

**OPTIES GEISOLEERDE METINGS OP
KRAGELEKTRONIESE SKAKELOMSETTERS**

deur

J.J. HOOGENBOEZEM

Honns. B.Ing. (Elektries en Elektronies)

Verhandeling voorgelê ter gedeeltelike
nakoming van die vereistes vir die graad

MAGISTER INGENIEURSWESE (ELEKTRIES EN ELEKTRONIES)

aan die Potchefstroomse Universiteit vir
Christelike Hoër Onderwys

Studieleier: **Prof. I.E. Lane**

1984

V O O R W O O R D

Hiermee wil ek poog om aan almal wat 'n aandeel gehad het in die navorsing, en die tot standkoming van die verhandeling, my opregte dank en waardering uit te spreek

Eerstens aan my Skepper aan wie ek alles verskuldig is, en van wie ek sekere talente ontvang het.

Aan die personeellede van die Departement Elektriese en Elektroniese Ingenieurswese wat altyd bereid was om te luister en raad te gee. My dank aan Burt Gildenhuis vir die baie vrugbare gesprekke en hulp; aan A.T.C. vir die optiese vesel wat gebruik kon word. Aan my studieleier prof. I.E. Lane vir die motivering en die geleentheid om die navorsing te kon doen, asook vir die besprekings oor die werk. Aan mev. Kirsten vir die geduldige manier waarop sy die tikwerk moes doen, en vir die resultaat wat sy gelewer het.

Ten slotte wil ek die verhandeling opdra aan my vrou Elaine wat altyd 'n geduldige oor gehad het, my probleme probeer verstaan het, en vir die motivering wat sy vir my was.

Jaco Hoogenboezem

POTCHEFSTROOM

1984

A B S T R A C T

OPTICALLY ISOLATED MEASUREMENTS ON POWER ELECTRONIC CONVERTERS

When the need arises to measure simultaneous signals on power electronic converters which switch high currents at high voltage, optically isolated measurements of voltage become attractive. There may also be a need to make these measurements available at a distant point. Because of the high electro-magnetic energy density in such an area, optical fibres were used for the necessary isolation from the high potential equipment and for the transmission of measurement information. Opto-couplers were used to isolate the respective points on the converter from each other while being measured.

In this thesis a research project was undertaken to analyse and predict the behaviour of such an optically isolated measurement system.

In the research phase, an analysis was made of the requirements of such a system, and certain research areas were established. After each aspect had been thoroughly analysed, a functional description of the system was formulated. A mathematical model was then developed to synthesise each functional module, and also to synthesise the complete system.

A measurement system prototype was constructed and tested to evaluate the correctness of the analytical model and the performance of the system. Certain recommendations on how to improve the performance results have been given.

O P S O M M I N G

OPTIES GEISOLEERDE METINGS OP KRAGELEKTRONIESE SKAKELOMSETTERS

Optiese metodes is baie gerieflik wanneer gelyktydige metings op kragielektroniese skakelomsetters gedoen moet word. Wanneer die metings ook nog op 'n afgeleë punt beskikbaar moet wees, is die gebruik van optiese vesels as beskerming teen die hoë elektromagnetiese energie digtheid, 'n ideale isolasie medium. Optiese koppelings is gebruik om die onderskeie punte op die omsetter te isoleer tydens meting.

In hierdie verhandeling, is 'n navorsings projek gedoen om die gedrag van so 'n opties geïsoleerde stelsel te analiseer en te voorspel. Daarom is 'n analise gedoen van die behoeftes van so 'n meetstelsel, en is sekere navorsingsareas deeglik met dié doel geanaliseer. Hierna is 'n funksionele beskrywing vir die stelsel geformuleer. Wiskundige modelle is ontwikkel om elke funksionele module te sintetiseer, asook om die totale stelsel te sintetiseer.

'n Prototipe meetstelsel is daarna ontwikkel om die voorspellings van die analitiese model en die resultate van die stelsel te evalueer. Sekere aanbevelings oor hoe om die resultate te verbeter is ook gegee.

INHOUDSOPGAW E

HOOFSTUK 1

INLEIDING

1.1	DOEL VAN DIE NAVORSING	1
1.2	METODE VAN NAVORSING	

HOOFSTUK 2

BEHOEFTE ANALISE

2.1	KRAGELEKTRONIESE SKAKELOMSETTERS	3
2.2	TIPIESE VEREISTES EN BEHOEFTE	5
2.2.1	Die anode na katode spanning	6
2.2.2	Die hek na katode spanning	
2.2.3	Tipiese omgewing en vereistes	7
2.2.4	Stelsel Spesifikasies	8

HOOFSTUK 3

NAVORSINGSAREAS

3.1	INLEIDING	11
3.2	HOOGSPANNINGSMETING	12
3.2.1	Nie-optiese metodes	
	a) Weerstandsdeler	13
	b) Kapasitordeler	
	c) Ander tipe delers	
	d) Samevattend	14
3.2.2	Optiese metodes	15
	a) Kerr-effek	16
	b) Elektron na foton omsetting	17
3.2.3	Samevatting	18
3.3	DIE OPTIESE MEDIUM EN OMSETTERS	19
3.3.1	Inleiding	
3.3.2	Die vesel en koppelings	20
	a) Numeriese apertuur	
	b) Diameter verskille	21
	c) Rigverliese	
	d) Refleksie verliese	22
	e) Veselverswakking	
	f) Marginale limiet	
3.3.3	Optiese bronne	23
3.3.4	Optiese deteksie	24
3.4	MULTIPLISERING	25
3.4.1	Inleiding	
3.4.2	Golflengte multiplisering	

3.4.3	Frekwensie vlak Multiplisering	26
3.4.4	Tyd vlak Multiplisering	27
3.4.5	Samevatting	
3.5	STELSEL KONFIGURASIE	28
3.5.1	Inleiding	
3.5.2	Hoogspannings opties geïsoleerde meetstelsel ...	29
3.5.3	Laagspannings meetstelsel in hoë potensiaal omgewing	
3.6	SAMEVATTING	30
HOOFSTUK 4		
MODELANALISE		
4.1	HOOGSPANNINGSMEETSTELSEL	31
4.2	OPTIESE KOPPELING	32
4.2.1	Tydresponsie van 'n OK	33
4.2.2	Stroomoordrag in 'n OK	36
4.2.3	Samevatting	38
4.3	DIE LED AS VESELOPTIESE BRON	41
4.3.1	Tydresponsie van die LED	
4.3.2	Vereistes vir LED analoog dryfbane	42
4.3.3	Samevatting	46
4.4	DIE OPTIESE VESEL EN KOPPELINGS	47
4.4.1	Inleiding	
4.4.2	Bron na vesel koppeling	
4.4.3	Vesel na detektor koppeling	48
4.4.4	Samevattend	
4.5	DIE PIN-DIODE AS VESELOPTIESE DETEKTOR	50
4.5.1	Inleiding	
4.5.2	Die tydresponsie van 'n PIN-diode	
4.5.3	Ruis in PIN-diodes en versterkers	52
4.5.4	Ontvangers vir PIN-diodes	53
4.5.5	Samevattend	56
4.6	LAAGSPANNINGSMEETSTELSEL	57
4.6.1	Die optiese koppeling (vervolg par. 4.2)	58
4.7	ANALOOG TYDVLAKE MULTIPLISERING EN DEMULTIPLISERING	59
4.7.1	Inleiding	
4.7.2	Multiplisering (T.V.M.)	60
4.7.3	Demultiplisering	63

4.8	DIE OPTIES GEISOLEERDE MEETSTELSEL	65
4.8.1	Opties geïsoleerde hoogspanningsmeting	
4.8.2	Opties geïsoleerde laagspanningsmeting	66
HOOFSTUK 5		
REALISERING		
5.1	DIE OPTIES GEISOLEERDE SENSORS	69
5.1.1	Tydresponsie van die optiese koppeling	71
5.1.2	Die elektroniese realiserings van die sensors ..	72
5.1.3	Samevattend	74
5.2	DIE ANALOOG MEETSTELSEL	
5.2.1	Die LED en dryfkring	
5.2.2	Die optiese ontvanger	79
5.3	MULTIPLISERINGS STELSEL	81
5.3.1	Inleiding	
5.3.2	Die multipliseerder	
5.3.3	Die demultipliseerder	83
HOOFSTUK 6		
EVALUERING		
6.1	MEETRESULTATE	86
6.1.1	Die anode na katode hoogspannings meetstelsel	
6.1.2	Die hek na katode meetstelsel	87
6.2	STELSEL SPESIFIKASIE	89
6.2.1	Anode na katode meetstelsel	
6.2.2	Hek na katode meetstelsel	91
6.3	GEVOLGTREKKING	92
6.4	AANBEVELINGS	93
BIBLIOGRAFIE		94
BYLAAG A		101
BYLAAG B		105
BYLAAG C		108
BYLAAG D		113
BYLAAG E		116

S I M B O O L - E N A F K O R T I N G I N D E K S

A_v	- Spanningsaanwinst
B	- Kerr-koëffisiënt (koëffisiënt word vir elke tipe kristal gespesifiseer)
B_a	- basisband bandwydte
BFT	- bis fout tempo
B_m	- maksimum bandwydte
C_a	- putkapasitansie van CMOS-hek
C_{BC}	- basis na Kollektor Kapasitansie
C_D	- diffusie Kapasitansie
C_d	- fotodiode Kapasitansie
C_i	- inset Kapasitansie
C_{IN}	- Versterker inset Kapasitansie
C_p	- Kapasitansie a.g.v. Kontakring en metaalkontak
C_s	- strooikapasitansie
C_s^i	- gedemultipliseerde, i-de Kanaal se bronkapasitansie
C_{SN}	- beskermingskapasitor in wiegdemper (SNUBBER) baan
C_v	- laskapasitansie
$(d_i/d_t)_{maks}$	- Kritiese tempo waarteen I_{AK} mag verander
$(d_v/d_t)_{maks}$	- Kritiese tempo waarteen V_{AK} mag verander voor ongeskeduleerde aanskakeling plaasvind.
DM	Deltamodulasie
D_p	- fase afwyk verhouding
DSB	- dubbel syband
D_t	- frekwensie afwyk verhouding
E	- Elektriese veld
ELED	- "edge emitting" LED
EMI	- elektromagnetiese interferensie

f_k	-	Klokkfrekwensie van adressering
f_m	-	frekwensie soos in (3.7)
f_r	-	frekwensie soos in (3.6)
f_{tn}	-	afsnayfrekwensie van O.K. in T.N.-mode
FET	-	veldeffektransistor
FM	-	frekwensie modulasie
FVM	-	frekwensie vlak multiplisering
HI	-	hoë impedansie spanningsversterker
$H(\omega)$	-	stroomoordragsfunksie van 'n optiese koppeling
i_d	-	die stroom a.g.v. die insetsein
i_q	-	lekstroom deur die diode
ΔI	-	inkrementele waarde van diodestroom waarby LED werk
I_{AK}	-	stroom deur tiristor in die aan-toestand
I_b	-	basisstroom
I_c	-	kollektorstroom
I_{cc}	-	kollektorstroom vir gemene kollektorskakeling
I_d	-	diodestroom
I_D	-	totale diodestroom
I_F	-	stroom deur 'n LED
I_{Fi}	-	stroom in dié sensor se primêre kant (i-de)
I_{FK}	-	primêre stroom waar K bepaal word
I_{Fo}	-	waarde van die primêre stroom as $n=2$
I_H	-	hekstroom
I_{HS}	-	minimum hekstroom waarby tiristor skakel
I_{LS}	-	lekstroom deur 'n tiristor in die bloktoestand
IM	-	intensiteits modulasie
I_o	-	sekondêre stroom
I_q	-	ruisstroom
I_s	-	fotongegenereerde stroom
I_t	-	termiese ruisstroom

K	- Boltzman se konstante ($1,38 \times 10^{-23}$)
K_F	- stroomoordragkonstante
K_O	- konstante wat die Kleinseinverband van die kleinsein insetspanning tot die kleinseinstroom gee.
KSB	- katodestraalbuis (Engels: CRT)
K_V	- konstante gedefinieer as die veselverlies
LD	- halfgeleier laserdiode
LED	- lig emitterende diode
LFD	- lavine-aanwinsfotodiode (Engels: APD)
L_p	- induktansie a.g.v. verpakking
m	- aantal sinchronisasie kanale
/m/	- modulاسie-indeks
n	- waarde wat varieer van $n=2$ tot $n=1$
n_0	- normale brekingsindeks
n_s	- aantal tiristors in n string
n_{II}, n_1	- parallele en loodregte brekingsindeks
NA	- numeriese apertuur
NTN	- nie terug na nul dataformaat
O.K.	- optiese koppeling
ΔP	- inkrementele waarde van ligdrywing waarby LED werk
P	- ligdrywing
PAM	- puls amplitude modulاسie
PAPM	- puls amplitude en posisie modulاسie
P_{HK}	- minimum drywing nodig om tiristor te sneller
P_I	- invallende ligdrywing op PIN diode
PIN	- p-intrinsiek-n-diode
PKM	- puls koderings modulاسie

PLM	- puls lengte modulasie
PM	- fase modulasie
P_{MHK}	- maksimum drywing wat die meetstelsel in hek tot katode opstelling mag dissipeer
P_o	- optiese drywing wat op die detektor inval
PPM	- puls posisie modulasie
P_s	- uitsetdrywing van die LED
r_b	- dinamiese weerstand van BJT
$r_{ds}(\text{aan})$	- put na bron weerstand van 'n CMOS-FET in aan toestand
r_{ij}	- elektro-optiese tensorelement
R	- responsitiwiteit
R_B	- basisweerstand
R_{B1}	- voorspannings weerstand
R_{B2}	- voorspannings weerstand
R_D	- Pin-diode weerstand
REP	- ruisekwivalente drywing
R_{hk}	- sjuntweerstand oor hek en katode vir termiese stabiliteit
R_i	- laagspanningssensor ingangsweerstand
R_{IN}	- ingangsweerstand van die meetbaan
R_L	- regulerings weerstand (I_f beperking)
R_s	- serie weerstand a.g.v. verpakking
R_{sj}	- sjuntweerstand by seriegeskakelde tiristors
R_{SN}	- ontlaaiweerstand vir spanning oor C_{SN}
$R_{uit\ i}$	- uitsetlasweerstand van die i-de sensor
$R_{uit\ i}$	- lasweerstand van die i-de kanaal van die demultipliseerder
SRV	- sein tot ruis verhouding (Engels: SNR)
Δt	- tyd inkrement ekwivalent aan t_k
t_{aan}	- multipliseerder se aanskakel tyd
t_{af}	- multipliseerder se afskakel tyd

t_k	- totale tyd vir een kanaal
t_{monster}	- monstertyd vir een kanaal
t_p	- grootste van styg- of daaltyd in die T.N. mode
t_{RC}	- RC tydkonstante
T	- tyd ekwivalent aan $1/f_r$ (herhalingstyd van die multipliseerder)
TI	- transimpedansie versterkers
TN	- terug na nul dataformaat
TVM	- tydvlak multiplisering
$v_o(t)$	- inset in die drywermodule
$\frac{v_{si}}{v_{si}}$	- uitgangspanning van die sensor (i-de) waarde van v_i wanneer die i-de kanaal aan die uitgang van die multipliseerder verbind is.
V_{AK}	- anode na katode spanning
V_{AKM}	- anode na katode spanning maksimum
V_{CC}	- gelykspanning toevoer
V_D	- diameterverliese
V_{HK}	- hek na katode spanning
V_{HM}	- maksimum hek na katode spanning
V_{HS}	- minimum hek spanning waarby tiristor skakel
V_{IN}	- hoogspanningsinset (ekwivalent van V_{AK})
V_{LED}	- spanningsval oor LED
V_{ML}	- marginale limiet
V_{NA}	- numeriese apertuur verlies
V_R	- refleksieverliese
V_S	- rigverliese
V_{si}	- spanning in op sensor nr. i
$V_{uit}(t)$	- uitsetspanning van die ontvanger
V_a	- veselverswakking
z	- longitudinale verplasing

$Z_f(s)$	- terugvoerweerstand met parasitiese kapasitansie
$Z_{IN}(\text{meet})$	- ingangsweerstand van meetinstrument by gelykspanning
Z_{SN}	- ingangsweerstand van meetinstrument by gelykspanning
β	- aanwins van BJT
λ	- golflengte
σ	- reële as in s-vlak
τ_s	- tydkonstante by bepaling van kapasitansie om 'n tiris- tor te beskerm
τ_o	- optiese ontvanger tydkonstante
τ_k	- tydkonstante van 'n optiese koppeling
τ_c	- tydkonstante van optiese koppeling met gemene kollektor-skakeling
τ_e	- tydkonstante van optiese koppeling met gemene emittor-skakeling
θ_k	- kritiese hoek

H O O F S T U K 1

D O E L S T E L L I N G S

1.1 DOEL VAN DIE NAVORSING

Om 'n proses of 'n sekere deel daarvan te kan beheer, monitor of evalueer, is dit noodsaaklik om te kan meet. Metings wat onder normale werkstoestande gedoen word, kan soms ekstreem vereistes op die meting plaas.

Om metings op kragelektroniese skakelomsetters te doen is op sigself nie so moeilik nie, maar die spanningsvlakke en energieë wat geskakel word, stel dikwels beide die metings- en monitormeganismes in gevaar.

Met dié doel, is 'n redelik algemene meetstelsel ontwikkel om spannings (groot en klein) op dié omsetters te meet. Daar word van optiese tegnieke gebruik gemaak, om te bepaal hoe effektief hierdie metodes in 'n omgewing met hoë potensiale en 'n hoë vlak van elektromagnetiese interferensie (EMI) is. Hierdie meetstelsel is ook ontwikkel om as deel van 'n prestasiemonitor- en foutdiagnosestelsel te funksioneer.

1.2 METODE VAN NAVORSING

Eerstens word die basiese spesifikasies bepaal waaraan 'n meetstelsel moet voldoen om hierdie soort metings te kan doen. Die tipiese soort omgewing word bepaal, en daarna is die behoefte duidelik.

In die navorsingsfase, word die navorsingsareas bepaal, en na verskillende moontlikhede gekyk. Met hierdie inligting is dit moontlik om 'n analise te doen, en dan 'n stelselkonfigurasie voor te stel. Om die totale stelsel te kan sintetiseer, is dit nodig om hierdie stelsel in submodules op te breek, en vir elkeen 'n wiskundige model op te stel.

Evaluering word gedoen deur realisering van 'n meetstelsel waarmee

die voorspelde resultate vergelyk kan word.

H O O F S T U K 2

B E H O E F T E A N A L I S E

2.1 KRAGELEKTRONIESE SKAKELOMSETTERS

Skakelomsetters word in verskillende kombinasies gebruik om hoë energie hoeveelhede te omvorm. Daar kan van tiristors, hoëdrywings diodes, triac's ens. gebruik gemaak word, maar met huidige tegnologie word meestal van die tiristor gebruik gemaak.

h Tiristor word gebruik om m.b.v. elektroniese seine (lae energie seine), hoë energiehoeveelhede te omvorm deur die blokkering al dan nie van die energie.

Die spanning oor die nodes van h tiristor is h aanduiding van die toestand waarin die tiristor verkeer, en die spanning oor die hek tot katode, h aanduiding van die beheer wat toegepas word. Deur dus die anode tot katode spanning (V_{AK}) en die hek tot katode spanning (V_{HK}) te meet, kan die werking van die tiristor gekontroleer word.

Tiristors word in verskillende konfigurasies gebruik. Om nie die kalibrasie tydens metings te versteur nie, is dit belangrik om na dié konfigurasies te kyk.

