

'N ONDERSOEK NA DIE GEBRUIK VAN
TRELLISKODE AS ENKODERINGSTEGNIEK
VIR DATAKOMMUNIKASIE

G. C. J. J. OLIVIER

**'N ONDERSOEK NA DIE GEBRUIK VAN
TRELLISKODE AS ENKODERINGSTEGNIEK
VIR DATAKOMMUNIKASIE**

deur

GERHARDUS CORNELIUS JOHANNES JAKOBUS OLIVIER

**Verhandeling voorgelê ter voldoening aan die
vereistes vir die:**

MAGISTER TECHNOLOGIAE

Ingenieurswese: Elektries

**Fakulteit Ingenieurswese
Technikon Vrystaat**

Datum van inhandiging: September 1995

Studieleier: Mnr GD Jordaan

BEDANKINGS

Ek wil graag die volgende persone en instansie bedank vir u hulp en ondersteuning ter voltooiing van die projek:

Die studieleier, mnr GD Jordaan, vir onbaatsugtige hulp en leiding gedurende die verloop van die projek.

Technikon Vrystaat vir die geleentheid aan my gebied om die projek te voltooi en vir die studieverlof aan my toegestaan.

My kollegas vir u belangstelling en ondersteuning.

My eggenote, Hankie, en my seuns, Gerhard en Petri, vir ondersteuning en bemoediging gedurende die tydperk.

UITTREKSEL

Die toename in die vraag na kommunikasiefasiliteite die afgelope dekade, het groter eise aan die bestaande stelsels gestel. In die lig hiervan het datakommunikasie 'n groter wordende rol begin vervul, deurdat meer inligting baie vinniger en meer betroubaar oor die bestaande kanale met beperkte bandwydte gestuur kan word.

Die projek het die ontwikkeling van 'n volledige trelliskodemodulasiesender behels en is in verskeie fases uitgevoer.

Die ontwikkeling van die sender het die ontwerp en bou van die enkodeerder, digitaal-na-analoog omsetters, gebalanseerde modulators, klokpulsgenerator, sommeerder en filter ingesluit.

Die $2/3$ konvolusie enkodeerder lewer vir elke twee insetbisse drie uitsetbisse. Die uitset van die enkodeerder word nie net deur die insetbisse nie, maar ook deur die inhoud van die wipkringe bepaal. Die tegniek voorsien oortolligheid wat gebruik word om die Euklidiese afstand tussen seine so groot moontlik te maak om sodoende foute te beperk.

Die uitsette van die enkodeerder gaan na twee digitaal-na-analoog omsetters, waarna die seine met 'n draagfrekwensie van 1800 Hz gemoduleer word. Die uitsette van die modulators word gesommeer en deur 'n banddeurlaatfilter, wat 'n bandwydte van 3 kHz deurlaat, gestuur.

Die uitset van die kristalossillator, wat 6,144 MHz opwek, word deur verskeie deelkringe verlaag om die onderskeie klokpulse te voorsien.

Die enkodeerder, klokpulsgenerator en pseudo ewekansige datagenerator is deur die programmering van programmeerbare matriks logika toestelle (PMLs) ontwikkel.

'n Pseudo ewekansige datagenerator wat deur 'n ruisgenerator van pulse voorsien word, is ontwikkel om die sender, vir evaluering, van die nodige insetbisse te voorsien. Deur onder andere van 'n logika-analiseerder en 'n digitale ossilloskoop gebruik te maak, is die sender getoets waardeur die korrekte werking daarvan bevestig is.

Besondere kennis is uit die navorsingsprojek oor die volgende ingewin:

- Die werking van trelliskodemodulasie, wat ontwikkel is om so na moontlik aan foutvrye kommunikasie oor 'n kanaal met beperkte bandwydte van 3 kHz te kom.
- Die werking van konvolusie enkodeerders en agt fase-skuifsleuteling is in diepte bestudeer en suksesvol geïmplementeer.
- Die programmering van die 16R4 en 16R8 PMLs deur van JEDEC lêers gebruik te maak.
- Deur die gebruik van PML-tegnologie, waarmee 'n hele aantal funksies deur een PML verrig word, is die komponenttelling verlaag.
- Die werking van verskeie rekenaarprogramme en toetsapparaat is bemeester.

SYNOPSIS

The increasing demand for communication facilities over the last decade have put larger claims on the existing systems, due to higher demand. Data communications plays an increasingly larger role, because more information has to be transmitted at higher rates with greater reliability over existing channels, with a limited bandwidth.

This project comprises the development of a complete trellis code modulation transmitter which was executed in various phases.

The development of the transmitter includes the design and construction of the encoder, digital-to-analog converters, balanced modulators, clock pulse generator, summer and filter.

The $2/3$ convolutional encoder produces three output bits for every two input bits. The output of the encoder is not determined by the input bits only, but also by the contents of the shift registers. This technique provides redundancy for the system and is used to give a larger Euclidean distance between the adjacent signals in order to limit the occurrence of faults.

The encoder outputs are passed to two digital-to-analog converters, after which the signals are modulated onto a carrier frequency of 1800 Hz. The outputs of the modulators are summed and transmitted through a band pass filter, allowing a 3 kHz bandwidth.

The frequency of the 6,144 MHz crystal oscillator output is reduced through a number of dividing circuits to provide the clock pulses required.

The encoder, clock pulse generator and pseudo-random data generator was developed by the programming of programmable array logic (PAL) chips.

A pseudo-random data generator, driven by pulses from a noise generator, was developed to supply the transmitter with input bits for evaluation purposes. The correct operation of the transmitter may be ascertained with the use of a logic analyzer and digital oscilloscope.

Considerable information and experience regarding the following aspects was obtained in the course of this project:

- The operation of a trellis code modulation system, developed to obtain nearly fault free communication over a channel with a limited bandwidth of 3 kHz.
- The operation of convolutional encoders and eight phase shift keying was studied and successfully implemented.
- Programming of 16R4 and 16R8 PALs with the use of JEDEC files.
- Increase of component density through the use of PAL technology, in which one PAL was used to perform a number of functions.
- The operation of various computer programs and test equipment.

INHOUD

Bladsy

HOOFSTUK 1

INLEIDING

1.1	Probleemstelling	1
1.2	Die doelwit van die ondersoek	1
1.3	Hipotese	2
1.4	Afbakening van studieterrein	2
1.5	Navorsingsmetode	2
1.6	Probleme ondervind	3

HOOFSTUK 2

DATAKOMMUNIKASIE: 'N TEORETIESE OORSIG

2.1	Inleiding	4
2.2	Die transmissiekanaal	5
2.2.1	Kanaalkapasiteit	5
2.2.2	Verskillende transmissiekanale	6
2.2.2.1	Die simplekskanaal	6
2.2.2.2	Die halfduplekskanaal	6
2.2.2.3	Die volduplekskanaal	7
2.3	Bandwydte	7
2.3.1	Bandwydte en dataseine	9
2.4	Asinchrone- en sinchronetransmissie	9
2.4.1	Asinchronetransmissie	9
2.4.2	Sinchronetransmissie	
2.5	Kanaalkodering	
2.5.1	Blokkodes	
2.5.1.1	Die Hammingafstand (d_{\min})	
2.5.2	Konvolusiekodes	
2.5.2.1	Die vertakkingsdiagram	
2.5.2.2	Die trellisdiagram	
2.5.2.3	Die standdiagram	
2.5.3	Foute in konvolusie enkodeerders	

2.6	Modulasie tegnieke	20
2.6.1	Frekwensie-skuifsleuteling (FSS)	21
2.6.2	Faseskuif-sleuteling (PSS)	22
2.6.2.1	Agt fase-skuifsleuteling (8-PSS)	23
2.7	Modems	24
2.7.1	Lae spoed modems	25
2.7.2	Medium spoed modems	26
2.7.3	Hoë spoed modems	26
2.8	Trelliskodemodulasie	27
2.8.1	Euklidiese afstand	29
2.8.2	Stelverdeling	31
2.8.3	Koderingswins	33
2.9	Opsomming	34

HOOFSTUK 3

DIE ONTWERP VAN DIE TKM SENDER

3.1	Inleiding	36
3.2	Die 2/3 konvolusie enkodeerder en verdeler	36
3.3	Die 8-PSS modulator	38
3.3.1	Die digitaal-na-analoog omsetter (DAO)	38
3.3.2	Die gebalanseerde modulators	39
3.3.3	Die plaaslike ossillator	41
3.3.4	Die sommeerder	42
3.4	Die banddeurlaatfilter	43
3.5	Die klokpulsgenerator	44
3.5.1	Die 16-deler	44
3.5.2	Dekade teller	46
3.5.3	Die twaalfdeler en dekodeerder	48
3.6	Die kragbron	50
3.7	Opsomming	51



HOOFSTUK 4

EVALUERING VAN TKM SENDER

4.1	Inleiding	52
4.2	Evaluering van datagenerator	52
4.2.1	Die ruisgenerator	53
4.2.2	Die pseudo ewekansige datagenerator	54
4.2.3	Die begin/stopbis beheer	57
4.3	Die evaluering van $2/3$ konvolusie enkodeerder	60
4.4	Die evaluering van die DAOs	61
4.5	Die evaluering van die gebalanseerde modulators	62
4.6	Die evaluering van die sommeerder	63
4.7	Die evaluering van die banddeurlaatfilter	64
4.8	Gevolgtrekking	65

HOOFSTUK 5

SAMEVATTING	66
--------------------	-----------

BYLAAG A1	Blokdiagram van TKM sender	68
BYLAAG A2	Kringdiagram van die 2/3 konvolusie enkodeerder	69
BYLAAG A3	Digitaal-na-analoog omsetter	70
BYLAAG A4	Draaggolfonderdrukking	71
BYLAAG A5	Klokpulsgenerator en deelkring	72
BYLAAG A6	Kragbron	73
BYLAAG B1	Ruisgenerator	74
BYLAAG C1	Frekwensie/amplitude kenkromme van die uitsetsein	75
LITERATUURLYS		76
ADDISIONELE BRONNE		78

LYS VAN FIGURE

		Bladsy
HOOFSTUK 2		
FIGUUR 2.1	'n Eenvoudige kommunikasiesetel	4
FIGUUR 2.2	Simplekswerking	6
FIGUUR 2.3	Halfduplekswerking	6
FIGUUR 2.4	Volduplekswerking	7
FIGUUR 2.5	Die FM kanaalspasiëring	8
FIGUUR 2.6	Asinchronetransmissie	10
FIGUUR 2.7	Sinchronetransmissie	11
FIGUUR 2.8	'n Sewe bis regstellende kode	13
FIGUUR 2.9	1/2 Konvolusie enkodeerder	15
FIGUUR 2.10	Vertakkingsdiagram van 1/2 enkodeerder	17
FIGUUR 2.11	Trellisdiagram van die 1/2 enkodeerder	17
FIGUUR 2.12	Standdiagram van die 1/2 enkodeerder	18
FIGUUR 2.13	Bepaling van die Hammingafstand	19
FIGUUR 2.14	(a) ASS (b) PSS (c) FSS	20
FIGUUR 2.15	Spanning- en frekwensieverhouding	21
FIGUUR 2.16	Die FSS modulator	22
FIGUUR 2.17	(a) 2-PSS (b) 4-PSS (c) 8-PSS	22
FIGUUR 2.18	8-PSS modulator	23
FIGUUR 2.19	Uitsetfase/tydverwantskap vir 8-PSS modulator	23
FIGUUR 2.20	Seinomskakeling deur modems	24
FIGUUR 2.21	Modem kanaalbesetting vir 1200 b/s werking	25
FIGUUR 2.22	Een- en twee dimensionele modulasie	28
FIGUUR 2.23	4-PSS seinkonstellasie	29
FIGUUR 2.24	8-PSS seinkonstellasie	29
FIGUUR 2.25	Tweestand Trellisdiagram	30
FIGUUR 2.26	Vierstand Trellisdiagram	31
FIGUUR 2.27	Stelverdeling	32

HOOFSTUK 3

FIGUUR 3.1	Die 2/3 konvolusie enkodeerder en verdeler	36
FIGUUR 3.2	Die gebalanseerde modulator	40
FIGUUR 3.3	Draaggolfonderdrukking teenoor insetseinvlak	40
FIGUUR 3.4	Die plaaslike ossillator	41
FIGUUR 3.5	Die sommeerder	42
FIGUUR 3.6	Die uitsetkonstellasie van die sender	42
FIGUUR 3.7	Die banddeurlaatfilter	43
FIGUUR 3.8	Uitsetkromme van filter	44
FIGUUR 3.9	Karnaugh kaarte van die 16-deler	45
FIGUUR 3.10	Karnaugh kaarte van die dekade deler	47
FIGUUR 3.11	Karnaugh kaarte van die 12-deler en dekodeerder	49

HOOFSTUK 4

FIGUUR 4.1	Die blokdiagram van datagenerator	52
FIGUUR 4.2	Die uitset van die ruisgenerator	53
FIGUUR 4.3	Die ekwivalente kring van die datagenerator	54
FIGUUR 4.4	Die kringdiagram van die datagenerator en begin/ stopbis beheerkring	54
FIGUUR 4.5	Karnaugh kaarte van beheerkring	58
FIGUUR 4.6	Die pulse geneem op U4	59
FIGUUR 4.7	Die inset van die enkodeerder	60
FIGUUR 4.8	Die uitset van die enkodeerder	61
FIGUUR 4.9	Die uitsette van die DAOs	61
FIGUUR 4.10	Uitsette van die plaaslike ossillator	62
FIGUUR 4.11	Die uitsette van die modulators	63
FIGUUR 4.12	Die uitset van die sommeerder	64
FIGUUR 4.13	Die uitset van die filter	64

LYS VAN TABELLE

	Bladsy
HOOFSTUK 2	
TABEL 2.1 Inset- en uitsetbisse van $1/2$ 'n konvolusie enkodeerder	16
TABEL 2.2 Faseverskuiwing teenoor biskombinasies	26
TABEL 2.3 Modem standaarde	27
TABEL 2.4 Koderingswins	34
HOOFSTUK 3	
TABEL 3.1 Penuitleg en Boole uitdrukings van die $2/3$ enkodeerder en verdeler	37
TABEL 3.2 Die uitsetspannings van U2A	39
TABEL 3.3 Insetbisse en uitsetspannings van die DAOs	39
TABEL 3.4 Die teltabel van die 16-deler	45
TABEL 3.5 Penuitleg en Boole uitdrukings van die 16-deler	46
TABEL 3.6 Teltabel van die dekade teller	47
TABEL 3.7 Die penuitleg en Boole uitdrukings van die dekade deler	48
TABEL 3.8 Die teltabel van die twaalfdeler	48
TABEL 3.9 Penuitleg en Boole uitdrukings van 12-deler en dekodeerder	50
HOOFSTUK 4	
TABEL 4.1 Penuitleg en Boole uitdrukings van U1 as deel van die datagenerator	55
TABEL 4.2 Penuitleg en Boole uitdrukings van U2 as deel van datagenerator	56
TABEL 4.3 Teltabel van die beheerkring	57
TABEL 4.4 Penuitleg en Boole uitdrukings van die begin/stopbis beheerkring	59

HOOFSTUK 1

INLEIDING

1.1 Probleemstelling

Die toenemende vraag na kommunikasiefasiliteite die afgelope twee dekades, stel al hoe groter eise aan die bestaande stelsels.

In die lig hiervan begin datakommunikasie 'n al hoe belangriker rol vervul, deurdat meer inligting vinniger oor bestaande kanale, met 'n beperkte bandwydte, gestuur kan word.

Datakommunikasiestelsels is baie gevoelig vir foute en daarom moes daar na alternatiewe datatransmissiestelsels gesoek word om die foute te minimaliseer. Alhoewel foute, veral in die ontvanger, uitgeskakel moet word, is dit belangrik om te verseker dat daar nie in die sender foute voorkom nie.

Hierdie projek handel oor die ontwikkeling van 'n sender wat van trelliskodemodulasie gebruik maak, waar die enkoderings- en modulasieproses gekombineer word. Deur trelliskodemodulasie word 'n seinkonstellasie met groter afstande tussen die aangrensende seinpunte verkry. Die groter afstand wat tussen die seinpunte verkry word, verminder die moontlikheid van foute in die ontvanger drasties.

1.2 Die doelwit van die ondersoek

Die doel met die projek is die bestudering van TKM, die ontwikkeling en evaluering van 'n TKM sender wat oor 'n spraakkwaliteit telefoonlyn teen 4800 bisse per sekonde (b/s) funksioneer, deur van 'n kombinasie van digitale- en analoge elektronika gebruik te maak.

HOOFSTUK 1

INLEIDING

1.1 Probleemstelling

Die toenemende vraag na kommunikasiefasiliteite die afgelope twee dekades, stel al hoe groter eise aan die bestaande stelsels.

In die lig hiervan begin datakommunikasie 'n al hoe belangriker rol vervul, deurdat meer inligting vinniger oor bestaande kanale, met 'n beperkte bandwydte, gestuur kan word.

Datakommunikasiestelsels is baie gevoelig vir foute en daarom moes daar na alternatiewe datatransmissiestelsels gesoek word om die foute te minimaliseer. Alhoewel foute, veral in die ontvanger, uitgeskakel moet word, is dit belangrik om te verseker dat daar nie in die sender foute voorkom nie.

Hierdie projek handel oor die ontwikkeling van 'n sender wat van trelliskodemodulasie gebruik maak, waar die enkoderings- en modulasieproses gekombineer word. Deur trelliskodemodulasie word 'n seinkonstellasie met groter afstande tussen die aangrensende seinpunte verkry. Die groter afstand wat tussen die seinpunte verkry word, verminder die moontlikheid van foute in die ontvanger drasties.

1.2 Die doelwit van die ondersoek

Die doel met die projek is die bestudering van TKM, die ontwikkeling en evaluering van 'n TKM sender wat oor 'n spraakkwaliteit telefoonlyn teen 4800 bisse per sekonde (b/s) funksioneer, deur van 'n kombinasie van digitale- en analoge elektronika gebruik te maak.

1.3 Hipotese

'n Sender wat van trelliskodemodulasie gebruik maak, kan ontwikkel en geëvalueer word om teen 'n bitempo van 4800 b/s feitlik foutvrye kommunikasie oor transmissielynne met 'n 3 kHz bandwydte moontlik te maak. Sodanige kringe kan oorwegend met behulp van programmeerbare logika komponente gebou word.

1.4 Afbakening van die studieterrrein

Na 'n intensiewe ondersoek is besluit om 'n 2/3 konvolusie enkodeerder met 'n beperkingslengte van drie te gebruik.

Deur 'n vertakkings- en trellisdiagram kan bepaal word of die enkodeerder foutvry is en of die pad wat gevolg word die maksimum Euklidiese afstand tussen die seinreekse gee.

Na die enkoderingsproses word die uitset van die enkodeerder gemoduleer om agt fase-skuifsleuteling (8-PSS) te verkry.

Die 8-PSS is 'n meervlak modulasetegniek waardeur die amplitude en fase gemoduleer word om 'n uitset seinkonstellasie van agt seinpunte te gee. Die uitset word deur 'n transmissielyn na die ontvanger gesend.

1.5 Navorsingsmetode

Die eksperimentele werk is in die volgende fases uitgevoer:

- Die ontwerp en bou van kringe om die onderskeie klokpulse te lewer.
- Die ontwerp en bou van die enkodeerder.
- Die ontwikkeling van digitaal-na-analoog omsetters.
- Die ontwikkeling van die modulatorkringe.
- Die evaluering van die sender.

1.3 Hipotese

'n Sender wat van trelliskodemodulasie gebruik maak, kan ontwikkel en geëvalueer word om teen 'n bitempo van 4800 b/s feitlik foutvrye kommunikasie oor transmissielyn met 'n 3 kHz bandwydte moontlik te maak. Sodanige kringe kan oorwegend met behulp van programmeerbare logika komponente gebou word.

1.4 Afbakening van die studieterrrein

Na 'n intensiewe ondersoek is besluit om 'n 2/3 konvolusie enkodeerder met 'n beperkingslengte van drie te gebruik.

Deur 'n vertakkings- en trellisdiagram kan bepaal word of die enkodeerder foutvry is en of die pad wat gevolg word die maksimum Euklidiese afstand tussen die seinreeks gee.

Na die enkoderingsproses word die uitset van die enkodeerder gemoduleer om agt fase-skuifsleuteling (8-PSS) te verkry.

Die 8-PSS is 'n meervlak modulasetegniek waardeur die amplitude en fase gemoduleer word om 'n uitset seinkonstellasie van agt seinpunte te gee. Die uitset word deur 'n transmissielyn na die ontvanger gesend.

1.5 Navorsingsmetode

Die eksperimentele werk is in die volgende fases uitgevoer:

- Die ontwerp en bou van kringe om die onderskeie klokpulse te lewer.
- Die ontwerp en bou van die enkodeerder.
- Die ontwikkeling van digitaal-na-analoog omsetters.
- Die ontwikkeling van die modulatorringe.
- Die evaluering van die sender.

Die individuele kringe is ontwerp, gebou en afsonderlik geëvalueer. Nadat die stelsel as 'n eenheid opgestel is, is 'n datareeks ingevoer op die inset en lesings is op verskillende punte geneem.

Deur van 'n simulasieprogram en 'n digitale ossilloskoop gebruik te maak, is die resultate met die verwagte resultate vergelyk en bevredigend gevind.

1.6 Probleme ondervind

Die volgende probleme is tydens die uitvoering van die projek ondervind.

- Die aanvanklike 2/3 enkodeerder het foutiewe resultate gelever waarna dit herontwerp is om die verlangde resultate te lewer.
- Daar was aanvanklik probleme om die draagfrekwensie van die gebalanseerde modulators voldoende te onderdruk.
- Verskeie banddeurlaatfilters is ontwerp en getoets voordat 'n geskikte een verkry is.

DATAKOMMUNIKASIE: 'N TEORETIESE OORSIG

2.1 Inleiding

Die doel van 'n kommunikasiesistelsel is om inligting van een punt na 'n ander te send en te verseker dat die boodskap so ontvang word dat dit verstaanbaar is.

Volgens Schweber (1988:1) kan doeltreffende kommunikasie verkry word indien die sender en ontvanger ooreenstem ten opsigte van die wyse waarvolgens transmissie plaasvind, die simbole wat gebruik word en die tempo waarteen dit geskied.

Datakommunikasie is die stuur van die inligting in digitale vorm, naamlik in reekse wat uit ene en nulle bestaan. Die inligting kan in digitale of in analoogformaat, wat na digitaal omgeskakel moet word, wees. 'n Tipiese datakommunikasienetwerk bestaan in sy eenvoudigste vorm uit twee rekenaars wat met mekaar verbind is deur 'n sender, 'n transmissiekanaal en 'n ontvanger soos deur figuur 2.1 getoon.



Figuur 2.1 'n Eenvoudige kommunikasiesistelsel

Die toenemende vraag na datakommunikasie fasiliteite kan aan die volgende faktore toegeskryf word:

- die impak van die rekenaar as kommunikasiemedium

- die beskikbaarheid van wyeband kanale wat deur oopdraadroetes, koaksiale kables, optiese vesel en satellietverbindings voorsien word
- die beskikbaarheid van die geïntegreerde elektroniese tegnologie teen redelike pryse (Haykin, 1988:1).

2.2 Die Transmissiekanaal

Die transmissiekanaal is 'n belangrike deel van elke kommunikasiestelsel waardeur die energie, wat inligting bevat, tussen die sender en ontvanger vervoer word. Die energie wat gestuur word kan uit lig, elektromagnetiese golwe of klank bestaan.

'n Kanaal kan uit enigiets vanaf 'n kort geleier met 'n onbeperkte bandwydte en 'n ideale seinruisverhouding tot 'n lang oopdraadroete met groot amplitude verliese teen hoë frekwensies en hoë ruisvlakke bestaan.

Die transmissiekanaal is dus die mees kritieke deel van enige kommunikasienetwerk. Die kanaal met sy beperkte bandwydte veroorsaak amplitude- en fasevervorming, terwyl die ruis wat bygevoeg word die transmissiesein nadelig beïnvloed.

