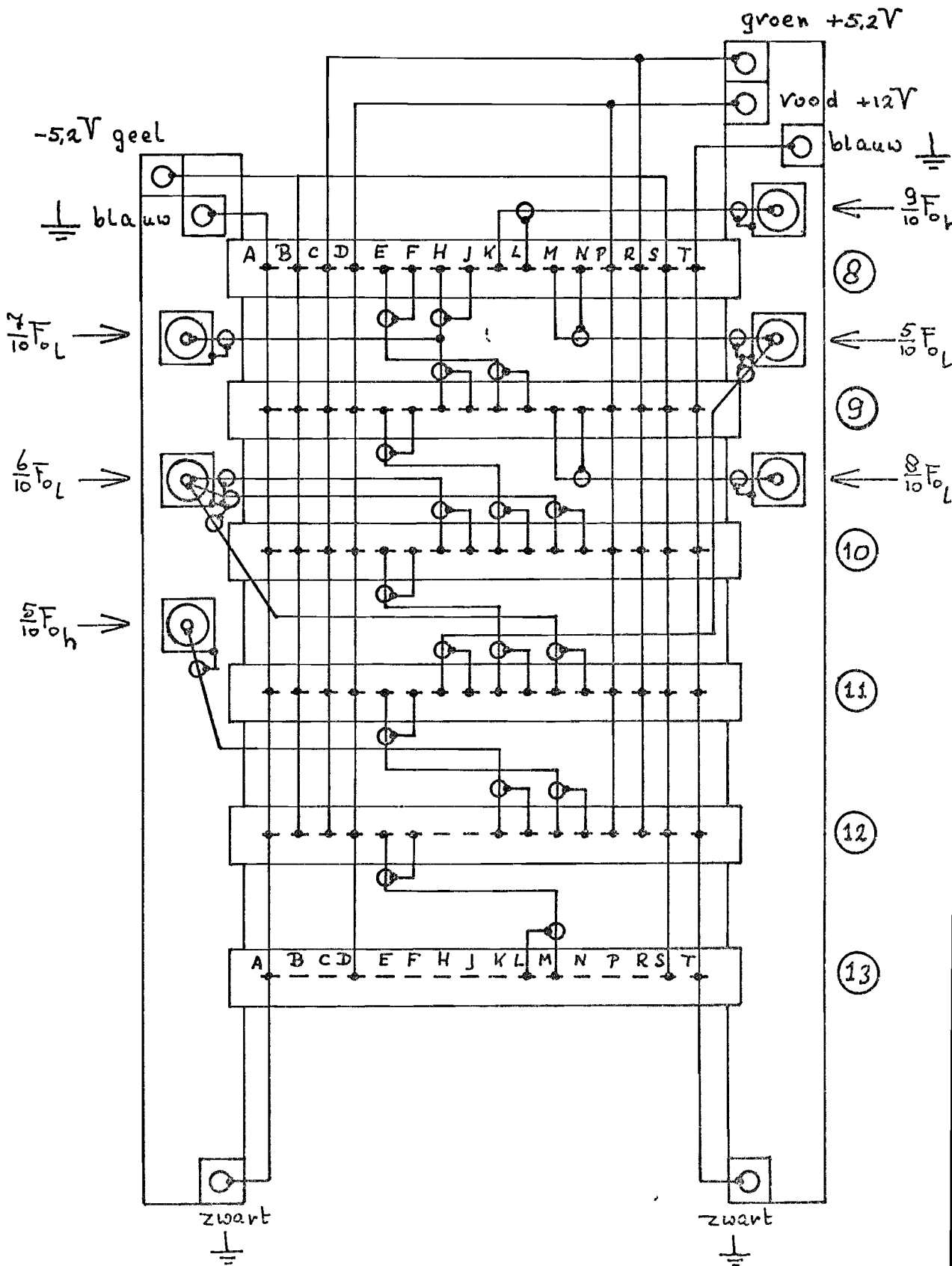
figuur B.2.2.3.