Wanneer tiristors in serie geskakel is, is dit belangrik om statiese ewewig te bewerkstellig, sodat ewe veel spanning oor elkeen van die tiristors in die string val. h Riglyn (58) waarvolgens die sjuntweerstande vir so h geval bereken kan word is

$$R_{sj} = \frac{n_s V_{AKM} - V_{HS}}{(n_s - 1) I_{LS}} \quad -2.1-$$

- n_s - aantal tiristors in die string
- V_{HS} - totale spanning wat string moet hanteer
- I_{LS} - lekstroom deur een tiristor

Soms word dit in die praktyk so gekies, dat

$$R'_{sj} = R_{sj}/10 \quad -2.2-$$

sodat tien keer soveel stroom deur die sjuntreeks vloei, anders ver-
deel die spannings dikwels nie gelykop nie. Wanneer $n_s = 1$, dan is
 $R_{sj} = V_{HS}/I_{LS}$, en kan hierdie waarde vir 'n goeie benadering gebruik
word om die ingangsweerstand van 'n meetstelsel wat oor anode na ka-
tode gekoppel kan word, te bepaal.

Dit is egter ook nodig om vir dinamiese ewewig in 'n tiristor te sorg.
Dit is nodig omdat ongeskeduleerde snellerings a.g.v. hoë dv/dt en
die kapasitansie van die tiristor kan ontstaan (43). 'n Kapasitor
in parallel oor die tiristor kan gebruik word vir dié soort van di-
namiese demping. Die tydkonstante ter sprake is:

$$\tau_s = \frac{V_{AKM}}{(dv/dt)_{maks}} \quad -2.3-$$

waar:

$(\frac{dv}{dt})_{maks}$ = kritiese dv/dt wat vir tiristor gespesifiseer is.

Dan is:

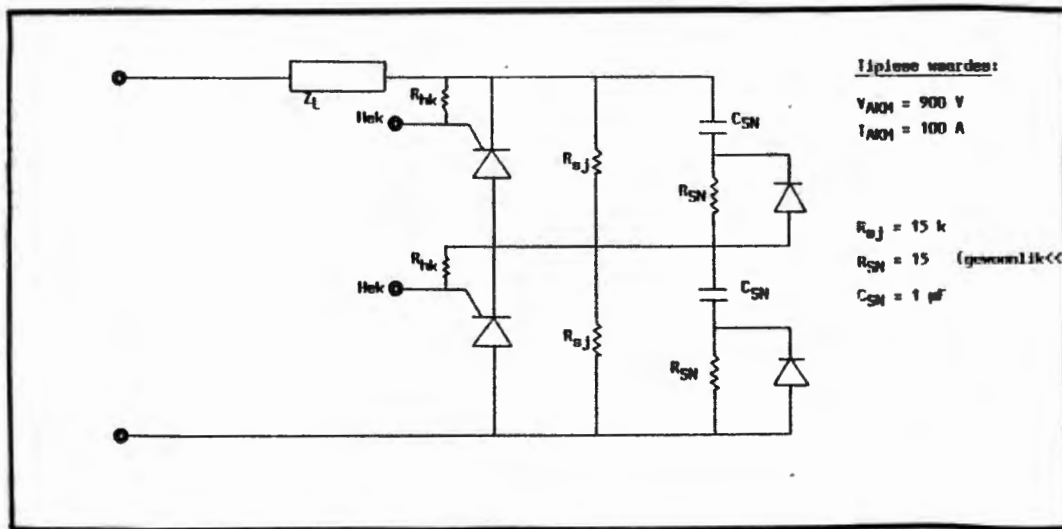
$$C_{SN} = \frac{\tau_s I_{AKM}}{V_{AKM}} \quad -2.4-$$

Omdat die kapasitor oplaai, is dit ook nodig om hom te ontlaai.
Die waarde van so 'n serieweerstand is (43)

$$R_{SN} = (V_{AKM}/(\frac{di}{dt})_{maks})^{\frac{1}{2}} \quad -2.5-$$

waar:

$(\frac{di}{dt})_{maks}$ = kritiese di/dt wat vir tiristor gespesifiseer is.



Figuur 2.1. 'n Tipiese voorstelling van 'n serieskakeling van tiristors, met beide statiese en dinamiese ewewig.

Om die tiristor te sneller, is daar 'n sekere heksnellerspanning (V_{HS}), en 'n sekere minimum stroom (I_{HS}) nodig. Gevolglik is 'n sekere hoeveelheid drywing nodig om die tiristor aan te skakel. Vir dié meetinstrument word dit as voldoende beskou om die spanning te kan monitor. Dit kan om twee redes belangrik wees. Daar kan bloot in die teenwoordigheid al dan nie van 'n puls, of in die vorm van die puls belang gestel word.

In die eerste geval word in digitale inligting belang gestel, en in die tweede geval in analoog inligting. Somtyds word 'n weerstand (R_{hk}) tussen die hek en katode geplaas om termiese stabiliteit te verbeter, asook om die (dv/dt) -blokkapasiteit te verhoog. R_{hk} is gewoonlik tussen $10 - 1\,000 \, \Omega$ en dus baie klein.

Hiermee kan die behoeftes en vereistes van die spesifieke meetstelsel vasgestel word.

2.2 TIPIESE VEREISTES EN BEHOEFTE

In par. 1.1 is reeds gemeld dat 'n redelik algemene instrument ontwikkel is. Verder is dit in par. 2.1 gestel dat die tiristor 'n goeie voorbeeld is van die tipiese skakelomsetter. Die faktore wat

h meting kan beïnvloed op h omsetter wat normaal funksioneer, is ook kortliks aangetoon.

Hierdie inligting kan nou gebruik word om baie kortliks die vereistes vir die meetstelsel te bepaal.

2.2.1 Die anode na katode spanning

Omdat daar soms van sjuntweerstande gebruik gemaak word, is dit belangrik dat die meetbaan dus nie die waarde van die sjuntweerstand beïnvloed nie (d.w.s. kalibrasie van stelsel beïnvloed). Daarom word

$$Z_{IN}(\text{meet}) \geq 10 \cdot R_{sj} \quad -2.6-$$

Verder word ook van wiegdempers, oftewel dinamiese damping gebruik gemaak. Indien $dv/dt = 0$, sal R_{sj} oorheers, maar by $(dv/dt)_{maks}$, is $Z_{SN} \ll R_{sj}$. (fig. 2.1).

$$Z_{SN} = R_S + \frac{1}{sC} \quad -2.7-$$

$$\text{Daarom moet } Z_{IN}(f=f_{maks}) = 10 Z_{SN} \quad -2.8-$$

In die blokttoestand word die ingangsimpedansie van die stelsel bepaal deur die lekstroom, net na die blok toestand deur die wiegdemper, en dan deur die statiese ewewigs voorwaardes.

2.2.2 Die hek na katode spanning

Gewoonlik is hier nie die ekstreem spannings wat by die meting van 2.2.1 ter sprake is nie. Daarom sal h riglyn vir die meting in die geval die hoeveelheid energie wat gedissipeer mag word deur die meetbaan wees.

Aangesien daar h sekere kritiese spanning en stroom is waarby die tiristor sneller, is die kritiese drywing (P_{HK});

$$P_{HK} = V_{HS} \cdot I_{HS} \quad -2.9-$$

h Goeie riglyn is dus dat die drywing deur die hek na katode (P_{MHK});

$$P_{MHK} = 0,01 P_{HK}$$

-2.10-

In par. 2.1 is daar gestel dat in digitale, of analoog inligting belang gestel kan word. In die eerste geval sou dit dus slegs belangrik wees om die puls waar te neem. Die analoog geval gee hierdie inligting asook die vorm van die spanning weer. Die golfvorm kan egter ook vir kort tye negatiewe waardes aanneem, en dit is dus belangrik om die sein bipolar te meet.

2.2.3 Tipiese omgewing en vereistes

Skakelomsetters word gewoonlik saam gegroepeer in h sekere area. Dit beteken dat daar h groot hoeveelheid energie en EMI teenwoordig is in die omgewing. Verder is dit gewoonlik nodig of verkieslik om h ent weg van die meetpunt, die seine beskikbaar te maak. (Byvoorbeeld in h nabygeleë (< km) rekenaar-/beheerlokaal.) Hierdie soort van toepassing is byvoorbeeld in die geval van h prestasie-meet- en foutmonitorstelsel, waar alle inligting op h sentrale punt benodig word.

Ekstreem vereistes sal dus op:

- isolasie teen elektromagnetiese interferensie (EMI)
- ontstaan van aardlusprobleme
- beskerming van instrumente wat aan meetstelsel gekoppel word

van toepassing wees.

2.2.4 Stelsel spesifikasies

Uit die behoefte analise is dit moontlik en nodig om 'n stel spesifikasies saam te stel waaraan die twee dele van die meetstelsel moet voldoen.

Die faktore wat dus in hierdie spesifikasie genoem word, is meer van 'n algemene aard, sodat die doelstellings in hoofstuk 1 bereik kan word. Waar nodig sal die spesifikasies verduidelik word onder aan die TABELLE.

A. ANODE NA KATODE MEETSTELSEL

TABEL 2.1

KARAKTERISTIEK	SPESIFIKASIE	OPMERKING
Maksimum spanningsinset tot die stelsel	$\pm 1000V$	Spesifikasie op grond van tipiese toepassings
Bandwydte van die stelsel	$g.s.-1,0MHz$	Bereik van 'n soortgelyke instrument
Ingangsimpedansie ¹	$\geq 10 \cdot R_{sj}$	-vir gevalle met serie tiristors
	$V_{AKM}/10I_{LS}$	-waardes in par.2.1 gedefinieer
Gemene mode spannings isolasie	$\pm 1000V$	-dieselfde spanning op altwee nodes
Afstand waaroor meting beskikbaar gestel word	500 m	na 'n naby geleë rekenaar terminaal of beskermde omgewing
Omgewing waardeur die inligting gestuur word	Baie hoë EMI	Tipies in die lokaal waar 'n hele aanleg se skakelomsetters geleë is.

KARAKTERISTIEK	SPESIFIKASIE	OPMERKING
Nie-lineariteite in ² die totale stelsel	<3%	Tipiese waarde vir 'n isolasië versterker
Drywingsverbruik van meetstelsel se send- kant (Hoogspanningskant)	1W	Sodat indien noodsaak- lik ook van battery krag gebruik gemaak kan word
Tydsduur wat meting on- onderbroke moet kan plaas- vind	48 uur	Verkieslik kontinu soos in prestasie monitor en fout diagnose ge- bruik

1. Somtyds word tiristors in serie gebruik om die spanningsval te kan hanteer. Daarom is dit noodsaaklik dat die spanning gelykop oor die twee verdeel. Daar moet dus toegesien word dat die ingangsimpedansie nie die kalibrasie beïnvloed nie.

2. Afhanklik van die uiteindelijke gebruik kan oor hierdie waarde teen die prys wat daarvoor nodig gaan wees besluit word. (Prys i.t.v. R/C en ten koste van ander spesifikasies.)

B. HEK NA KATODE MEETSTELSEL

TABEL 2.2

KARAKTERISTIEK	SPESIFIKASIE	OPMERKINGS
Maksimum insetspanning vanaf puls transfor- mator	30V	Gekies n.a.v. tipiese waardes vir hoogspan- ningsstelsels
Bandwydte van die stelsel per kanaal	6kHz	Op die stelsel waarop ge- werk is, was die styg- tye v/d pulse 50µsek

KARAKTERISTIEK	SPESIFIKASIE	OPMERKINGS
Ingangsimpedansie ¹	V_{HK}^2/P_{MHK}	Soos wat dit in par. 2.2 gedefinieer is.
Aantal metings wat gedoen moet word met een stelsel	6	Dit is die aantal benodig op 'n 3 Fase stelsel
Isolasie tussen elk van die metings	$\pm 1000V$	Kortsluiting van kanale kan katastrofies wees
Afstand waaroor meting beskikbaar gestel moet word	500m	OMGEWING EN REDE IN TABEL 2.1
Nie-lineariteit in die ² totale stelsel	< 3%	
Tydsduur wat meting onderbroke kan plaasvind	48 uur	SIEN TABEL 2.1
Drywingsverbruik	1W	Omdat moontlik van batterykrag ook gebruik gemaak moet kan word.

1. Dieingangsimpedansie se berekening, is daarop gemik dat slegs 1% van die drywing nodig om die tiristor te sneller, vir die meting gebruik mag word.

2. Omdat hier gepraat word van pulse, d.w.s. waardes wat net tussen 'n maksimum en 'n minimum waarde varieer, hoef dié spesifikasie nie so baie gewig te dra nie.

H O O F S T U K 3

N A V O R S I N G S A R E A S

3.1 INLEIDING

Aangesien daar sekere spesifikasies is waaraan die meetstelsel moet voldoen, en sekere doelstellings in par. 1.1 gegee is, is dit nou moontlik om die navorsingsareas te onderskei. Aangesien meting op hoogspanningskomponente, met 'n hoogspanningsinhoud gedoen moet word, is dit nodig om na die bestaande metodes hiervan te kyk. Hierby moet die spesifikasies wat in par. 2.2 gegee is, gedurig in gedagte gehou word, om sodoende die beste metode te kies.

Verder was een van die motiverings vir hierdie navorsing die gebruik van die isolasie moontlikhede van optiese vesels. Daarom is dit nodig om te gaan kyk na hierdie medium, beskikbaarheid van die vesels, asook die karakteristieke nodig om die vesel as 'n boublok te beskou. Omdat van optiese vesels gebruik gemaak word, is dit ook nodig om na die optiese omsetters te kyk. 'n Aspek wat baie nou saamhang met die omsetters, is die koppelvlakke tussen die meting en die ligbron, asook tussen die ligdetektor en die uitsetsein.

In die stelselspesifikasie is genoem dat die moontlikheid moet bestaan om die gebruiker te laat besluit oor die aantal metings wat gedoen moet word (van elke tipe).

Wat die anode tot katode meting betref, is genoem dat die beskikbaarheid van optiese vesels die aantal metings sal bepaal. Die hek tot katode metings moet egter langs dieselfde vesel geskied, omdat mens hier bandwydte teen aantal metings kan afspeel. Daarom word ook na multiplisering gekyk.

Ten slotte word al hierdie inligting geanaliseer, en 'n stelselkonfigurasie gegee.

3.2 HOOGSPANNINGSMETING

Dié meting moet gedoen kan word vir stygtipe van kleiner as 'n μ sekonde (≈ 350 nsek). Uit die behoefte analise, het dit geblyk dat 'n ingangsimpedansie by gelykstroom, tipies 'n waarde moet hê soos deur (-2.6-) gegee, en by $\Delta t = 200$ nsek, soos deur (-2.8-) gegee. Gestel dus die tipiese waardes is die volgende:

$$\begin{aligned}V_{HS} &= 1690 \text{ V} & C &= 1 \mu\text{F} \\V_{AKM} &= 920 \text{ V} & R_S &= 15 \Omega \\I_{LS} &= 10 \text{ mA} \\n_S &= 2\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}(-2.6-) \quad Z_{IN}(\text{meet}) &\geq 10 \cdot \frac{(2 \times 920) - 1690}{10 \times 10^{-3}} \\&= 150 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}(-2.7-) \quad Z_{SN} &= 15 - j0,16 \\&\approx 15 \Omega\end{aligned}$$

dus sal $Z_{IN}(\text{meet } f = 1,0 \text{ MHz}) \geq 150 \text{ k}\Omega$

Invloede van parasitiese kapasitansie en induktansie by 1,0 MHz, sal dalk 'n invloed hê op die meetbaan, en daar sal weer verwys word na hierdie resultate.

3.2.1 Nie-optiese metodes

Dit is metodes waar daar nie optiese isolasie is nie, en waar daar 'n fisiese koppeling aan die hoogspanningsnodes nodig is.

a) Weerstandsdeler

Drywingsdissipasie is gewoonlik 'n beperking op die tipe deler, maar pulsresponsies in die nanosekonde gebied is moontlik. Dit is in die praktyk nie moontlik om 'n suiwer weerstandsdeler te bou nie, en induktansie asook strooikapasitansie, kan by onderskeidelik lae en hoë weerstande foute veroorsaak (71). Daar is gewoonlik ook nog aardkapasitansie ter sprake, en dit mag 'n puls vervorm (38). In

verwysing (38) word deur Howard na hierdie effekte gekyk en verskeie vergelykings word gegee om die invloed van selfinduktansie, kapasitansie en aardkapasitansie te bereken. Verskeie kurwes word ook gegee om dié effekte aan te toon.

In die algemeen moet 'n weerstandsdeler veral gebruik word as 'n enkele impedansie vir die inset of uitset van die deler noodsaaklik is. Verder moet die deler liefst direk by die meetpunt geplaas word, om refleksies te voorkom wat seinvervorming kan meebring. Volgens (38) is dit ook wys om indien 'n kabel gebruik word, sommige van die seinverswakking eers by die ontvangskant te realiseer. (Ter wille van 'n goeie SRV-sein tot ruis verhouding.) Verder kan 'n weerstandsdeler in serie met 'n kapasitiewe deler gebruik word, maar volgens Thomas (38), sal die langtermyn responsie beïnvloed word. Spesiale ontwerpe word in (53, 44) gegee.

b) Kapasitordelers

Hier word ook van 'n hoëspanningsarm en laespanningsarm gebruik gemaak, maar die gebruik van kapasitiewe delers word beperk deur die waardes van kapasitore wat gebruik kan word. Die kapasitordeler het verder ook 'n ingangsimpedansie wat kleiner word as die stygtipe van die spanning toeneem. Ten spyte hiervan word kapasitansiedelers as van die veelsydigste van alle metodes beskou om spannings te verdeel.

'n Voorsorg wat getref moet word by die gebruik van kapasitansiedelers, is dat die regte tipe kapasitor gebruik moet word (hoë diëlektriese sterkte). Daar is verskeie spesiale tipes kapasitiewe delers, en gewoonlik word hulle vir die spesifieke toepassing vervaardig (20, 69).

c) Ander tipe delers

Teoreties gesproke, val alle tipe delers eerder in hierdie kategorie, omdat daar altyd parasitiese effekte teenwoordig is. Wanneer egter van weerstande en kapasitore in kombinasies (serie of parallel) gebruik gemaak word, word dit gemengde delers genoem. In (38) word hierna verwys, en (71) gee weereens die foute wat in

sulke optellings ontstaan. Hierdie tipe is gewoonlik in medium hoë spannings 'n goeie metode, aangesien 'n weerstandsdeler ontwerp kan word met kompensasie vir strooikapasitansie, deur 'n kapasitor oor die weerstand te sit wat aansienlik groter is as strooikapasitansie. Deur die RC-tyd konstantes in die hoëspannings en laespannings arms dieselfde te maak, word dan ook ontwerp vir 'n seker responsie. 'n Ander tipe deler, is die refleksie-tipe verswakker, waar die verswakker op 'n afstand vanaf die meetpunt geleë is. 'n Baie interessante ontwerp deur Suthin (70), maak van o.a. hierdie beginsel gebruik.

d) Samevattend

Indien ontwerp sou word vir die tipiese geval wat in par. 3.2 genoem is, dan:

i) Weerstandsdeling (sien fig. 3.1(a))

$$\begin{aligned} V_0 &= V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ &= V_1 \frac{R_2}{150k} \end{aligned}$$

(Uit fig. 2.1 en vgl. -2.6-)

ii) Kapasitiewe deler (sien fig. 3.1(b))

$$Z_{IN} \geq 150 \Omega \quad ; \quad \omega = 2\pi \times 10^6 \quad (\text{uit par. 2.3})$$

$$= \frac{1}{\omega (C_1 + C_2)}$$

$$\therefore C_1 + C_2 \approx 1,0 \text{ nF}$$

$$V_0 = V_1 \frac{C_1}{1,0 \times 10^{-9}}$$

iii) Gemengde deler (sien fig. 3.1(c))

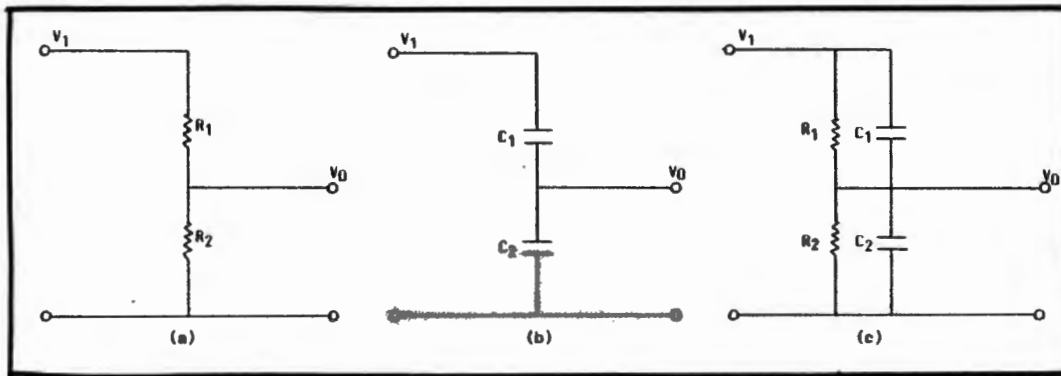
$$R_2 C_2 = R_1 C_1 = 0,35 \times 10^{-6} \quad - (1)$$

$$R_1 + R_2 = 150 \text{ k}\Omega \quad - (2)$$

$$\therefore V_0 = V_1 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \text{ as } (C_1 R_1 = C_2 R_2)$$

$$\text{Stel } \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{100} \Rightarrow R_1 = 1,5 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 148,5 \text{ k}\Omega$$

uit (1). $C_1 = 0,23 \text{ nF}$ en $C_2 = 2,4 \text{ pF}$



Figuur 3.1 Tipiese delers (a) Weerstandsdeler
(b) Kapasitordeler
(c) Gemengdedeler

Omdat al drie die metodes met konvensionele komponente realiseerbaar is, is dit dus metodes wat gebruik kan word vir spanningsdeling.