2.2.1 Kanaalkapasiteit

Die kanaalkapasiteit word deur Shannon gedefinieer as die maksimum tempo waarteen die inligting oor 'n kanaal gestuur kan word. Volgens die Shannon/Hartley-stelling kan die kanaalkapasiteit C , as volg bepaal word:

$$C = BW \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\text{seindrywing}}{\text{ruisdrywing}} \right) \quad (2.1)$$

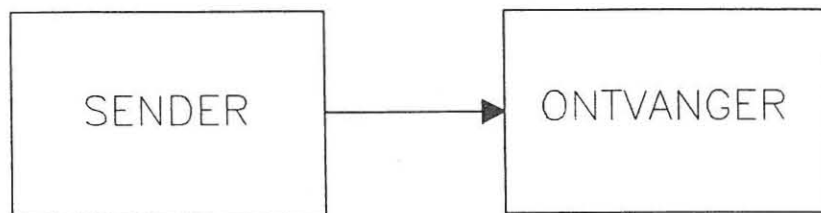
waar die kapasiteit in bisse/sekonde (b/s), die kanaalbandwydte (BW) in hertz en die drywing in watt gemeet word.

2.2.2 Verskillende Transmissiekanale

Na gelang van die verbruiker se kommunikasiebehoefes kan een van die volgende kanale gebruik word.

2.2.2.1 Die Simplekskanaal

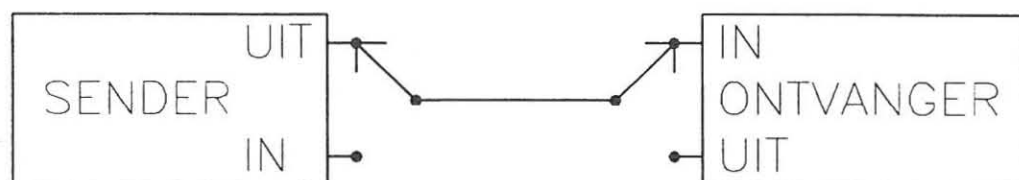
Gedurende simplekswerking vind transmissie slegs in een rigting plaas, naamlik vanaf die sender na 'n ontvanger, soos getoon deur figuur 2.2.



Figuur 2.2 Simplekswerking

2.2.2.2 Die Halfduplekskanaal

Gedurende halfduplekswerking vind die transmissie in beide rigtings plaas, maar nie gelyktydig nie, soos getoon deur figuur 2.3.



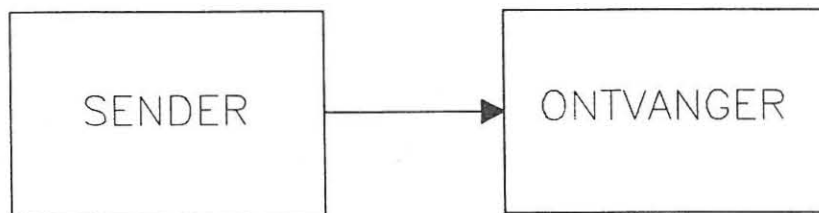
Figuur 2.3 Halfduplekswerking

2.2.2 Verskillende Transmissiekanale

Na gelang van die verbruiker se kommunikasiebehoefte kan een van die volgende kanale gebruik word.

2.2.2.1 Die Simplekskanaal

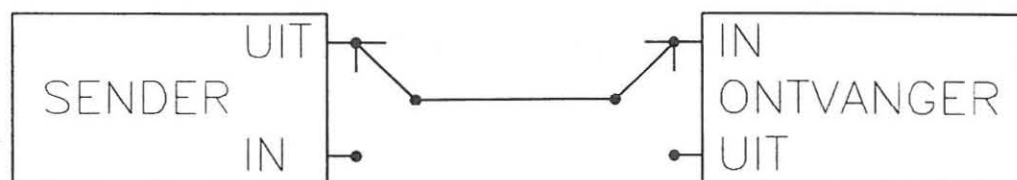
Gedurende simplekswerking vind transmissie slegs in een rigting plaas, naamlik vanaf die sender na 'n ontvanger, soos getoon deur figuur 2.2.



Figuur 2.2 Simplekswerking

2.2.2.2 Die Halfduplekskanaal

Gedurende halfduplekswerking vind die transmissie in beide rigtings plaas, maar nie gelyktydig nie, soos getoon deur figuur 2.3.

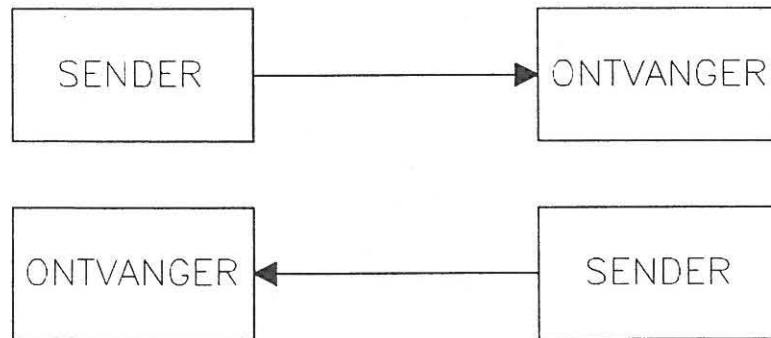


Figuur 2.3 Halfduplekswerking

Hierdie transmissiemetode kan van 2-draad- of 4-draadkringe gebruik maak. 'n 2-Draadkring vereis dat die lyn by die sender en ontvanger heen en weer geskakel word, terwyl die verbinding by 4-draadwerking permanent is.

2.2.2.3 Die Volduplekkskanaal

Gedurende volduplekswerking vind transmissie gelyktydig in beide rigtings plaas, soos deur figuur 2.4 getoon word.



Figuur 2.4 Volduplekswerking

Volgens Sinnema en McGovern (1986:34) word 4-draadkringe meestal vir volduplekswerking gebruik, om sodoende die skakeling wat vir 2-draadwerking verlang word uit te skakel.

2.3 Bandwydte

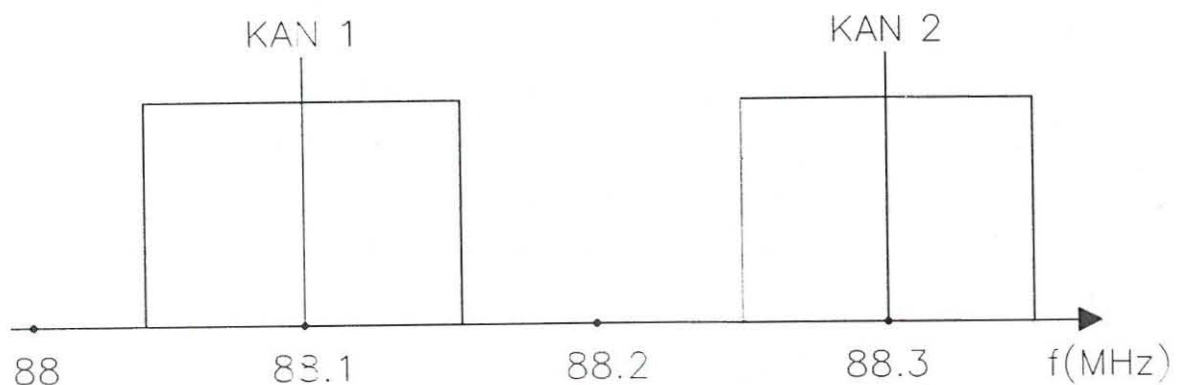
'n Transmissiekanaal gebruik 'n sekere frekwensiestrek om die elektriese energie wat die data bevat te send. Die inligting wat oor 'n kanaal gestuur word maak van meer as een frekwensie gebruik. 'n Verspreiding van frekwensies wat rondom die fundamentele frekwensie voorkom, word die bandwydte genoem.

'n Kanaal moet oor voldoende bandwydte beskik om die hoeveelheid data, wat gestuur moet word, te kan hanteer. 'n Smal bandwydte beperk die transmissietempo. So word byvoorbeeld vir analoge spraakseine oor 'n transmissielyn 'n bandwydte van 3 kHz benodig, terwyl 'n televisiekanaal 'n bandwydte van 6 MHz benodig, waarvan 5,5 MHz video inligting bevat.

Die data vanaf 'n rekenaar na sy drukker gebruik 'n bandwydte van 50 Hz tot 100 kHz. Indien die tempo waarteen die inligting gesend word toeneem, word 'n groter bandwydte verlang (Schweber, 1988:26).

Die groter vraag na bandwydte lei daartoe dat die seine al hoe meer frekwensieruimte van die beskikbare band opneem. So kan die hoë frekwensieband van 3 tot 30 MHz minder as vyf televisieseine akkommodeer, terwyl die band duisende spraakseine kan akkommodeer. Die baie hoë frekwensieband is 300 MHz wyd en is in staat om ongeveer vyftig televisiekanale te akkommodeer.

Aangesien daar slegs 'n beperkte bandwydte beskikbaar is, moet dit met groot verantwoordelikheid gebruik word om inmenging met die aangrensende seine te vermy. 'n Groot deel van die bandwydte word gebruik om die verskillende kanale van mekaar te skei om aangrensende kanaal steurings uit te skakel. Figuur 2.5 toon hoe twee kanale in die FM band geskei word om aangrensende steurings te vermy.



Figuur 2.5 Die FM kanaalspasiëring

Dieselfde beginsels geld ook ten opsigte van digitale dataseine wat deur aangrensende kanaal steurings nadelig beïnvloed word.

2.3.1 Bandwydte en dataseine

Die bandwydte wat benodig word om 'n sekere aantal bisse te stuur, is vyf tot tien keer die bitempo (Schweber, 1988:36). Om 1000 b/s teen die basisband te stuur, word 'n bandwydte van 5 kHz tot 10 kHz dus vereis. 'n Doelwit met datakommunikasiesistels is om die maksimum aantal b/s oor 'n kanaal met 'n sekere bandwydte te stuur en om terselfdertyd foute tot 'n minimum te beperk.

2.4 Asinchrone- en Sinchronetransmissie

Gedurende datatransmissie is dit belangrik om te weet wanneer die datatransmissie begin, hoe lank die datareeks is en wanneer dit eindig.

Dit is nie voldoende om te weet dat die data byvoorbeeld teen 1200 b/s ontvang word nie, daar moet 'n verwantskap tussen die fase van die data wat ontvang word en die klokpulse bestaan. Deur sinchronisasie word die klok van die ontvanger in pas met die klok van die sender gebring. Daar is twee metodes waarvolgens die tydsinchronisering gedoen kan word, naamlik asinchrone- en sinchronetransmissie.

2.4.1 Asinchronetransmissie

Tydens asinchrone seriale transmissie word sinchronisasie bewerkstellig deur addisionele bisse saam met die datakarakters te stuur. Die addisionele bisse word sinchronisasie bisse genoem en word aan die ontvangskant gebruik om die korrekte vertolking van die ontvangde seine te verseker.

By asinchronetransmissie word die bisse soos in figuur 2.6 gekodeer om 'n karakter te vorm.

Die beginbis, wat altyd laag is, toon aan die ontvanger dat daar 'n karakter gaan volg. Die karakter bestaan in hierdie geval uit sewe bisse en volg op die beginbis, daarna volg die pariteitsbis en twee stopbisse wat altyd hoog is. Die stopbisse toon dat die transmissie van die datakarakter voltooi is.



Figuur 2.6 Asinchronetransmissie

Verder blyk dit dat vir die transmissie van elke karakter 11 bisse gebruik word. Die stelling geld slegs vir die stelsel onder bespreking, waar die data uit 7 bisse bestaan. Ander stelsels maak van 5,6 of 8 databisse gebruik (Hall, 1983:325).

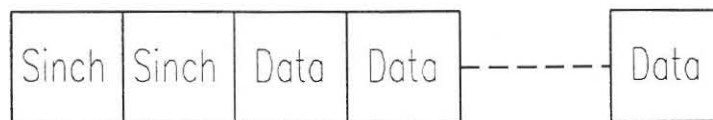
2.4.2 Sinchronetransmissie

Gedurende asinchronetransmissie (soos getoon deur figuur 2.6) gaan ongeveer 27 persent van die tyd as gevolg van die begin en stopbisse verlore. Indien die sender en die ontvanger dieselfde klok gebruik, kan beide gelyktydig begin en daar is nie begin en stopbisse nodig nie.

Met sinchronetransmissie word 'n groot groep karakters as 'n aaneenlopende bisreeks gesend. Volgens Hall (1983:335) voorsien die ontvangkring 'n klokpuls wat met die inkomende sein gesinchroniseer is. Enige tydsverskil word beperk deur die klok van die ontvanger met die van die sender te sinchroniseer.

Voordat enige inligting gesend word, word daar eers een of twee sinchroniseerkarakters gestuur (Uffenbeck, 1987:370).

Die ontvanger herken die klokpulse en sinchroniseer dienooreenkomstig. Na sinchronisasie kan daar met die send van die inligtingskarakters voortgegaan word, soos getoon deur figuur 2.7.



Figuur 2.7 Sinchronetransmissie

2.5 Kanaalkodering

Datakommunikasiesistelsels maak soms van kodering gebruik om die betroubare transmissie van digitale inligting oor kanale met ruis te verseker.

Die binêre boodskapreeks wat op die inset van die enkodeerder gekoppel word, word van 'n databron verkry. Die kanaalkodeerder voorsien die datareeks van oortolligheid, deur addisionele bisse by die bestaande inligtingsreeks te voeg om die regstelling van foute in die ontvanger te vergemaklik (Gibson, 1993:345).

Deur enkodering word die datatempo waarteen die transmissie geskied ook verhoog. Die twee mees bekende kodes wat in kommunikasiesistelsels gebruik word, is blok- en konvolusiekodes.

2.5.1 Blokkodes

Die kanaalkodeerder verdeel die inset datareeks sodat datablokke op die uitset verkry word. Elke datablok word 'n kodewoord genoem.

Lineêre blokkodes maak van pariteitsbisse gebruik om foutregstelling te bewerkstellig. Gedurende enkodering word 'n blok wat uit k databisse bestaan in 'n langer blok met n kodewoorde omskep (Sklar, 1988:269).

Die gebruik van bispariteit behels dat die enkodeerder by die k databisse 'n addisionele bis voeg om $n = k+1$ bisse te lewer. Die addisionele bis verteenwoordig die modulo-2 (mod-2) som van die databisse wat 'n ewe pariteitsbis genoem word, terwyl die komplement van die som 'n onewe pariteitsbis genoem word.

Die mod-2 opteller funksioneer as volg:

$$0 \oplus 0 = 0$$

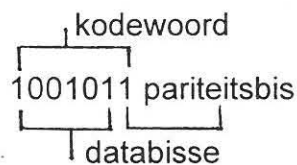
$$0 \oplus 1 = 1$$

$$1 \oplus 0 = 1$$

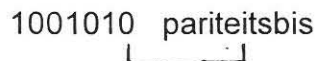
$$1 \oplus 1 = 0$$

Die \oplus verteenwoordig die mod-2 opteller. Meer as twee bisse kan gekombineer word, byvoorbeeld die mod-2 som van 'n datareeks 100101 is 1.

Die kodewoord, na die byvoeging van 'n ewe pariteitsbis, is:



'n Onewe pariteitbis lewer:



Die bisreeks word van links na regs gelees.

Enige kodewoord kan gebruik word vir die identifisering van 'n onewe aantal foute per kodewoord in die ontvanger, deur bloot die pariteitsberekening te herhaal en met die pariteitsbis wat ontvang is, te vergelyk. 'n Alternatief is om die mod-2 som van al die bisse wat ontvang is te neem en te kyk of die resultante som 0 (ewe pariteit) of 1 (onewe pariteit) is (Schwartz, 1990:638).

Die mees algemene skryfwyse met kodes is om $r = n - k$ kontrole bisse by elke k bis inset te voeg (waar n die totale aantal bisse in die kodewoord verteenwoordig, terwyl k die oorspronklike inligtingsblok is) en dan word dit 'n (n,k) kode genoem. Die enkodeerder gee 'n n bis kodewoord vir elk van die 2^k moontlike inset k bis blokke. So sal 'n $(7,4)$ kode 3 pariteitsbisse vir elke 4 databisse opwek.

Hierdie beginsel kan gebruik word om foutregstellende kodes, byvoorbeeld Hammingkode, op te wek. Indien r se waarde toeneem is dit moontlik om meer komplekse foute reg te stel.

Met $r = 1$ kan daar geen regstelling van foute plaasvind nie, terwyl 'n toename van r die bandwydte vergroot.

'n Voorbeeld van 'n (7,4) kode met 3 pariteitsbisse en 4 databisse word deur figuur 2.8 getoon (Floyd, 1990:722).

Bisbenamings	P1	P2	M1	P3	M2	M3	M4
Bisposisie	1	2	3	4	5	6	7
Binêre getal	001	010	011	100	101	110	111

Figuur 2.8 'n Sewe bis regstellende kode

'n Kritieke doelwit is om die pariteitsbisse sodanig te kies dat die optimale aantal foute reggestel kan word sonder om effektiwiteit in te boet.

2.5.1.1 Die Hammingafstand (d_{\min})

Neem aan dat C_i en C_j enige twee kodewoorde van 'n blokkode is. Die kodewoorde kan in sommige bisposisies van mekaar verskil.

Gestel d_{ij} is die simbool wat die aantal posisies met verskille aantoon, byvoorbeeld:

$$C_i = 1000111$$

$$C_j = 0001011$$

Die twee kodewoorde verskil ten opsigte van die heel linker bis en die vierde en vyfde bisposisies van links. In hierdie geval is $d_{ij} = 3$. Veronderstel dat d_{ij} vir elke paar kodewoorde bepaal is, dan word die minimum waarde tussen die twee kodewoorde die Hammingafstand $d_{(\min)}$ genoem.

Dit is moontlik dat wanneer bepaal moet word watter ontvangde kodewoorde die korrekte inligting bevat, sommige van die ontvangde kodewoorde foutief sal wees as gevolg van ruis. Die opsporing van foute word vergemaklik indien daar baie verskille in die kodewoorde voorkom (Taub en Schilling, 1986:534).

Die grootste moontlikheid vir verwarring tussen woorde bestaan waar d_{ij} 'n minimum is. Die Hammingafstand het die volgende twee belangrike eienskappe:

- As daar D foute in die ontvangde kodewoord is, is dit moontlik om deur

$$D \leq d_{\min} - 1$$

te bepaal of die kodewoord wat ontvang word geldig is.

- As daar t foute in die woord wat ontvang word voorkom, kan indien

$$2t + 1 \leq d_{\min} \leq 2t + 2$$

bepaal word of die woord wat ontvang word ongeldig is en die foute kan reggestel word (Taub en Schilling, 1986:535).

2.5.2 Konvolusiekodes

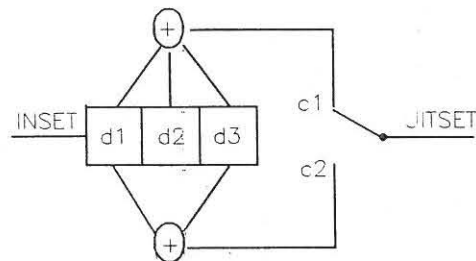
Die blokkode maak van datareekse met 'n vasgestelde lengte gebruik, terwyl konvolusiekodes aaneenlopende datareekse verteenwoordig. By konvolusiekodes is die uitsetbisse nie net van die huidige insetbisse afhanklik nie, maar ook van die vorige bisse. Hierdie eienskap van die konvolusie enkodeerder voorsien die enkodeerder van 'n geheue (Halsall, 1992:740).

Deur die gebruik van konvolusiekodes is die ontvanger in staat om foutregstellig te doen, sonder om ekstra energie vir die send van oortollige bisse te gebruik. 'n Konvolusiekode word deur 'n enkodeerder opgewek wat nie net van die k boodskapbisse nie, maar ook van die vorige $m - 1$ bisse afhanklik is, waar m die addisionele bisse is wat in 'n skuifregister teenwoordig is, naas die insetbis.

Die konvolusie enkodeerder bestaan uit 'n skuifregister met K stadiums, waar die inset databisse een op 'n keer deur die register geskuif word. Deur mod-2 optellers word die inhoud van die skuifregister bepaal en 'n uitset c word verkry.

Daar is dus c bisse uit vir elke bis wat op die inset van die skuifregister ingeskuif word.

'n Voorbeeld van 'n $K = 3$, $c = 2$ konvolusie enkodeerder word deur figuur 2.9 getoon (Freeman, 1987:370).



Figuur 2.9 1/2 Konvolusie enkodeerder.

Die enkodeerder bestaan uit K wipkringe, waar K die beperkingslengte van die konvolusie enkodeerder genoem word en c die aantal mod-2 optellers verteenwoordig. Die inset databisse word een vir een in die register geskuif en die som van die mod-2 optellers word op die uitset verkry. Daar word dus vir elke insetsein twee uitsetbisse gedurende dieselfde periode verkry. Daarom word die enkodeerder in figuur 2.9 'n 1/2 konvolusie enkodeerder genoem.

Volgens Brierly (1986:48) kan hierdie enkodeerder as 'n stelsel met vier stadië beskou word, omdat die aantal stadië deur die inhoud van die eerste twee stadië, d_1 en d_2 , van die skuifregister bepaal word.

Deur figuur 2.9 word die drie stadië van die skuifregister as d_1 , d_2 en d_3 en die uitsetbisse as c_1 en c_2 geïdentifiseer. Volgens Schwartz (1990:668) is die twee uitsette:

$$c_1 = d_1 \oplus d_2 \oplus d_3$$

$$c_2 = d_1 \oplus d_3$$

Die kodering is 'n aaneenlopende proses soos die databisse deur die register geskuif word. Tabel 2.1 toon tipiese inset en uitsetbisse van 'n 1/2 konvolusie enkodeerder.

Tabel 2.1 Inset en uitsetbisse van 'n 1/2 konvolusie enkodeerder

TYD:	1	2	3	4	5	6	7	8
INSETBISSE:	0	1	1	0	1	0	0	1
UITSETBISSE:	00	11	01	01	00	10	11	11

Die enkoderingsproses voorsien oortolligheid aan die stelsel. Omdat die beperkingslengte K die geheue van die stelsel verteenwoordig, bepaal deur die aantal skuifregisters, sal 'n groter K die dekodeerder in staat stel om foute wat gedurende transmissie ontstaan het, uit te skakel (Schwartz, 1990:669).

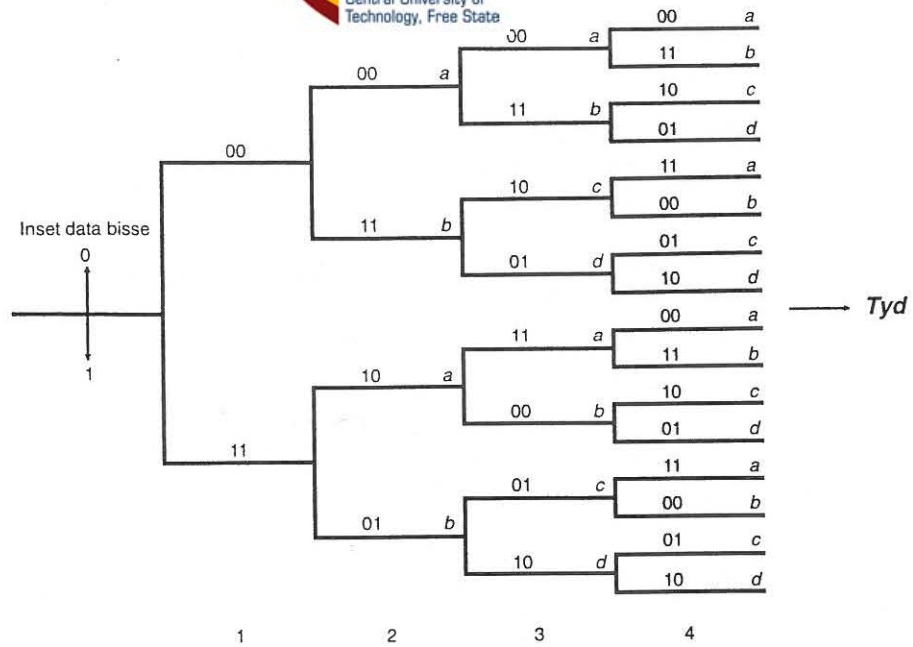
Die verwantskap tussen die in- en uitsetreeks van die konvolusie enkodeerder kan deur die volgende drie metodes bepaal en voorgestel word, naamlik: die vertakkingsdiagram, die trellisdiagram en die standdiagram.