PRINT STEKER

figuur B.2.2.4.

B.2.3. Verbindingsschema connectors 8 t/m 13



Bijlage 3. Berekening van de selektieve versterkers.

B.3.1.

De berekening van de selektieve versterkers gaat in twee stappen:

1. nagaan hoe de transistor zich gedraagt bij de gebruikte frekwenties;
2. berekening van de bandfilters.

ad. 1

Voor de berekening van de transistorstabiliteit is gebruik gemaakt van de methoden gegeven in (10) en (11). Voor frekwenties tot 20 MHz zijn de y-parameters van de toegepaste transistoren BFY 78:

($I_c = 5 \text{ mA}$, $V_{CE} = 10 \text{ V}$, geldig tot ca. 20 MHz)

$$y_{ie} = g_{ie} + jb_{ie} = 1,7 + j0,65 \quad \text{mmhos}$$

$$y_{re} = g_{re} + jb_{re} = 0,01 - j0,07 \quad \text{mmhos}$$

$$y_{fe} = g_{fe} + jb_{fe} = 100 - j19 \quad \text{mmhos}$$

$$y_{oe} = g_{oe} + jb_{oe} = 0,08 + j0,135 \quad \text{mmhos}$$

Voor frekwenties rond 100 MHz wordt opgegeven:

($I_c = 5 \text{ mA}$, $V_{CE} = 10 \text{ V}$)

$$y_{ie} = 4 + j5,5 \quad \text{mmhos}$$

$$y_{fe} = 36 - j40 \quad \text{mmhos}$$

$$y_{re} = 0 - j0,8 \quad \text{mmhos}$$

$$y_{oe} = 0,2 + j1,3 \quad \text{mmhos}$$

Wanneer men de berekeningen gegeven in (10) en (11) met bovenstaande gegevens uitvoert blijkt de transistor BFY 78 voor beide frekwenties op zichzelf stabiel te zijn. Er hoeft dus geen extra element toegevoegd te worden om instabiliteiten te voorkomen.

ad. 2

Voor de bandfilters is de berekeningsmethode aangehouden zoals die gegeven wordt in (9) hoofdstuk I.

Belangrijk voor het gedrag van afgestemde kringen blijkt de verhouding $\frac{R}{L}$ van de spoel te zijn. R is de ohmse serieweerstand van de spoel, L is de zelfinduktie. Het verband tussen Q en $\frac{R}{L}$ wordt gegeven door $\frac{R}{L} = \frac{\omega_0}{Q}$.

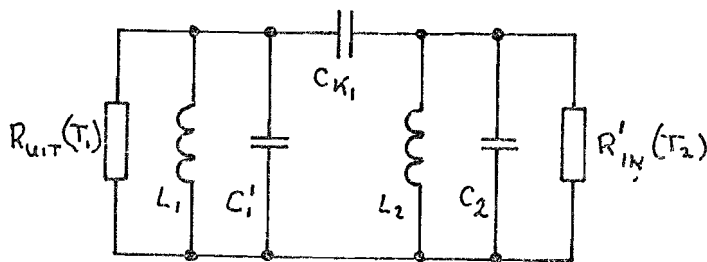
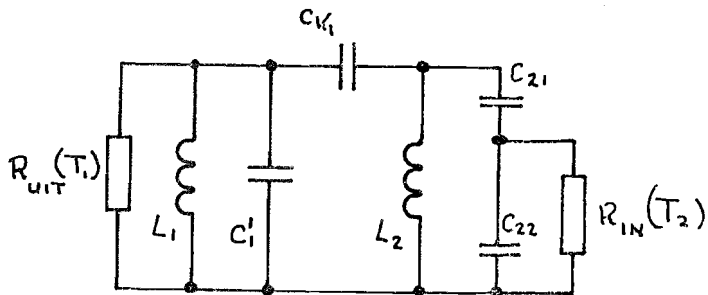
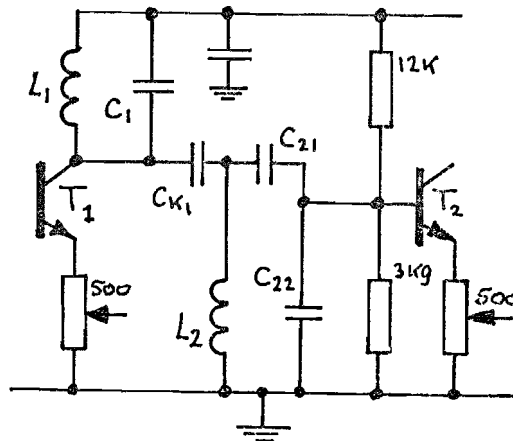
Wordt een weerstand parallel geschakeld aan een parallel L-C-kring, dan kunnen we deze parallelweerstand omrekenen in een equivalente serieweerstand van de spoel.