3.2.2 Optiese metodes

Die heel belangrikste voordeel van optiese metodes is die feit dat inligting van hoë spanningskringe na grondpotensiaal verwys kan word, sonder om die meetpunt na grond te verwys. Daar kan van twee soorte metodes gebruik gemaak word. Eerstens deur van die

Kerr-effek gebruik te maak, en tweedens deur van die omsetting van elektrone na fotone gebruik te maak.

a) Kerr-effek (asook die Pochells-effek)

Wanneer 'n elektriese veld oor 'n kristal wat 'n sterk Kerr-effek openbaar toegepas word, dan sal die brekingsindekse in die paralelle en loodregte rigtings, soos in (3.1) reageer

$$n_{11} - n_1 = \lambda B E^2 \quad -3.1-$$

λ - golflengte van die lig

B - Kerr-koëffisiënt

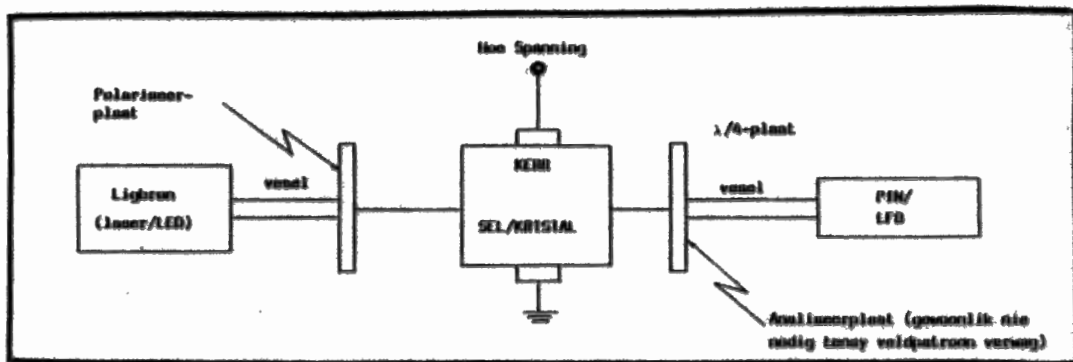
E - elektriese veld

Wat die Pochells-effek betref, is die invloed op die brekingsindeks nie kwadratiese van aard nie.

$$\Delta n = n_0^3 r_{ij} E \quad -3.2-$$

n_0 - normale brekingsindeks

r_{ij} - Pochells koëffisiënt in die spesifieke rigting



Figuur 3.2 'n Tipiese voorstelling van hoe die Kerr-effek gebruik word om hoë spanning te meet

In (32) word die teorie agter hierdie en ander effekte wyd gedek. Die Kerrsel se effek het 'n kwadratiese verband, en dus moet die stelsel sodanig gekalibreer word dat die werkpunt in 'n omgewing van 'n lineêre verband geleë is. Die voordeel van die metode is

dat die effek groter is as die van die Pochells-effek a.g.v. die kwadratiese verband. Kalibrasie word m.b.v. 'n $\lambda/4$ -plaat (fig. 3.2) gedoen. (Dit impliseer met nul spanning oor die Kerrsel, word geen lig regs van die $\lambda/4$ -plaat waargeneem nie. Dié metode word allerweë as duur beskou (7).

b) Elektron na foton omsetting

'n Effens minder konvensionele metode, wat vir spannings van selfs 350 kV (30) gebruik word, is om van stroom na foton omsetting gebruik te maak. Hierdie metode kan by lae spannings ook gebruik word indien die diode voorgespan word. Probleme wat hier ontstaan is dat die diode met 'n spanning van gewoonlik 1,5 V voorgespan moet word, alvorens geleiding plaasvind. Aangesien die LED nie bipolêr gelei nie, is dit nodig om van 'n anti-parallelle opstelling gebruik te maak.

Nadele van die metode word in sommige gevalle deur die voordele oorheers. Wat die nadele betref is dit eerstens die feit dat die diode voorgespan moet word. Verder word die diode warm wanneer die spanning met 'n hoë tempo verander. Wanneer die diode warm word, verander sy ligkarakteristiek ook effens.

Die grootste enkele voordeel wat die metode bied, is die feit dat die inligting na grond verwys kan word, sonder dat daar enigsins sprake is dat die meetpunt na grond verwys kan word. Verder kan daar dus met alle elektronika na dié omsetting byna nie fout gaan nie.

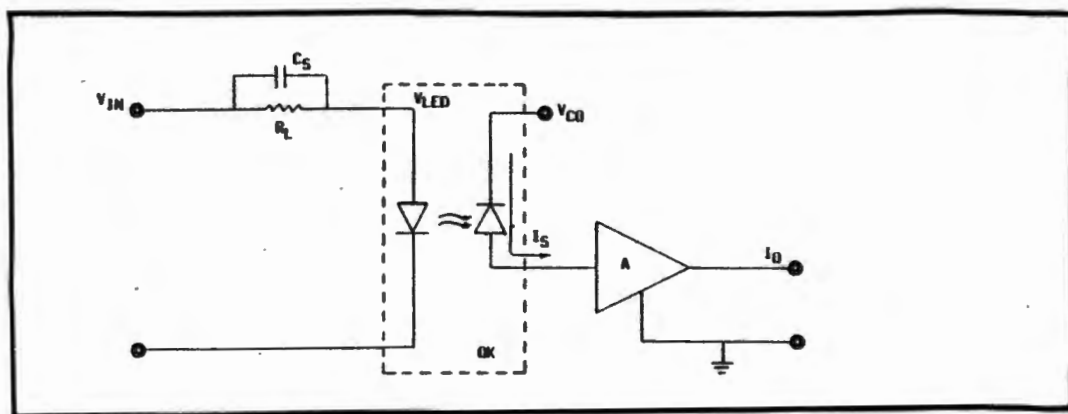
Aangesien die voorspanning by groot spannings (volgens par. 2.2 > 300 V) maar 0,5% van die totale spanning uitmaak, en 'n antiparalelle skakeling moontlik is, word geen van bg. voordele ingeboet nie. Wanneer die voorspanning wel krities is, sou dit gewoonlik dus ook nie saak maak om dit te gebruik nie, omdat die spanningsvlakke dan nie krities sal wees nie. Die hitte effek kan deur die gebruik van hitteput, of 'n outomatiese kalibrasietegniek soos deur (30) voorgestel, hanteer word.

Aangesien 'n LED en 'n PIN-diode saam in een pakkie beskikbaar is as

h optiese koppeling (OK), is dit ook baie gerieflik om hierdie metode te gebruik. Omdat die sensitiwiteit van die PIN-diode deur die ligsterkte beïnvloed word, sal die frekwensie responsie van h OK met h hoë LED-stroom beter wees. Kommersieël beskikbare tipes se maksimum LED-stroom $I_F(\text{maks})$, wissel vanaf (0,5 - 20mA) . Die stroom deur die LED kan gereguleer word deur h lasweerstand in serie met die LED te plaas.

$$R_L = \frac{V(\text{maks}) - V_{LED}}{I_F(\text{maks})} \quad -3.3-$$

Wat egter wel in ag geneem sal moet word, is dat die weerstand h aansienlike hoeveelheid energie sal moet dissipeer. Verder mag strooikapasitansie veroorsaak dat die impedansie afneem en dus sal groter stroom teoreties by $f = 1,0 \text{ MHz}$ deur die meetbaan getrek word. Alhoewel dit dalk nie h probleem skep met die kalibrasie van die tiristor nie, kan die groter stroom die LED beskadig.



Figuur 3.3 Voorstelling van h OK as h metode om hoë spannings te meet, en die meting van grond te isoleer.

D.m.v. skermingstegnieke en metodes soos deur Hararda (30) voorgestel, kan dit egter voorkom word.

3.2.3 Samevatting

Hieruit blyk dit dat vir isolasie doeleindes, die gebruik van anti-parallel gekoppelde OK's, vir die meting van V_{AK} soos in par. 2.2.

’n goeie benadering is. (Sien Bylaag D).

Wat die meting van V_{HK} betref, is dit belangrik om daarop te let dat hier ’n klein differensiële spanning ter sprake is, alhoewel nie t.o.v. grond nie. Daarom sou dit nie werk om ’n LED in die onvoorgespande toestand te gebruik nie, veral nie as in die analoog sein belang gestel word nie. Dit sal egter nie nodig wees as in digitale inligting belang gestel word nie.

3.3 DIE OPTIESE MEDIUM EN OMSETTERS

3.3.1 Inleiding

Die gebruik van optiese vesels het soveel voordele bo die gebruik van koaksiale kables en dubbelpare in ’n omgewing soos in par. 2. gespesifiseer, dat daar slegs baie kortliks hierna verwys sal word. Dit sal ook nie as motivering dien vir die gebruik van die vesel nie, aangesien dit reeds in para. 1.1 gestel is.

Die optiese vesel kan seine in ’n hoë potensiaal omgewing, met ekstrem EMI sonder enige invloed oordra. Daar kan dus geen spannings geïnduseer word, of kortsluitings plaasvind nie, en geen aardlusse kan ontstaan nie. Geleidelike indeksvesels word al hoe gereedliker beskikbaar, en a.g.v. laer kwaliteit telekommunikasie- vesels wat wel bestaan, kan hierdie vesels in industriële toepassings gebruik word. Hierdie vesels is klaar in ’n kabelvorm met die standaard 50/125 μm geleidelike indeksvesels. A.g.v. die beskikbaarheid van sodanige vesels, met verliese van laer as 5dB/km, sal dit die tipe vesel wees wat in die verhandeling gebruik word.

Wanneer optiese vesels met koaksiaal stelsels vergelyk word, kan uit tabel 3.1 ’n paar interessante vergelykings gemaak word (40).

TABEL 3.1 OPTIES-/KOAKSSTELSELS

EIENSKAPPE	OPTIESE VESELS	KOAKS KABELS
Invloed van EMI en weerlig	Geen	Wel
Stelsel kompleksiteit	Redelik eenvoudig	Gesofistikeerd
Bandwydte beperking	> GHz.km	Verliese $\propto f$ 70dB by 20 MHz
Sender drywing	0 dBm	33 dBm
Ontvanger drywing	-50 dBm	-73 dBm
Stelselaanwins	50 dB	90 dB

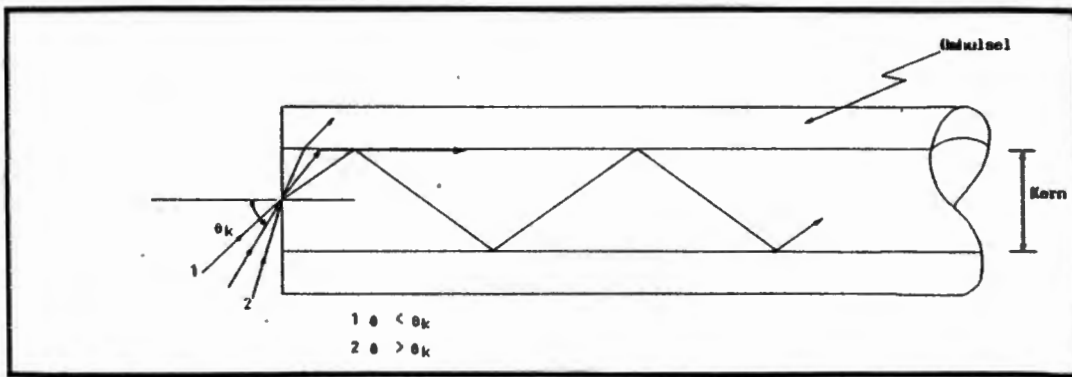
3.3.2 Die vesel en koppelings

Wanneer die vesel gebruik word, is dit belangrik om te beseef dat verliese nie net deur die vesel se lengte bepaal word nie. Die verliese is belangrik omdat dit bepaal hoe sterk die sein by die detektor is, aangesien slegs 'n vaste hoeveelheid drywing by die sender gekoppel kan word (tabel 3.1). Die sterkte van die sein by die detektor bepaal wat die SRV sal wees.

a) Numeriese apertuur (V_{NA})

A.g.v. die feit dat lig wat teen 'n sekere hoek t.o.v. die as van die vesel inval, nie in die vesel gekoppel kan word nie, ontstaan daar dié soort verlies. Die NA word gewoonlik vir die vesel asook die omsetters deur die vervaardigers gegee. Die ideale geval is dat die NA van die bron van lig kleiner is as die detektor van die lig, dan is daar geen verlies a.g.v. NA nie.

$$V_{NA} = 10 \log \left(\frac{\text{groot NA}}{\text{klein NA}} \right)^2 \quad -3.4-$$



Figuur 3.4 Voorstelling van V_{NA} in 'n trapindeks vesel.

b) Diameter verskille

Wanneer die diameter van die bron groter is as die van die detektor, is dit logies dat daar 'n sekere hoeveelheid drywing is wat glad nie op die detektor val nie.

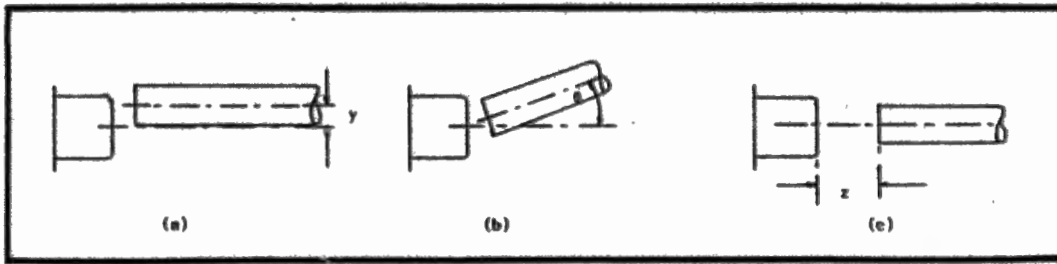
$$V_D = 10 \log \left(\frac{\text{groter diameter}}{\text{kleiner diameter}} \right)^2 \quad -3.5-$$

Weereens; as die detektorarea groter is as die bronarea, dan is dié verlies nul.

c) Rigverliese (V_S)

Wanneer die vesel swak gerig word t.o.v. die bron of die detektor, dan is daar hierdie soort verliese. Daar bestaan nie vergelykings hiervoor nie, maar tipiese waardes van die emitter na die vesel is tussen 1 - 2dB, en 0,5 - 1dB aan die detektor kant. In fig. 3.5 word 'n paar voorbeelde van hierdie soort verliese getoon.

Wanneer baie hoë kwaliteit koppels gebruik word, kan hierdie tipe verlies baie kleiner wees.



Figuur 3.5 Tipiese voorbeelde van rigverliese.

(a) Radiale misplasing (b) Aksiale misplasing

(c) Longitudinale rigting.

d) Refleksie verliese (V_R)

Refleksies ontstaan wanneer die oppervlakte waarop die lig inval, sommige van die lig reflekteer. Die verlies is egter nooit groter as 1dB in 'n netjies gekloofde en gepoleerde vesel nie.

e) Veselverswakking (V_α)

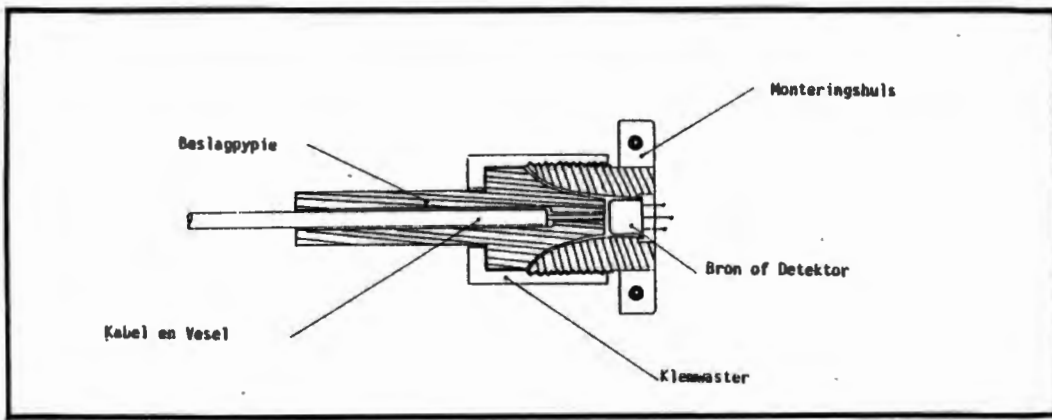
Dit is die mees ooglopendste verlies, maar in hoë kwaliteit telekommunikasie vesels, is dit 'n baie lae waarde van kleiner as 3dB/km. Waardes van 10dB/km is algemeen beskikbaar.

f) Marginale limiet (V_{ML})

Die limiet word by die bepaling van die stelsel aanwins toegelaat, vir ingeval die vesel breek en herstel moet word.

Deur dus hierdie ses tipiese verliese in ag te neem, kan presies bepaal word wat die stelsel se aanwins moet wees. Die tipe verbinding tussen die vesel en die bron of emittor wat in fig. 3.6 getoon is, is in dié geval gebruik.

Daar bestaan op hierdie stadium nog nie 'n standaard metode vir koppeling en montering van vesels en omsetters nie, en elke vervaardiger het gewoonlik sy eie voorskrifte.

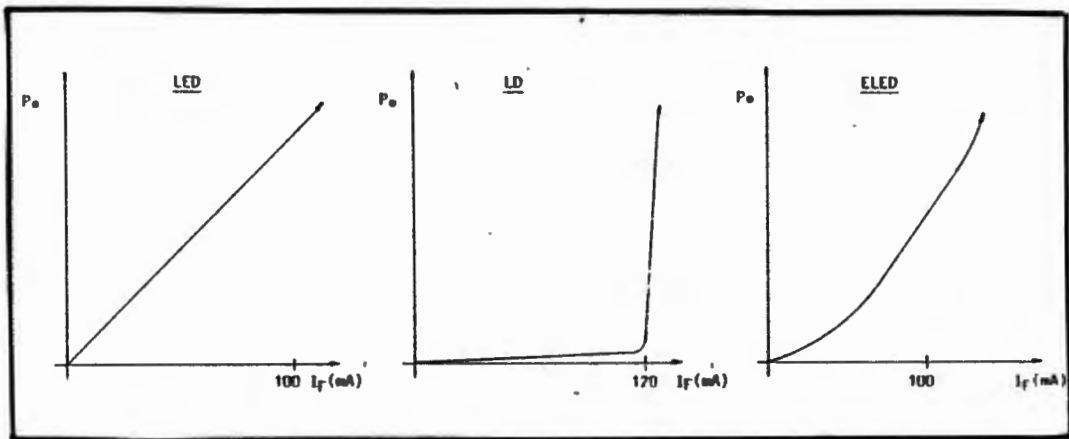


Figuur 3.6 Montering en koppeling van 'n vesel aan 'n bron of detektor.