2.5.2.1 Die Vertakkingsdiagram

'n Reël by die vertakkingsdiagram is dat 'n insetbis van 0 altyd die boonste vertakking en 'n insetbis van 1 die onderste vertakking volg. Die vertakkingsdiagram van figuur 2.10 is geldig vir die 1/2 konvolusie enkodeerder, in figuur 2.9.

Vanaf stand a, kan die enkodeerder by a bly of na b beweeg, vanaf b kan na stand c of d beweeg word, vanaf c kan daar na a of b beweeg word en vanaf d kan daar by d gebly word of na c beweeg word.

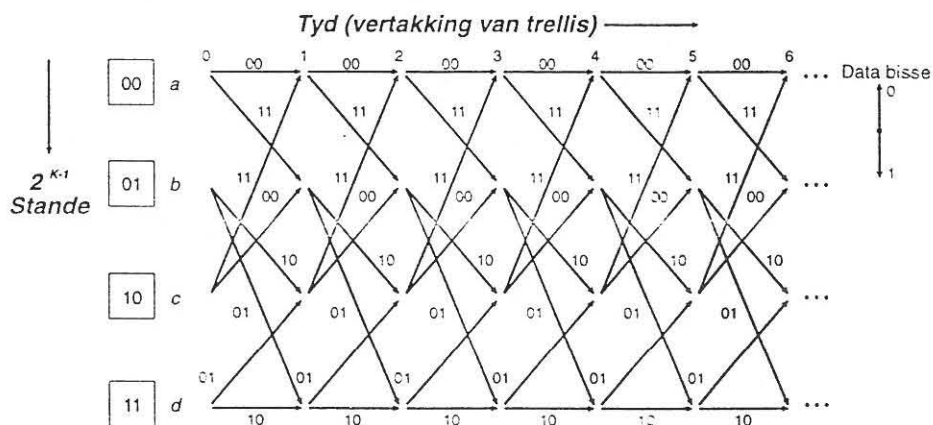
Namate daar na die verskillende stande beweeg word, word die pad langer en kan daar 'n duideliker onderskeid tussen die paaie getref word. Deur die vertakkingsdiagram te gebruik kan in die ontvanger bepaal word of daar gedurende transmissie foute ontstaan het of nie.



Figuur 2.10 Vertakkingsdiagram van 1/2 enkodeerder

2.5.2.2 Die Trellisdiagram

'n Tweede metode waarvolgens die koderingsproses geëvalueer kan word, is om deur die trellisdiagram te bepaal of die regte uitsetbisse vir 'n bepaalde insetsein verkry word. Die samestelling van die konvolusie enkodeerder bepaal die aantal stande van die trellisdiagram. Figuur 2.11 is die voorstelling van 'n trellisdiagram, soos verkry uit Schwartz (1990:672), vir die 1/2 enkodeerder in figuur 2.9.

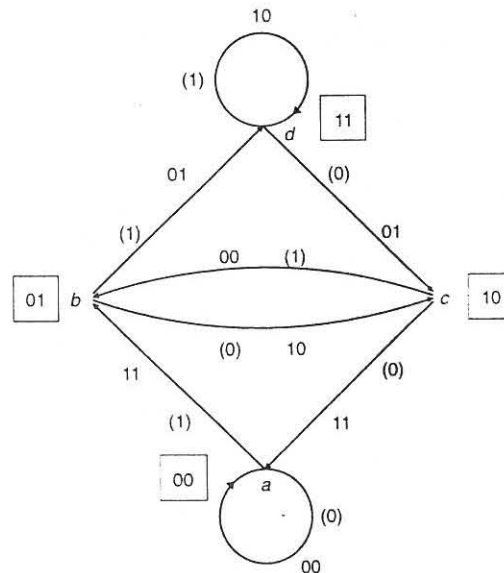


Figuur 2.11 Trellisdiagram van die 1/2 enkodeerder.

Die vierstand trellisdiagram verdeel by elke punt in twee dele, die boonste verteenwoordig 'n 0 inset en die onderste 'n 1. Wanneer die bisreeks 'n verdere punt op die trellisdiagram bereik, moet daar telkens tussen twee moontlikhede gekies word.

2.5.2.3 Die Standdiagram

Uit die vorige besprekings is dit duidelik dat wanneer 'n konvolusie enkodeerder 'n bestendige toestand bereik, elke nuwe insetbis slegs een oorgang vanaf die een stand na die volgende veroorsaak. Hierdie oorgangsbeweging kan deur 'n standdiagram, soos getoon deur figuur 2.12, voorgestel word.



Figuur 2.12 Standdiagram van die 1/2 enkodeerder

Die vier stante word deur a,b,c en d getoon, wat ooreenstem met die vier stante van die trellisdiagram. Waar die getal tussen hakkies die onderskeie insetbisse verteenwoordig. Indien die enkodeerder in stand a is en die volgende bis is 1, veroorsaak dit 'n oorgang na stand b wat 'n uitset van 11 lewer. Met 'n insetbis van 0 word 'n sirkelbeweging by punt a egter uitgevoer en 'n uitset van 00 word verkry, terwyl die enkodeerder in dieselfde stand bly (Peebles, 1987:98).

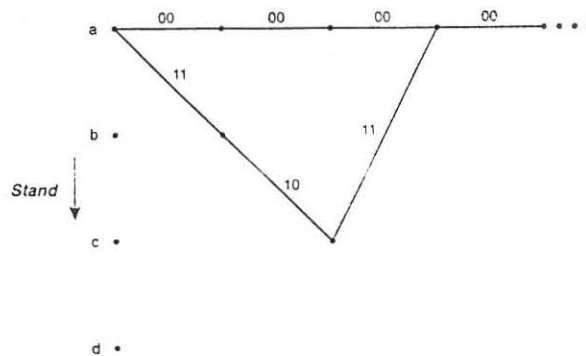
2.5.3 Foute in konvolusie enkodeerders

Volgens Schwartz (1990:682) kom 'n fout voor indien die pad wat gekies word van die korrekte pad afwyk.

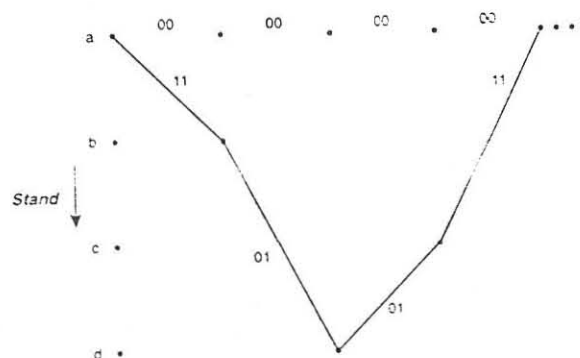
Die moontlike afwykings van die pad wat as die korrekte gekies is, kan bepaal word om sodoende die aard van die fout vas te stel. Die moontlike voorkoms van 'n fout word deur 'n afwyking vanaf die korrekte pad bepaal.

So kan daar deur die trellisdiagram, figuur 2.11, die boonste horisontale pad as die foutvrye pad beskou word, indien 'n reeks nulle opeenvolgens versend sou word. Om die teenwoordigheid van foute te bepaal moet daar gekyk word in hoe 'n mate die dekodeerder van die pad kan afwyk en wat die moontlikheid is dat dit wel kan gebeur (Schwartz, 1990:682).

Die 1/2 konvolusie enkodeerder, figuur 2.9, en die trellisdiagram, figuur 2.13, word vervolgens gebruik om foutopspring te verduidelik.



(a) Pad met 'n minimum Hammingafstand van 5



(b) Pad met 'n Hammingafstand van 6

Figuur 2.13 Bepaling van die Hammingafstand

Die afstand tussen al die kodewoordreekse moet geëvalueer word om die Hammingafstand te bepaal. Die minimumafstand is verwant aan die foutregstellende vermoë van die kode (Sklar, 1988:338).

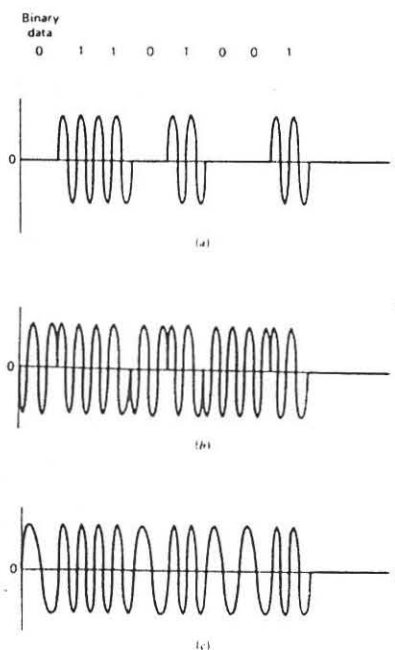
Die horisontale pad, 0, word verlaat om weer later daarby aan te sluit en dan word die Hammingafstand vir die bisreeks wat gesend is, bepaal.

Die kortste pad a-b-c-a-a, figuur 2.13(a), het 'n Hammingafstand van 5. Die trellisdiagram, figuur 2.13(b), toon 'n pad a-b-d-c-a met 'n Hammingafstand van 6.

Uit figuur 2.13 is dit duidelik dat die pad met 'n Hamming afstand van 5 die kortste minimum afstand het en dus die oorlewende pad verteenwoordig. Deur die trellisdiagram te gebruik kan al die afstande, wat van die nulpad afwyk, bepaal word (Freeman, 1987:377). Met behulp hiervan kan die oorlewende pad telkens geïdentifiseer word.

2.6 Modulasie Tegnieke

Modulasie is 'n proses waar die vorm van die draagfrekwensie deur die moduleersein, wat die inligting bevat, verander word.



Figuur 2.14 (a) ASS (b) PSS (c) FSS.

Gedurende modulاسie kan die amplitude, frekwensie of fase van die draaggolf verander word om sodoende amplitude-, frekwensie- of fasemodulasie te verkry.

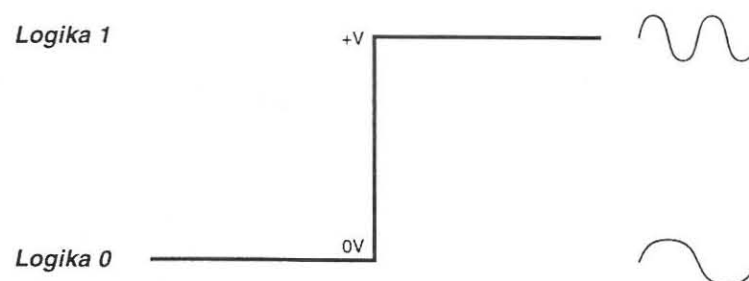
Daar is dus primêr drie modulاسietegnieke vir die transmissie van digitale seine ontwikkel, naamlik amplitude-skuifsleuteling (ASS), frekwensie-skuifsleuteling (FSS) en fase-skuifsleuteling (PSS), soos getoon deur figuur 2.14 (Haykin, 1988:274).

Die FSS en PSS seine het 'n konstante amplitude wat amplitude nie-lineêriteit uitskakel. Hierdie voordeel het daartoe gelei dat FSS en PSS meer algemeen gebruik word.

2.6.1 Frekwensie-skuifsleuteling (FSS)

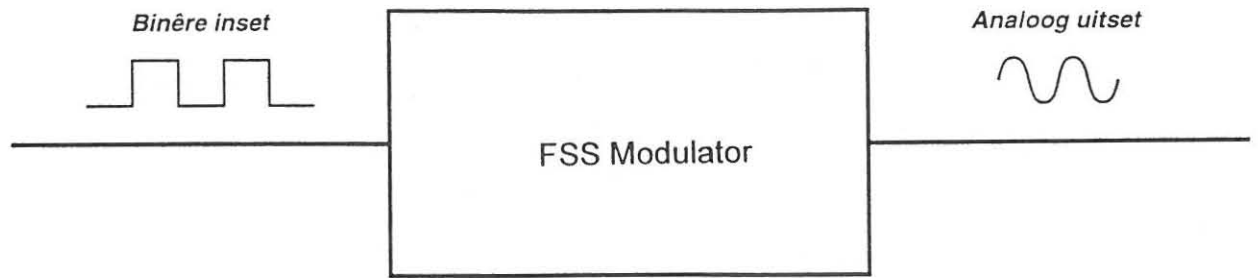
FSS is 'n konstante omhulling modulاسietegniek wat met frekwensiemodulasie ooreenstem, behalwe dat die moduleersein 'n binêre pulsreeks verteenwoordig, wat tussen twee spanningsvlakke wissel. FSS word hoofsaaklik vir lae frekwensie digitale modulاسie gebruik. Gedurende FSS modulاسie word die draagfrekwensie deur die binêre insetdata geskuif.

Soos die binêre insetsein wissel van logika 0 na 1. en andersom, skuif die FSS uitset tussen twee frekwensies, naamlik merk vir logika 1 en spasie vir logika 0. Bogenoemde word deur figuur 2.15 voorgestel (Tomasi, 1987:4).



Figuur 2.15 Spanning en frekwensieverhouding

Die blokdiagram van 'n FSS modulator, figuur 2.16. toon hoe die binêre insetbisse gedurende modulاسie na analoog uitsetseine verander word.



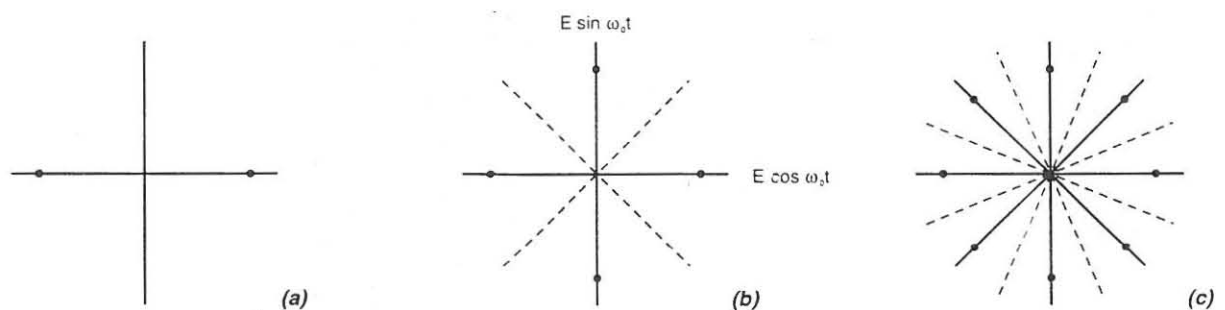
Figuur 2.16 Die FSS modulator

2.6.2 Fase-skuifsluteling (PSS)

Die PSS is 'n tegniek waar die amplitude van die insetsein die fase van die draagfrekwensie beïnvloed, sodat die uitsetseine deur 'n sekere aantal grade van mekaar geskei word.

PSS word as baie betroubaar beskou as gevolg van die konstante amplitude wat gehandhaaf word, die laer gevoeligheid vir seinvlak veranderinge en die redelike immuniteit teen foute (Killen, 1988:50).

Die PSS modulasetegniek kan as 2-PSS, 4-PSS, 8-PSS en selfs met meer fases gebruik word. Die syfer toon die aantal fases wat gebruik word, soos getoon deur figuur 2.17.

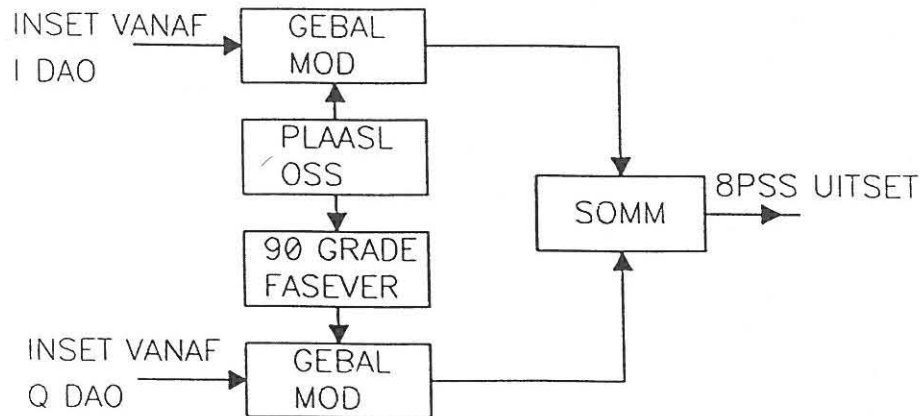


Figuur 2.17 (a) 2-PSS (b) 4-PSS (c) 8-PSS

8-PSS is in die navorsingsprojek gebruik en word vervolgens bespreek.

2.6.2.1 Agt fase-skuifsleuteling (8-PSS)

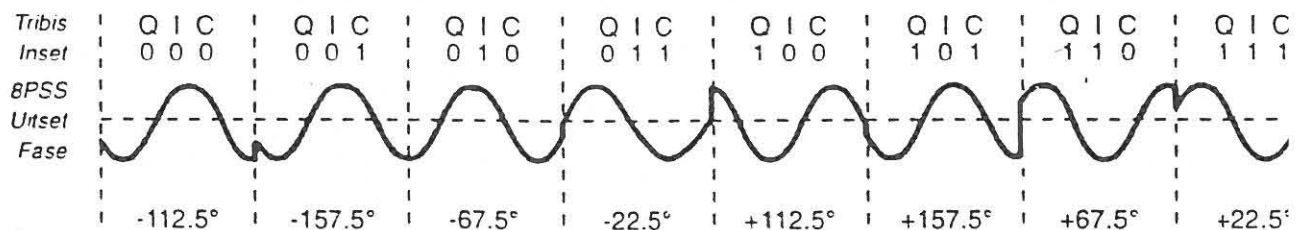
Die 8-PSS modulator het agt verskillende uitset fases. Om die agt fases te verkry, word die I en Q insette met twee draaggolwe, waarvan die een met 90° geskuif is, gemoduleer en die uitsette gesommeer (sien figuur 2.18).



Figuur 2.18 8-PSS modulator

Die insette vanaf die digitaal-na-analogomsetters word na die gebalanseerde modulators gevoer, waar die seine met die draagfrekwensies gemoduleer word. Na die modulasieproses word die uitsette van die twee modulators gesommeer om 'n 8-PSS uitset te lewer.

Die uitsetfase-teenoor-tydverwantskap van 'n 8-PSS modulator, soos uit Tomasi (1987:29) verkry, word deur figuur 2.19 getoon.

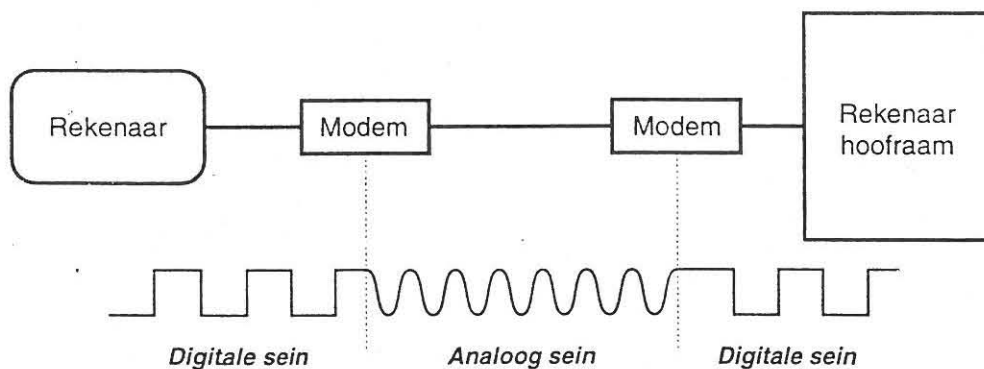


Figuur 2.19 Uitsetfase/tydverwantskap vir 'n 8-PSS modulator

2.7 MODEMS

Die transmissie van digitale seine oor 'n analoge spraakkanaal met 'n bandwydte van 300 tot 3400 Hz, vereis dat die seine met 'n draagfrekwensie gemoduleer word. Die inkomende seine word in die ontvanger gedemoduleer om sodoende die oorspronklike seine weer in digitale formaat te kry. Die toestel wat die modulering en demodulasie uitvoer word 'n modem genoem.

Die primêre funksie van 'n modem is om as tussenvlak vir die digitale stelsel en die analoge kanaal te dien. In die sender skakel die modem die digitale seine om na analoge seine en in die ontvanger word die analoge seine na digitale seine omgesit, soos getoon deur figuur 2.20 wat uit Held (1991:8) verkry is.



Figuur 2.20 Seinomskakeling deur modems

Modems kan van asinchrone- of sinchronetransmissie gebruik maak.

Daar is twee tipes lyne beskikbaar om van te kies, die direkte skakellyn of 'n privaatlyn. Wanneer die skakellyn gebruik word, word die modem aan die gewone telefoonlyn verbind, waar die lyn net soos vir 'n gewone oproep gebruik word. Hierdie tipe diens is vir die kleiner gebruiker, teen 'n laer tarief beskikbaar.

Die direkte privaatlyn word deur groot ondernemings, wat permanente verbindings verlang, gebruik. In hierdie geval word 'n telefoonlyn op 'n permanente basis gehuur (Tomasi, 1987:89).

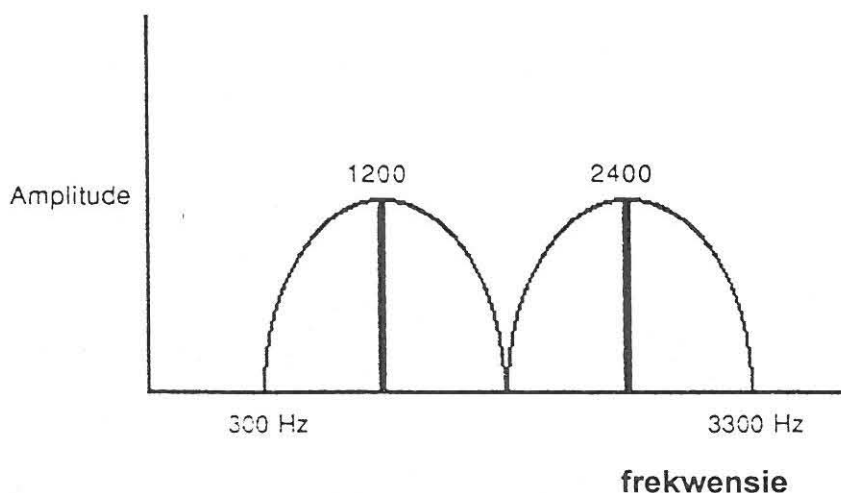
Om 'n nasionale diens te lewer, word die onderskeie telefoonsentrales deur oopdraad roetes, koaksiale kables, optiese vesel kables, digitale draerstelsels, mikrogolfstelsels of satellietstelsels verbind.

Modems word basies in drie groepe verdeel, naamlik:

- lae spoed modems
- medium spoed modems
- hoë spoed modems

2.7.1 Lae Spoed Modems

Die spoed waarteen data gestuur word, word deur die kwaliteit van die lyn, die bandwydte beskikbaar en die omvang van die data bepaal. Die lae spoed modems werk teen 300 tot 2400 bisse per sekonde en half- of volduplekstransmissie word gebruik. As modulاسie tegniek word van FSS of PSS gebruik gemaak. Figuur 2.21, verkry uit Held (1991:121), toon die kanaalbesetting van 'n tipiese modem wat 1200 b/s gebruik. Die modem gebruik 1200 Hz as send- en 2400 Hz as ontvangsdraagfrekwensie, terwyl in die ontvanger 1200 Hz die ontvang- en 2400 Hz die senddraagfrekwensie verteenwoordig. Hierdeur word die 3 kHz bandwydte van 'n telefoonkanaal in twee kanale verdeel om volduplekstransmissie te verkry.



Figuur 2.21 Modem kanaalbesetting vir 1200 b/s werking

2.7.2 Medium Speed Modems

Die medium spoed modems werk teen tipies 4800 b/s en maak van PSS modulاسie gebruik. Die modems word oor skakel en privaat telefoonlyne met half- of volduplekswerking gebruik.

Die V27 datakommunikاسie standaard, soos gespesifiseer deur "The International and Telephone Consultative Committee" (CCITT) gebruik 'n draagfrekwensie van 1800 Hz en die datareekse word deur enkodering in tribiskodes, met elke kode wat 'n unieke fase voorstel, verdeel voordat transmissie plaasvind. Vanuit Held (1991:133) is tabel 2.2 verkry waar, vir differensiële PSS, getoon word dat agt fases deur die verskillende kombinasies van die tribiskodes verkry word.