Dit parallelschakelen van een weerstand verhoogt dus de verhouding $\frac{R}{L}$ van de spoel (verlaagt de Q).

Figuur B.3.1.1. geeft een gedeelte van de schakeling van de selectieve versterkers met twee vervangingsschema's.

De uitgangsweerstand van transistor T_1 (ca. 12 K Ω) staat parallel aan kring L_1-C_1 . Deze verhoogt de verhouding $(\frac{R}{L})_1$ van spoel L_1 met een bedrag

$$\frac{1}{R_{uit}(T_1) \cdot C_1} \text{ zodat geldt: } (\frac{R}{L})_{t1} = (\frac{R}{L})_1 + \frac{1}{R_{uit}(T_1) \cdot C_1}$$



figuur B.3.1.1.

$$\text{Dan } Q_{\text{kring}_1} = \frac{\omega_0}{\left(\frac{R}{L}\right) t_1}$$

Aan kring 2 staat de ingangsweerstand van T_2 parallel. Deze is afhankelijk van de instelling van R_{E_2} (variabele tegenkoppeling t.b.v. instelling van de versterking) en is minimaal ca. 600Ω . Men behulp van een capacitieve tap (C_{21} , C_{22}) transformeren we deze parallelweerstand naar $12 \text{ K}\Omega$.

$$R'_{\text{IN}}(T_2) = \frac{R_{\text{IN}}(T_2)}{t_2^2} \quad \text{met } t_2 = \frac{C_{21}}{C_{21} + C_{22}}$$

$$\text{Verder is } C_2 = \frac{C_{21} C_{22}}{C_{21} + C_{22}}$$

$R'_{\text{IN}}(T_2)$ verhoogt de verhouding $\left(\frac{R}{L}\right)_2$ met een bedrag

$$\frac{1}{R'_{\text{IN}}(T_2) \cdot C_2} = \frac{t_2^2}{R_{\text{IN}}(T_2) \cdot C_2} \quad \text{tot } \left(\frac{R}{L}\right) t_2 = \left(\frac{R}{L}\right)_2 + \frac{t_2^2}{R_{\text{IN}}(T_2) \cdot C_2}$$

$$\text{Dan is } Q_{\text{kring}_2} = \frac{\omega_0}{\left(\frac{R}{L}\right) t_2}$$

In de gebouwde versterkers zijn L_1 en L_2 steeds bij benadering gelijk, ook is $\omega_{0_1} = \omega_{0_2}$ gekozen zodat ook $C_1 \approx C_2$ en $Q_{\text{kring}_1} \approx Q_{\text{kring}_2}$. Immers de parallelweerstand zijn $12 \text{ K}\Omega$.