3.3.3 Optiese bronne

Die LED is die mees algemene tipe optiese bron, en word vir digitale en analoog toepassings tot by 50 MHz gebruik. Kortere golflengte LED's ($0,7 - 0,9 \mu\text{m}$) is algemeen beskikbaar, en die langer golflengte LED's ($> 1 \mu\text{m}$) begin nou beskikbaar word. Om nadele soos 'n breë spektraalwydte en lae drywing te oorkom, is die halfgeleierlaser diode (LD), ontwikkel. Alhoewel die LD beter met die vesel gekoppel het, 'n nouer spektraalwydte gehad het en vir baie hoë bandwydte toepassings gebruik word, is daar sekere nadele. In die eerste plek is die LD baie temperatuur sensitief, het hy 'n korter lewensduur en is hy ontsaglik duur (* R1 000 - R2 000 stuk - 1984).

Onlangs is 'n derde tipe bron ontwikkel. Dit is die sg. ELED ("edge-emitting" LED) wat die goeie eienskappe van die LED en die LD probeer kombineer. Beter koppeling is dan ook wel met die vesel moontlik, asook 'n nouer spektraalwydte. Daar is egter nog die probleem, dat dié geometrie verkieslik saam met $(200 - 350) \mu\text{m}$ - vesels gebruik moet word.



Figuur 3.7 Die lig teen stroom karakteristieke vir die 3 basiese tipes bronne.

Aangesien hier 'n toepassing is wat nie 'n hoë bandwydte vereis nie (1,0 MHz), en daar van 50/125 μm vesel gebruik gemaak word, is die LED 'n logiese keuse vir dié toepassing.

3.3.4 Optiese deteksie

Alhoewel verskeie tipes detektors bestaan, is dit veral die PIN-diode en die LF-diode (LFD) wat gebruik word vir veseloptiese stelsels. Die lawine-aanwinsfotodiode (LFD), het in teenstelling met die PIN-diode, nie eenheidsaanwins nie. Wat daarmee bedoel word, is dat een foton nie noodwendig 'n elektron-holtepaar genereer nie, maar dalk nog twee fotone. Die gebruik van die LFD is beperk tot gevalle waar baie klein optiese seine, met 'n hoë SRV of BFT in teenwoordigheid van ruis ontvang moet word. Verder is ook 'n redelik hoë truspanning nodig (100 - 200 V), en gevolglik hanteer die LFD effens ongerieflik. Die PIN-diode hanteer egter heelwat makliker, en word gewoonlik selfs in baie hoë bandwydte toepassings gebruik.

Aangesien 'n optiese detektor, in wese 'n kapasitiewe bron is, is dit belangrik dat versigtig te werk gegaan moet word by die ontwikkeling van die voorversterker, om nie die ruis te groot te maak nie. Gewoonlik domineer die voorversterker se ruis die detektor-ruis, en is dit dus baie belangrik om 'n suiwer ontwerp te hê.

In dié geval is die PIN-diode dan ook gebruik, en vir die voorversterker ontwerp, kan na die afdeling vir wiskundige modellering gekyk word.

3.4 MULTIPLISERING

3.4.1 Inleiding

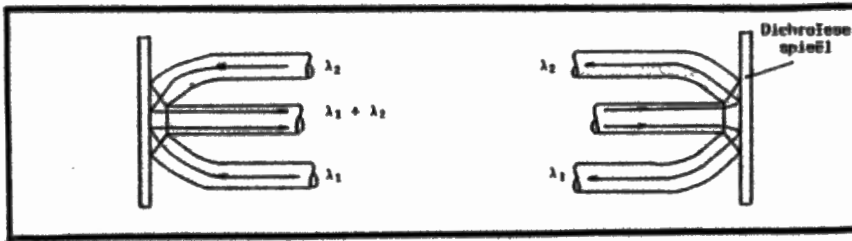
Noudat reeds vasgestel is watter tipe sensor vir die metings gebruik word, asook watter tipe omsettings gedoen moet word, is dit belangrik om na multiplisering van seine te kyk. In par. 2.2 is gestel dat 'n tipiese behoefte kan vereis dat meer as een van 'n spesifieke meting nodig is. D.w.s. of dit nou die hoogspanningsmeting is, met sy hoër bandwydte, of die laer spanning hek na katode meting, moet die gebruiker self kan besluit hoeveel van elke tipe meting hy kan en wil doen. Daar is drie tipes multiplisering moontlik, en elkeen sal kortliks beskryf word, en in par. 3.4.5. geanaliseer word.

3.4.2 Golflengte multiplisering

Soos reeds bekend, geskied optiese sein oordrag m.b.v. 'n draer met 'n golflengte van tussen $(0,7 - 1,3) \mu\text{m}$. Die tegnologie het in die laaste aantal jare sodanig gevorder, dat hierdie tipe van multiplisering m.b.v. verkrygbare komponente gedoen kan word. Daar is uit die aard van die saak baie moontlike konfigurasies, waarvan golflengte multiplisering maar slegs een is. Die beginsel berus op die gebruik van 'n golflengte gevoelige dichroïese spieël. Daar kan dus twee of meer verskillende golflengtes saam in een vesel gestuur word, waarvan elkeen se volle inligting kapasiteit benut kan word. Verliese by die multiplisering en demultiplisering, kan so laag as 0,9 - 1,0 dB wees.

Alhoewel hierdie tipes van multipliseerders wel kommersieël beskikbaar is, moet daarop gewys word, dat hulle so net minder as R2 000 stuk kos (1984). D.w.s. R4 000 vir 'n stel, en gewoonlik sal 'n addisionele vesel minder kos. Wanneer die randkomponente verander kan word om 'n groter bandwydte te hanteer, is dit dalk verkiesliker

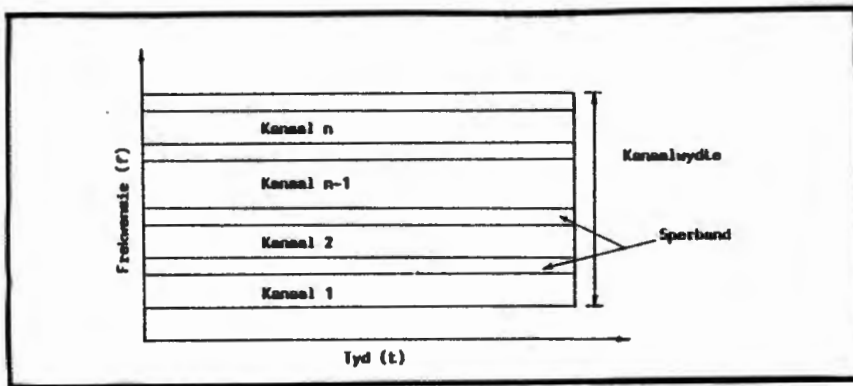
vir die huidige. Waar dit wel met groot effek gebruik kan word, is waar 'n bestaande stelsel se kapasiteit hiermee verhoog kan word.



Figuur 3.8 'n Skematiese voorstelling van golflengte multiplisering en demultiplisering.

3.4.3 Frekwensie vlak Multiplisering

Die ortogonale draers in 'n FVM-stelsel, is sinusgolwe wat harmonieke is van 'n fundamentele frekwensie. Deur elk van die draers met 'n basisband sein te moduleer, maak dit die hele kanaal beskikbaar (in die geval sal die kanaal deur die sender se vermoë bepaal word). Daar is ook telkens 'n sekere sperlaag om die kanale van mekaar te skei.



Figuur 3.9 Frekwensie vlak multiplisering

In FVM kan geen kruisspraak deur attenuasie en fasesdistorsie veroorsaak word nie. Kruisspraak kan egter voorkom a.g.v. nie-linea-riteite in die kanaal self. A.g.v. die eienskappe, word FVM baie algemeen in analoog toepassings gebruik.

3.4.4 Tyd vlak Multiplisering (TVM)

In teëstelling met FVM, word in TVM se geval die hele frekwensiegebied vir 'n sekere gedeelte van die tyd, aan 'n spesifieke data-band toegestaan. Hier ruil frekwensie en tyd net asse in fig. 3.9. Die sperbande word dan in dié geval wagintervalle. Die beperking is egter dat die aantal kanale en tyd intervalle saam die tyd voor- dat 'n kanaal weer herhaal word, bepaal. Indien dus analoog inligting oor die kanaal gestuur word, beperk dit die frekwensie van die analoogsein. Daar moet dus van 'n onderlaatfilter gebruik gemaak word as hierdie tipe multiplisering vir basisband seine gebruik word.

$$1/f_r = \Sigma (\text{tyd van elke kanaal}) \quad -3.6-$$

$$f_m < f_r - f_m \quad -3.7-$$

f_m - maksimum frekwensie wat onderlaatfilter deurlaat.

In TVM-stelsels is wel nie nie-lineêre distorsie teenwoordig nie, maar verswakking en fasedistorsie veroorsaak wel kruisspraak. Daarom moet die wagintervalle dikwels groter gemaak word, en dus word f_m nog kleiner. Alhoewel dit lyk asof dit nie 'n goeie metode van multiplisering is nie, is dit in lae bandwydte gevalle wel aantreklik. Die elektroniese realisering is baie eenvoudig en goedkoop, en daar moet slegs van 'n sinkronisasie meganisme gebruik gemaak word.

Wanneer dit met 'n vesel gebruik word, kan een van die kanale vir sinkronisasie doeleindes gebruik word.

3.4.5 Samevatting

Al drie tipes multiplisering is nou behandel, en die gebruiker moet nou telkens vir sy spesifieke toepassing besluit watter metodes hy gaan gebruik.

Die moontlikhede is die volgende:

- i) Gebruik 'n addisionele vesel indien dit goedkoper is, en dit gedoen kan word bloot deur 'n kabel met meer vesels in te kies.
- ii) Maak van golflengte multiplisering gebruik indien dit goedkoper word, of as die kabel met vesels reeds geïnstalleer is, en as die bandwydte van die sender volledig benut is.
- iii) M.b.v. verskeie koderingstegnieke kan van TVM gebruik gemaak word asook van PKM, PPM PAM en DM.
- iv) Hoë bandwydte analoog seine kan m.b.v. FVM gehanteer word, en daar sal dan van komplekser optiese bronne en elektroniese realisering gebruik gemaak moet word.
- v) Indien in lae bandwydte analoog inligting belanggestel word, kan van TVM gebruik gemaak word.

Volgens die spesifikasies wat in par. 2.2 gegee is, sal die een kanaal ontwikkel word met 1,0 MHz-bandwydte, asook 'n TVM-stelsel, waarin die aantal analoog seine teen die bandwydte afgespeel kan word.

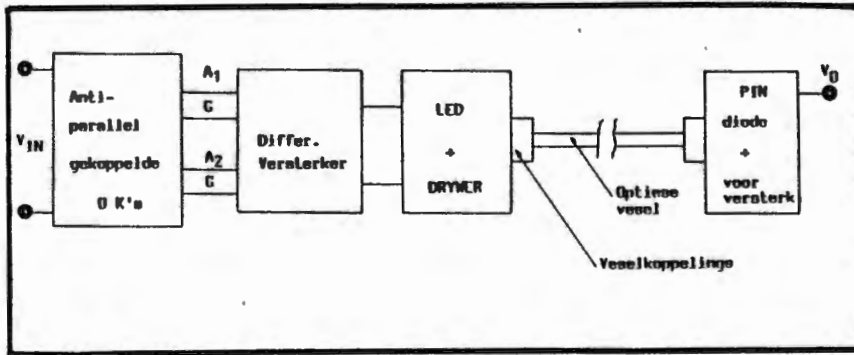
3.5 STELSEL KONFIGURASIE

3.5.1 Inleiding

Soos reeds telke male genoem, word daar tussen twee tipes metings onderskei. Eerstens is daar die sg. hoogspanningsmeting wat soos in par. 2.2 gespesifiseer is, en waaraan reeds in die voorafgaande paragrawe van Hoofstuk 3 aandag gegee is. Daar is ook die laer spannings meting waar die spannings tussen die hek en katode gemeet word.

3.5.2 Hoogspannings opties geïsoleerde meetstelsel

In par. 3.2 is besluit op grond van die hoë spannings ter sprake, en a.g.v. die isolering van die meetpunt en die res van die stelsel om van 'n onvoorgespande optiese koppeling vir 'n spannings-sensor gebruik te maak. 'n Antiparallel gekoppelde opstelling met 'n differensiële versterker aan die uitgang van die optiese koppeling, voltooi die isolasie van die hoogspanningssein. Die res van die stelsel is dan soos reeds in par. 3.3 - 3.4 afgelei, en word in fig. 3.10 getoon.



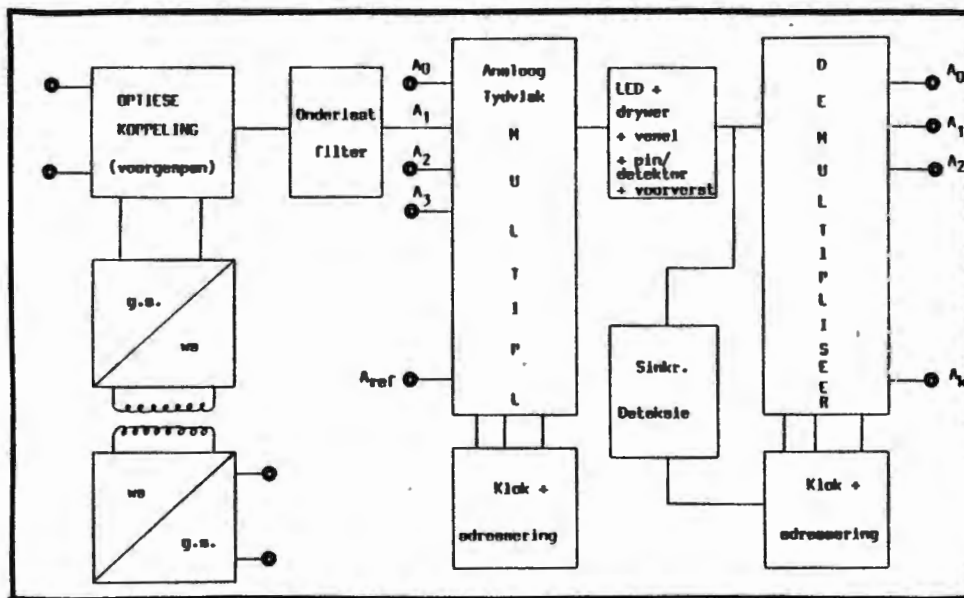
Figuur 3.10 'n Hoogspanningsgeïsoleerde optiese meetstelsel.

Die elektroniese realisering word in die evalueringsfase gegee, en die wiskundige model vir die totale stelsel in Hoofstuk 4.

3.5.3 Laagspannings meetstelsel in hoë potensiaal omgewing

In par. 3.2 is dit reeds genoem dat die OK nie in hierdie geval in sy onvoorgespande konfigurasie gebruik kan word, indien in analoog inligting belang gestel word nie. Alhoewel hierdie meetstelsel juis vir 'n toepassing gebruik is, waar slegs die teenwoordigheid al dan nie van 'n puls belangrik was, sal tog getoon word hoe dit vir 'n analoog geval gedoen word. A.g.v. die feit dat bandwydte teen die aantal kanale afgespeel kan word in 'n TVM-stelsel, is besluit om hierdie tipe van multiplisering te gebruik.

Die res van dié stelsel sal tipies dieselfde wees as die van die meetstelsel in par. 3.5.2, soos dan ook uit fig. 3.11 blyk.



Figuur 3.11 Laagspannings meetstelsel in hoë potensiaal omgewing.

Die voorspannings gedeelte kan op 'n paar ander maniere ook bedryf word. Indien van baie lae stroom optiese koppelings gebruik gemaak word, kan van optiese tegnieke soos LED-matrikse en fotoselle gebruik gemaak word vir die nodige isolasie.

3.6 SAMEVATTING

Daar is nou in par. 3.2 - 3.5 'n stelsel konfigurasie afgelei, wat blyk die optimum metode is vir hierdie toepassing. In Hoofstuk 4 sal gepoog word om vir hierdie totale konfigurasie sover moontlik 'n wiskundige benadering af te lei. D.m.v. hierdie sintese, kan die gedrag van die stelselkonfigurasie dus voorspel word. Later sal die stelsel geëvalueer word, deur dit volledig te realiseer.

H O O F S T U K 4

M O D E L A N A L I S E

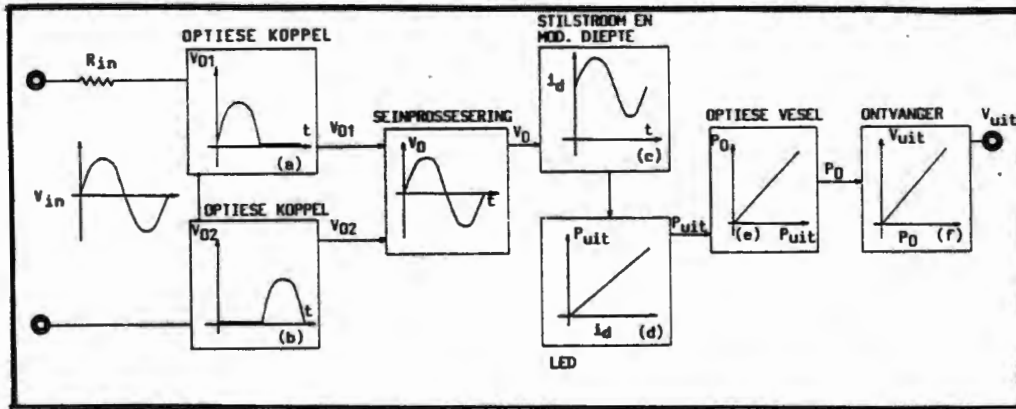
Daar is in die vorige hoofstuk na die verskillende aspekte gekyk wat metings op hoogspanningspunte beïnvloed, en op grond daarvan is 'n hipotetiese model voorgestel. In hierdie hoofstuk sal gepoog word om 'n model (wiskundig) te ontwikkel wat die voorspelde resultaat kan bevestig. Hierdie analise sal ook help om 'n beter begrip vir die werking van die totale meetstelsel te verkry.

Die optiese koppeling is 'n basiese boublok vir albei metings, en sal dus as 'n module beskou en behandel word. Die LED wat vir verseloptiese toepassings gebruik word, asook die voorwaardes om 'n lineêre verwantskap tussen die insetsein en die uitsetligdrywing te verkry, word ook as 'n module behandel. Die vesel asook die koppeling aan die aktiewe komponente (d.w.s. die LED en PIN-diode) word op soortgelyke manier behandel, en daarna die PIN-diode. Die ander deel van die meetstelsel gebruik dieselfde basiese modules wat reeds genoem is, asook 'n tydvlakmultipliseerder en demultipliseerder. Dié multiplisering word dan ten slotte behandel.

4.1 HOOGSPANNINGSMEETSTELSEL

In figuur 4.1 word die basiese modules getoon, met 'n skematiese voorstelling van wat elkeen se nut in die totale stelsel is.

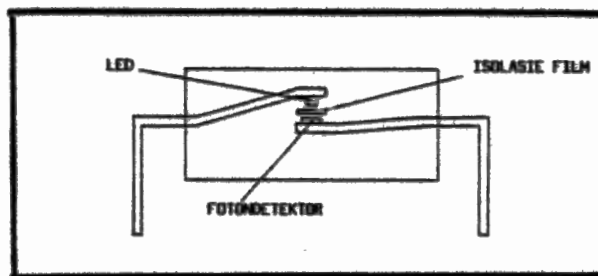
Deur figuur 4.1 in gedagte te hou, behoort die strekking en doel van elke paragraaf duidelik na vore te kom. Daar sal in elke module, soos in figuur 4.1 gesien word, 'n inset en 'n uitset geïdentifiseer word, en dan sal 'n verband bepaal word.