Tabel 2.2 Faseverskuiwing teenoor biskombinasies

Tribis waarde Faseverskuiwing in grade

0 0 1	0°
0 0 0	45°
0 1 0	90°
0 1 1	135°
1 1 1	180°
1 1 0	225°
1 0 0	270°
1 0 1	315°

2.7.3 Hoë Spoed Modems

Om meer inligting vinniger te stuur, is hoë spoed modems ontwikkel wat 9600 en 14400 b/s oor 'n telefoonlyn kan stuur. Kwadratuur amplitude modulاسie (QAM), FSS en PSS tegnieke is tradisioneel oor skakel- en privaatlyne gebruik.

Gedurende 1984 is 'n TKM stelsel met 'n koderingswinst van 4 dB vir hoëspoed modems deur CCITT aanvaar om oor diskrete transmissielyne te gebruik. Voorheen is ongekodeerde transmissie teen 9600 b/s as die praktiese perk vir data modems beskou.

Sedertdien word modems met TKM gebruik om data betroubaar oor spraakkanale teen 14400 b/s en hoër te stuur (Ungerboeck, 1987:6). Tabel 2.3 soos verkry uit Green (1991:47) toon die standaarde van modems soos gespesifiseer deur CCITT.

Tabel 2.3 MODEM STANDAAARDE

CCITT	b/s	SINCHRONE	MODULASIE	DUPLEKS
V21	300	A	PSS	VOL
	1200	A/S	PSS	VOL
	2400	A/S	QAM	VOL
V23	1200	A/S	PSS	HALF/VOL
V26	2400	A/S	PSS	HALF/VOL
V27	4800	S	QAM	HALF/VOL
V29	9600	S	QAM	HALF/VOL
V32	9600	A/S	TKM/QAM	HALF/VOL
V33	14400	S	TKM	HALF/VOL

2.8 Trelliskodemodulasie (TKM)

Hierdie modulasetegniek, deur kodering en modulاسie te kombineer, is gedurende die afgelope dekade deur Dr Gottfried Ungerboeck van IBM se Zurich Navorsingslaboratorium ontwikkel (Schwartz, 1990:697).

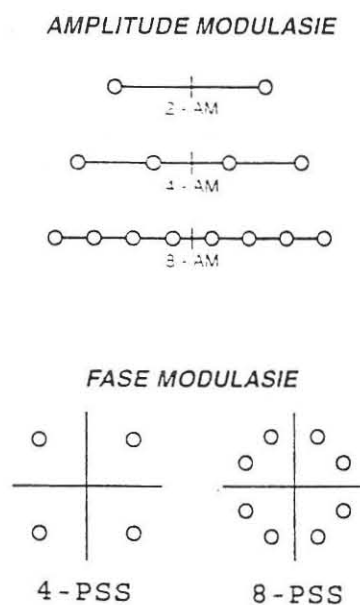
Een van die belangrikste voordele wat deur TKM verkry word, is 'n hoër koderingswins, teenoor die ongekodeerde meervlak stelsels, sonder om die bandwydte te vergroot of die energie te verhoog (Ungerboeck, 1987:5).

Die doel met tradisionele foutregstellende kodering is die deteksie en regstelling van foute oor digitale transmissiekanale. TKM verskil van die tradisionele koderingstegnieke ten opsigte van die volgende:

- kodering word gebruik om transmissiefoute tot 'n minimum te beperk in plaas daarvan om dit reg te stel
- enkodeerders en modulators word ontwerp om groot Euklidiese afstande te gee
- oortolligheid met kodering word deur seinuitbreiding voorsien sonder om die bandwydte te vergroot (Biglieri en Luise, 1992:3).

In konvensionele meervlak modulasiestelsels word daar gedurende elke modulatie interval deur die modulator m binêre bisse na $M = 2^m$ moontlike transmissie seine verander. Die demodulator herwin op sy beurt die data deur die insetspanning as 'n unieke geldige m -waarde te identifiseer.

Gedurende TKM word van twee-dimensionele modulatie gebruik gemaak waar die seine na konvolusie enkodering gemoduleer word om 8-PSS te verkry. Figuur 2.22 toon die seinkonstellasie vir een- en twee-dimensionele modulatie soos verkry uit Ungerboeck (1987:6)

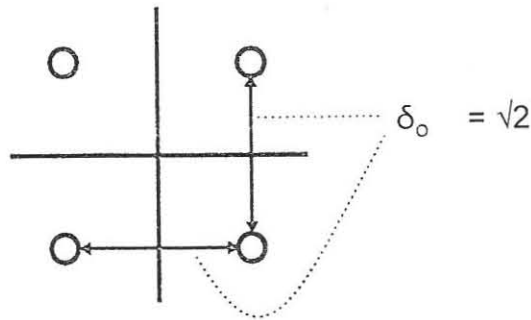


Figuur 2.22 Een en twee-dimensionele modulatie

Vir 'n kode met 'n tempo van $k/n \leq 1$, word $n-k$ oortollige kontrolebisse by elke k inligtingsbisse gevoeg. Deurdat die dekodeerder slegs diskrete kodebisse ontvang, word die Hammingafstand gebruik om in die dekodeerder die afstand te bepaal (Ungerboeck, 1987:6).

'n Minimum Hammingafstand d_{\min} verseker dat in die geval van konvolusie kodes die dekodeerder $[(d_{\min} - 1)/2]$ foute kan regstel.

Deur figuur 2.23 word die seinpunte vir 4-PSS ongekodeerde modulase getoon, met $\delta_0 = \sqrt{2} = 1.414$.

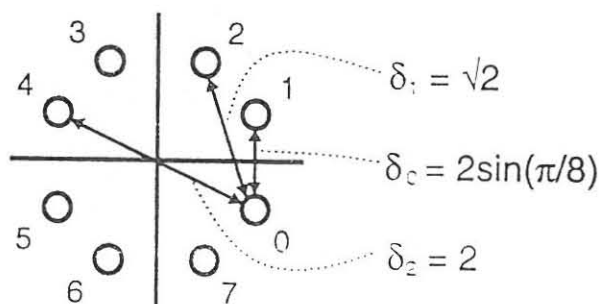


Figuur 2.23 4-PSS seinkonstellasie

Vir die ongekodeerde 4-PSS stelsel kan die dekodeerder die naaste sein kies. Die kortste afstand in die geval is $\sqrt{2}$ wat as δ_0 geïdentifiseer word en dit staan as die vryafstand bekend. Elke 4-PSS sein het twee aangrensende seine wat dieselfde afstand van mekaar geleë is. Die afstand δ word die Euklidiese afstand genoem.

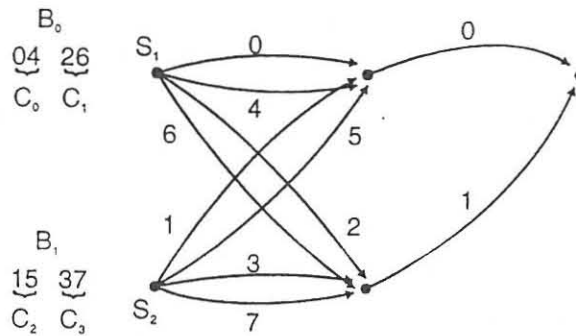
2.8.1 Euklidiese Afstand

Die seinpunte vir 8-PSS gekodeerde modulase word deur figuur 2.24 getoon, asook die afstande tussen die seine met $\delta_0 = 2\sin(\pi/8)$, $\delta_1 = \sqrt{2}$ en $\delta_2 = 2$.



Figuur 2.24 8-PSS Seinkonstellasie

Die minimum Euklidiese afstand tussen die seinpunte is $\delta_0 = 2\sin(\pi/8) = 0,765$.
Figuur 2.25 toon 'n tweestand trellis wat 8-PSS gebruik om twee inligtingsbisse per interval te stuur (Ungerboeck, 1987:7).



Figuur 2.25 Tweestand Trellisdiagram

Stand S_1 stem ooreen met die transmissie van die substelle (0,2,4,6) en S_2 met (1,3,5,7).

Die enkodeerder is altyd in een van die twee stande, naamlik S_1 of S_2 , vanwaar daar in elke geval vier oorgange moontlik is. Met die twee parallelle nodes kan daar dus ten alle tye 'n keuse tussen enigeen van die vier alternatiewe uitgange gemaak word, terwyl daar twee inligtingsbisse gedurende elke oorgang van een node na die ander gesend word.

Vir die ongekodeerde 4-PSS, figuur 2.23, het die oorkruis oorgange 'n afstand van 2, terwyl die res 'n minimum afstand van $\sqrt{2}$ het. Die tweestand trellis, figuur 2.25 kan op die S_1 stand deur (0,4) van een node na die ander beweeg word, terwyl met (2,6) van stand S_1 na S_2 beweeg word.

Die ompad dwing die enkodeerder om 'n langer pad te neem voordat na S_1 teruggekeer word, waardeur die afstand tussen die ooreenstemmende reekse vergroot word.

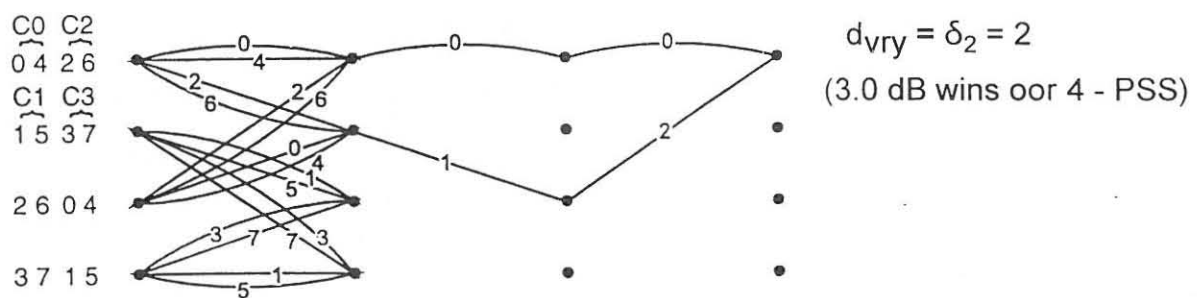
Aanvaar die enkodeerder is in stand S_1 by posisie 0. Afhangend van die volgende inligtingsbisse kan die enkodeerder of in stand S_1 bly of na S_2 oorskakel, waarna dit met die transmissie van die volgende twee inligtingsbisse na stand S_1 kan terugkeer. Hierdie proses het dus die volgende twee situasies tot gevolg:

- (1) S_1 na S_1 . Aanvaar die sein skakel vanaf stand 0 na 4 op die konstellasie in figuur 2.24. Die afstand tussen die twee opeenvolgende S_1 modusse is dus 2.

- (2) S1 na S2 en terug na S1. Aanvaar die sein skakel vanaf posisie 0 na 2 in figuur 2.24 (na S2). 'n Afstand van $\sqrt{2}$ is dus afgelê. Ten einde na S1 terug te keer moet pad 1 of 5 gevolg word. Aangesien 1 nader aan posisie 2 is lewer dit die minimum afstand, naamlik 0,765.

Die totale afstand tussen stand 0 en 1 is dus $\sqrt{(1.414^2+0,765^2)} = 1,607$, wat 'n hoër minimum afstand is, indien dit met die van die ongekodeerde 4-PSS se afstand van 1,414 vergelyk word. Deur die 4-PSS ongekodeerde stelsel met die 8-PSS stelsel te vergelyk, is dit duidelik dat met die 8-PSS stelsel 'n groter Euklidiese afstand verkry kan word (Lafrance, 1988:337).

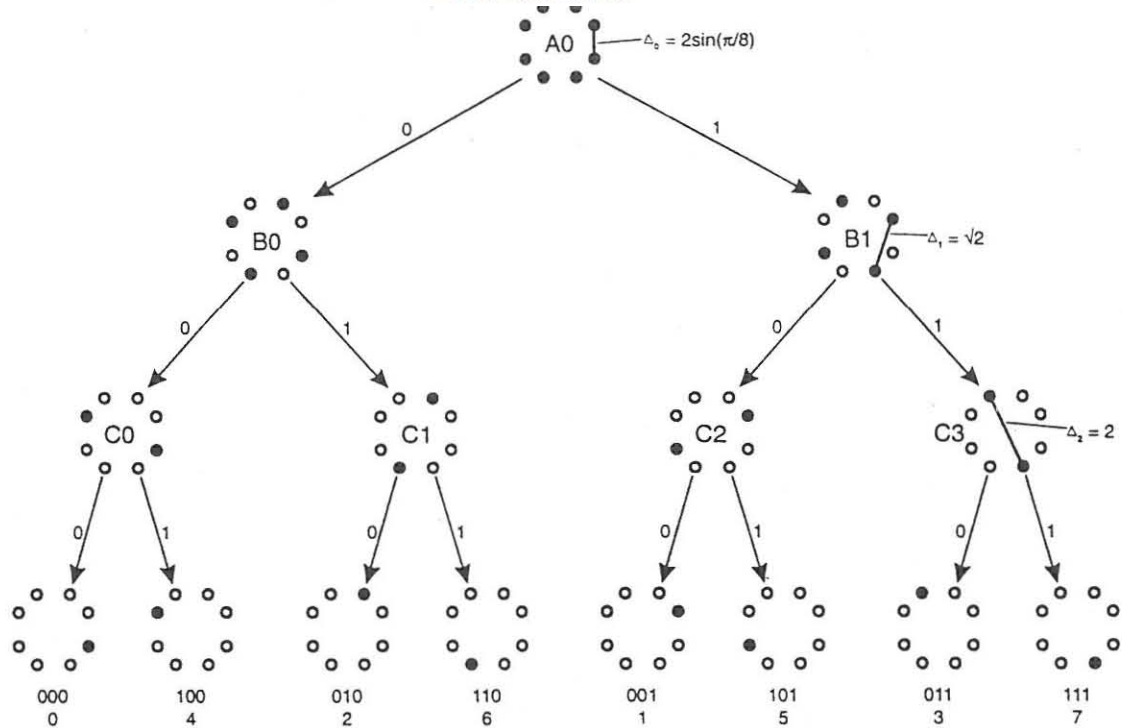
Dit is die beginsel waarvolgens TKM werk en deur 'n vierstand trellisdiagram te gebruik word 'n nog groter Euklidiese afstand, van $\delta_2 = 2$, verkry, soos getoon deur figuur 2.26 (Lafrance, 1988:338 en Ungerboeck, 1982:59).



Figuur 2.26 Vierstand trellisdiagram

2.8.2 Stelverdeling

Groot Euklidiese afstande word verkry deur stelverdeling te gebruik soos getoon deur figuur 2.27, vir 8-PSS.



Figuur 2.27 Stelverdeling

Die aanvanklike seinkonstellasie gee 'n minimum afstand $\delta_0 = 2 \sin(\pi/8)$. Vanaf die agt seine word twee stelle (B_0 en B_1) met vier seine elk, met 'n minimum afstand $\delta_1 = 1,414$ verkry. Deur die seine verder te verdeel naamlik B_0 in C_0 en C_1 en B_1 in C_2 en C_3 , is die minimum afstand $\delta_2 = 2$.

Wanneer die pad deur 'n trellisdiagram gaan, geld die volgende reëls soos verkry vanuit Lafrance (1988:340):

- Parallel oorgange vanaf enige trellisstand verseker die grootste minimum afstand.
- Vir 8-PSK is die maksimum Euklidiese afstand $\delta_2 = 2$ wat van seinstelle (0,4), (1,5), (2,6) en (3,7) verkry word, sien figure 2.27 en 2.24.
- Oorgange wat by dieselfde stand begin en eindig se minimum afstand is $\delta_1 = 1,414$, wat ooreenstem met (0,2,4,6) en (1,3,5,7).
- Al die seine het gelyke moontlikhede.

Die minimum afstand vir 8-PSS kan verder vergroot word deur 'n trellisdiagram met meer stande te gebruik. Volgens Thapar (1984:648) sal trelliskodes wat uit vier, agt of meer stande bestaan, se werking in die teenwoordigheid van additiewe ruis, tweede en derde harmonieke vervorming en fasebibber verbeter.

2.8.3 Koderingswins

Die koderingswins (KW) van 'n transmissiestelsel kan deur die volgende vergelyking bepaal word.

$$KW = 10 \cdot \text{Log}_{10} \frac{(d^2_{\min}/P_{\text{gem}})_{\text{gekodeer}}}{(d^2_{\min}/P_{\text{gem}})_{\text{ongekodeer}}} \quad (2.2)$$

waar d_{\min} die minimum afstand tussen die seinpunte van die ongemoduleerde konstellasie is en P_{gem} is die gemiddelde drywing vir elke seinreeks (Gitlin, Hayes en Weinstein, 1994:388).

Indien P_{gem} vir beide seine dieselfde is, word die koderingswins

$$KW = 10 \cdot \text{Log}_{10} \frac{(d^2_{\min})_{\text{gekodeer}}}{(d^2_{\min})_{\text{ongekodeer}}} \quad (2.3)$$

Die koderingswins van 'n 8-stand gekodeerde 8-PSS sein met $d_{\min} = \sqrt{(\delta_1^2 + \delta_0^2 + \delta_1^2)} = 2,141$ tot die ongekodeerde sein met $d_{\min} = \sqrt{2}$, is:

$$\begin{aligned} KW &= 10 \cdot \text{Log}_{10} \frac{(2,141)^2}{(\sqrt{2})^2} \\ &= 3,6 \text{ dB} \end{aligned}$$

Tabel 2.4 toon die koderingswins van 2/3 konvolusie enkodeerders met verskillende aantal stande.

Tabel 2.4 Koderingswins

STANDE	2/3 8-PSS ENKODEERDER
2	1.1 dB
4	3.0 dB
8	3.6 dB
16	4.1 dB
32	4.6 dB
64	4.8 dB
128	5.0 dB
256	5.4 dB
516	5.7 dB

Uit tabel 2.4 kan gesien word dat die gebruik van TKM die koderingswins van 3 tot bykans 6 dB verhoog deur bloot meer stande by te voeg.

2.9 OPSOMMING

'n Sender bestaan uit verskeie dele waardeur die inligting moet beweeg, voordat die transmissielyn bereik word.

Die inligting moet eers in 'n sekere formaat gerangskik word voor transmissie. Vir asinchrone digitale kommunikasie word bisse voor en agter die boodskapkarakters geplaas om die ontvanger met die sender te sinchroniseer. Na gelang van die behoefte kan tussen asinchrone- en sinchronetransmissie gekies word.

'n Blokkode bestaan uit 'n kodewoord met 'n vaste lengte. Die kodewoord kan uit (n,k) kodes bestaan, waar die lengte deur n voorgestel word en k is die aantal inligtingsbisse. Die oortoligheid wat bygevoeg word lei daartoe dat $n \geq k$ is.

Die konvolusie kode daarteenoor het 'n onbepaalde lengte en bevat 'n geheue element. Gedurende die enkoderingsproses hang die uitset databisse nie net van die inset af nie, maar ook van die bisse wat op daardie stadium in die wipkringse verkeer.

Die werking van die konvolusie enkodeerder kan met 'n vertakkings-, trellis- of standdiagram bepaal word.

Deur CCITT word modems in verskillende kategorieë verdeel om sodoende aan die transmissievereistes te voldoen. Deur die kombinerings- en modulasieprosesse is trelliskodemodulasie verkry. Die groter koderingswinst wat deur trelliskodemodulasie verkry word het daartoe gelei dat die tegniek meer algemeen in datakommunikasiesistels gebruik word.

HOOFSTUK 3

DIE ONTWERP VAN DIE TKM SENDER

3.1 Inleiding

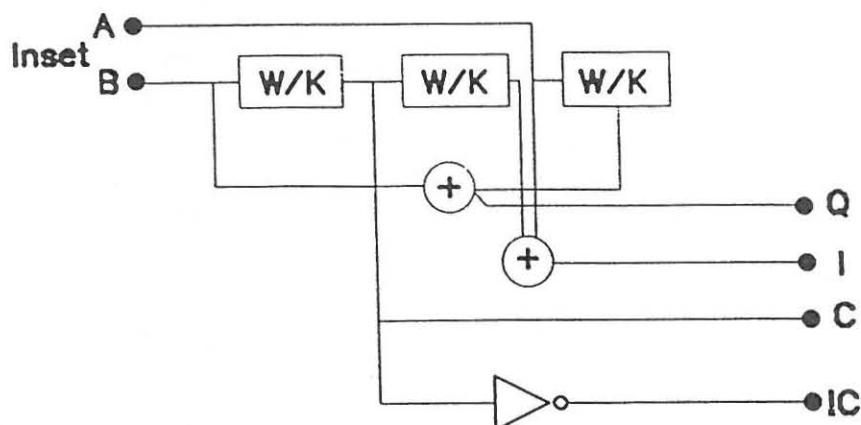
Die blokdigram van die trelliskodemodulasiesender word in bylaag A.1 getoon. Deur die TKM sender word enkodering en modulasie gekombineer om die minimum afstand tussen die seinpunte te verhoog en dus die moontlikheid van foute gedurende ontvangs te beperk, sonder om die gemiddelde drywing en bandwydte te verhoog.

Die sender word onder die volgende punte bespreek:

- die 2/3 enkodeerder en verdeler
- die 8-PSS modulator
- die banddeurlaatfilter
- die klokpulsgenerator
- die kragbron

3.2 Die 2/3 Konvolusie enkodeerder en verdeler

Die 2/3 konvolusie enkodeerder, soos in figuur 3.1, met 'n beperkingslengte $K = 3$, lewer vir elke twee insetbisse drie uitsetbisse.



Figuur 3.1 Die 2/3 konvolusie enkodeerder en verdeler

Deur hierdie tegniek te gebruik word oortolligheid bewerkstellig, waardeur foute beperk kan word.

Deur die programmering van 'n PML is die verlangde werking van die enkodeerder verkry. Op hierdie wyse word 'n hele aantal komponente deur een PML vervang.

Die penuitleg en die Boole uitdrukkings wat gebruik is om die 16R8 PML te programmeer, om as 'n 2/3 konvolusie enkodeerder en verdeler te funksioneer, word deur tabel 3.1 getoon.

Tabel 3.1 Penuitleg en Boole uitdrukkings van die 2/3 enkodeerder en verdeler

Pen 1 : KLOK
 Pen 2 : INSET = a
 Pen 3 : INSET = b
 Pen 4 : INSET = r
 Pen 10 : GND
 Pen 11 : !EN
 Pen 13 : UITSET = !m
 Pen 14 : UITSET = !l
 Pen 15 : UITSET = !k
 Pen 16 : UITSET = !c (C in bylaag A.2)
 Pen 17 : UITSET = !d (!C in bylaag A.2)
 Pen 18 : UITSET = !i (I in bylaag A.2)
 Pen 19 : UITSET = !q (Q in bylaag A.2)
 Pen 20 : VCC

Pen 13
 Uitdrukking : !m = !a + r
 Pen 14
 Uitdrukking : !l = k + r
 Pen 15
 Uitdrukking : !k = !b + r
 Pen 16
 Uitdrukking : !c = k + r
 Pen 17
 Uitdrukking : !d = !k + r
 Pen 18
 Uitdrukking : !i = a!l + !al + r
 Pen 19
 Uitdrukking : !q = b!m + !bm + r

Bylaag A.2 toon die kringdiagram van die 2/3 enkodeerder. Penne 2 en 3 van U2 is die twee insette wat van die twee 74LS73N wipkringe kom. Die twee wipkringe word gebruik om die seriale uitsetreeks vanaf die datagenerator in twee parallelle reekse te verdeel wat as insette vir die enkodeerder dien.

Penne 13 tot 15 van U2 verteenwoordig die uitsette van die drie skuifregisters. Na die mod-2 sommering word die uitsette as !C, Q, C en I op uitsetpennet 16 tot 19 verkry. Die r staan vir herstel en word gebruik om die wipkringe te herstel.