Beide kringen worden gekoppeld met C_{K_1} . De grootte van C_{K_1} is van invloed op de vorm van de bandfilterkarakteristiek.

$$\text{Men definieert daartoe een koppelfactor: } k = \frac{C'_1 C'_2}{(C'_1 + C'_k)(C'_2 + C'_k)}$$

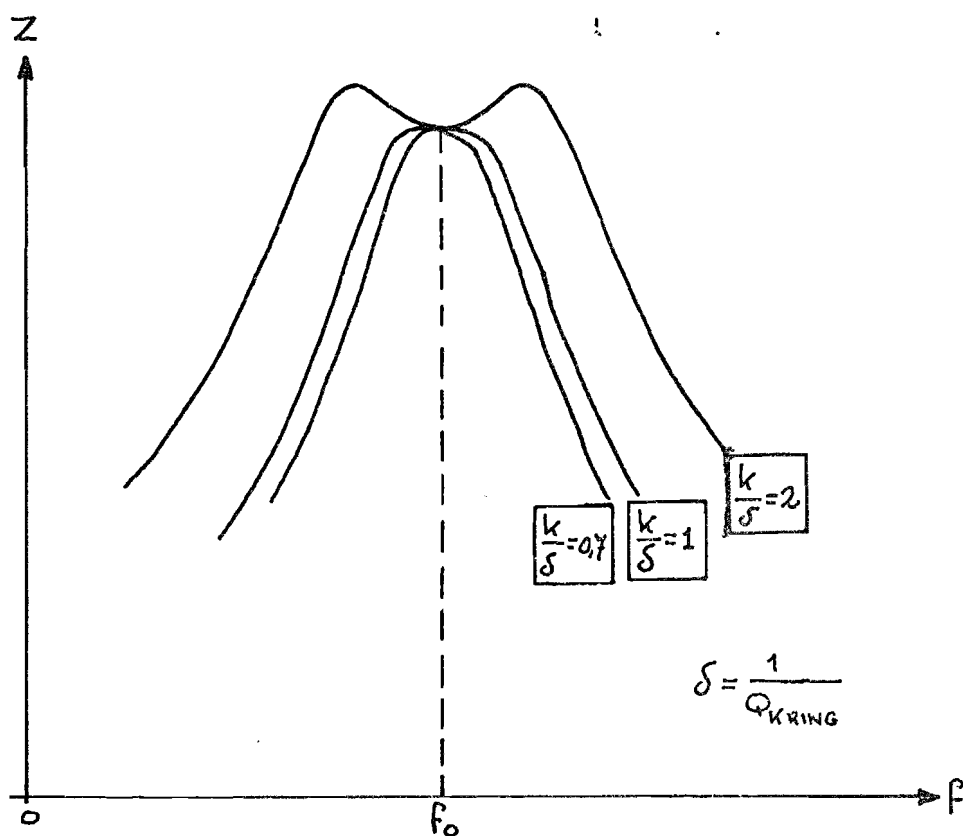
$$\text{met: } C'_1 = \frac{C_1 C_2 + C_1 C_k + C_2 C_k}{C_2}, \quad C'_2 = \frac{C_1 C_2 + C_1 C_k + C_2 C_k}{C_1} \quad \text{en}$$

$$C'_k = \frac{C_1 C_2 + C_1 C_k + C_2 C_k}{C_k} \quad \text{en stelt } k = \frac{C_{\text{kring}}}{C_{K_1}}$$

Men onderscheidt de volgende situaties:

1. overkritische koppeling: $kQ_{\text{kring}} > 1$
Dit geeft twee toppen in de bandfilterkarakteristiek;
2. kritische koppeling: $kQ_{\text{kring}} = 1$.
Dit geeft een maximaal vlakke karakteristiek;
3. onderkritische koppeling: $kQ_{\text{kring}} < 1$.
Dit geeft een scherpe bandfilterkarakteristiek.

Figuur B.3.2.2. illustreert bovenstaande.



figuur B.3.2.2.

In de versterkerontwerpen is gekozen voor een kritische koppeling.