Figuur 4.1. Skematiese en vereenvoudigde voorstelling van die hoogsennings meetstelsel wat gebruik is vir opties geïsoleerde metings op kragelëlektroniese skakelomsetters.

4.2 DIE OPTIESE KOPPELING

h Optiese koppeling (OK) is niks anders as h baie kompakte elektro-optiese stelsel nie. Die basiese komponente is h LED (emittor), h optiese transmissiemedium (lug en h isolasiefilm) asook h foton-detektor. In fig. 4.2 is h deursnit deur h tipiese optiese koppeling.

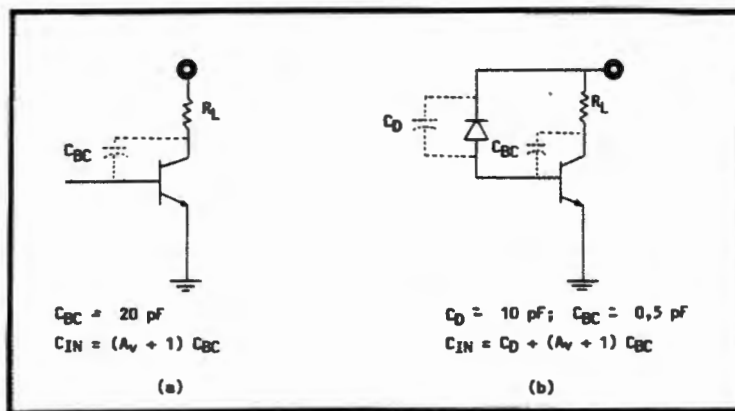


Figuur 4.2. Deursnit deur h optiese koppeling

Daar is twee tipes fotondetektors, en word afhanklik van tydrespon-sie en aanwins vir h sekere toepassing gekies.

4.2.1 Tydresponisie van 'n OK

Die respons hang van twee faktore af, nl. die tipe detektor en die metode van seinaanwinnings. Die gebruik van die fototransistor is alom bekend, en word gekenmerk deur 'n hoë ingangskapasitansie. Dit ontstaan omdat die basis na kollektor kapasitansie vir 'n fototransistor aansienlik groter is as vir 'n gewone transistor. In figuur 4.3 word die twee metodes getoon, asook met tipiese waardes.



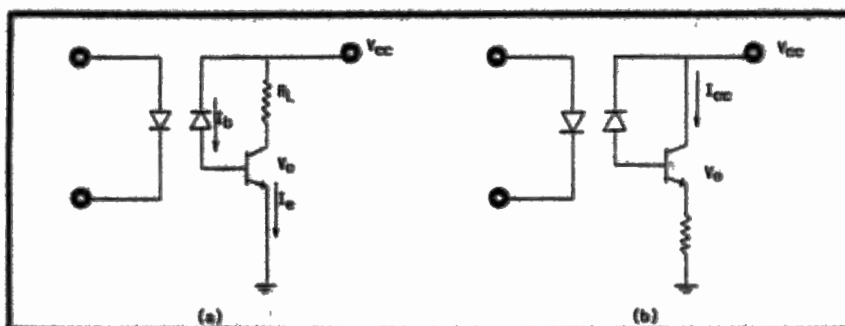
Figuur 4.3. Fototransistor teen diode-transistor vir lae insetkapasitansie.

(a) fototransistor (b) PIN-diode en transistor

Die spanningsaanwinnings veroorsaak dus dat die ingangskapasitansie van geval (b) baie laer as (a) is (verhoging van ingangskapasitansie - Miller-effek).

Om hierdie rede is besluit om die PIN-diode te gebruik as foton-detektor.

In (34) word twee konfigurasies waarin die PIN-diode in kombinasie met die bipolêre transistor gebruik word getoon. Hiervolgens is die metode in fig. 4.3 (b) die optimum vir goeie tydresponisie. Dié twee konfigurasies word in fig. 4.4 getoon.



Figuur 4.4. (a) Gemene-emittor, (b) Gemene-kollektor opstelling vir optiese koppelings met 'n fotodiode as foton-detektor.

Volgens gemelde bron is die tydkonstante vir fig. 4.4 (a)

$$\tau_e = r_b (C_d + C_{BC}) + \beta R_L C_{BC} \quad -4.1-$$

waar:

- r_b - dinamiese weerstand van BJT
- C_d - fotodiode kapasitansie
- C_{BC} - basis na kollektor kapasitansie
- R_L - lasweerstand
- β - aanwins van BJT

Vir dié geval in fig. 4.4 (b) is die tydkonstante

$$\tau_c = (C_d + C_{BC})(r_b + (\beta + 1) R_L) \quad -4.2-$$

M.b.v. tipiese waardes vir dié optiese koppeling

$$I_F = 10\text{mA}$$

$$\text{SOV} = 20\% - (\text{Sien par. 4.3.2})$$

$$\text{is: } r_b = \beta \left(\frac{26\text{mV}}{\text{SOV} \cdot I_F} \right) 100$$

$$= \beta \cdot 12,5$$

-4.3-

Daarom is hierdie waardes in vgl's 4.2/3:

$$\tau_e = \beta (C_d + C_{BC}) 12,5 + \beta (C_{BC}) R_L \quad -4.4-$$

en wanneer $R_L \gg 12,5$ is, dan word dié tydkonstante hoofsaaklik deur die tweede term bepaal (veral as die tipiese waardes vir die kapasitansies in fig. 4.3 in ag geneem word).

Netso is:

$$\tau_c = \beta(C_d + C_{BC}) 12,5 + (\beta + 1)(C_d + C_{BC}) R_L \quad -4.5-$$

$$\text{Daarom is:} \quad \tau_c \approx \beta(C_{BC}) R_L \quad -4.6-$$

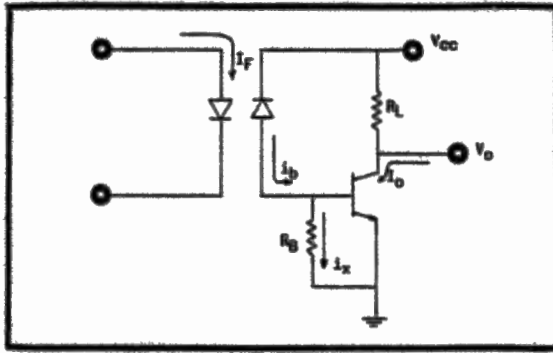
$$\tau_c \approx (\beta + 1)(C_d + C_{BC}) R_L \quad -4.7-$$

Gestel nou: $\beta = 150$
 $C_{BC} = 0,5\text{pF}$
 $C_d = 10\text{pF}$
 $R_L = 10\text{k}\Omega$

dan is: $\tau_c \approx 0,75 \mu\text{sek.}$
 $\tau_c \approx 15,86 \mu\text{sek.}$

Die keuse is dus die gemene-emittor skakeling wanneer 'n PIN-diode as fotondetektor gebruik word.

Indien die optiese koppeling in 'n geskakelde mode gebruik word, d.w.s. wanneer die maksimum en minimum waarde van die emittor stroom (I_f) tussen x en nul verander, is daar 'n addisionele faktor wat vertraging in die tydresponsie veroorsaak. Die transistor skakel heelwat stadiger af as aan, en daarvoor kan 'n weerstand tussen basis en emittor verbind word om dié skakeling vinniger te maak. Sien figuur 4.5 vir dié metode. (34)



Figuur 4.5. 'n Parallel weerstand tussen basis en emittor help om die afskakeltyd te verbeter.

Dit is veral belangrik om van hierdie metode gebruik te maak indien die optiese koppeling in 'n terug na nul mode gebruik word. D.w.s. as die diode dikwels (afhangende van die data formaat) aan en af geskakel word. Die terug na nul (T.N.) mode is dan ook die slegste geval wat die tydresponsie betref. Die datatempo in hierdie mode is, (34)

$$f_{TN}(\text{maks}) < \frac{1}{2t_p(\text{maks})} \quad -4.8-$$

$t_p(\text{maks})$ - grootste waarde van die styg of daal tyd in dié mode.

Wanneer die weerstand soos in fig. 4.5 gebruik word, het dit seker implicasies op die strome wat deur die optiese koppeling se emittordiode en die basis van die transistor vloei. Hierna en na die vorm van die stroomoordrag in die optiese koppeling, word in die volgende paragraaf verwys.

4.2.2 Stroomoordrag in 'n optiese koppeling

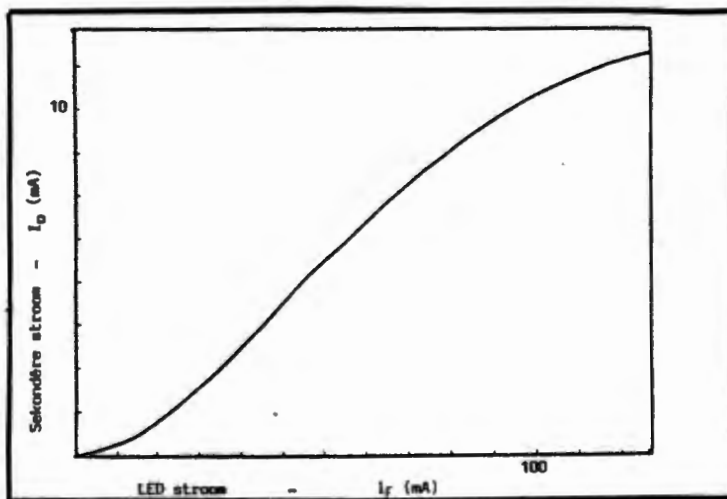
Die optiese koppeling kan as 'n stroomtransformator beskou word met 'n primêre stroom deur die LED, en 'n sekondêre stroom deur die teruggespanne PIN-diode of deur die uittreetransistor. Dié verband word gegee deur die volgende vergelyking (34).

$$I_0 = K(I_F/I_{FK})^n$$

-4.9-

- I_0 - sekondêre stroom
 I_F - primêre stroom
 I_{FK} - Primêre stroom waar K bepaal word
 n - waarde wat varieer van $n=2$ tot $n=1$.

In figuur 4.6 word so 'n tipiese kromme getoon, en hieruit is dit duidelik dat indien die primêre stroom toeneem, n varieer van twee tot kleiner as een by hoë waardes van primêre stroom. Die implikasies hiervan is dat ongewenste harmonieke van die lae stroom komponente voorkom.



Figuur 4.6. Tipiese stroom verband vir 'n optiese koppeling (6N135 - H.P.).

Die optiese koppeling word vir analoog toepassings gebruik in die gebied waar $n=1$. Wanneer egter, soos in hierdie toepassing 'n direkte verband tussen die hoogspanning (V_{IN}) en die primêre stroom (I_F) bestaan, impliseer dit dat 'n dinamiese bereik van ongeveer een dekade moontlik is. Deur dus te sorg dat dié deel van die sein waarin belang gestel word, lê waar n ongeveer een is, kan dit verkry word. Die gedeelte waar $n < 1$ word nooit betree nie (groot waardes van I_F soos uit fig. 4.6), en die waardes waar $n > 1$ is, is I_F klein, en gevolglik is harmonieke nog kleiner. Gestel dat:

$$I_F(\omega) = I_{F0} \sin \omega t \quad (I_{F0} \text{ waar } n=2)$$

$$\text{met } I_0 = K(I_F)^2 \quad (\text{vgl. 4.9})$$

$$I_0 = K(I_{F0})^2 \sin^2 \omega t$$

Omdat I_{F0} reeds klein is, (gedeelte van die kurwe waar $n=2$), is I_{F0}^2 nog kleiner, en het harmonieke dus 'n baie klein invloed. Die verband waar n kleiner as een is, se harmonieke word egter versterk, en dit is dus noodsaaklik dat dié deel nie betree word nie.

Indien V_{IN} nie 'n differensiële groot waarde het nie, kan die optiese koppeling se emittor voorgespan word m.b.v. standaard transistor tegnieke en verder kan van g.s. na g.s. omsetting gebruik gemaak word vir die nodige isolasie tussen die hoogspanning en gelykspanningstoevoer aan hierdie emittor kant van die optiese koppeling.

Deur die ingangspanning na stroomomsetting,

$$I_F = V_{IN}/R_{IN} \quad -4.10-$$

so te kies dat I_F -waardes op die deel van die verband val waarvoor;

$$I_0 = KI_F \quad -4.11-$$

sal die lineariteit van die stelsel dus vir die boonste dekade van V_{IN} , lineêr gekies kan word.

4.2.3 Samevatting

Gestel nou die oordragsfunksie vir die optiese koppeling is $H(\omega)$, en dat die swakste van die twee tydkonstantes wat in par. 4.3.1 bepaal is, τ_k is, dan is: (Bylaag B)

$$\frac{I_0(\omega)}{I_F(\omega)} = H(\omega) = \frac{H_0}{(1 + (\omega \tau_k)^2)^{\frac{1}{2}}} \quad -4.12-$$

Deur dus op hierdie stadium na die skematiese voorstelling in figuur 4.1 te verwys, is dit nodig om dié vgl. i.t.v. die konstantes asook die inset en uitset uit te druk. Afhangende van watter deel van V_{IN} beskou word, kan 'n oordragsvergelyking i.t.v. V_{IN} en I_0 vir

die optiese koppeling geskryf word. Daar is twee punte van belang op die grafiek van fig. 4.7.

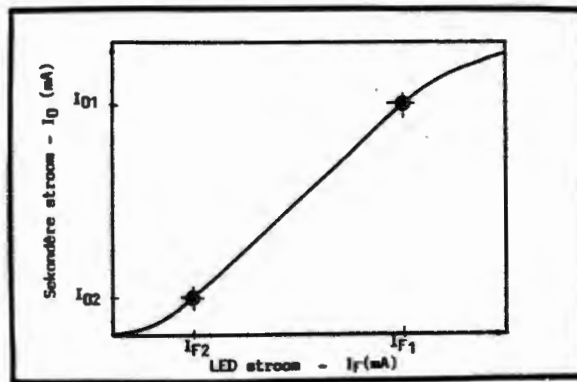
$$\text{Punt 1: } n > 1 / I_F < I_{F2} \quad -4.13-$$

I_{F2} - die punt waaronder vgl. 4.9 'n kwadratiese verband het.

$$\text{Punt 2: } n < 1 / I_F > I_{F1} \quad -4.14-$$

I_{F1} - die punt waarbo vgl. 4.9 nie meer 'n lineêre verband het nie.

Deur dus hierdie twee punte te bereken, kan die konstante in vgl. 4.11 bereken word. Sien figuur 4.7.



Figuur 4.7. Die breekpunte in die stroomoordrag.

Hieruit kan gesien word dat tussen punte I_{F2} en I_{F1} is

$$\begin{aligned} I_0 &\approx \left(\frac{I_{01} - I_{02}}{I_{F1} - I_{F2}} \right) I_F \\ &\approx K_F I_F \end{aligned} \quad -4.15-$$

waar:

terme in fig. 4.7 verklaar is.

Omdat I_F bloot beperk word deur die lasweerstand R_{IN} , is:

$$I_O = K_F V_{IN} / R_{IN} \quad ; \quad I_F \in (I_{F2}, I_{F1}) \quad -4.16-$$

Aangesien vgl. 4.12 van toepassing is op 'n sinusvormige insetspanning, d.w.s. $V_{IN} = V \sin \omega t$, en dit juis nie altyd hier die geval is nie, is (Bylaag B)

$$I_O(t) / V_{IN}(t) = K_F / R_{IN} (1 - e^{-t/\tau_k}) \quad -4.17-$$

waar,

τ_k - die tydkonstante is soos deur 4.6-8 bepaal.

Aangesien die insetveranderlike die spanning V_{IN} is, is

$$R_{IN} = V_{IN}(\text{maks}) / I_{F1} \quad -4.18-$$

R_{IN} moet dus so gekies word dat die boonste dekade van die spanning op die lineêre gedeelte van die stroomoordragkromme (fig. 4.7) val. Gestel nou dat:

$$\begin{aligned} I_{F1} &= 8\text{mA} \\ V_{IN}(\text{maks}) &= \sqrt{2} \cdot 380 \text{ V} \\ \therefore R_{IN} &\approx 67\text{k}\Omega \end{aligned}$$

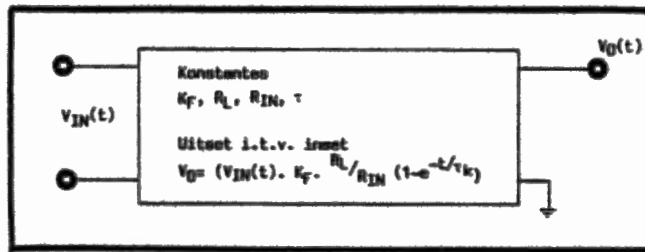
Met $I_{F2} = 0,5\text{mA}$, is $V_{IN}(\text{min})$, die onderste gedeelte van die lineêre gedeelte, ongeveer 33 V.

Die uittreespanning van die twee optiese koppelings en die seinprossesseringsmodule kan as volg bepaal word (fig. 4.5).

$$\begin{aligned} -V_{CC} - V_{O1}(t) &= I_{O1}(t) R_L & -4.17a- \\ &= (K_F V_{IN}(t) \cdot R_L / R_{IN}) (1 - e^{-t/\tau_k}); \quad V_{IN}(t) > 0 \\ -V_{CC} - V_{O2}(t) &= (K_F V_{IN}(t) \cdot R_L / R_{IN}) (1 - e^{-t/\tau_k}); \quad V_{IN}(t) < 0 \end{aligned}$$

Vir alle ander gevalle, is $V_{O1}(t)$ en $V_{O2}(t)$ onderskeidelik nul.

$$\begin{aligned}
 V_0 &= (-V_{CC} - V_{01}) - (-V_{CC} - V_{02}) \\
 &= (V_{IN}(t) \cdot K_F \cdot R_L / R_{IN}) (1 - e^{-t/\tau_k})
 \end{aligned}
 \tag{4.17b}$$



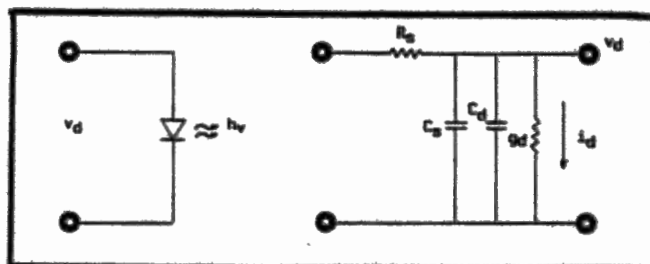
Figuur 4.1(a) en (b). Beskrywing van die modules wat in fig. 4.1 getoon is.

4.3 DIE LED AS VESELOPTIESE BRON

Omdat 'n stelsel ontwikkel is waarin van analoog en lae bandwydte stelsels gebruik gemaak is, is LED's gebruik. Vir sulke lae bandwydte toepassings (<50MHz), waar afstandoptimisering nie krities is nie, is die LED ideaal. Hulle is baie lineêr en glad nie so temperatuur gevoelig soos halfgeleier laser diodes nie.

4.3.1 Tydresponisie van die LED

In die ideale geval word die responsie van 'n LED slegs deur die rekombinasietyd van die draers bepaal. Kommersiële tipes het egter te kampe met las- en diffusiekapasitansies. In fig. 4.8 word 'n LED se skematiese en ekwivalente voorstellings getoon.



Figuur 4.8. Die LED en sy ekwivalente voorstelling

Hierin is die tydkonstante vir die LED vir die geval waar R_s as nalaatbaar klein beskou word,

$$\tau_d = (C_s + C_d)/g_d \quad -4.19-$$

waar:

C_d - diffusiekapasitansie

C_s - laskapasitansie

g_d - $\partial i_d / \partial v_d$

Die laskapasitansie, wat afhanklik is van die area van die las of spervlak van die diode, kan om ekonomiese redes (tegnologies) nie verminder word nie. Dit is dan gewoonlik die vernaamste beperking op die frekwensieresponsie van 'n LED. Volgens (11) en ander, is die optiese drywing uit die diode, (Bylaag B)

$$P(t) = P(0)(1 - e^{-t/\tau_d}) \quad -4.20-$$

Gewoonlik is die tydresponisie van die LED en die van die dryfbaan in die optimum geval dieselfde, maar a.g.v. sekere faktore, is LED's met goeie bandwydte vir dieselfde prys en soms minder as 'n lae bandwydte LED beskikbaar. Die optiese drywing word verder ook vanuit 'n sekere aktiewe area uitgestraal. Dit is 'n faktor wat dikwels buite rekening gelaat word by die vergelyking van LED's. Indien mens na 'n hoë drywings LED soek, is die drywings per oppervlakte-emittor area die drywings wat vergelyk moet word. Let egter daarop dat dit slegs 'n faktor is as die area van die vesel kleiner is as die emittor area.