3.3 Die 8-PSS Modulator

Die 8-PSS modulator bestaan uit die volgende:

- die digitaal-na-analoog omsetters
- die gebalanseerde modulators
- die plaaslike ossillator
- die sommeerder

3.3.1 Die Digitaal-na-Analoog Omsetter (DAO)

Die kringdiagram van die DAO word in bylaag A.3 getoon. Die blokdiagram van die sender, bylaag A.1, toon dat die stelsel deur die 2/3 enkodeerder in twee afsonderlike bane verdeel word. Die twee binêre uitsetseine vanaf die verdeler, I en C, word op punte A en B (die selekteer insette) van die multiplekseerder (U1 op bylaag A3) ingevoer, terwyl die vier uitsette na die verstelbare weerstande gaan, waardeur die verlangde spanningsvlakke verkry word.

Die I en C insette word op die boonste DAO en Q en !C word op die onderste DAO van bylaag A1 ingevoer wat vier uitsetspannings gee. Die eerste operasionele versterker, U2A, word gebruik om die nulpunt (grond) in die middel van die vier spanningsvlakke vas te pen terwyl weerstande R5, R6 en RV5 vir fyner verstelling gebruik word om die vier spanningsvlakke simmetries om die nulpunt te verstel. Tabel 3.2 toon hoe 'n kombinasie van digitale insetbisse verskillende uitsetspannings op pen 6 van U2A gee.

Tabel 3.2 Die uitsetspannings van U2A

Insetbisse		Uitsetspannings
I	C	Pen 6
0	0	-0,188V
0	1	-0,454V
1	0	+0,188V
1	1	+0,454V

Die I en Q bisse word gebruik om die polariteit van die betrokke analoog uitsetspanning te bepaal, waar logika 1 'n positiewe en logika 0 'n negatiewe polariteit gee. Die C en I bisse bepaal die amplitude. 'n Logika 1 lewer 1,307V, terwyl logika 0 'n spanning van 0,541V lewer. Tabel 3.3 toon hoe 'n kombinasie insetbisse verskillende uitsetspanninge gee.

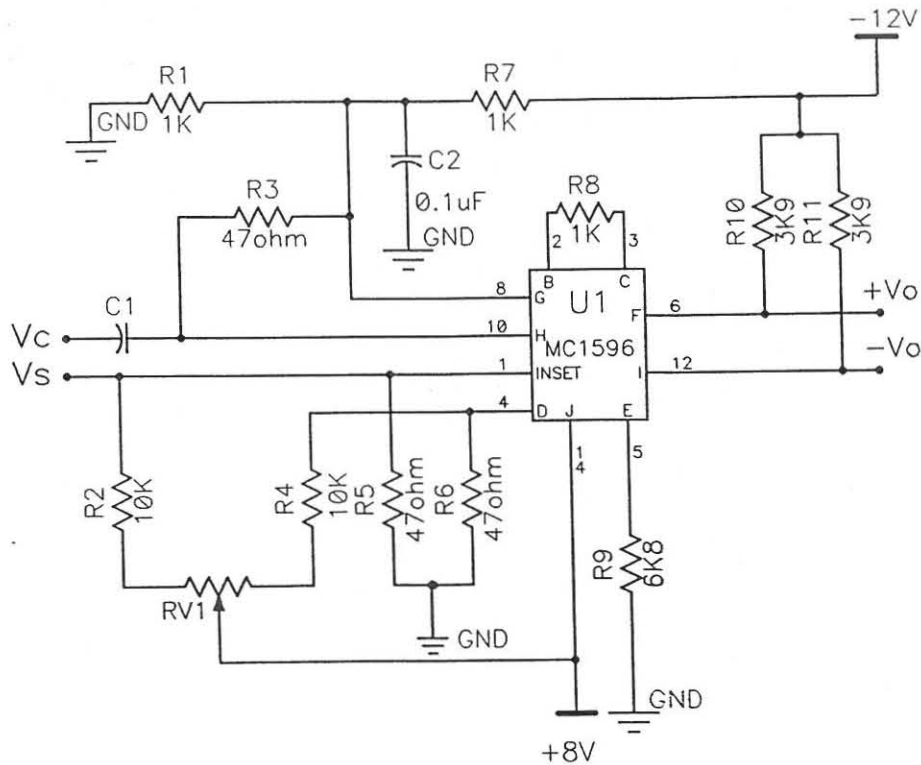
Tabel 3.3 Insetbisse en uitsetspannings van die DAOs

I	C	UITSET	Q	!C	UITSET
0	0	-0,541 V	0	1	-1,307 V
0	1	-1,307 V	0	0	-0,541 V
1	0	+0,541 V	1	1	+1,307 V
1	1	+1,307 V	1	0	+0,541 V

Die tweede operasionele versterker, U2B, word gebruik om die nodige versterking en faseomkering te lewer.

3.3.2 Gebalanseerde modulators

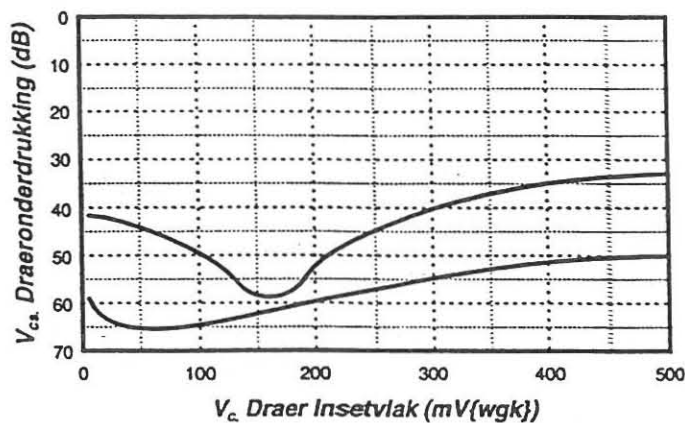
Deurdad die stelsel uit 'n I en Q baan bestaan, word twee modulators gebruik om 'n 8-PSS uitsetsein te gee. Die LM1496P gebalanseerde modulator (U1) word gebruik om 'n dubbelsyband met onderdrukte draaggolf uitset te gee. Die kringdiagram van die modulator word deur figuur 3.2 getoon.



Figuur 3.2 Die gebalanseerde modulator

Uitstekende wins en draaggolffonderdrukking word verkry indien die amplitude 60 mV (wgk) vir die draaggolf (V_c) en 160 mV vir die moduleersein (V_s) is.

Die amplitude van die draaggolf is baie belangrik, omdat die draaggolffonderdrukking direk daarvan afhanklik is, soos blyk uit figuur 3.3 verkry uit Motorola (1982:8-422).

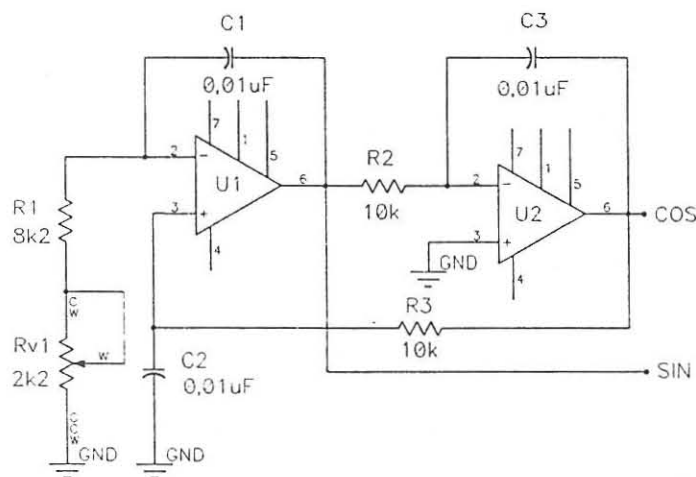


Figuur 3.3 Draaggolffonderdrukking teenoor insetseinvlak

Die draaggolfonderdrukking, van 40 dB, wat deur die betrokke modulator verkry is, wanneer 'n draaggolf van 1800 Hz met 'n inligtingsein van 800 Hz gemoduleer word, word in bylaag A.4 getoon.

3.3.3 Die Plaaslike Ossillator

Die plaaslike ossillator lewer twee draagfrekwensies van 1800 Hz met 'n faseverskil van 90°, aan die twee modulators. Die kringdiagram van die ossillator word deur figuur 3.4 getoon (Hughes, 1981:98).



Figuur 3.4 Die plaaslike ossillator

Die kring bestaan uit twee integreerders met positiewe terugvoering. Die sinus uitset word vanaf operasionele versterker U1 en die cosinus uitset vanaf operasionele versterker U2 verkry.

Die integreerders gee elkeen 'n 90° faseverskuiwing, wat die 90° faseverskuiwing tussen die sinus en cosinus uitsette bewerkstellig. Weerstand R_1 is effens kleiner as R_3 , om ossillasie te verseker.

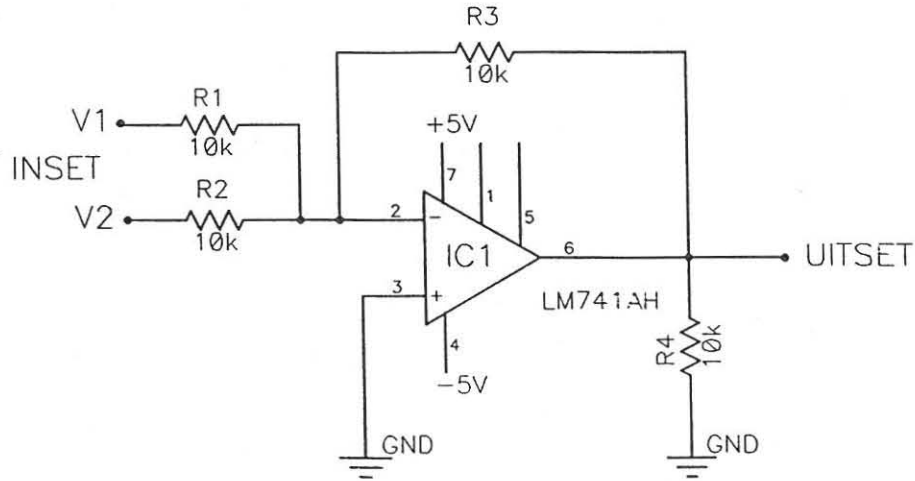
Indien $R_2 = R_3$ met $R_1 \leq R_3$ en $C_1 = C_2 = C_3$, kan die uitsetfrekwensie deur die volgende uitdrukking bepaal word:

$$f_{uit} = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_2} \quad (3.1)$$

Die ossillator is baie stabiel en voldoen aan die toelaatbare afwyking van ± 1 Hz.

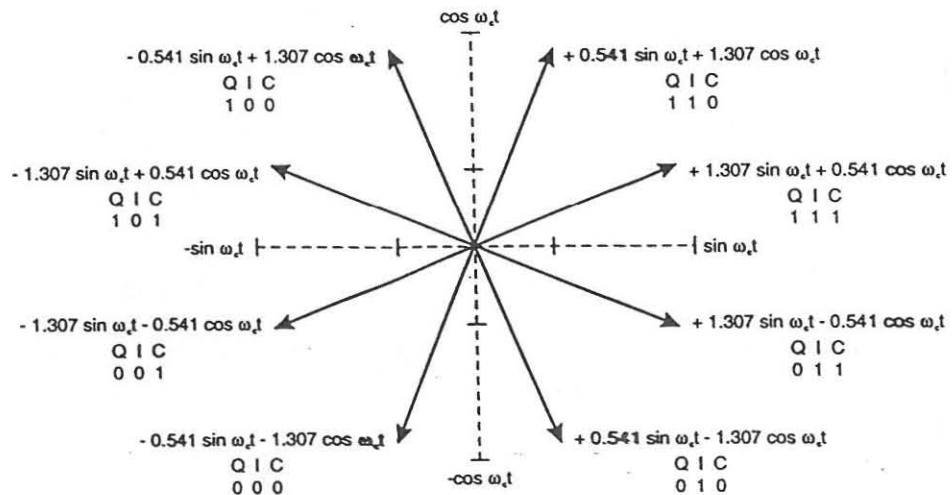
3.3.4 Die Sommeerder

Die funksie van die sommeerder is om die uitsette van die twee modulators saam te voeg, om sodoende 'n seinkonstellasie van agt seine te kry. Die kringdiagram van die sommeerder word deur figuur 3.5 getoon.



Figuur 3.5 Die sommeerder

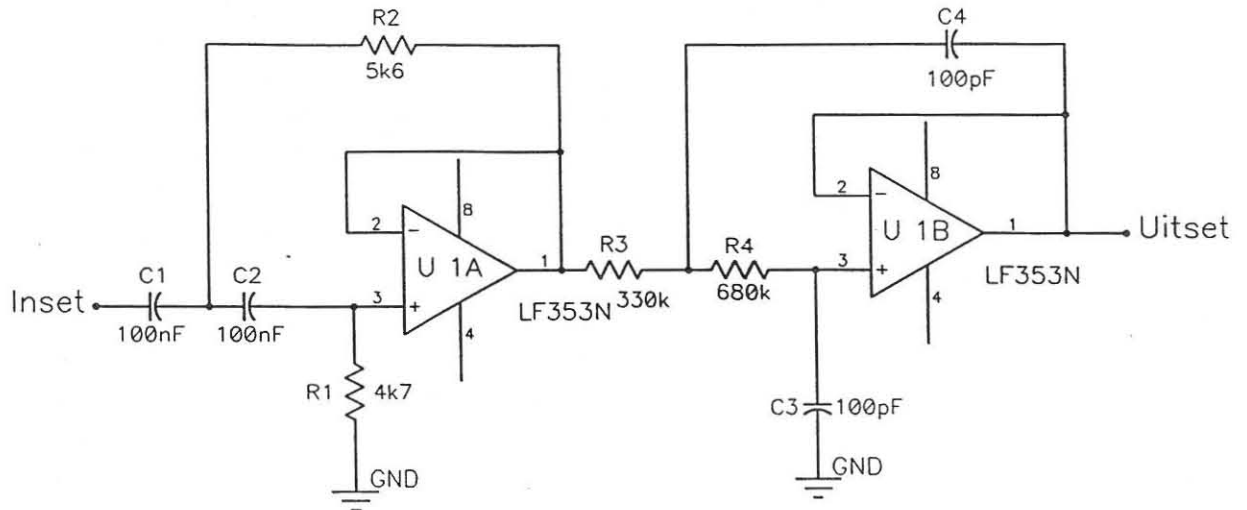
Die blokdiagram van die sender (bylaag A.1) toon dat daar 'n verdeling na die enkodeerder plaasvind. Die uitsette van die twee bane word deur die sommeerder gekombineer om 'n 8-PSS konstellasie uitset, soos getoon deur figuur 3.6, te lewer.



Figuur 3.6 Die uitsetkonstellasie van die sender

3.4 Die banddeurlaatfilter

Die banddeurlaatfilter word gebruik om die ongewenste transmissieseeine, wat van die sommeerder afkomstig is, te onderdruk. Figuur 3.7 toon die kringdiagram van die aktiewe Butterworth banddeurlaatfilter.



Figuur 3.7 Die banddeurlaat filter

Die twee afsnyfrekwensies van die filter is soos volg bepaal:

Onderste afsnyfrekwensie

$$f_{c_o} = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}$$

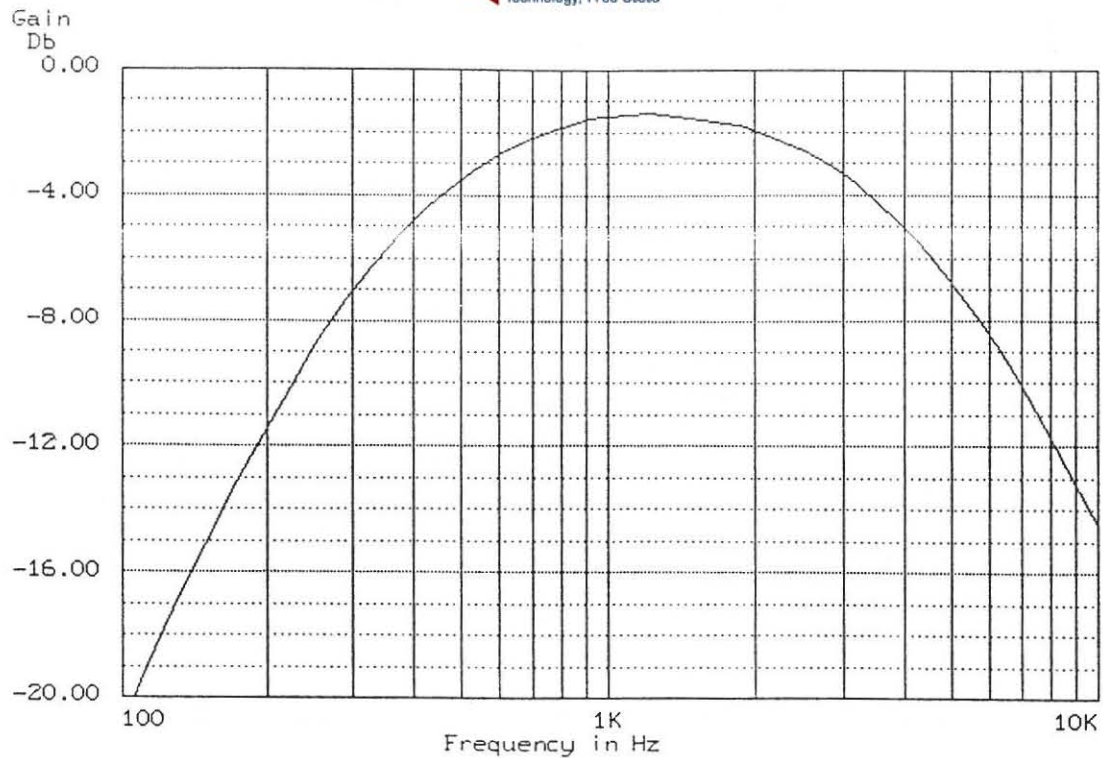
$$= 310 \text{ Hz}$$

Boonste afsnyfrekwensie

$$f_{c_b} = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_3 \cdot R_4 \cdot C_3 \cdot C_4}}$$

$$= 3359 \text{ Hz}$$

Die gesimuleerde uitsetkenkromme van die filter, figuur 3.8, toon dat die deurlaatband van 400 Hz tot ongeveer 3600 Hz strek.



Figuur 3.8 Uitsetkromme van filter

3.5 Die Klokpulsgenerator

Die kringdiagram van die klokpulsgenerator word in bylaag A.5 getoon. Die klokpulsgenerator bestaan uit 'n 6.144 MHz kristal ossillator met drie omkeerkringe. Die 6.144 MHz word deur sestien, tien en twaalf gedeel om die verlangde frekwensies te verkry.

3.5.1 Die 16-Deler

Die 16 deelfunksie word verkry deur 'n 16R4, as PML1 in bylae A5 getoon, te programmeer, om sodoende die 6.144 MHz uitset van die kristal ossillator na 384 kHz te verlaag.

Tabel 3.4 is die teltabel van die 16-deler. Die tabel toon die binêre uitsette en die omgekeerde van die uitsette, vanwaar die verlangde insetdata vir die D-tipe wipkringe verkry word.

Tabel 3.4 Die teltabel van die 16-deler

!A	!B	!C	!D	A	B	C	D	Da	Db	Dc	Dd
0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0
0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0	1
0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	0	0
0	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	1
0	1	0	0	1	0	1	1	1	0	1	0
0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1
0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	0
0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1
1	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	0
1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1
1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	0
1	0	1	1	0	1	0	0	0	0	1	1
1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0
1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1
1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0
1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1

Hierdie relatief ingewikkelde prosedure word gebruik omdat die 16R4 PML 'n aktief-lae uitset komponent is, terwyl 'n aktief-hoë uitset verlang word. Deur die teltabel te gebruik kan die Karnaugh kaart getrek word, soos getoon deur figuur 3.9. (Let wel dat die uitsette Da, Db, Dc en Dd van tabel 3.4, na die klokpuls die nuwe insette !A, !B, !C en !D word).

		CD			
		00	01	11	10
AB	00	1	0	0	0
	01	0	0	0	0
	11	1	1	1	1
	10	0	1	1	1

$$!A = AC + AD + AB + !A!B!C!D + !R$$

		CD			
		00	01	11	10
AB	00	1	0	0	0
	01	0	1	1	1
	11	0	1	1	1
	10	1	0	0	0

$$!B = BC + BD + !B!C!D + !R$$

		CD			
		00	01	11	10
AB	00	1	0	1	0
	01	1	0	1	0
	11	1	0	1	0
	10	1	0	1	0

$$!C = !C!D + CD + !R$$

		CD			
		00	01	11	10
AB	00	1	0	0	1
	01	1	0	0	1
	11	1	0	0	1
	10	1	0	0	1

$$!D = !D + !R$$

Figuur 3.9 Karnaugh kaart van die 16-deler

Tabel 3.5 toon die penuitleg en die Boole uitdrukkings waarmee die PML geprogrammeer is vir die sestien deelfunksie.

Tabel 3.5 Penuitleg en Boole uitdrukkings van die 16-deler

Pen 1 : KLOK
Pen 2 : INSET = !r
Pen 10 : GND
Pen 11 : !EN
Pen 14 : UITSET = !a
Pen 15 : UITSET = !b
Pen 16 : UITSET = !c
Pen 17 : UITSET = !d
Pen 18 : UITSET =
Pen 19 : UITSET =
Pen 20 : VCC

Pen 14
Uitdrukking : !a = ac + ad + ab + !a!b!c!d + !r
Pen 15
Uitdrukking : !b = bc + bd + !b!c!d + !r
Pen 16
Uitdrukking : !c = !c!d + cd + !r
Pen 17
Uitdrukking : !d = !d + !r

Pen r word gebruik om die teller te herstel en pen 17 (veranderlike !a in tabel 3.5) is die finale uitset van die 16-deler kring.

3.5.2 Dekade Teller

Die dekade teller word gebruik om die uitset van die 16-deler met tien te deel, om sodoende 'n uitset van 38.4 kHz te lewer. Tabel 3.6 toon die teltabel van die dekade teller vir PML2 in bylaag A5.

Tabel 3.6 Die teltabel van die dekade teller

!W	!X	!Y	!Z	W	X	Y	Z	Dw	Dx	Dy	Dz
0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0
0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0	1
0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	0	0
0	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	1
0	1	0	0	1	0	1	1	1	0	1	0
0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1
0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	0
0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1
1	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	0
1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1

Vanaf tabel 3.6 word die Karnaugh kaarte getrek, waarvolgens PML2 in bylae A5 geprogrammeer is, soos getoon deur figuur 3.10.

YZ \ WX	00	01	11	10
00	1	1	1	0
01	1	1	1	1
11	1	0	1	1
10	1	0	1	1

$$!W = WX + !W!X + !W!Y + WZ + Y!Z + !R$$

YZ \ WX	00	01	11	10
00	1	1	0	1
01	1	1	1	0
11	1	1	1	0
10	1	1	1	0

$$!X = !W + XZ + XY + !X!Y!Z + !R$$

YZ \ WX	00	01	11	10
00	1	1	1	1
01	1	1	0	0
11	1	1	1	1
10	1	1	0	0

$$!Y = !W + !Y!Z + YZ + !R$$

YZ \ WX	00	01	11	10
00	1	1	1	1
01	1	1	0	0
11	1	0	0	0
10	1	1	1	1

$$!Z = !Z + !W!Y + !W!X + !R$$

Figuur 3.10 Karnaugh kaarte van die dekade deler

Tabel 3.7 toon die penultleg en Boole uitdrukking waardeur 'n 16R4 PML as dekade deler geprogrammeer is.

Tabel 3.7 Die penuitleg en Boole uitdrukkings van die dekade deler

Pen 1 : KLOK
 Pen 2 : INET = !r
 Pen 10 : GND
 Pen 11 : !EN
 Pen 14 : UITET = !w
 Pen 15 : UITET = !x
 Pen 16 : UITET = !y
 Pen 17 : UITET = !z
 Pen 20 : VCC

Pen 14

Uitdrukking: !w = wx + !w!x + !w!y + wz + y!z + !r

Pen 15

Uitdrukking: !x = !w + xz + xy + !x!y!z + !r

Pen 16

Uitdrukking: !y = !w + !y!z + yz + !r

Pen 17

Uitdrukking: !z = !z + !w!y + !w!x + !r

Pen !r word gebruik om die teller te herstel (Jordaan, 1988:91).

3.5.3 Die Twaalfdeler en Dekodeerder

Die twaalfdeler, PML3 bylae A5, verlaag die 38.4 kHz, vanaf die dekade teller na 3200 Hz en deur W/K1 na 1600Hz. Die teltabel vir die twaalfdeler word deur tabel 3.8 getoon.