Dan $k = \frac{1}{Q_{\text{kring}}}$ en $C_{K_1} = \frac{C_{\text{kring}}}{k}$

Voor het toegepaste bandfilter bestaande uit twee L-C-kringen met capacitieve koppeling kunnen we diverse bandbreedtes berekenen:

$$\begin{aligned}
 B_{-3\text{dB}} &\approx 0,18 \left(\frac{R}{L}\right)_{\text{gem}} \quad \text{Hz} \\
 B_{-20\text{dB}} &\approx 0,71 \left(\frac{R}{L}\right)_{\text{gem}} \quad \text{Hz} \\
 B_{-40\text{dB}} &\approx 2,26 \left(\frac{R}{L}\right)_{\text{gem}} \quad \text{Hz} \\
 B_{-60\text{dB}} &\approx 7,12 \left(\frac{R}{L}\right)_{\text{gem}} \quad \text{Hz}
 \end{aligned}$$

$$\text{Hierin is } \left(\frac{R}{L}\right)_{\text{gem}} = \left(\frac{R}{L}\right)_{t_1} \cdot \left(\frac{R}{L}\right)_{t_2}$$

In de selektieve versterkers van de decimalengenerator bevinden zich steeds twee van zulke bandfilters.

De totale bandbreedte van de versterker wordt dan:

$$\begin{aligned}
 B_{-40\text{dB}} &\approx 0,71 \left(\frac{R}{L}\right)_{\text{gem}} \quad \text{Hz} \\
 B_{-60\text{dB}} &\approx 2,26 \left(\frac{R}{L}\right)_{\text{gem}} \quad \text{Hz} \\
 B_{-80\text{dB}} &\approx 7,12 \left(\frac{R}{L}\right)_{\text{gem}} \quad \text{Hz}
 \end{aligned}$$

Per versterker zijn de vier spoeltjes gelijk genomen. Ook alle parallelweerstand zijn steeds ca. 12 kΩ of getransformeerd naar 12 kΩ. (De ingangsweerstand van de emittervolgertrap T₃ (BFY52) is steeds ca. 2 kΩ).

$$\text{Daarom is } \left(\frac{R}{L}\right)_{\text{gem}} = \left(\frac{R}{L}\right)_{\text{kring}}$$

B.3.2. Een berekeningsvoorbeeld

De selektieve versterker voor $\frac{5}{10} F_0 \approx 10,06 \text{ MHz} = f_0$.

$$\left(\frac{R}{L}\right)_{\text{spoel } L_1 \text{ t/m } L_4} \approx 120 \cdot 10^4 \frac{\Omega}{\text{H}} \quad L_1 \text{ t/m } L_4 = 1,15 \text{ } \mu\text{H (middenstand)}$$

$$C_i = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L_i} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (10,06)^2 \cdot 10^{12} \cdot 1,15 \cdot 10^{-6}} \approx 215 \text{ pF (i = 1,2,3,4)}$$

$$t_2 = 0,224. \quad t_4 = 0,41.$$

$$\left(\frac{R}{L}\right)_{t_i} = 120 \cdot 10^4 + \frac{1}{12 \cdot 10^3 \cdot 0,526 \cdot 10^{-9}} \approx 160 \cdot 10^4 \frac{\Omega}{\text{H}} \quad (\text{i = 1,2,3,4})$$

$$Q_{\text{kring}} = \frac{2\pi \cdot 10,06 \cdot 10^6}{160 \cdot 10^4} \approx 40$$

$$\text{Kritische koppeling: } kQ_{\text{kring}} = 1 \rightarrow k = \frac{1}{40}$$

$$C_{K_1} = C_{K_2} = 40 C_{\text{kring}} = 40 \cdot 215 \approx 8400 \text{ pF.}$$

$$C_{21} = \frac{215 \text{ pF}}{1 - t_2} = \frac{215 \text{ pF}}{0,776} \approx 277 \text{ pF}$$

$$C_{22} = \frac{215 \text{ pF}}{t_2} = \frac{215 \text{ pF}}{0,224} \approx 950 \text{ pF}$$

$$C_{41} = \frac{215 \text{ pF}}{1 - t_4} = \frac{215 \text{ pF}}{0,59} \approx 360 \text{ pF}$$

$$C_{42} = \frac{215 \text{ pF}}{t_4} = \frac{215 \text{ pF}}{0,41} \approx 515 \text{ pF}$$