4.3.2 Vereistes vir LED, Analoogetryfbane

Dit is eerstens belangrik om te beseef dat die bron 'n diode is. D.w.s., slegs 'n stroom in die voorwaartse rigting, sal 'n liguitset tot gevolg hê. Om dus bipolarêre seine te kan hanteer, moet die LED 'n sekere stilstroom hê, waarom die bipolarêre insetstroom dus gemoduleer kan word.

Daar kan van verskeie tegnieke gebruik gemaak word om baie lineêre dryfbane te ontwikkel. Dit is tegnieke soos 'n temperatuur stabiele kamer of 'n optiese terugvoer lus ens. Al hierdie tegnieke maak egter net die dryfbaan onnodig duur en veroorsaak net 'n hoë drywingsverbruik.

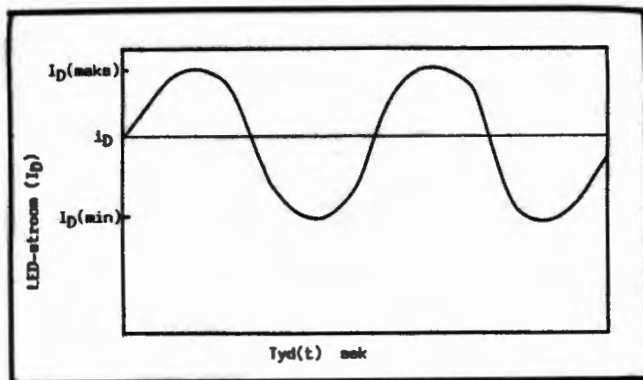
Soos reeds genoem, vind die modulasie van die LED om 'n sekere stilstroom (i_D) plaas, en die LED-stroom (I_D) kan dan geskryf word as:

$$I_D = i_D + i_d \quad -4.21-$$

waar:

i_d - die stroom a.g.v. insetsein is.

Die stilstroom word dan as die werkpunt beskou, en dit is belangrik dat dié waarde deur 'n konstante stroombron verskaf word, anders sal dié waarde deur temperatuur variasie van die LED beïnvloed word.



Figuur 4.9. Voorstelling van 'n stroom teen tyd karakteristieke vir 'n LED.

Uit fig. 4.9 kan gesien word, dat 'n modulasie indeks hier gedefinieer kan word, nl.

$$|m| = \frac{I_D(\text{maks}) - I_D(\text{min})}{2i_D} \quad -4.22-$$

Indien $I_D(\min) = 0$, dan sal $I_D(\max) = 2i_D$, sodat $m = 1$. Volgens fig. 4.1, die stelselkonfigurasie, is die inset tot die stilstroom en modulasie diepte blok $V_O(t)$, en as aanvaar word dat 'n lineêre spannings-na-stroomomsetter gebruik word, is:

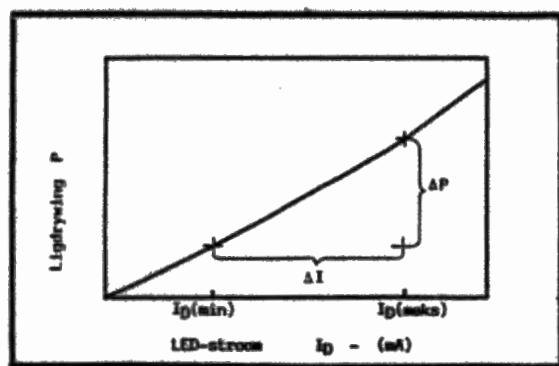
$$i_d(t) = K_O V_O(t) \quad -4.23-$$

waar:

K_O - konstante wat die kleinseinverband van die kleinsein inset-spanning tot die kleinsein stroom gee.

(Indien van ander tipe modulasie tegnieke gebruik gemaak moet word, is dit handig om na Bylaag A te kyk vir die verskillende metodes wat in optiese stelsels gebruik word.)

Indien die maksimum en minimum waarde van $V_O(t)$ bekend is, kan $I_D(\min)$ in vgl. 4.22, en dus m bereken word. Aangesien K_O verstelbaar is, kan m dus op 'n sekere waarde ingestel word. Hierdie waarde sal afhang van die vorm van die ligdrywing teen diodestroom karakteristiek.



Figuur 4.10. Ligdrywing teen diodestroom vir 'n tipiese diode.

Deur te sorg dat die lynstuk in fig. 4.10 tussen $I_D(\min)$ en $I_D(\max)$ 'n reguit lyn is, sal uit fig. 4.10, die volgende geld.

$$P(t) = \frac{\Delta P}{\Delta I} (I_D(t)) + C_1 \quad -4.24-$$

Waar $I_D(t)$ bestaan uit 'n konstante en 'n veranderlike, nl.

$$I_D(t) = i_D + K_O V_O(t) \quad -4.25-$$

Deur 4.25 in 4.24 te vervang, kan $V_O(t)$ i.t.v. die inset ligdrywing geskryf word, (deur 4.25 in 4.26 te vervang),

$$P(t) = \frac{\Delta P}{\Delta I} \cdot K_O \cdot V_O(t) + C_2 \quad -4.26-$$

waar:

$$C_2 = \frac{\Delta P}{\Delta I} i_D + C_1$$

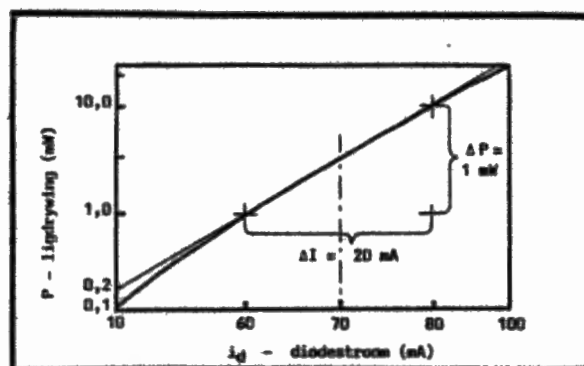
C_1 - soos bepaal uit fig. 4.10

K_O - (4.23)

i_D - (4.21)

Die modulasie-indeks (vgl. 4.22), word slegs gebruik om (4.24) te bepaal. (Sien fig. 4.10.)

Vir 'n tipiese geval, lyk die ligdrywing teen stroom kurwe soos in fig. 4.11.



Figuur 4.11. Tipiese waardes vir ligdrywing teen diodestroom (MF0E 1200 Motorola).

Hiervolgens is:

$$\begin{aligned}\Delta P &= 1\text{mW} \\ \Delta I &= 20\text{mA} \\ C_1 &= 0,2\text{mW} \\ i_D &= 70\text{mA} \\ \therefore C_2 &= 3,7\text{mW} \quad (\text{vgl. 4.26})\end{aligned}$$

Vanuit vgl. 4.26

$$P(t) = 0,05 K_0 V_0(t) + 3,7\text{mW} \quad -4.27-$$

waar:

$V_0(t)$ - inset in die drywermodule is
 K_0 - verband tussen $V_0(t)$ en $i_d(t)$ is (vgl. 4.23)

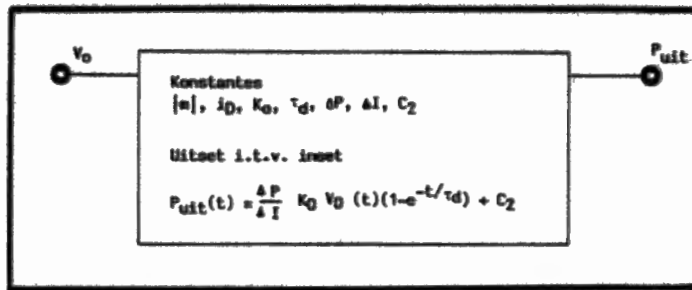
Indien uitdrukking 4.27 gekombineer word met 4.20, waar τ_d die tyd-konstante vir die hele drywer is, dan is

$$P(t) = 0,05 K_0 V_0(t)(1 - e^{-t/\tau_d}) + 3,7\text{mW} \quad -4.28-$$

$$\begin{aligned}\text{Stildrywing} &= 0,05(70 \times 10^{-3}) + 3,7\text{mW} \\ &= 7,2\text{mW} \\ P(\text{maks}) &= 0,05 (80 \times 10^{-3}) + 3,7\text{mW} \\ &= 7,7\text{mW} \\ P(\text{min}) &= 6,7\text{mW}\end{aligned}$$

4.3.3 Samevatting

Deurdat alle konstantes gedefinieer is, en die uitset i.t.v. die inset gegee is, kan die module soos in fig. 4.1 toegewys, nou volledig beskryf word.



Figuur 4.1 (c) en (d). Beskrywing van die modules wat in fig. 4.1 getoon is.

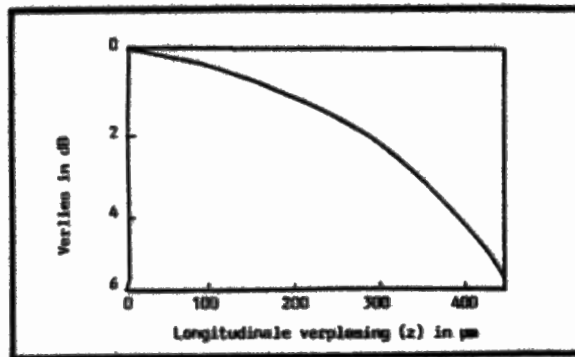
4.4 DIE OPTIESE VESEL EN KOPPELINGS

4.4.1 Inleiding

Die invloede op dié stelsel is slegs op die seinsterkte vir hierdie toepassing. Normale multimode geleidelike indeksvesel, het 'n bandwydte x lengte produk van groter as 200 MHz.km. Daar sal dus in die afdeling slegs 'n model daargestel word vir dié verliese. Daar sal nie weer hierna tydens die realisering in hoofstuk 5 verwys word nie, maar slegs na die voorspelde resultaat. In die volgende paragrafe word baie kortliks na die invloede op dié spesifieke stelsel gekyk, en die verbande wat in 3.3.2 gestel is, kan hier gebruik word.

4.4.2 Bron na vesel koppeling

In vesels met 'n kerndiameter van 50µm, is die verlies van die lig wat nie in die vesel kan koppel nie, die vernaamste verlies. Aangesien die bron se emitterarea ongeveer 250µm in deursnit is, is die verlies volgens vgl. 3.5 20dB. D.w.s. vir 'n stelsel met 'n bron wat 1mW optiese drywing lewer, word -20dB aan die veselkern se oppervlakte blootgestel. Deur die gebruik van goedkoop plastiek koppelings, met plastiek beslagpypies, kan 'n verdere 1,0dB verlore gaan (AMP-spesifikasie). Longitudinale rigverliese het ook 'n invloed wat baie belangrik is by die bron na vesel koppeling. In fig. 4.12 kan gesien word wat hierdie waardes ongeveer is. (17)



Figuur 4.12. Verliese a.g.v. longitudinale verplasing (Sien fig. 3.5c).

A.g.v. verskillende brekingsindekse tussen die vesel, bron, detektor en lug, is daar refleksieverliese. Hierdie waarde is kleiner as 1dB, en moeilik berekenbaar. Deur dus die totale drywing uit 'n bron met deursnit van $250\mu\text{m}$ te beskou, is die verlies tot dat die lig in die vesel gekoppel is volgens hierdie berekenings met $z = 200\mu\text{m}$, ongeveer 24,5dB.

4.4.3 Vesel na detektor koppeling

Heelwat minder verliese vind plaas as die drywing eers in die vesel gekoppel is. Vir die vesel wat gebruik is, is die totale vesel verlies oor 1km, 5dB. Wat die koppeling betref, is volgens AMP-spesifikasies, 'n 1dB verlies 'n redelike waarde vir die koppelingsverlies, en die refleksieverlies weereens ongeveer 1dB. Die ander verliese wat voorkom by die bron na vesel koppeling en vesel na vesel koppeling (d.w.s. rigtingsverliese), het gewoonlik a.g.v. die grootte van die detektor nie 'n groot invloed op dié koppeling nie. Die totale verlies geassosieer met die vesel en dié koppeling, is dan ongeveer 7dB.

4.4.4 Samevattend

Daar sal gelet word dat verliese a.g.v. die numeriese apertuur verskille tussen die bron, vesel en detektor nie in berekening ge-

bring is nie. Die waarde is egter somtyds nie beskikbaar nie, maar wel belangrik. Aangesien die drtektor in dié geval n NA van 0,70 het, is volgens par. 3.3.2a), geen verlies tussen die vesel en detektor aanwesig nie (vesel se NA is gewoonlik 0,4 - 0,6). Gevolglik is met n bron apertuur van 0,3, ook geen verlies tussen die bron en vesel nie.

TABEL 4.1 OPTIESE STELSELVERLIES BERAMING

OORSAAK VAN VERLIES	WAARDE
Bron/Vesel diameter verskil	20dB
Koppeling inset	1,5dB
Rigverliese	2,0dB
Refleksie verlies tussen bron en vesel	1,0dB
Veselverlies (1 km)	5,0dB
Koppeling uitset	1,5dB
Refleksieverliese	1,0dB
N.A. verliese (totaal)	2,0dB
Stelselverlies	34,0dB
Drywing deur sender by 100mA	0dBm
Drywing beskikbaar by detektor	-34dBm

Met n detektor responsitiwiteit van 0,35 is:

$$\begin{aligned}
 I_s &= P_s.R && \text{- sien par. 4.5.3 vgl.(4.33)} \\
 &\approx 0,4\mu A
 \end{aligned}$$

Met 0,4μA stroom en n donkerstroom van 50pA, is die teoretiese SRV (sein tot ruis verhouding) vir die stelsel met net die skrootruis a.g.v. n bandwydte van 1MHz, ongeveer 50dB. Indien die stelsel dus vir n 35dB stelsel ontwerp is, en die 0,4μA word as die maksimum uitsetsein beskou, het die stelsel n dinamiese bereik van 15dB (of 3km vesel). Soos in hoofstuk 5 genoem sal word, het termiese

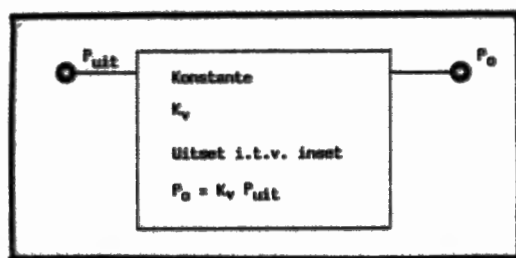
ruis 'n redelike groot invloed op die stelsel (groter as die skroot-ruis).

In die blokdiagram van fig. 4.1, is module (e) getoon. M.b.v. die waarde soos in Tabel 4.1 bereken, is dit moontlik om P_{uit} i.t.v. P_o te bereken, want

$$P_o = K_v P_{uit} \quad -4.29-$$

waar: $K_v = 10^{-3,4}$

Omdat in par. 4.4.1 gemotiveer is hoekom die tydresponsie nalaatbaar is, kan in fig. 4.1(e) gesien word hoe dié module lyk.



Figuur 4.1(e). Beskrywing van die module wat in fig. 4.1 getoon is.

4.5 DIE PIN-DIODE AS VESELOPTIESE DETEKTOR

4.5.1 Inleiding

Soms word ook van lainnefotodiodes (L.F.D.) gebruik gemaak in veseleptiese stelsels, maar meestal in stelsels waar 'n hoë sensitiviteit en swak seine die gebruik daarvan noodsaak. Die LFD is egter heelwat duurder en ook baie kompleks om te gebruik. Daar moet van hoë truspannings, outomatiese aanwins beheer en/of 'n temperatuur beheerde spanningsbron gebruik gemaak word. N.a.v. hierdie redes is besluit om die PIN-diode te gebruik.

4.5.2 Die tydresponsie van 'n PIN-diode

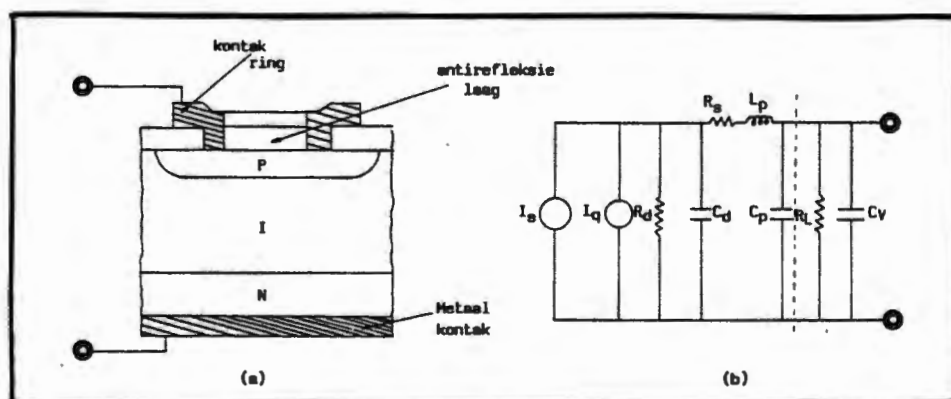
In fig. 4.13 kan gesien word dat die tydresponsie afhanklik is van

diode en versterker kapasitansie, en van die lasweerstand oor die diode.

$$t_{RC} = (R_L // R_D + R_S)(C_D + C_V) \quad -4.30-$$

Die diode (tru-) weerstand is tipies baie hoog, sodanig so dat sy effek buite rekening gelaat word as dit in parallel met 'n heelwat kleiner weerstand voorkom. R_S is ook baie klein in vergelyking met R_L en dus:

$$t_{RC}^i = R_L (C_D + C_V) \quad -4.31-$$



**Figuur 4.13 a) 'n Deursnit deur 'n tipiese PIN-fotodiode
b) 'n Ekwivalente kring vir 'n PIN-ontvanger**

In fig. 4.13 b) is:

- I_s - fotonstroom
- I_q - ruisstroom
- R_D - PIN-diode weerstand
- C_D - PIN-diode kapasitansie
- R_s - serie weerstand a.g.v. verpakking
- L_p - induktansie a.g.v. verpakking
- C_p - kapasitansie a.g.v. kontakring en metaalkontak (4.13a)
- R_L - lasweerstand soos deur diode gesien
- C_v - laskapasitansie.

Vir 'n vinnige tydresponsie (t_{RC} -klein), lyk dit asof R_L so klein as moontlik moet wees, en so ook C_D en C_v . Soos egter later ge-

sien sal word, moet R_L vir lae ruis, juis so groot moontlik wees. Dus moet veral C_V se waarde in die ontwerp stadium geminimiseer word.

4.5.3 Ruis in PIN-diodes en versterkers

Haelruis (ook genoem skrootruis) a.g.v. die lekstroom i_q deur die diode, is die vernaamste ruisbron in die diode.

$$I_q = (2q i_q \Delta f)^{\frac{1}{2}} \quad -4.32-$$

Oormaatruis wat ook met die diode geassosieer word, is veral belangrik by lae frekwensies. Onder 30 Hz, neem die waarde met ongeveer 10dB/dekade toe. (48)

Dikwels is hierdie waardes in 'n gerieflike syfer vervat, wat dan maklik vir elke diode 'n soort van meriete syfer is. Hierdie syfer is die sg. ruisekwivalente drywing (REP), en word i.t.v. die diode se responsitiwiteit en ruisstroom uitgedruk. Die responsitiwiteit R is:

$$R = I_s / P_o \quad -4.33-$$

waar:

I_s - stroom a.g.v. foton na elektron omsetting
 P_o - optiese drywing wat op die detektor inval.