Tabel 3.8 Die teltabel van die twaalfdeler

!A	!B	!C	!D	A	B	C	D	Da	Db	Dc	Dd
0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0
0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	0	1
0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	1	1
0	1	0	0	1	0	1	1	1	0	1	0
0	1	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1
1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1
1	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	0
1	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	1
1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	1	1
1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0
1	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	1
0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1

Deur die teltabel te gebruik word die volgende Karnaugh kaarte, soos getoon deur figuur 3.11, getrek.

		CD			
		00	01	11	10
AB	00	1	0	0	1
	01	1	0	0	0
	11	1	1	1	1
	10	1	1	1	0

$$\bar{I}A = \bar{I}C\bar{D} + AB + AD + \bar{I}A\bar{B}D + \bar{I}R$$

		CD			
		00	01	11	10
AB	00	1	0	0	0
	01	1	1	1	0
	11	1	1	1	0
	10	0	0	0	1

$$\bar{I}B = B\bar{I}C + BD + \bar{I}A\bar{B}D + \bar{I}B\bar{C}D + \bar{I}R$$

		CD			
		00	01	11	10
AB	00	1	1	1	0
	01	1	1	1	0
	11	1	1	1	0
	10	1	1	1	0

$$\bar{I}C = \bar{I}C + D + \bar{I}R$$

		CD			
		00	01	11	10
AB	00	1	1	0	0
	01	1	1	0	1
	11	1	1	0	1
	10	1	1	0	1

$$\bar{I}D = \bar{I}C + \bar{I}D + \bar{I}R$$

Figuur 3.11 Karnaugh kaarte van die 12-deler en dekodeerder

Die penultleg en Boole uitdrukkings waarvolgens die 16R4, PML3 in bylaag A5, as 'n twaalfdeler en dekodeerder geprogrammeer is, word deur tabel 3.9 getoon. Die dekodeerder voorsien 1600Hz klokpulse aan die 2/3 enkodeerder en twee wipkringe, bylaag A2.

Tabel 3.9 Die penultimate en Boole uitdrukkings van 12-deler en dekodeerder

Pen 1 : KLOK
 Pen 2 : INET = !r
 Pen 3 : INET = e
 Pen 4 : INET = !i
 Pen 10 : GND
 Pen 11 : !EN
 Pen 13 : UITET = !h
 Pen 14 : UITET = !a
 Pen 15 : UITET = !b
 Pen 16 : UITET = !c
 Pen 17 : UITET = !d
 Pen 18 : UITET = !g
 Pen 19 : UITET = !f
 Pen 20 : VCC

Pen 13
 Uitdrukking: !h = !a!be
 Pen 14
 Uitdrukking: !a = !c!d + ab + ad + !a!b!d + !r
 Pen 15
 Uitdrukking: !b = b!c + bd + !a!b!d + !bc!d + !r
 Pen 16
 Uitdrukking: !c = !c + d + !r
 Pen 17
 Uitdrukking: !d = !c + !d + !r
 Pen 18
 Uitdrukking: !g = a!be
 Pen 19
 Uitdrukking: !f = a!b!e

Die klokpulsgenerator voorsien klokpulse van 3200Hz aan die pseudo ewekansige datagenerator U3 in figuur 4.4.

3.6 Die Kragbron

Die kringdiagram van die kragbron word deur bylaag A6 getoon. Die kragbron verskaf +5 V, -5 V, +8 V, en -12 V spannings teen 'n individuele maksimum stroomlewering van 500 mA.

Die onderskeie spannings word verkry deur van LM7805, LM7905 en LM317 spanningreguleerders gebruik te maak. Die TKM sender maak hoofsaaklik van +5 V gebruik, terwyl die operasionele versterker 'n addisionele -5 V en die modulator +8 V en -12 V gebruik.

Die kragbron word aan die primêre kant van die transformator met 'n 500 mA sekering teen oorbelading beskerm.

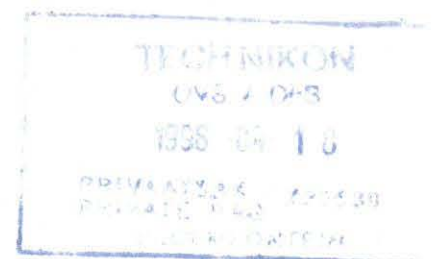
3.7 Opsomming

Die sender is die samevoeging van 'n hele aantal dele waar die kragbron die verlangde spannings voorsien. Die klokpulsgenerator gee die verskillende klokpulse soos dit benodig word.

Die konvolusie enkodeerder word gedurende die afgelope jare as 'n baie betroubare enkodeerder vir digitale kommunikasie beskou.

Die 8-PSS gebalanseerde modulator word gebruik om die uitsette vanaf die enkodeerder, na die digitaal-na-analoog omsetting, te moduleer. Die uitsette word deur die sommeerder saamgevoeg om 'n konstellasie van agt uitsetfases te kry.

Omdat daar in die geval slegs 'n bandwydte van 3 kHz beskikbaar is word die uitsetsein deur 'n banddeurlaatfilter gestuur.



HOOFSTUK 4

EVALUERING VAN TKM SENDER

4.1 Inleiding

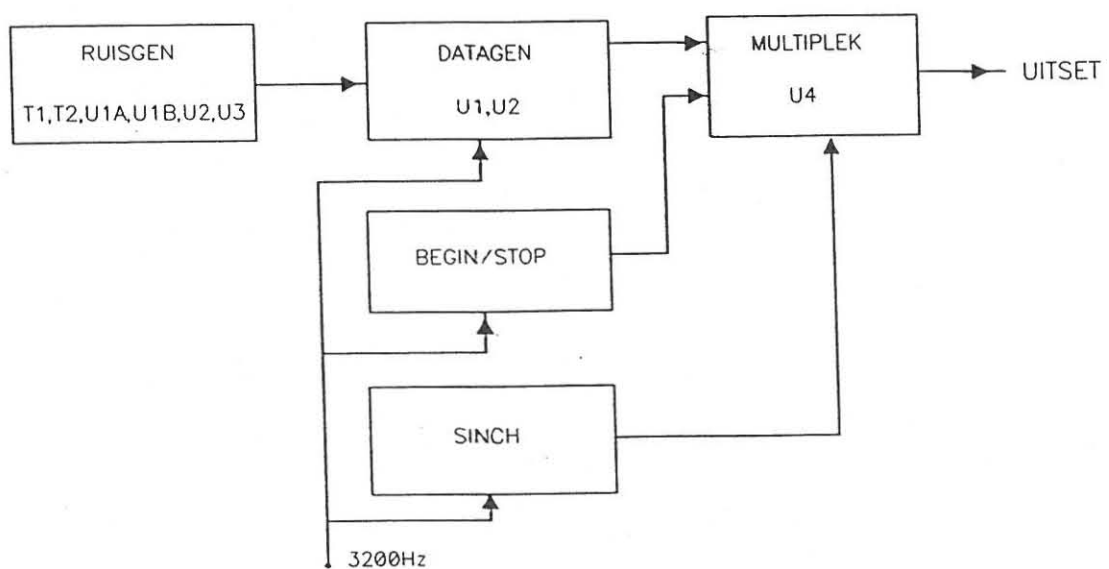
In dié hoofstuk word die resultate, wat op verskeie punte van die TKM sender geneem is, getoon om sodoende die korrekte werking van die stelsel te bevestig.

Die resultate soos verkry word onder die volgende opskrifte bespreek:

- Die evaluering van die datagenerator
- Die evaluering van die 2/3 enkodeerder
- Die evaluering van die DAOs
- Die evaluering van die modulators
- Die evaluering van die sommeerder
- Die evaluering van die bandeurlaatfilter

4.2 Evaluering van Datagenerator

Ten einde die werking van die sender te evalueer is 'n pseudo ewekansige datagenerator ontwerp en gebou. Die uitset van hierdie kring is met begin- en stopbisse geïntegreer en as inset van die sender gebruik. 'n Blokdiagram van die datagenerator word deur figuur 4.1 getoon.

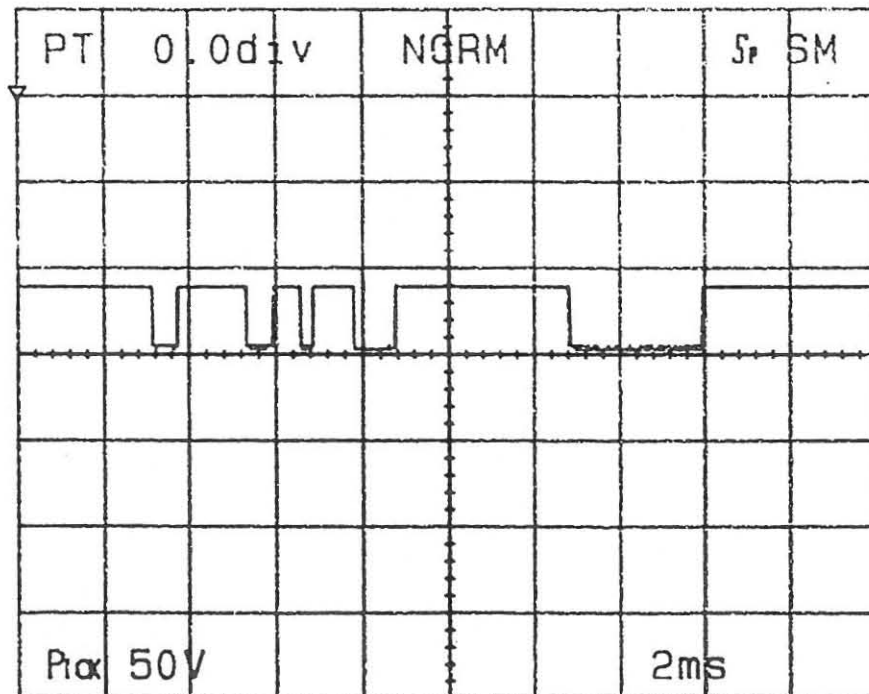


Figuur 4.1 Die blokdiagram van datagenerator

4.2.1 Die ruisgenerator

Die ruisgenerator word gebruik as primêre bron om die verlangde data op te wek. Die kringdiagram van die ruisgenerator word in bylaag B.1 getoon.

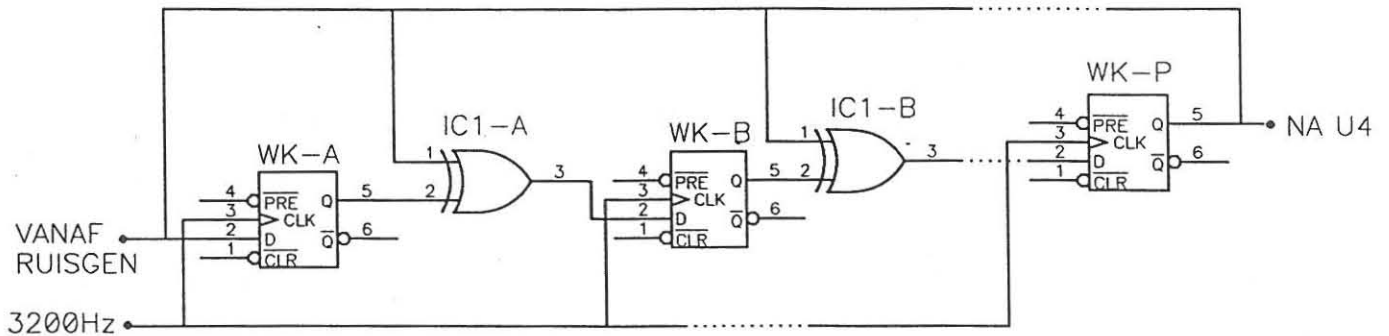
Die ruisbron word verkry deur die basis-emittor voegvlak van die BC238 transistor teen voor te span. Die stroom deur die PN voegvlak wek 'n ruisspanning op. Die ruisspanning word hierna deur 'n tweede transistor T2 en twee operasionele versterkers versterk. Die uitset van die kring bestaan uit 'n hoë amplitude wit Gaussiaanse ruissein. Die sein word nou deur 'n Schmitt snellerkring, U2, en 'n wipkring, U3, gestuur om 'n digitale uitset aan die datagenerator te lewer. 'n Voorbeeld van die uitset van die ruisgenerator, na prosessering van die sein, word deur figuur 4.2 getoon, soos geneem met 'n digitale stoorossilloskoop.



Figuur 4.2 Die uitset van die ruisgenerator

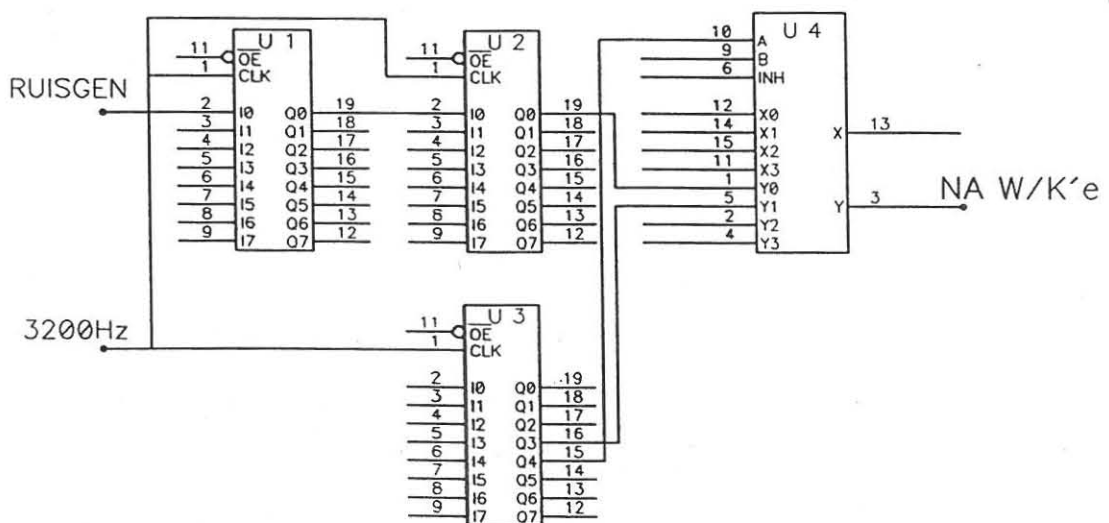
4.2.2 Pseudo ewekansige datagenerator

Die uitset van die ruisgenerator word op die inset van die pseudo ewekansige datagenerator gekoppel. Om die verlangde datareeks te verkry, is twee 16R8 PMLs, U1 en U2 in figuur 4.4, geprogrammeer om die benodigde datareeks te lewer. Die ekwivalente kring van die datagenerator word deur figuur 4.3 getoon.



Figuur 4.3 Die ekwivalente kring van die datagenerator

Figuur 4.4 toon die kringdiagram van die datagenerator en begin/stopbis beheerkring.



Figuur 4.4 Die kringdiagram van die datagenerator en begin/stopbis beheerkring

Die penultimate en Boole uitdrukkings van die datagenerator word deur tabel 4.1 getoon.

Tabel 4.1 Penuitleg en Boole uitdrukkings van U1 as deel van die datagenerator

Pen 1 :KLOK
Pen 2 :INSET = !p
Pen 10:GND
Pen 11:!EN
Pen 12:UITSET = !a
Pen 13:UITSET = !b
Pen 14:UITSET = !c
Pen 15:UITSET = !d
Pen 16:UITSET = !e
Pen 17:UITSET = !f
Pen 18:UITSET = !g
Pen 19:UITSET = !h
Pen 20:VCC

Pen 12
Uitdrukking : !a = !p
Pen 13
Uitdrukking : !b = !pa+p!a
Pen 14
Uitdrukking : !c = !pb+p!b
Pen 15
Uitdrukking : !d = !pc+p!c
Pen 16
Uitdrukking : !e = !pd+p!d
Pen 17
Uitdrukking : !f = !pe+p!e
Pen 18
Uitdrukking : !g = !pf+p!f
Pen 19
Uitdrukking : !h = !pg+p!g

Tabel 4.2 toon die penultimate en Boole uitdrukkings van U2 as deel van die datagenerator.

Tabel 4.2 Penuitleg en Boole uitdrukkinge van U2 as deel van datagenerator

Pen 1 :KLOK
Pen 2 :INSET = !h
Pen 10 :GND
Pen 11 :!EN
Pen 12 :UITSET = !i
Pen 13 :UITSET = !j
Pen 14 :UITSET = !k
Pen 15 :UITSET = !l
Pen 16 :UITSET = !m
Pen 17 :UITSET = !n
Pen 18 :UITSET = !o
Pen 19 :UITSET = !p
Pen 20 :VCC

Pen 12
Uitdrukking: $!i = !ph+p!h$
Pen 13
Uitdrukking: $!j = !pi+p!i$
Pen 14
Uitdrukking: $!k = !pj+p!j$
Pen 15
Uitdrukking: $!l = !pk+p!k$
Pen 16
Uitdrukking: $!m = !pl+p!l$
Pen 17
Uitdrukking: $!n = !pm+p!m$
Pen 18
Uitdrukking: $!o = !pn+p!n$
Pen 19
Uitdrukking: $!p = !po+p!o$

4.2.3 Die begin/stopbis beheer

Om die ewekansige data in 'n sekere formaat te stuur, is 'n 16R8 (PML U3 in figuur 4.4) geprogrammeer met die doel om geskikte begin- en stopbisse op te wek, wat met die verlangde data geïntegreer kan word.

Tabel 4.3 is die teltabel van die begin/stopbis beheerkring. Die tabel toon die binêre uitsette en die omgekeerde van die uitsette, vanwaar die verlangde insetdata verkry word.

Tabel 4.3 Die teltabel van die beheerkring (U3 in figuur 4.4)

!V	!W	!X	!Y	!Z	V	W	X	Y	Z	D _V	D _W	D _X	D _Y	D _Z
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
0	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1	1	0	0
0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0
0	0	1	0	1	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0
0	1	1	0	1	1	0	0	1	0	1	0	0	0	1
0	1	1	1	0	1	0	0	0	1	1	1	0	0	1
0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	1	1	0	0	0
0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1
1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0
1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1

Die onderskeie Boole uitdrukkings is van die volgende Karnaugh kaarte verkry, soos getoon deur figuur 4.5. !V aktiveer die selekteerinset van die multiplekseerder (sien pen 10 op figuur 4.6). Met behulp hiervan word die data- en sinchroniseerbisse inmekaar gevleg om 'n asinchrone datareeks te gee.

		YZ			
	WX	00	01	11	10
00		0	1	0	0
01		0	0	0	1
11		1	1	1	1
10		0	1	0	0

$$D_W = WX + !X!YZ + XY!Z + !R$$

		YZ			
	WX	00	01	11	10
00		1	0	1	0
01		1	0	1	1
11		0	1	1	1
10		1	0	1	0

$$D_X = YZ + XY + WXZ + !W!Y!Z + !X!Y!Z + !R$$

		YZ			
	WX	00	01	11	10
00		1	0	1	0
01		1	1	1	1
11		1	0	0	0
10		1	0	1	1

$$D_Y = !WX + !Y!Z + !WYZ + W!XY + !R$$

		YZ			
	WX	00	01	11	10
00		1	1	1	1
01		1	1	0	1
11		0	0	1	1
10		1	0	1	0

$$D_Z = !W!X + !W!Y + XY!Z + !X!Y!Z + !XYZ + !R$$

		YZ			
	WX	00	01	11	10
00		0	1	0	1
01		0	0	0	0
11		1	1	1	1
10		0	1	0	1

$$D_V = VWX!Y + V!X!YZ + VWY!Z + V!XY!Z + !VWYZ + !R$$

Figuur 4.5 Karnaugh kaarte van beheerkring

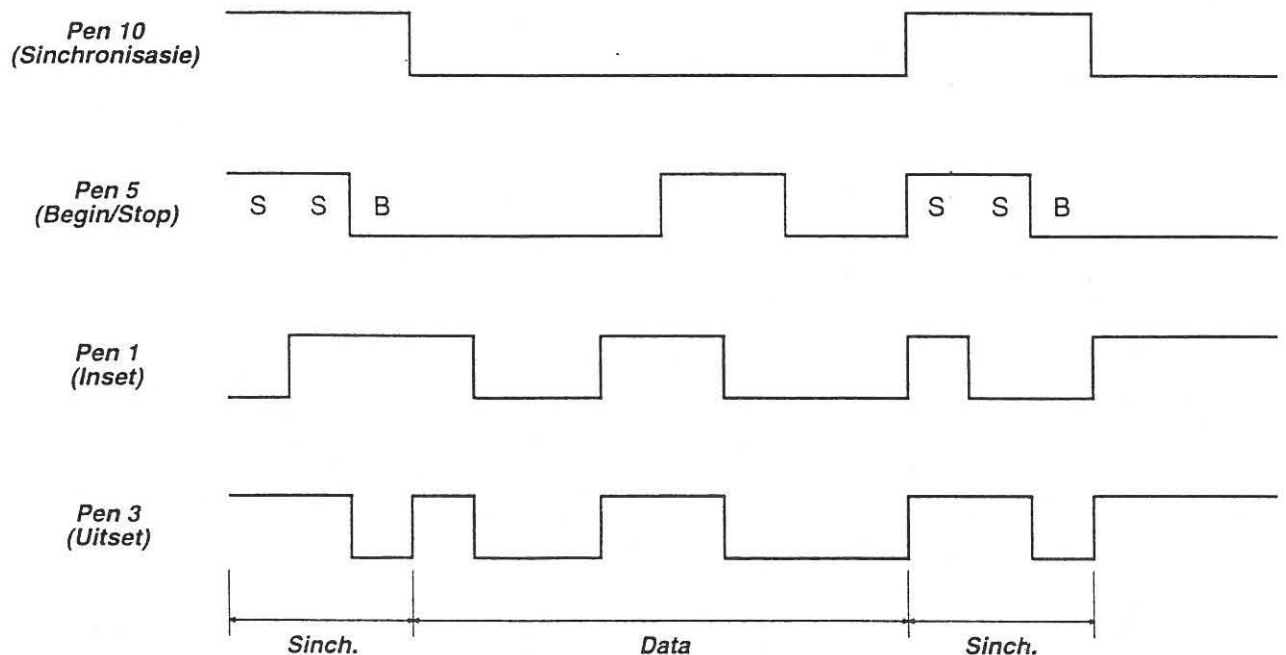
Deur figuur 4.6 word die pulse soos op die verskillende punte op die multiplekseerder geneem getoon, waardeur die ewekansige aard van die datagenerator en die asinchronewerking gesien kan word.

Tabel 4.4

Die penultleg en Boole uitdrukkinge van die begin/
stopbis beheerkring

Pen 1 :KLOK
 Pen 2 :INSET = !r
 Pen 10 :GND
 Pen 11 :!EN
 Pen 15 :UITSET = !v
 Pen 16 :UITSET = !w
 Pen 17 :UITSET = !x
 Pen 18 :UITSET = !y
 Pen 19 :UITSET = !z
 Pen 20 :VCC

Pen 15
 Uitdrukking: $!v = vw\bar{x} + v!x!yz + vw\bar{y}!z + v!x\bar{y}!z + !vwyz + r$
 Pen 16
 Uitdrukking: $!w = wx + !x!yz + xy!z + r$
 Pen 17
 Uitdrukking: $!x = yz + xy + wxz + !w!y!z + !x!y!z + r$
 Pen 18
 Uitdrukking: $!y = !wx + !y!z + yz + w!xy + r$
 Pen 19
 Uitdrukking: $!z = !w!x + !w!y + xy!z + !x!y!z + !xyz + r$

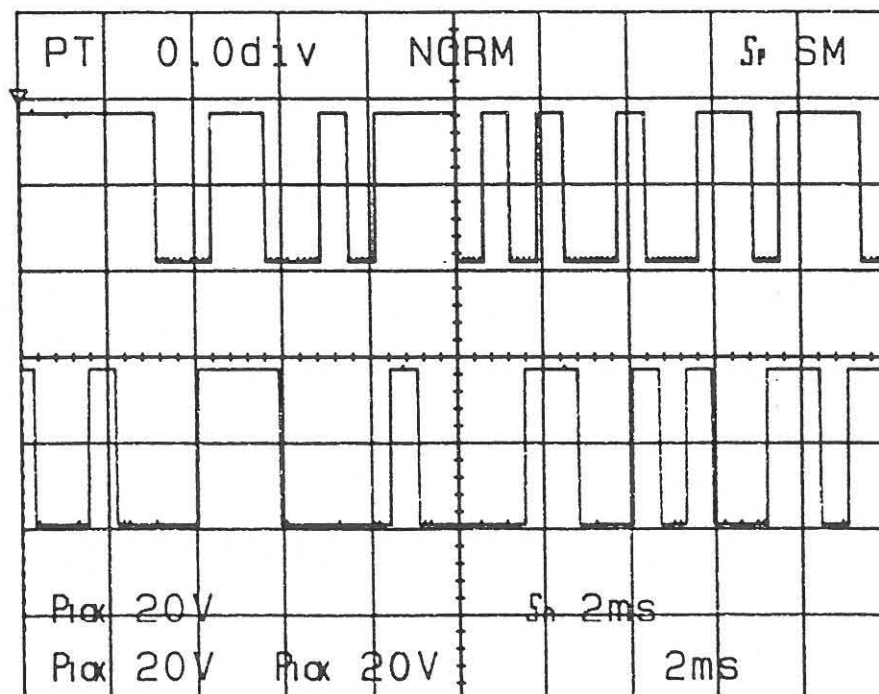


Figuur 4.6 Die pulse geneem op U4

Die datareeks wat deur U1 en U2 voorsien word, word op pen 1 van die multiplekseerder gekoppel, terwyl U3 die asinchrone sinchroniseerpulse voorsien deur na elke agt inligtingsbisse die multiplekseerder na die ander posisie te skakel, deur 'n logikaverandering op pen 10 van U4 te lewer. Op pen 5 word op daardie stadium twee stop en een beginbis gesend, voordat daar weer na pen 1 teruggeskakel word. Die seriale uitset word op pen 3 van die multiplekseerder verkry.