Voor de bandbreedte vinden we dan:

$$B_{-40\text{dB}} \approx 1,42 \text{ MHz}$$

$$B_{-60\text{dB}} \approx 4,52 \text{ MHz}$$

$$B_{-80\text{dB}} \approx 14,24 \text{ MHz}$$

Als praktische waarde werd gekozen:

$$C_1 = C_3 = 250 \text{ pF}$$

$$C_{K_1} = C_{K_2} = 10 \text{ KpF}$$

$$C_{21} = 300 \text{ pF}$$

$$C_{41} = 368 \text{ pF}$$

$$C_{22} = 1 \text{ KpF}$$

$$C_{42} = 600 \text{ pF}$$

THEORY OF OPERATION

The MC1596, a monolithic balanced modulator-demodulator circuit, is shown in Figure 22 with the equivalent circuit. This circuit consists of an input differential amplifier driving a pair of synchronized, single-pole, double-throw switches. The switches are designed using transistor current-mode gates with collectors cross-coupled in such a manner that full-wave balanced multiplication results between an input voltage V_S and a switching voltage V_C . Operation of the circuit can be understood by referring to Figure 23 which models the input differential amplifier as a pair of out-of-phase current generators and assumes the current mode gates to be ideal switches. As illustrated in Figure 23, this model produces an output equal to the product of the input voltage V_S and a square wave $S(t)$; the output zero crossings are determined by the zero crossings of V_C (sinusoidal V_C is assumed). Mathematically, this product is most conveniently written by using a Fourier series representation for the square wave. As indicated in Figure 23, this Fourier series contains all of the odd harmonics of V_C with the harmonic amplitudes decreasing as the harmonic order increases. In most applications an output filter is used with the modulator to eliminate all terms in the Fourier series except the first.

Operation of the circuit in a typical application is shown in Figure 24, Example 1, where it is indicated that ideal multiplication would produce only the product $V_S V_C$ with negligible outputs containing V_S or V_C alone. The extent to which the V_S and V_C outputs are zero is a measure of how well balanced the circuit is. Figure 24, Example 2 illustrates circuit operation as a balanced mixer or balanced modulator. Sinusoidal inputs are assumed for both V_S and V_C which produce an output that is the product of V_S and the Fourier series determined by V_C . After filtering, the output voltage V_{out} contains only the product of the two input sinusoids and amplitude information contained in V_S only. Amplitude information due to V_C is eliminated since only V_C zero crossings are used in the multiplication process. Using a trigonometric expansion for an output as shown, we see that the output contains only sum and difference frequencies for the two inputs. Theoretically, V_S and V_C appearing in the output are zero. In practice, a rejection of 40-60 dB is achieved, depending on frequency and signal amplitude.

Figure 25, Example 1, shows the modulator used as a synchronous detector, where the inputs both have the same frequency but different phases. Again, sum and difference signals appear at the

output; but after filtering, only the zero frequency term which contains a lowpass signal proportional to the input phase difference is retained. Two other similar examples are shown in Figure 25, Example 2, and Figure 26 where the circuit again operates as a balanced modulator or demodulator for a biphas modulated carrier. In the biphas modulator, the phase of the carrier, V_C , is switched between zero and 180 degrees, depending upon whether the input is a digital logic "0" or "1". This modulation technique is widely used in communications since it produces a nearly optimum signal for low error rate communication. The biphas demodulator in Figure 26 is a special case of the synchronous detector in which the phase modulation switches between the two extremes of zero and 180 degrees providing a bipolar digital output as shown. In systems employing such a demodulator, the phase of the transmitted carrier is recovered at the receiving end simply by doubling the received waveform frequency and then dividing it by two. This eliminates the phase ambiguity present in the initial wave.

Numerous other applications of the multiplier are possible, three additional ones are shown in Figure 27.

Example 1 The circuit is used with a linear phase shift network to function as an FM detector, this is superior in most respects to a ratio detector

Example 2 A square-law detector which provides a square-law output for peak-to-peak inputs below 100 mV.