Dan is:

$$REP = \frac{I_n(\text{ruisstroom})}{R(\text{responsitiwiteit})} \quad (W/Hz^{\frac{1}{2}}) \quad -4.34-$$

REP is daardie hoeveelheid drywing nodig om die uitsetsein se waarde dieselfde te maak as die van die ruis, wanneer geen lig op die detektor inval nie.

Die ander ruis is a.g.v. die versterker self se ruis, en die ter-

miese ruis a.g.v. die lasweerstand. Die termiese ruisstroom (I_t) kan gebruik word om te sien watter vereistes op die versterker geplaas word om die ruis a.g.v. die diode self nie te oorskrei nie. (48)

$$I_t = (4kTB/R_L)^{\frac{1}{2}} \quad -4.35-$$

waar:

- k - Boltzman se konstante ($1,38 \times 10^{-23}$)
- B - Bandwydte (Hz)
- R_L - termiese lasweerstand (Ω)
- T - temperatuur (Kelvin)

Gestel I_n tipiese donkerstroom deur die diode is 50pA; dan is volgens (4.32) $I_q \approx 4,10^{-15} \text{ A/Hz}^{\frac{1}{2}}$. Vir $I_t \leq I_q$, moet volgens (4.35), $R_L \geq 1\text{G}\Omega$ wees by kamertemperatuur. Hieruit kan gesien word wat in par. 4.5.2 bedoel is met lae ruiswaarde en tydresponisie wat teen mekaar afgespeel moet word.

Met die inligting uit die vorige twee paragrawe, is die basiese vereistes wat aan die versterker gestel word nou duidelik.

4.5.4 Ontvangers vir PIN-diodes

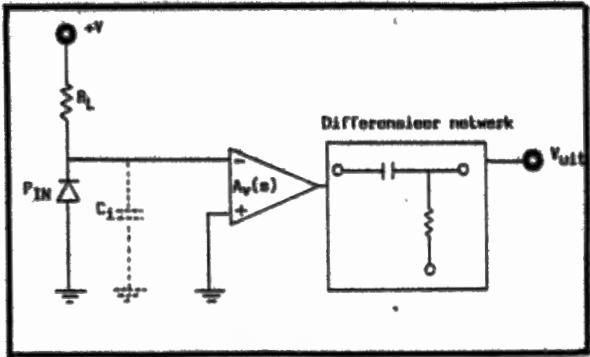
Ontvanger ontwerp is veral krities by hoë bandwydte toepassings. Veral as dit gepaard gaan met swak optiese seine, word spesiale tipe ontvangers gebruik. Vir laer bandwydte toepassings, is geïntegreerde ontvangers teen dieselfde koste as I_n PIN-diode beskikbaar (MFOD 1100(PIN-diode) is ongeveer R25 stuk, en so ook die geïntegreerde PIN+voorversterker MFOD 2405).

Wat die spesiale versterkers betref is veral twee tipes gewild.

- a) Hoë impedanise spanningsversterker (H.I.)

Wanneer I_n hoë impedansie versterker gebruik word, word die sein geïntegreer a.g.v. die verband in 4.31. Die dataformaat sal dus

sodanig moet wees, dat 'n differensiële netwerk, die sein weer kan herwin. Dit is byvoorbeeld 'n N1N(nie-terug na nul) formaat, waar lang reekse van dieselfde puls sal veroorsaak dat die versterker versadig. Indien die versterker nie-lineêre eienskappe het, sal 'n differensiële netwerk, distorsie veroorsaak.



Figuur 4.14. 'n Skematiese voorstelling van 'n hoë impedansie PIN-diode, voorversterker en voorloopnetwerk.

Tipies sal:

$$V_{uit}(s) = \frac{(R \cdot P_o(s) R_L \cdot A_v)}{(1+sR_L C_i)(1+s\tau)} \tag{-4.36-}$$

waar:

- R - sien vgl. 4.33
- $R_L C_i$ - afsnykarakteristiek a.g.v. hoë impedansie
- τ - afsnykarakteristiek a.g.v. versterker
- A_v - aanwins. van die versterker
- P_o - vgl. 4.29

Met tipiese waardes:

$$P_I(o) = 1\mu W; \quad R = 0,35\mu A/\mu W; \quad R_L = 10k\Omega; \quad A_v = 100$$

$$C_i = 40pF \text{ en } A_v/\tau = 0,6GHz$$

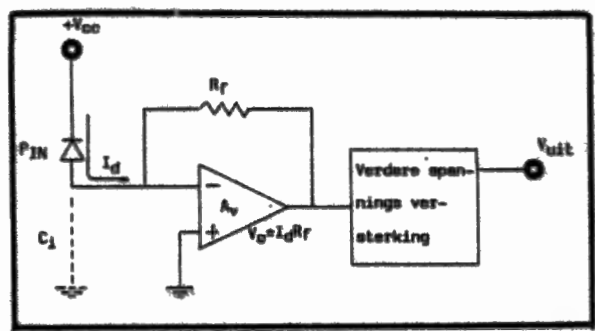
$$V_o(s) = 0,35/(1+s(4 \cdot 10^{-7}))(1+s(1,75 \times 10^{-7})) \tag{-4.37-}$$

Dus is die 3-dB afsnypunt vir so 'n tipiese stelsel reeds by 250kHz. Deur die lasweerstand en kapasitansie kleiner te maak,

kan 'n beter bandwydte ten koste van meer ruis verkry word. (Sien ook Bylaag C).

b) Transimpedansie versterkers (T.I.)

Soos die naam aantoon, is hierdie tipe 'n stroom na spanningsomsetter. In fig. 4.15 kan ook gesien word wat die verband tussen die spanning en die diodestroom is.



Figuur 4.15. Skematiese voorstelling van 'n transimpedansie voorversterker vir 'n PIN-diode (versterker met FET ingangstrap).

As ingangsimpedansie van die versterker R_{IN} is, is die aanwins a.g.v. die eerste trap in fig. 4.15:

$$V_{uit}(s) = \frac{-(R \cdot P_I(s) \ Z_f(s))}{(1 - 1/A_v) - Z_f(s)/(A_v \cdot Z_{in})} \tag{4.38}$$

waar:

- $Z_f(s)$ - terugvoerweerstand met parasitiese kapasitansie
- $Z_{in}(s)$ - ingangsimpedansie van die versterker
- R - responsitiwiteit

Deur te aanvaar dat A_v groot is, en Z_{in} die waarde van 'n tipiese FET-versterker het, kan (4.28) vereenvoudig word.

$$V_{uit}(s) \approx -R P_I(s) \cdot Z_f(s) \tag{4.39}$$

Gewoonlik het die versterker nie 'n suiwer aanwinst nie, en kan soos in (1) van 'n Butterworth-ontwerp gebruik gemaak word vir 'n optimale versterker. (Sien ook Bylaag C).

4.5.5 Samevattend

In die stelsel wat ontwerp is, was die ontvanger ontwerp om twee redes nie krities nie

- die bandwydte van 1MHz was laag
- die sein sterkte met slegs 1km vesel is nog redelik groot vir goeie sensitiwiteit.

Deurdat 'n goedkoop geïntegreerde detektor met voorversterker beskikbaar was, is dié detektor met 'n tweede versterkertrap geïmplementeer.

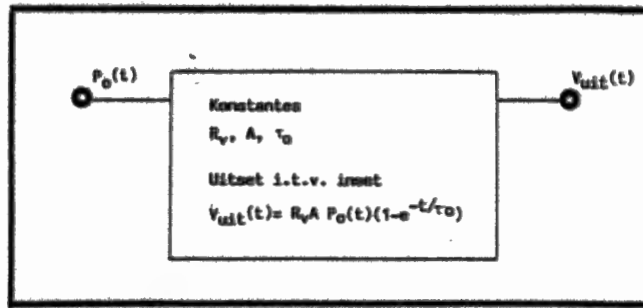
Gevolgtrek word die deel van die stelsel in fig. 4.1 dus op die volgende wyse gehanteer.

Vir die stelsel is net die volgende verband van toepassing

$$V_{uit}(t) = R_v P_o(t) \cdot A(1 - e^{-t/\tau_o}) \quad -4.40-$$

waar:

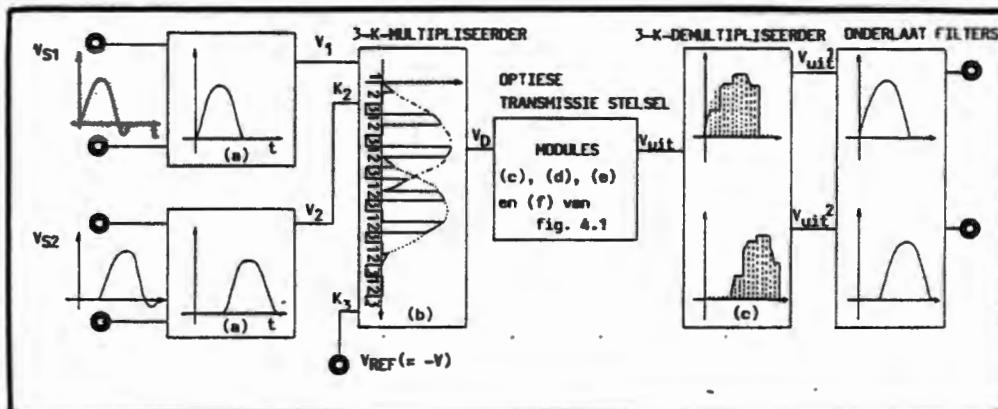
- $V_{uit}(t)$ - module uitset
- R_v - mV/ μ W oftewel mV uit per μ W ligdrywing wat op die geïntegreerde detektor inval
- $P_o(t)$ - invallende lig uit vesel op die detektor
- A - aanwinst van ontvanger
- τ_o - tydkonstante van die detektor en ontvanger.



Figuur 4.1(f). Beskrywing van die module soos getoon in fig. 4.1

4.6 LAAGSPANNINGSMEETSTELSEL

In figuur 4.17 word die basiese modules getoon, met 'n skematiese voorstelling van wat elkeen se nut is. Vir sekere van die modules, word na die vorige paragrawe van hoofstuk 4 verwys. Dit is die modules oor optiese koppelings, die LED-dryfbane, die vesel en die ontvanger.



Figuur 4.17. Skematiese en vereenvoudigde voorstelling van die opties geïsoleerde laagspannings meetstelsel wat gebruik is vir metings op kragielektroniese skakelomsetters.

Wat die optiese koppeling betref, word baie kortliks die beginsels van par. 4.3 vir die geval behandel in par. 4.6.1.

4.6.1 Die optiese koppeling (vervolg vanaf par. 4.3)

Volgens vgl. 4.16, is die uitsetstroom van die optiese koppeling in direkte verband met die insetstroom, vir die breekpunte wat in fig. 4.7 getoon is. Indien die maksimum insetspanning van die sensor bekend is, kan m.b.v. 4.18 die waarde vir die sensorlasweerstand bereken word, nl.

$$R_1 = V_{i1}(\text{maks})/I_{F1}$$

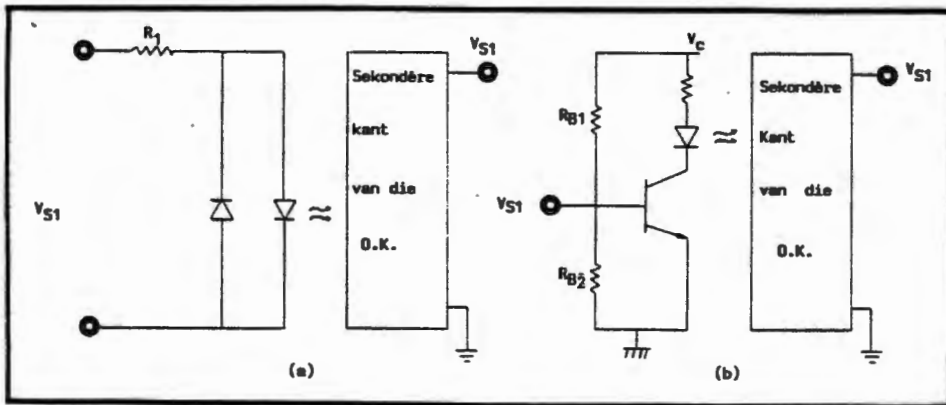
-4.41-

waar:

R_1 - sensorlasweerstand is (sien fig. 4.18a)

V_{S1} - spanning in op sensor no. 1 (sien fig. 4.17)

I_{F1} - breekpunt soos in par. 4.3 vgl. 4.14



Figuur 4.18. a) Metode vir gebruik van optiese koppeling as sensor in fig. 4.17.

b) Metode om hoë bandwydte analoog inligting in 'n hoogspanningsgeval te hanteer (*Sien beskrywing)

* Die metode wat in fig. 4.18 getoon is, is daarvan afhanklik dat die toevoerspanning wat op die primêre kant gebruik word, se relatiewe vlak deur die insetsein V_{S1} bepaal moet word. D.w.s. soos die aardvlak in fig. 4.18 b getoon is, moet dit nie dieselfde wees as die van die sekondêre kant nie. Dit kan maklik gedoen word deur 'n gelykstroom na gelykstroom omsetter te gebruik om V_c te verskaf. Let egter daarop dat hierdie metode nie hier gebruik is nie, aangesien slegs in die aanwesigheid van die snellerpuls belanggestel is.

Die totale oordragsfunksie vir die stelsel in 4.18 a) kan dus nou bepaal word. Eerstens is die uitsetstroom I_o volgens vgl. 4.17

$$I_o(t) = (K_F/R_1)(1 - e^{-t/\tau_k}) V_{S1}(t) \quad -4.42-$$

waar:

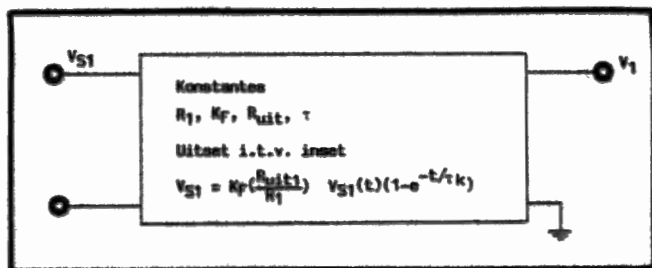
K_F - in vgl. 4.16 verklaar is

R_1 - reeds in 4.41 verklaar is

τ_k - die tydkonstante van die optiese koppeling is.

Deur n uitsetweerstand van $R_{uit\ 1}$, is

$$v_{S1} = K_F \left(\frac{R_{uit1}}{R_1} \right) V_{S1}(t) (1 - e^{-t/\tau_k}) \quad -4.43-$$



Figuur 4.17 (a). Beskrywing van die modules soos in fig. 4.17 getoon.

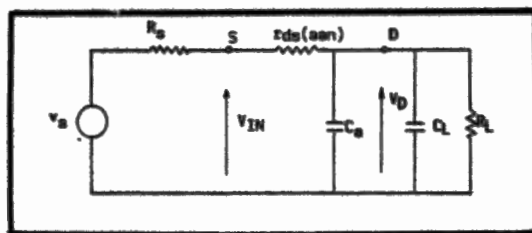
4.7 ANALOOG TYDVLAK MULTIPLISERING EN DEMULTIPLISERING

4.7.1 Inleiding

Die voor en nadele van die ander tipes multiplisering is reeds in hoofstuk 3 behandel. Daar is genoem dat vir tydvlak multiplisering verswakking en fasedistorsie kruisspraak kan veroorsaak, en gevolglik moet van wagintervalle gebruik gemaak word tussen kanale. In par. 4.7.2 word na twee aspekte van die multipliserings proses gekyk nl. die oordragsfunksie, en die bepaling van dinge soos die klokfrekwensie, wagintervalle, bandwydte beperking ens. Sinkronisasie en demultiplisering word kortliks in par. 4.7.3 behandel.

4.7.2 Multiplisering (T.V.M.)

Tydens die multiplisering, word die insetsein vanaf elke kanaal (d.w.s. V_i , $i = 1, 2$, ens.), soos in fig. 4.19 aan die uitgang van die multipliseerder verbind.



Figuur 4.19. Kanaal i is hier na die uitgang, D , van die multipliseerder geskakel.

In hierdie geval is 'n CMOS-multipliseerder byvoorbeeld gebruik waarvoor $r_{ds} = 250\Omega$. In hierdie geval is $V_{IN} \approx v_i$ sodat die inset i.t.v. die uitset geskryf kan word as volg: (Ignoreer eers C_a en C_L)

$$\frac{v_s - V_D}{v_s} = \frac{r_{ds}(\text{aan})}{R_L + r_{ds}(\text{aan})} \quad -4.44-$$

Dus is
$$V_D = \left(\frac{R_L}{R_L + r_{ds}(\text{aan})} \right) v_s \quad -4.45-$$

Tydresponsie van die multipliseerder word bepaal deur die snelheid van die skakeling tussen kanale, asook deur C_a en C_L soos in fig. 4.19 getoon. C_a en C_L beperk gewoonlik die frekwensie slegs indien die volle bandwydte van 'n kanaal elke slag benut moet word. In analoog toepassings, word die bandwydte van die seine deur die herhalingsfrekwensie van die kanaal bepaal, en is C_a en C_L dus na-laatbaar, indien dit nie die kanaalwydte sal beperk nie. In TABEL 4.2 word die benodigde en berekende waardes vir die multipliseerder getoon. Let egter daarop dat die uitsetspanning vir 'n geval met n -kanale en m -sinkronisasie kanale as volg uitgedruk kan word:

$$V_D = \sum_{i=1}^n \left(\frac{R_L}{R_L + r_{ds}(\text{aan})} \right) \overline{v_{si}} + \sum_{j=n+1}^{m+n} \left(\frac{R_L}{R_L + r_{ds}(\text{aan})} \right) \overline{v_{sj}}$$

-4.46-

waar:

$\overline{v_{si}}, \overline{v_{sj}}$ - die waarde van v_i en v_j is wanneer dié kanaal aan die uitgang, V_D , verbind is.

Wanneer die sinkronisasie kanale tussen die ander kanale geleë is, sal vgl. 4.46 'n bietjie ander lyk.

Volgens die Nyquist monsterteorema, moet 'n sein teen twee maal sy maksimum frekwensie gemonster word om die sein weer te kan herwin. Om te bepaal watter bandwydte 'n stelsel per kanaal kan hanteer, is dit nodig om TABEL 4.2 te voltooi.

TABEL 4.2 - BEPALING VAN TDM BEREIK

EIGENSAP NODIG	SIMBOOL	WAARDE	EENHEDE
1) Tyd vir multipliseerder om aan te skakel	t_{aan}	1	μsek
2) Tyd vir multipliseerder om af te skakel	t_{af}	1	μsek
3) Monstertyd - afhanklik van toepassing	$t_{monster}$	2	μsek
4) Benodigde wagintervalle nie krities indien < $t_{aan} + t_{af}$	t_{wag}	1	μsek
5) Aantal kanale benodig	n	7	-
6) Aantal sinkronisasie en verwysingskanale	m	1	-

EIENSKAP BENODIG	SIMBOOL	WAARDE	EENHEDE
i) Tyd vir een kanaal	t_k	4	μsek
ii) Aantal kanale	$n+m$	8	
iii) Herhalings frekwensie van multipliseerder	f_r	31,25	kHz
iv) Maksimum frekwensie van sein op 1 kanaal	f_m	<15	kHz
v) Klokfrekwensie van adressering	f_k	250	kHz

(1-6 benodigde inligting, i-v berekende waardes)

In TABEL 4.2 is die tyd vir een kanaal bereken as volg:

$$\begin{aligned}
 t_w &= t_{aan} + t_{af} + t_{monster} \quad \text{of} \\
 &= t_{wag} + t_{monster}
 \end{aligned}
 \tag{4.47}$$

Die waginterval is gewoonlik kleiner as t_{aan} plus t_{af} , maar indien nie, moet t_{wag} dan hierdie twee tye ook insluit, en vir dié berekening gebruik word. Die maksimum herhalingsfrekwensie van die totale aantal kanale is:

$$f_r = \frac{1}{(n+m) t_w}
 \tag{4.48}$$

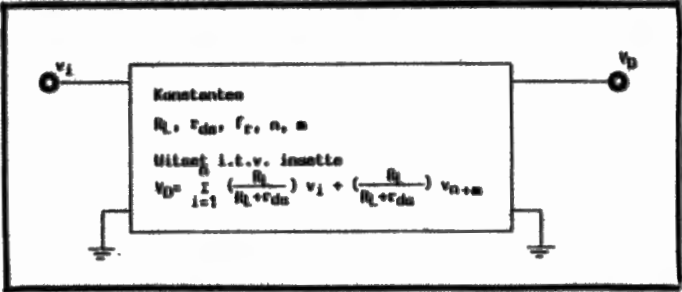
Volgens die Nyquist of monster teorema (vgl. 3.7), moet die maksimum frekwensie van n sein op een enkele kanaal vir herwinning;

$$2f_m \leq f_r
 \tag{4.49}$$

Wanneer seine met n hoër frekwensie met so n multipliseerder hanteer moet word (TABEL 4.2), dan moet twee of meer ewever gespasieerde kanale daarvoor gebruik word. (D.w.s. meer gemonster word.)