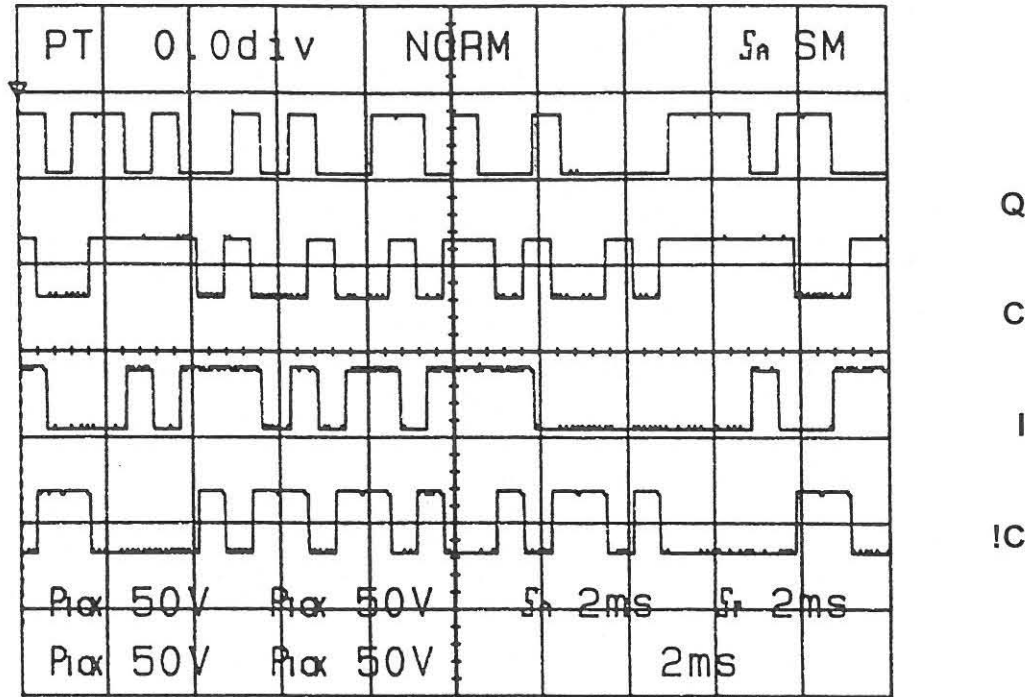
4.3 Die evaluering van 2/3 konvolusie enkodeerder

Die insetdata op penne 2 en 3 van van die enkodeerder, U2 in bylaag A.2, soos met 'n digitale ossilloskoop geneem, word deur figuur 4.7 getoon. Die twee golfvorms in figure 4.7 en 4.8 is met verskillende aftastings van die stoorossilloskoop gemeet en gestoor en vandaar die verskil in fase.



Figuur 4.7 Die inset van die enkodeerder

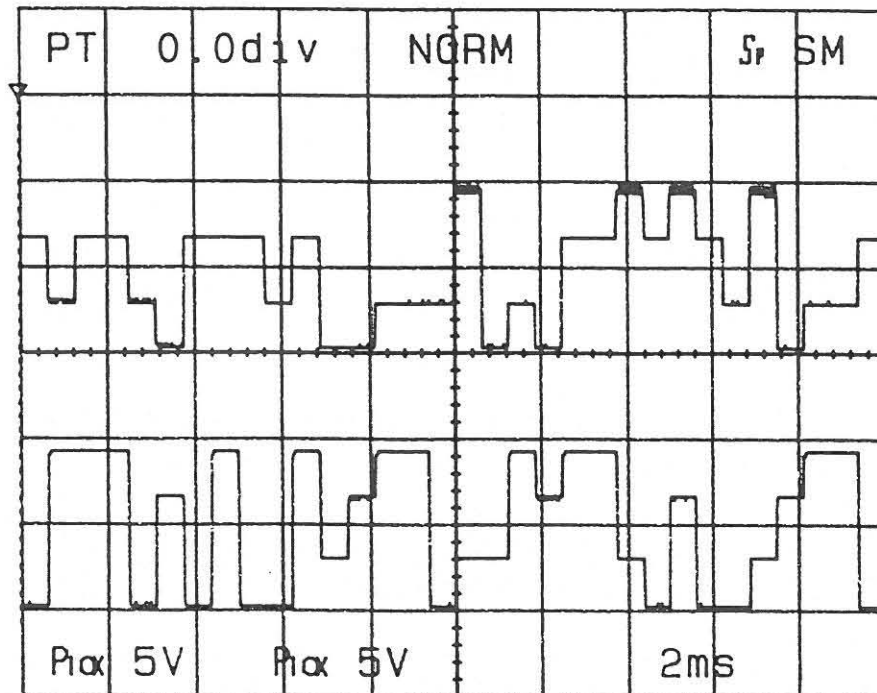
Die twee uitsette na elke DAO word deur figuur 4.8 getoon. Uitsette I en C gaan na DAO1 en Q en !C na DAO2.



Figuur 4.8 Die uitset van die enkodeerder

4.4 Die evaluering van die DAOs

Na die enkoderingsproses verdeel die stelsel in twee bane en elkeen bevat 'n DAO.

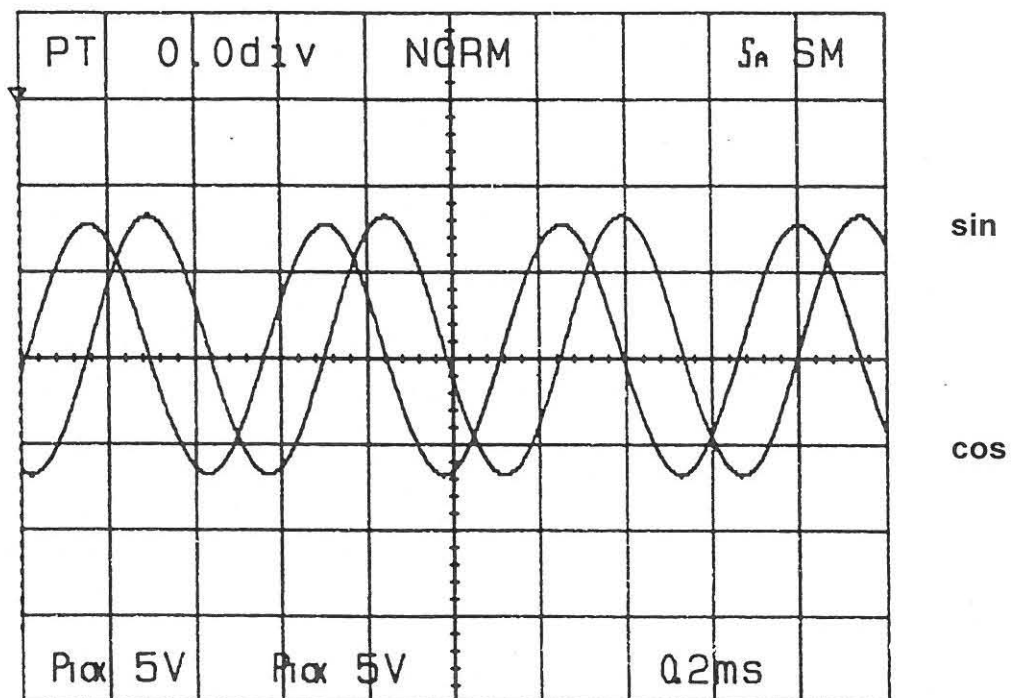


Figuur 4.9 Die uitsette van die DAOs

Die DAOs gee elkeen vier spanningsvlakke wat deur die twee insetbisse bepaal word. Die uitsette van die twee DAOs, soos met 'n ossilloskoop gemeet, word deur figuur 4.9 getoon. Die boonste kenkromme toon die uitset van DAO1 en die onderste een die van DAO2.

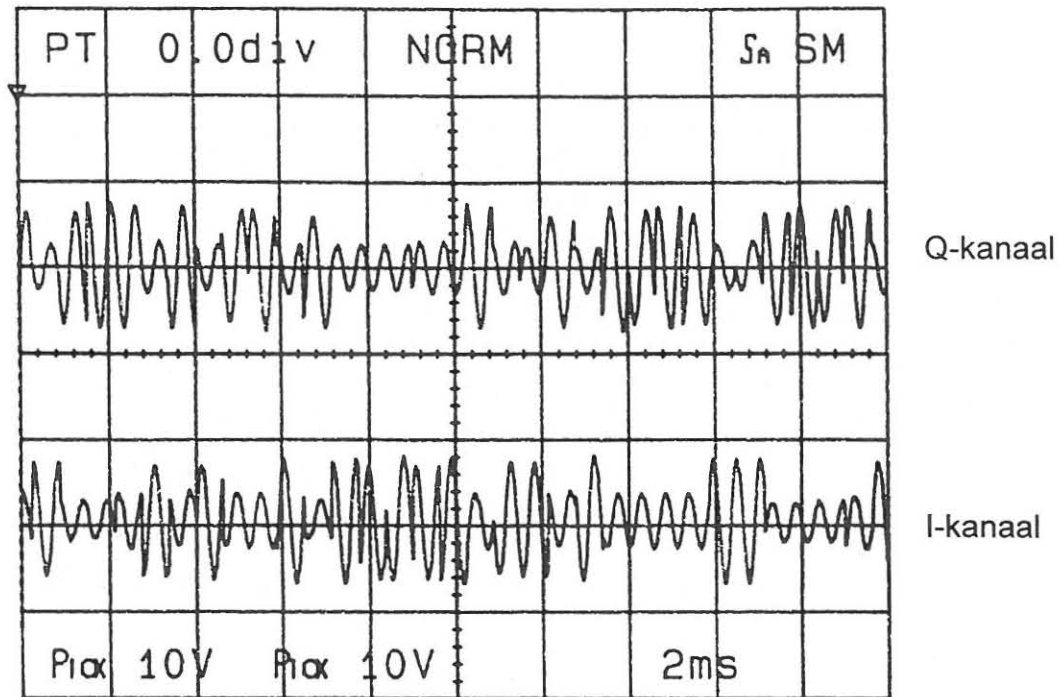
4.5 Die evaluering van die gebalanseerde modulators

Gedurende die modulasieproses word die uitsette van die DAOs met die draagfrekwensie van 1800 Hz, opgewek deur die plaaslike ossillator, gemoduleer. Die sinus uitset word vir die Q-kanaal en die cosinus uitset vir die I-kanaal as draagfrekwensie gebruik, om 8-PSS te verkry. Figuur 4.10 toon die twee ongemoduleerde uitsette.



Figuur 4.10 Uitsette van die plaaslike ossillator

Die figuur toon dat die ossillator twee uitsetseine lewer, met 'n 90° faseverskil. Die uitsette van die twee gebalanseerde modulators word deur figuur 4.11, soos met 'n digitale ossilloskoop gemeet, getoon.



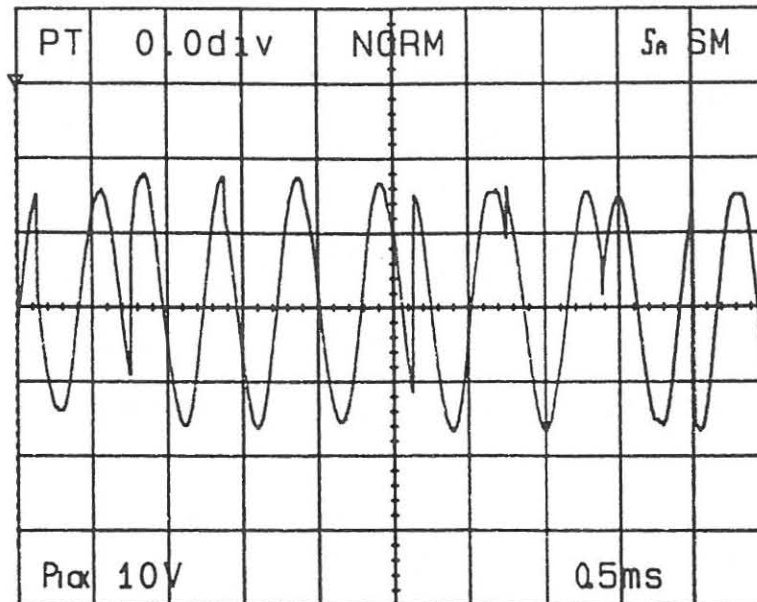
Figuur 4.11 Die uitsette van die modulators

Die boonste kenkromme toon die uitset van die modulator wat die cosinus draagfrekwensie gebruik, terwyl die onderste een die uitset van die modulator wat die sinus draagfrekwensie gebruik, toon.

4.6 Die evaluering van die sommeerder

Die sommeerder word gebruik om die twee modulator uitsette te kombineer om sodoende 'n seriale uitset te kry vir die send van inligting oor 'n transmissielyn. Die twee AM gemoduleerde seine word saamgevoeg om 'n 8-PSS uitset te lewer.

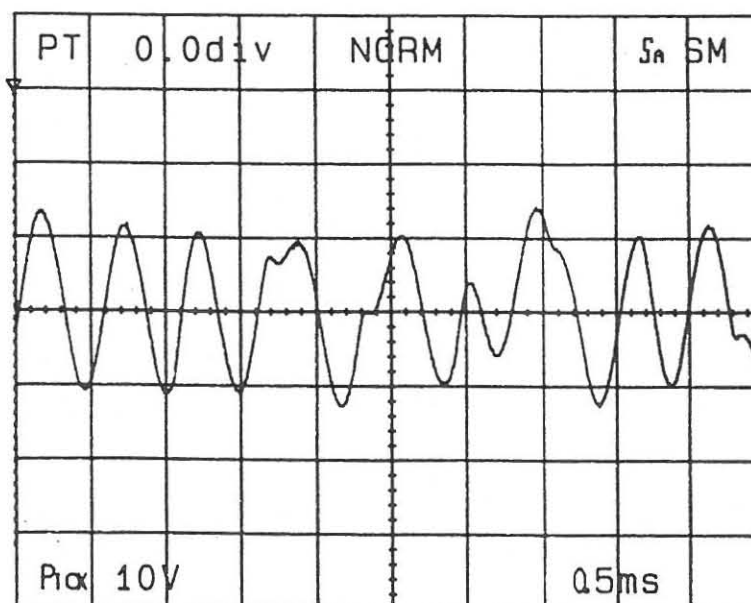
Die uitsetsein van die sommeerder word deur figuur 4.12 getoon, soos met die digitale ossilloskoop gemeet.



Figuur 4.12 Die uitset van die sommeerder

4.7 Die evaluering van die banddeurlaatfilter

Die sein vanaf die sommeerder word deur die filter gestuur, wat so ontwerp is om die sein tussen 300 Hz en 3600 Hz deur te laat en die res te onderdruk. Die uitset van die filter word deur figuur 4.13 getoon, terwyl bylaag C1 die frekwensie/amplitude kenkromme van die uitsetsein, wat oor die transmissielyn gestuur word, toon.



Figuur 4.13 Die uitset van die filter

4.8 Gevolgtrekking

Die resultate wat behaal is met die trelliskodemodulasiesender dui op die korrekte werking daarvan. Die verskillende onderdele waaruit die sender bestaan kon individueel getoets word. Die foute wat wel gedurende die implementering ontstaan het, is onmiddellik reggestel.

Konvolusiekodes is 'n sinvolle alternatief vir blokkodes deurdat die enkodeerder die inkomende data as 'n aaneenlopende reeks prosessee, wat Viterbi dekodering moontlik maak.

Die gebruik van 'n enkodeerder en 8-PSS verhoog die effektiewe afstand tussen punte op die seinkonstellasie relatief tot ongekodeerde 4-PSS.

Deur die kombinerings van die enkoderings- en modulasieprosesse is 'n TKM sender gebou wat 'n goeie koderingswins lewer. Daar is verder gevind dat indien meer stande gebruik word die koderingswins styg.

Die TKM stelsel is ontwikkel en funksioneer doeltreffend deur analog- en digitale kringe te kombineer.

Deur van PML tegnologie gebruik te maak is die komponenttelling aansienlik verlaag.

HOOFSTUK 5

SAMEVATTING

Die hoofdoel van die projek was om 'n datakommunikasiesender te ontwikkel wat trelliskodemodulasie gebruik, om inligting oor 'n kanaal met 'n 3 kHz bandwydte te stuur.

'n Teoretiese oorsig wat belangrik was om die TKM-sender te ontwikkel word in hoofstuk 2, gelewer. Daar is veral aan die volgende drie fasette aandag gegee:

In die eerste gedeelte word aan die transmissiekanaal, waaroor die inligting gestuur word, aandag gegee.

Die tweede gedeelte handel oor die verskillende enkoderingsprosesse. Die tipe enkodeerders voeg oortolligheid by die aanvanklike data om gedurende dekodering die voorkoms van foute te beperk.

Die derde deel gee aan die verskillende modulasetegnieke aandag, asook die kombinerings van die enkoderings- en modulatieprosesse om trelliskodemodulasie te verkry.

Die ontwerp van die TKM-sender word in hoofstuk 3 bespreek. Die $2/3$ konvolusie enkodeerder wat ontwikkel is om 'n addisionele bis by die twee insetbisse te voeg, voorsien die verlangde oortolligheid. Die oortolligheid word gebruik om 'n groter Euklidiese afstand te verkry, waardeur foute gedurende ontvangs beperk word.

Die parallelle uitsette van die enkodeerder word na twee DAOs gestuur, waarna die kombinerings van die enkoderings- en modulatieprosesse deur die twee gebalanseerde modulators uitgevoer word. Elke modulator lewer vier spanningsvlakke, waarvan die grootte en polariteit deur die amplitude en polariteit van die insetdata bepaal word.

Die sommeerder is ontwikkel waarmee die uitsette van die modulators gekombineer word om 'n konstellasie wat uit agt posisies bestaan, te lewer.

Die meerdoelige kragbron en klokpulsgenerator is ontwikkel om die stelsel van krag en die nodige klokpulse te voorsien.

In hoofstuk 4 word die ontwikkeling van die pseudo ewekansige datagenerator hanteer. Die datagenerator verskaf die ewekansige insetbisse aan die sender.

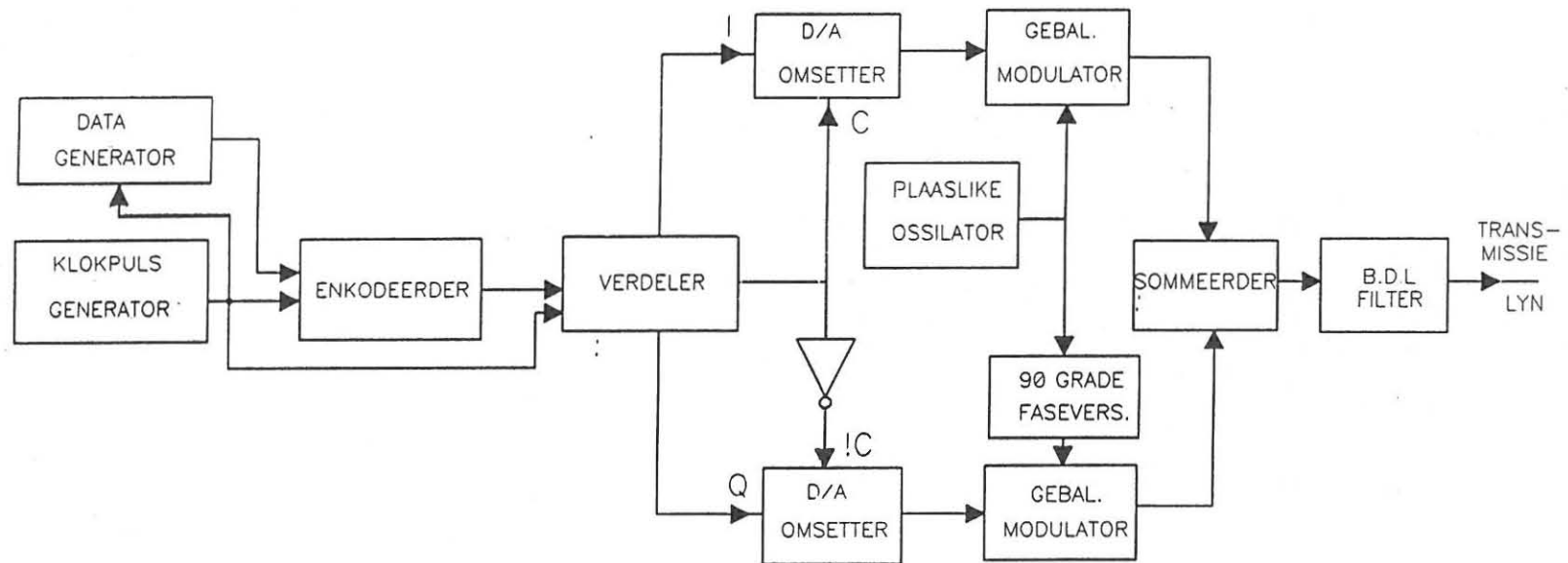
Die resultate van die projek word in hoofstuk 4 getoon. Die uitsetkenkrommes soos op die verskillende punte verkry, asook verskeie tabelle toon die bevredigende werking van die sender.