Example 3 A linear detector is illustrated that provides excellent linearity for all inputs greater than 100-mV peak-to-peak (approximately the switching threshold of the current-mode gates) This is considerably better in performance than the conventional silicon diode detector.

The MC1596 will perform all of the functions discussed above, in addition to others. Provisions are made for adding external emitter degeneration to the input differential amplifier (pins 2 and 3) and for adjusting the total current drain in the circuit depending upon the particular application or performance required. The excellent matching characteristics of the monolithic transistors fabricated on a common die make an output balance equal to, or better than, that obtainable from discrete circuits.



FIGURE 22

BALANCED MODULATOR DEMODULATOR CIRCUIT

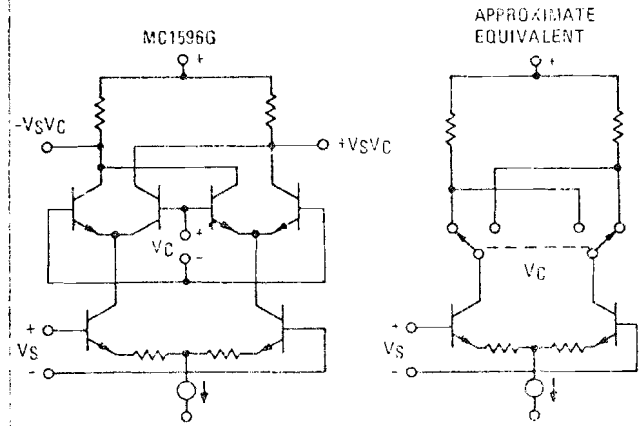


FIGURE 23 -- 1/C BALANCED MODULATOR OPERATION

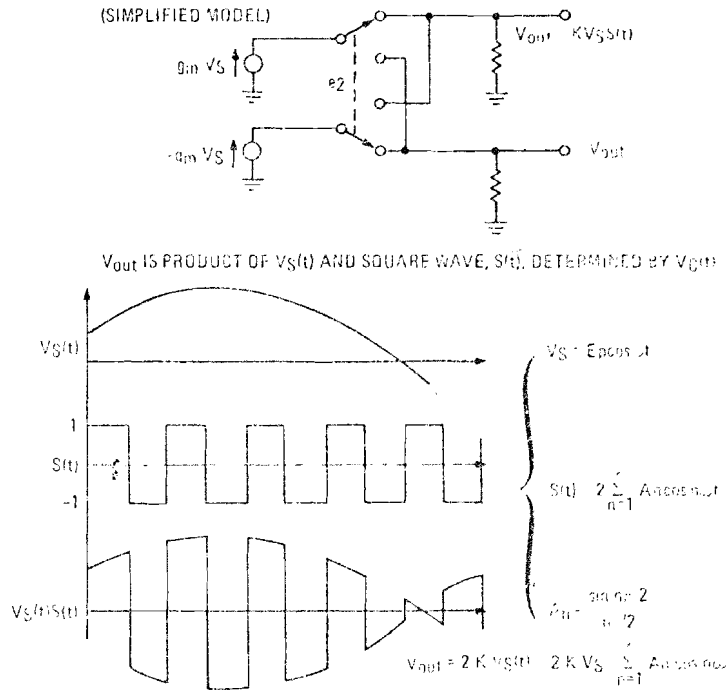
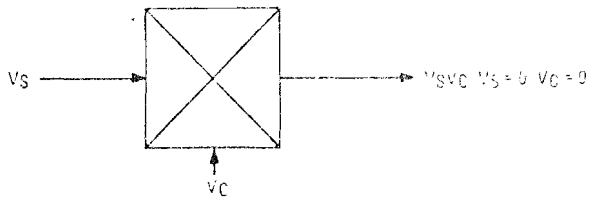


FIGURE 24

EXAMPLE 1 - IDEAL MULTIPLIER



EXAMPLE 2 - 1/C BALANCED MIXER OR BALANCED MODULATOR

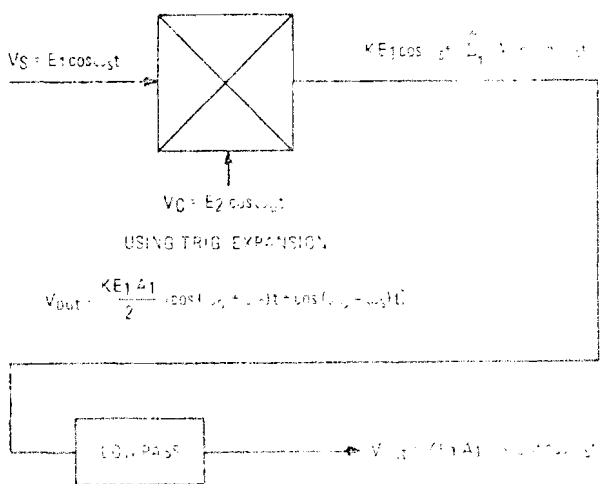
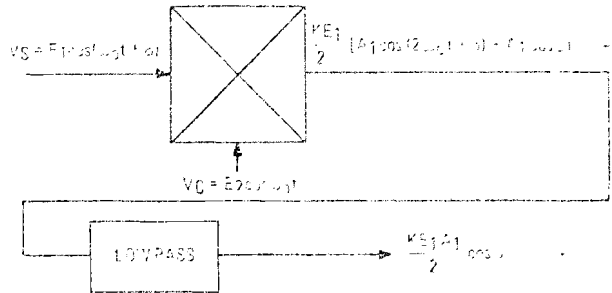
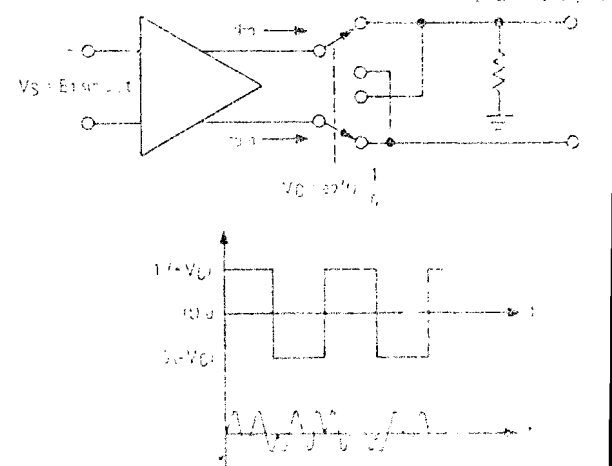


FIGURE 25

EXAMPLE 1 - SYNCHRONOUS DETECTOR



EXAMPLE 2 - BIPHASE MODULATOR



Referenties

- (1) "Centimeter wave experiment by Sirio satellite"
Sirio-handleiding.
- (2) "Systeemstudie van het Sirio-project"
Afstudeerverslag van R.A. Steinberg, T.H. Eindhoven, sectie ECC.
- (3) "Een phase locked loop ten behoeve van een fase-meetsysteem"
Afstudeerverslag van C.J. Martens, T.H.Eindhoven, sectie EEB.
- (4) "Een schakeling voor het meten van snelle faseveranderingen
en kleine frekwentieverschillen".³
Afstudeerverslag J.C. van Lier, T.H.Eindhoven, sectie EEB.
- (5) "Fasemetingen in het Sirio-project"
Stageverslag van A.A.E.J.v.d. Meijs, T.H.Eindhoven, sectie ECC.
- (6) Application note AN 194 Motorola. "Designing serial counters"
- (7) College diktaat "Signalen en systemen" J. Butterweck.
- (9) "Radiotechniek II" W.A. Jedeloo Hfdst. I.
- (10) "Whats and why's about y-parameters" Application note AN-158
Motorola.
- (11) "R.F. Small signal design using y-parameters". Application note
AN 215 Motorola.