BYLAAG A.1

BLOKDIAGRAM

VAN

TKM-SENDER



BYLAAG A.1 Blokdigram van TKM sender

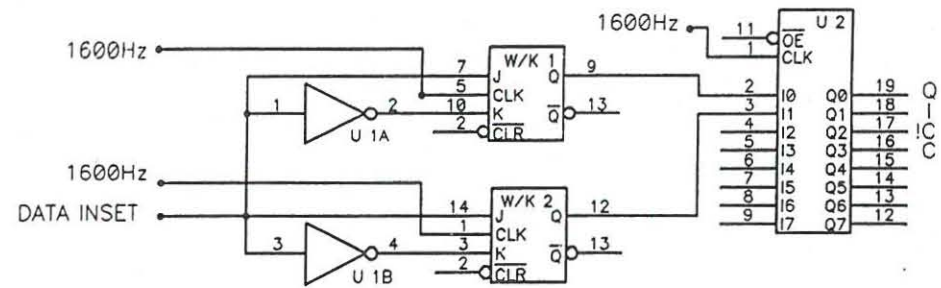
BYLAAG A.2

KRINGDIAGRAM

VAN

$\frac{2}{3}$ KONVOLUSIE

ENKODEERDER

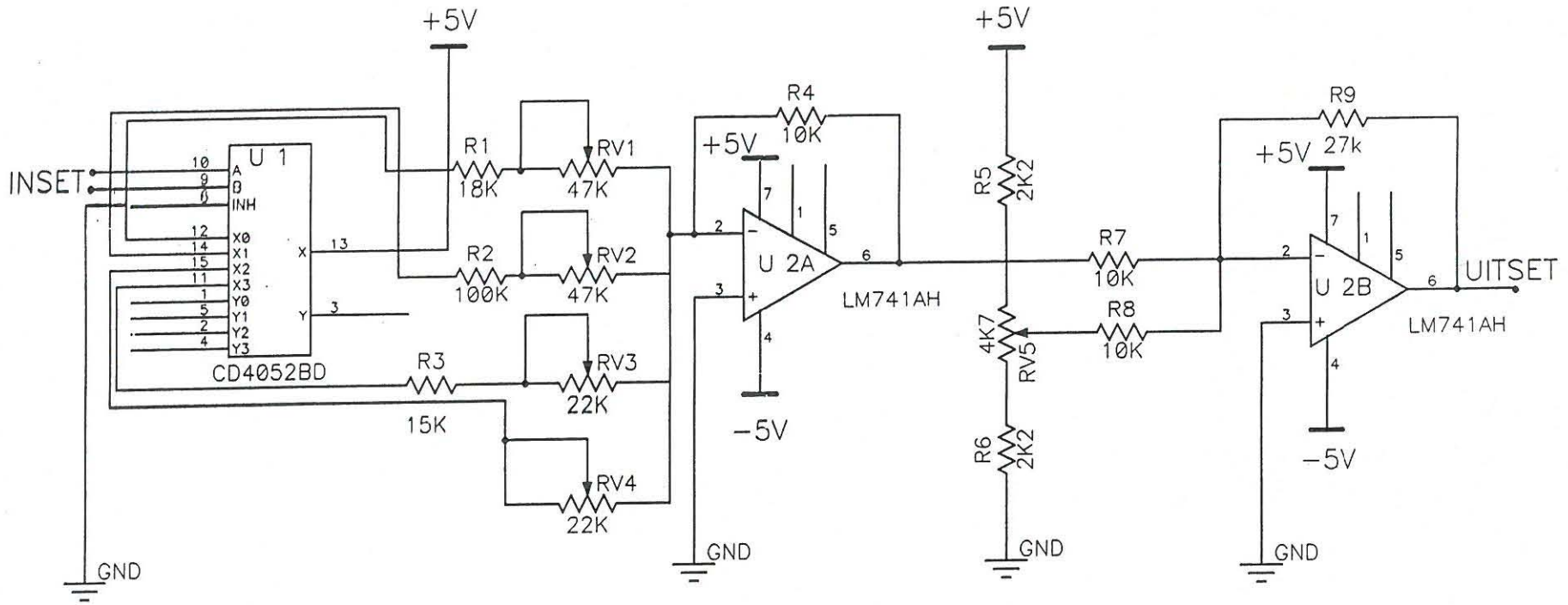


BYLAAG A.2 KRINGDIAGRAM VAN 2\3 ENKODEERDER

BYLAAG A.3

DIGITAAL-NA-ANALOOG

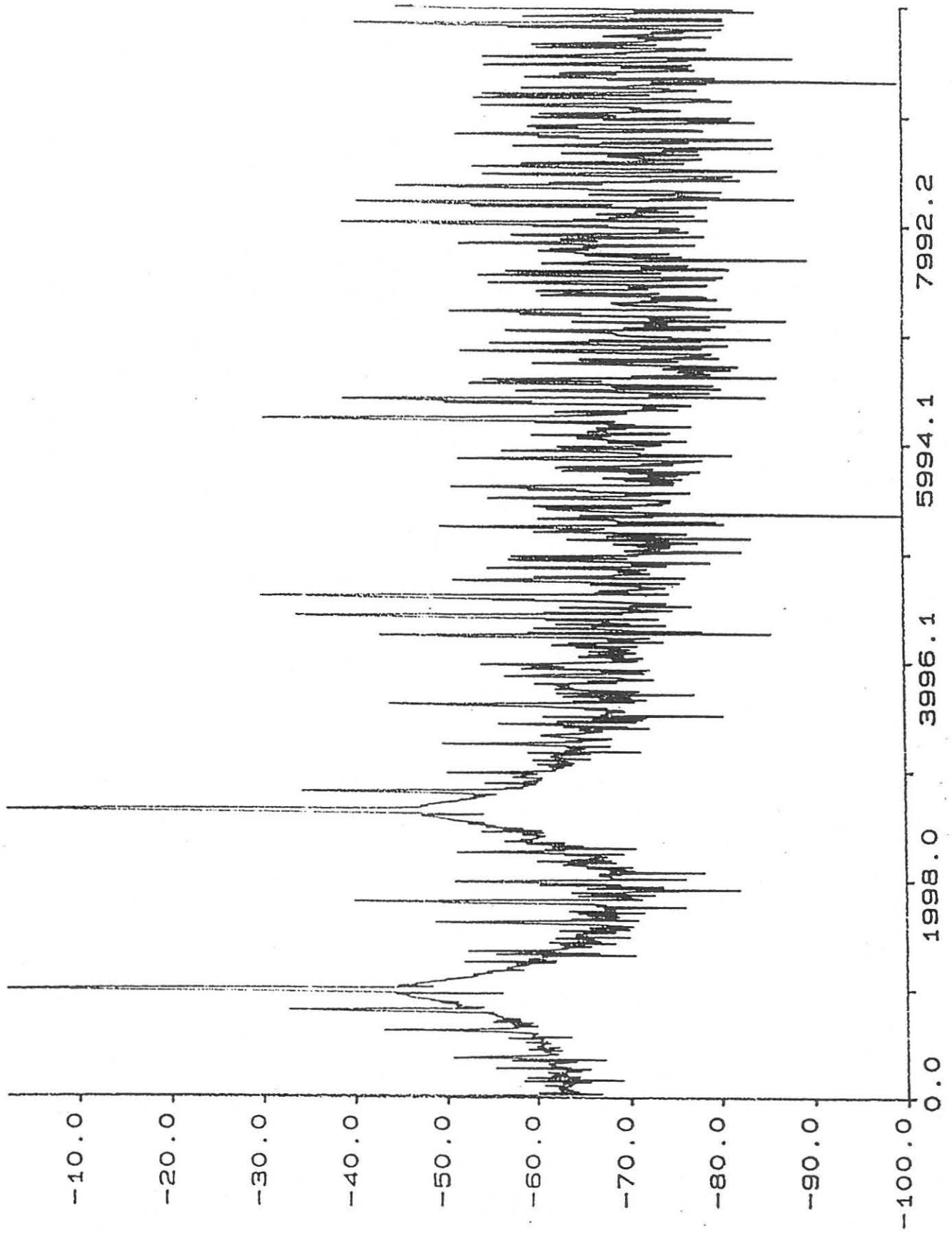
OMSETTER



BYLAAG A.3 DIGITAAL-NA-ANALOOG OMSETTER

BYLAAG A.4

DRAAGGOLFONDERDRUKKING



Relative Amplitude [dB]

BYLAAG A.5

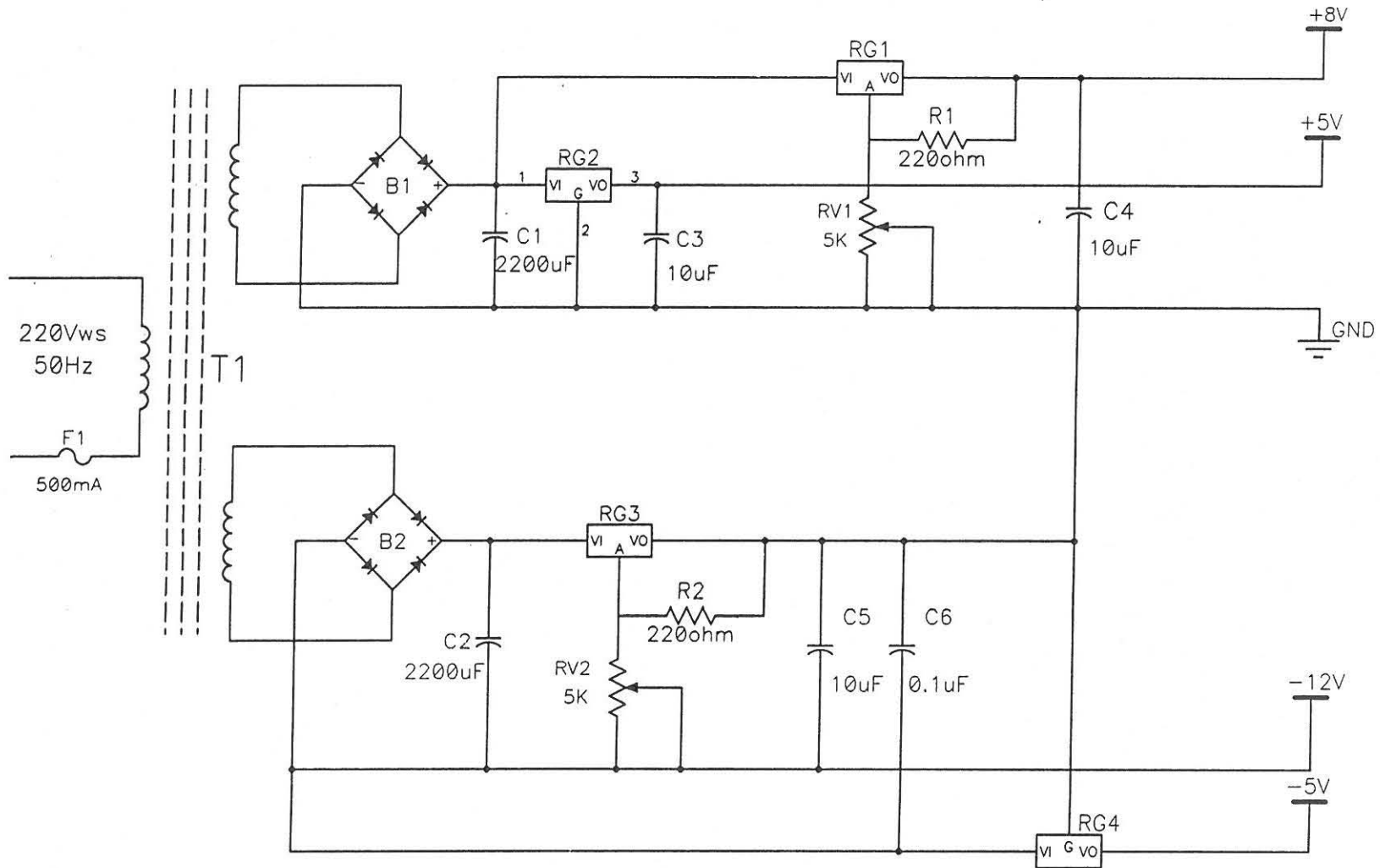
KLOKPULSGENERATOR

EN

DEELKRING

BYLAAG A.6

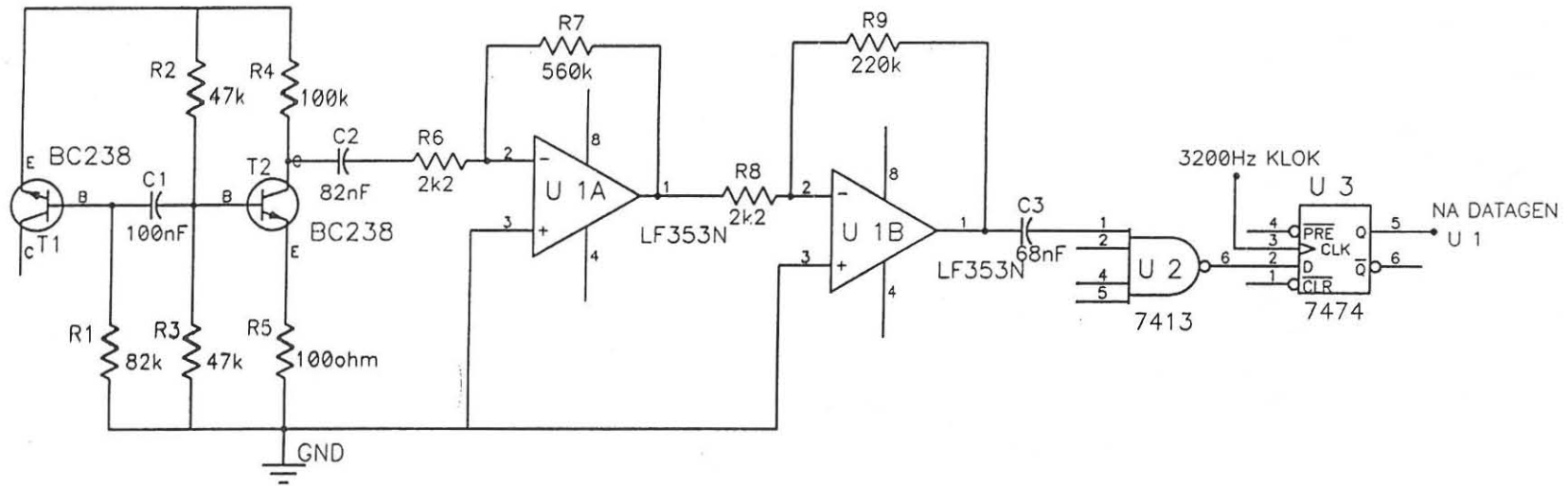
KRAGBRON



BYLAAG A6 KRAGBRON

BYLAAG B.1

RUISGENERATOR



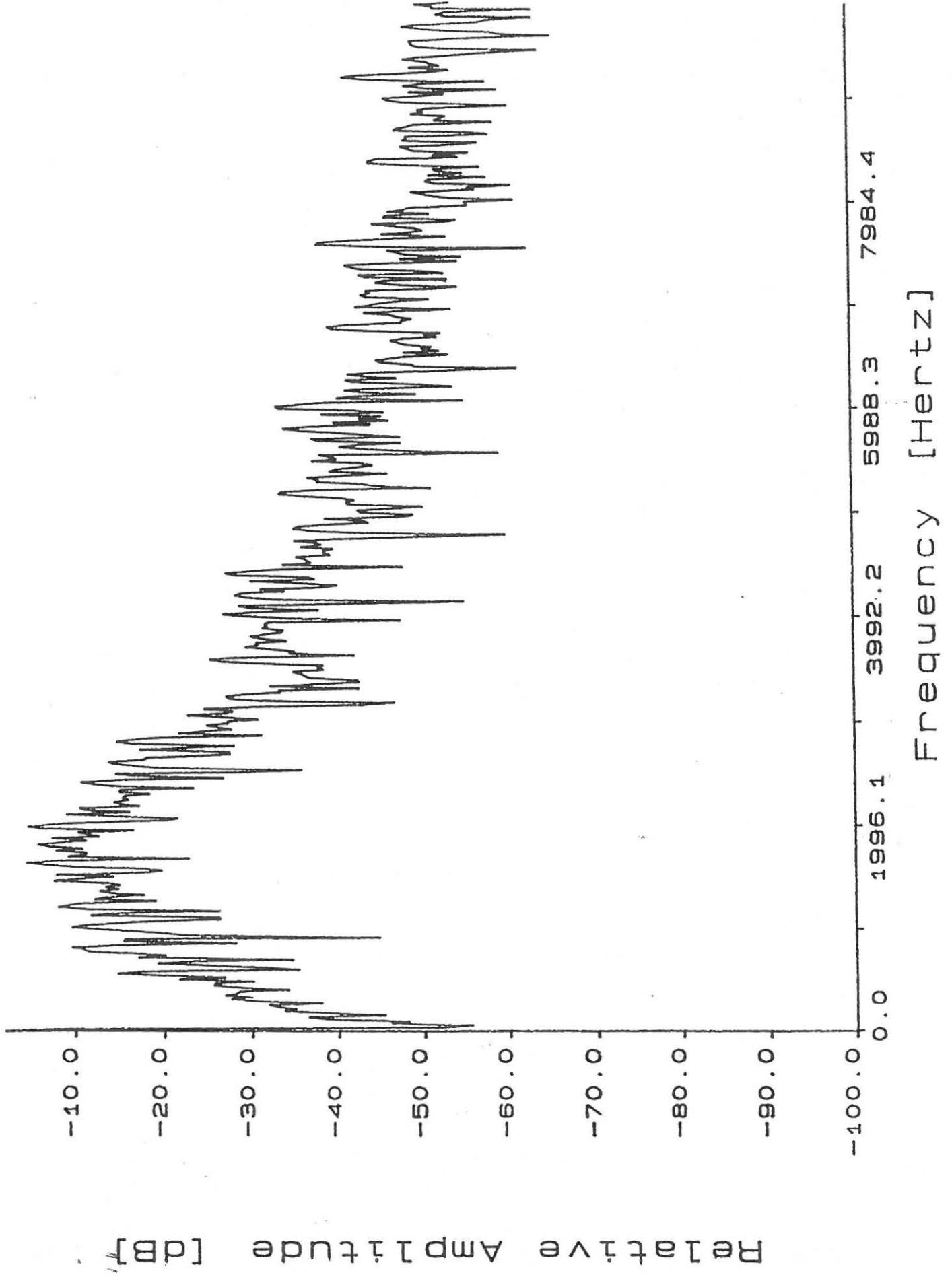
Bylaag B.1 Ruisgenerator

BYLAAG C.1

FREKWENSIE/AMPLITUDE

KENKROMME VAN DIE

UITSETSEIN



LITERATUURLYS

- BIGLIERI, E & LUISE, M.** 1992. Coded modulation and bandwidth - Efficient Transmission. Elsevier Science Publishers, Netherlands.
- BRIERLY, HG.** 1986. Telecommunications Engineering. Edward Arnold, London.
- FLOYD, TL.** 1990. Digital Fundamentals, 4th Ed. Merrill Publishing Company, USA.
- FREEMAN, RL.** 1987. Radio system design for telecommunications (1-100 GHz) . John Wiley & Sons, USA.
- GIBSON, JD.** 1993. Digital and analog communications, 2nd Ed. Macmillan Publishing Company, New York.
- GITLIN, RD, HAYES, JF & WEINSTEIN, SB.** 1994. Data communications principles, 2nd Ed. Plenum Press, New York.
- GREEN, DC.** 1991. Data Communication. John Wiley, New York.
- HALL, DV.** 1983. Microprocessors and digital systems, 2nd Ed. Mc Graw-Hill, Singapore.
- HALSALL, F.** 1992. Data communications, computer networks and open systems. Addison Westley, New York.
- HAYKIN, S.** 1988. Digital communications. John Wiley & Sons, New York.
- HELD, G.** 1991. The complete modem reference. Addison Wesley, New York.
- HUGHES, FW.** 1981. Op Amp handbook. Prentice-Hall, Englewood Cliffs.
- JORDAAN, GD.** 1988. Development of a Programmable Array Logic Programmer Using a Home Computer. Ongepubliseerde MDip Tech verhandeling. Technikon Vrystaat, Bloemfontein.
- KILLEN, HB.** 1988. Digital communications with fiber optics and satellite applications. Prentice-Hall, Englewood Cliffs.
- LAFRANCE, P.** 1988. Fundamental concepts in communication. Prentice Hall, Englewood Cliffs.
- MOTOROLA.** 1982. MC 1596 Balanced modulator-demodulator: AN-531.
- PEEBLES, PZ.** 1987. Digital communication systems. Prentice-Hall. Englewood Cliffs.

- SCHWARTZ, M.** 1990. Information transmission, modulation and noise. Mc Graw-Hill, New York.
- SCHWEBER, WL.** 1988. Data communications. Mc Graw-Hill, United States.
- SINNEMA, W & McGOVERN, T.** 1986. Digital, analog, and data communication, 2nd Ed. Prentice-Hall, Englewood Cliffs.
- SKLAR, B.** 1988. Digital communications. Prentice-Hall, United States.
- TAUB, H & SCHILLING, DL.** 1986. Principles of communication systems. McGraw-Hill, Singapore.
- THAPAR, HK.** 1984. Real-time application of Trellis coding to high-speed voiceband data transmission. IEEE Journal on selected areas in communications, vol.sac-2 no. 5. September 1984. p648-658.
- TOMASI, W.** 1987. Advanced electronic communications systems. Prentice- Hall. Englewood Cliffs.
- UFFENBECK, J.** 1987. The 8086/8088 family: design, programming and interfacing. Prentice-Hall, Englewood Cliffs.
- UNGERBOECK, G.** 1982. Channel coding with multilevel/phase signals. IEEE transactions on information theory, vol. 28, no 1. January 1982. p55-66.
- UNGERBOECK, G.** 1987. Trellis-coded modulation with redundant signal sets. IEEE communications magazine, vol. 25, no. 2. February 1987. p5-21.



ADDISIONELE BRONNE
(GERAADPLEEG, MAAR NIE NA VERWYS NIE)

- ANDERSON, JB & SUNDBERG, CW.** 1991. Advances in constant envelope coded modulation. IEEE Communications magazine. December 1991. p36-45.
- BARKER, HG.** 1987. Communications electronics. Prentice Hall, Englewood Cliffs.
- BIC, JC, DUPONTEIL, D & IMBEAUX, JC.** 1991. Elements of digital communication. John Wiley & Sons, New York.
- BIGLIRI, E, DIVSALAR, D, McLANE, PJ & SIMON, MK.** 1991. Introduction to Trellis Coded modulation with applications. Maxwell Mcmillan, New York.
- BISSEL, CC & CHAPMAN, DA.** 1992. Digital signal transmission. Cambridge University Press, New York.
- CHEN, Y & WEI, C.** 1987. Performance evaluation of convolutional codes with MPSK on Rician fading channels. IEE Proceedings, vol. 134, no. 2. April 1987. p166-173.
- FISCHER, T & MARCELLIN, MW.** 1991. Joint Trellis coded quantization/modulation. IEEE Transactions on communications, vol. 39, no. 2. February 1991. p172-176.
- HA, TT.** 1990. Digital satellite communications. McGraw-Hill, New York.
- HAEB, B.** 1992. A modified Trellis coding technique for partial response channels. IEEE Transactions on communications, vol.40, no. 3. March 1992. p513-520.
- HARDY, KH.** 1986. Electronic communications technology. Prentice-Hall, Englewood Cliffs.
- HELD, G.** 1991. Understanding data communications. John Wiley & Sons, New York.
- LATHI, BP.** 1989. Modern digital and analog communication systems. Holt, Rinehart & Winston, Florida.
- MICHELSON, AM & LEVERQUE, AH.** 1985. Error control techniques for digital communication. John Wiley & Sons, New York.

- MIYAKE, Y, HAGIWARA, M & NAKAGAWA, M.** 1990. Block demodulation for Trellis code modulation. The transactions of the IEICE, vol. E 73, no. 10. October 1990. p1674-1680.
- PERIYALWAR, S & FLEISHER, SM.** 1992. Multiple Trellis code frequency and phase modulation. IEEE Transactions on communications, vol. 40, no. 40. June 1992. p1038-1046.
- PRATT, T & BOSTIAN, CW.** 1986. Satellite communications. John Wiley & Sons, New York.
- PROAKIS, JG.** 1983. Digital communications. McGraw-Hill, New York.
- RODEN, MS.** 1988. Digital communication systems design. Prentice-Hall, Englewood Cliffs.
- STARK, H, TUTEUR, FZB & ANDERSON, JB.** 1979. Modern electrical communications. Prentice-Hall, Englewood Cliffs.
- STREMBLER, FG.** 1990. Introduction to communication systems. Addison-Wesley, New York.
- TUGAL, PA & TUGAL, O.** 1989. Data transmission, 2nd Ed. McGraw-Hill, New York.
- VITERBI, AJ, WOLF, JK, ZEHAVI, E & PADVANI, R.** 1989. A Pragmatic approach to Trellis-Coded modulation. IEEE Communications magazine. July 1989. p11-19.
- WEI, L.** 1987. Trellis-coded modulation with multi-dimension constellation. IEEE Transactions on information theory, vol. 33, no. 4. July 1987. p483-501.
- WIGGERT, RA.** 1988. Codes for error control and synchronization. Artech house eng, United States.
- WILLIAMS, RA.** 1987. Communication systems analysis and design. Prentice-Hall, United States.
- ZEHAVI, E.** 1992. 8-PSK Trellis codes for a Rayleigh channel. IEEE Transactions on communications, vol. 40, no 5. May 1992. p873-884.
- ZHU, ZC & CLARK, AP.** 1987. Rotationally invariant coded PSK signals. IEE proceedings, vol. 134, no 1. February 1987. p44-52.