Ten slotte kan dus die module soos in fig. 4.17 getoon vir een kanaal gespesifiseer word. Let egter daarop dat die uitset spanning

n gemultipliseerde weergawe van die n-insetseine is.

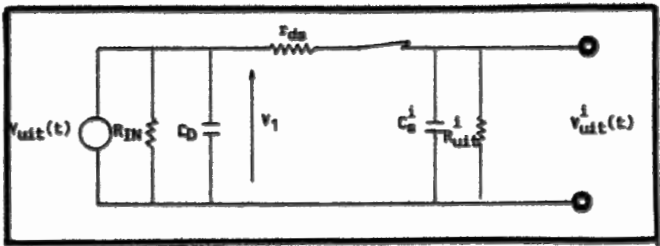


Figuur 4.17 (b). Beskrywing van die module wat in fig. 4.17 getoon is.

Let daarop dat slegs een sinkronisasie kanaal naamlik kanaal m, in die stelsel gebruik is, en dus was V_D soos in Figuur 4.17 (b) getoon.

4.7.3 Demultiplisering

In fig. 4.17 kan gesien word dat die uitgang van die ontvanger die inset tot die demultipliseringsmodule is. Die doel van die blok is om die sein weer in die sensor insette te verdeel. Om dit te kan regkry moet eerstens die sinkronisasie uit die inset verkry word, en dan kan die demultiplisering gedoen word. In fig. 4.20 word n tipiese voorstelling van n kanaal van die demultipliseerder getoon, en is in werklikheid net die kring van fig. 4.19 wat in die terugrigting gebruik word. Die deel links van die skakelaar, word telkens aan een van die uitgange verbind. In fig. 4.20 word dan die i-de uitgang getoon. (64)



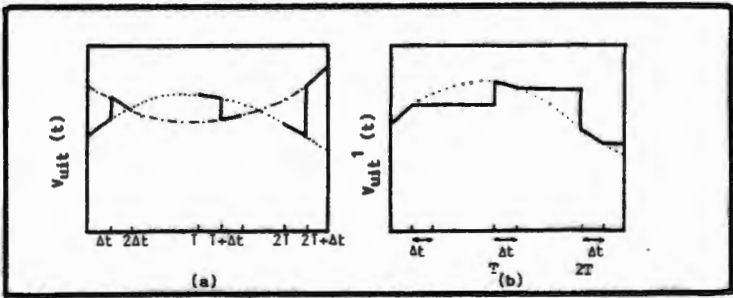
Figuur 4.20. Demultiplisering van die i-de kanaal van n tipiese demultipliseerder.

In die aangeskakelde toestand sal die uitset spanning dus

$$V_{uit}^i(t) = \left(\frac{R_{uit}^i}{r_{ds} + R_{uit}^i} \right) V_{uit}(t)$$

-4.50-

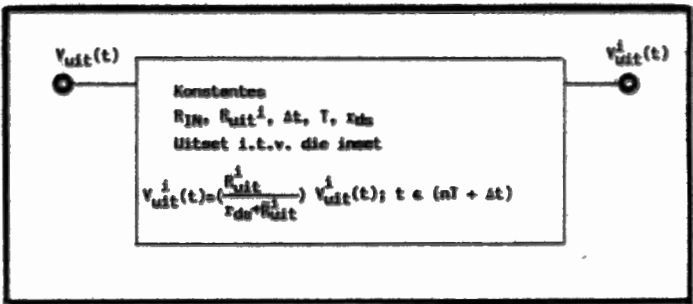
Gestel die i-de kanaal is vir n tyd Δt ($= t_k$ uit TABEL 4.2) aangeskakel, elke T ($= 1/f_r$ uit Tabel 4.2). Gestel verder $i = 1$, en dat die demultipliseerder se kanaal, vanaf $t=0$ tot $t=\Delta t$ aangeskakel is. In fig. 4.21 word 'n voorstelling van $V_{uit}(t)$ en $V_{uit}^1(t)$ getoon.



Figuur 4.21. 'n Voorstelling van die demultiplisering, en hoe die resultaat kan lyk.

Gedurende die tyd Δt tot T , sal die waarde van $V_{uit}^1(t)$ afhang van wat aan fig 4.20 gekoppel is. In fig. 4.21 (b), het 'n nulde orde houbaan 'n soortgelyke voorstelling. Indien die monsterfrekwensie hoër is, sal die effek wat in fig. 4.21 (b) getoon is, minder beklemtoond wees.

Om dus fig. 4.17 te voltooi, kan die demultiplisering as volg voorgestel word.



Figuur 4.17 (c). Beskrywing van die module wat in fig. 4.17 getoon is.

4.8 DIE OPTIES GEÏSOLEERDE MEETSTELSEL

Aangesien wiskundige modelle nou vir elke substelsel ontwikkel is, kan n model vir die twee verskillende stelsels bepaal word i.t.v. die insette. In par. 4.8.1 word die meetstelsel waarvan die model in fig. 4.1 getoon is, se wiskundige model bepaal en in par. 4.8.2 dié van fig. 4.17.

M.b.v. hierdie inligting is dit moontlik om 'n benaderde resultaat vir die metings te voorspel.

4.8.1 Opties geïsoleerde hoogspanningsmeting

Deur fig. 4.1 weer te beskou, kan begin word met die hoogspanningsinset, nl. $V_{IN}(t)$ soos vanaf die anode tot katode van 'n tiristor. Volgens vgl. 4.17 b is

$$V_O(t) = V_{IN}(t)(K_F \cdot R_L / R_{IN})(1 - e^{-t/\tau_k}) \quad -4.17b-$$

Vervolgens is volgens fig. 4.1 (c) en (d)

$$P_{uit}(t) = \frac{\Delta P}{\Delta I} K_O V_O(t) (1 - e^{-t/\tau_d}) \quad -4.26-$$

Volgens fig. 4.1 (e) is,

$$P_O(t) = K_V P_{uit}(t) \quad -4.29-$$

en is die uitsetspanning uit die ontvanger, fig. 4.1 (f).

$$V_{uit}(t) = R_V A P_O(t) (1 - e^{-t/\tau_o}) \quad -4.40-$$

Daarom is:

$$V_{uit}(t) = \frac{V_{IN}(t) \cdot K_F \cdot R_L \cdot \Delta P \cdot K_O \cdot K_V \cdot R_V \cdot A}{R_{IN} \cdot \Delta I} \cdot F(t)$$

waar:

- K_F - die stroomoordragkonstante soos in vgl. 4.15 bepaal
- R_L - die optiese koppeling se uittreelasweerstand
- ΔP - ligdrywing inkrement soos in fig. 4.10 bepaal
- K_O - uit vgl, 4.2.3 bepaal
- K_V - verlies a.g.v. die veseltransmissie vgl, 4.29
- R_V - responsitiwiteit van die geïntegreerde detektor
- A - aanwins van ontvanger versterker
- R_{IN} - die stroombeperkingsweerstand in fig. 4.1
- ΔI - stroom inkrement soos in fig. 4.10 bepaal
- τ_k - tydkonstante van die optiese koppeling
- τ_d - tydkonstante van die LED-drywer
- τ_o - tydkonstante van die ontvanger
- $F(t) = (1-e^{-t/\tau_k})(1-e^{-t/\tau_d})(1-e^{-t/\tau_o})$ (Sien bylaag*)

Tipiese waardes is dan as volg:

$K_F = 0,02$	$A = 1000$
$R_L = 10k\Omega$	$R_{IN} = 64k\Omega$
$\Delta P = 1mW$	$\Delta I = 20mA$
$K_O = 1/100$	$\tau_k = 0,5 \mu sek$
$K_V = 10^{-3,4}$	$\tau_d = 0,2 \mu sek$
$R_V = 4mV/\mu W$	$\tau_o = 0,3 \mu sek$

$$V_{uit}(t) \approx V_{IN}(t) \cdot 2,5 \times 10^{-3} F(t)$$

* Vir verdere besonderhede (oor tydresponsie), sien bylaag B.

4.8.2 Opties geïsoleerde laagspanningsmeting

Uit fig. 4.17 kan duidelik gesien word dat die insette, die sensorspannings is, nl. v_{si} , waar $i = 1, 2 \dots n$. Volgens vgl. 4.43 is:

$$v_{si} = K_F \left(\frac{R_{uit}^j}{R_i} \right) V_{si}(t)(1-e^{-t/\tau_k}) \quad -4.43-$$

Vervolgens is die multipliseerderuitset V_D , volgens vgl. 4.46:
(Beskou eenvoudigheidshalwe slegs kanaal een)

$$V_D = \left(\frac{R_L}{R_L + r_{ds}} \right) \bar{v}_{si} \quad -4.46a-$$

Die uitgang word dan aan die LED en drywer verbind, en volgens vgl. 4.26 is

$$P_{uit}(t) = \frac{\Delta P}{\Delta I} K_O V_D(t) (1 - e^{-t/\tau_d}) \quad -4.26a-$$

Die uitgang van die vesel module is dan

$$P_O(t) = K_V P_{uit}(t) \quad -4.29-$$

en die uitsetspanning van die ontvanger is

$$V_{uit} = R_V A P_O(t) (1 - e^{-t/\tau_o}) \quad -4.40-$$

Daarom is:

$$V_{uit}(t) = \frac{V_{S1}(t) \cdot K_F \cdot R_{uit}^j \cdot R_L \cdot \Delta P \cdot K_O \cdot K_V \cdot R_V \cdot A}{R_j \cdot \Delta I (R_L + r_{ds})} \cdot G(t)$$

waar:

- K_F - par. 4.8.1
- R_{uit}^j - optiese sensor se uittreeweerstand
- R_L - multipliseerder se lasweerstand (fig. 4.19)
- ΔP - par. 4.8.1
- K_O - par. 4.8.1
- K_V - par. 4.8.1
- R_V - par. 4.8.1
- A - par. 4.8.1
- R_j - die stroombeperkingsweerstand van die optiese sensor
- ΔI - par. 4.8.1
- r_{ds} - die put na bron (aan)-weerstand van die multipliseerder
- $G(t)$ - Tydfunksie
 $\quad - (1 - e^{-t/k})(1 - e^{-t/\tau_d})(1 - e^{-t/\tau_o})$

Let daarop dat die $G(t)$ dieselfde is as vir die geval in par. 4.8.1. Merk egter dat $V_{S1}(t)$, se bandwydte nie deur die faktore beperk word nie, maar wel deur die verband wat in vgl. 4.49 getoon is.

Tipiese waardes is:

K_F	=	0,02	R_V	=	4mV/ μ W
R_{uit}^j	=	10k Ω	A	=	1000
R_L	=	9k Ω	R_j	=	2,5k Ω
ΔP	=	1mW	ΔI	=	20mA
K_O	=	1/100	r_{ds}	=	400 Ω
K_V	=	10 ^{-3,4}	V_{S1}	=	20V

$$\begin{aligned} V_{uit}(t) &= 0,064 V_{S1} \cdot G(t) \\ &= 1,28 \cdot G(t) \end{aligned}$$

Om verder as hierdie berekening te gaan sal nie sinvol wees nie.

H O O F S T U K 5

R E A L I S E R I N G

Die realisering word behandel in modules, soos wat in hoofstuk 4 gedoen is, en dan word die realisering telkens met die model daarvoor in hoofstuk 4 vergelyk. Faktore soos elektroniese realisasie, nie-lineariteit, ruis en maksimum waardes word beskou. Onduidelikhed oor waar 'n sekere model se realisering inpas, behoort opgelos te word, deur fig. 4.1/17 te beskou.

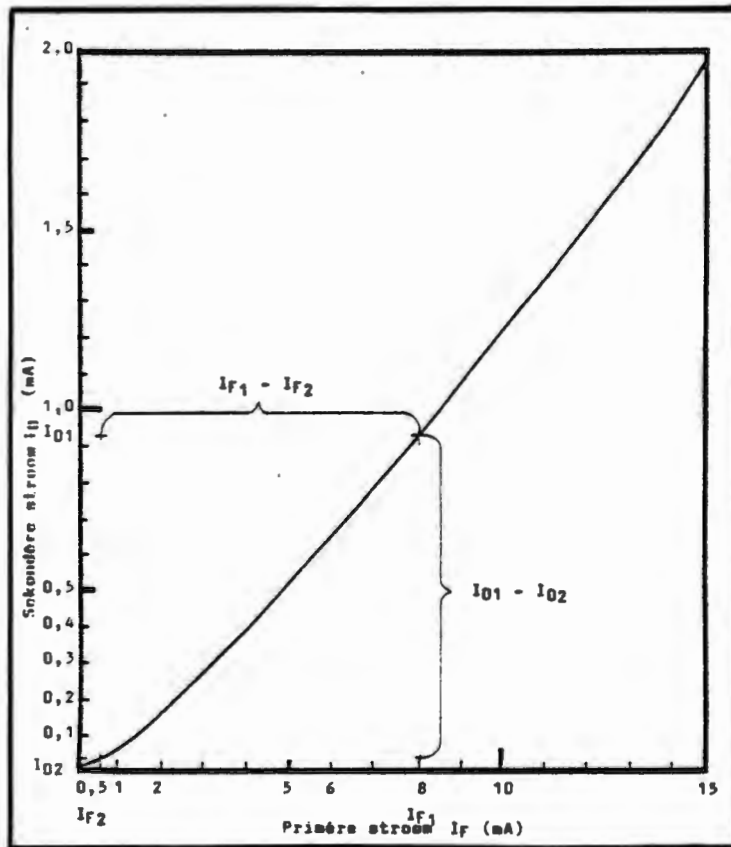
Die analoog stelsel word eers as 'n geheel behandel sodat die totale stelsel geëvalueer kan word. Die multiplisering en demultiplisering kan dan as los modules beskou word, aangesien dieselfde sender en ontvanger as in die analoog geval, gebruik word. Die sensor wat gebruik is, sal egter aanvanklik behandel word vir albei toepassings.

5.1 DIE OPTIES GEISOLEERDE SENSORS

Aangesien die gebruik van die optiese koppeling volgens die wiskundige model in par. 4.3 sekere gegewens van die stroomoordrag o.a. benodig, word nou na hierdie faset gekyk. In par. 4.3 is gesê dat deur twee punte te definieer waar tussen die stroomoordrag lineêr is, kan 'n werksgebied bepaal word. Eerstens moet dus twee sodanige punte op die kromme in fig. 5.1 bepaal word. Die optiese koppeling wat gebruik is, is 'n 6N135-HP.

In par. 4.3 is aanvaar dat die OK vir ten minste 'n dekade so 'n lineêre gedeelte het. Deur twee punte bloot willekeurig te kies, en dan die nie-lineariteit te bepaal kan as volg te werk gegaan word. Volgens vgl. 4.15 is

$$I'_0 = \left(\frac{I_{01} - I_{02}}{I_{F1} - I_{F2}} \right) I_F + \text{konstante} \quad -5.1-$$

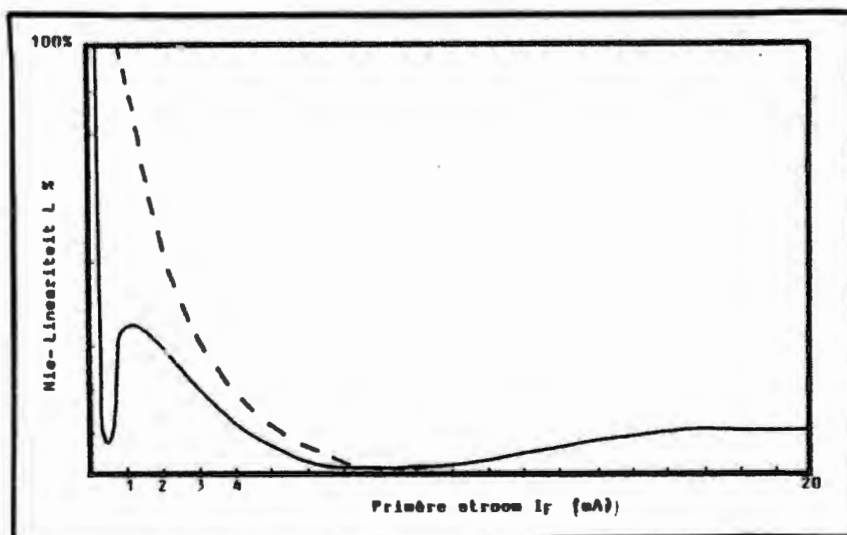


Figuur 5.1. Die stroomoordrag van 'n optiese koppeling

Vir die waardes van I_{01} , I_{02} , I_{F1} en I_{F2} wat in fig. 5.1 getoon is, is $I_0 = 0,121I_F - 41\mu A$. Om die nie-lineariteit te bereken, is dit belangrik om 'n definisie daar te stel. Deur te stel dat

$$L(I_F) = |I_0' - I_0|/I_0 \quad -5.2-$$

is dit moontlik om vir die twee willekeurig gekose stelling, die nie-lineariteit soos in fig. 5.2 te bereken. Dit is bevind dat die lineariteit verbeter kan word, deur die stroom wat deur die LED vloei, I_F , heelwat groter te kies as die waardes waarvoor fig. 5.2 geplot is. Ongelukkig mag die sensor juis nie te veel stroom gebruik nie, anders sal die kalibrasie van die tiristor waarop gemeet word beïnvloed word. (Sien par. 3.2)



Figuur 5.2. Nie lineariteit teen primêre stroom vir die 6N135 met a) ----- $I_{F2} = 0$
b) ————— $I_{F2} = 0,5\text{mA}$

’n Oplossing ten koste van bandwydte is om ’n lae stroom optiese koppeling te gebruik, soos die 6N138/9 wat ’n afsnyfrekwensie by 100kHz het. Daar is egter besluit om liewers met hierdie optiese koppelings te werk, en eerder die nie-lineariteit as swakker bandwydte te verdra, en te sien wat die invloed is op die tipes metings wat gedoen moet word.

5.1.1 Tydresponsie van die optiese koppeling

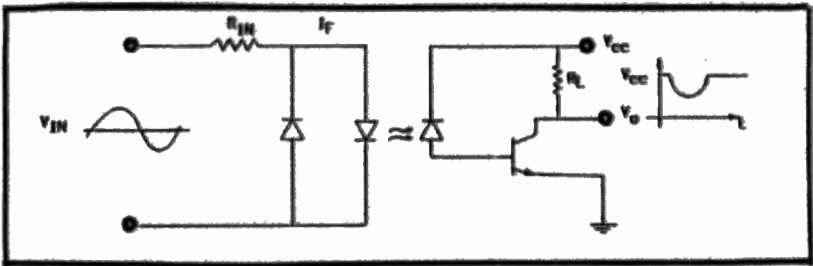
Volgens par. 4.3, is die swakste tydresponsie van ’n optiese koppeling wanneer dit in die TN-mode gebruik word. Volgens 4.8 is die bandwydte van die stelsel dus

$$f_{TN} \leq \frac{1}{2t_p(\text{maks})} \quad -4.8-$$

waar:

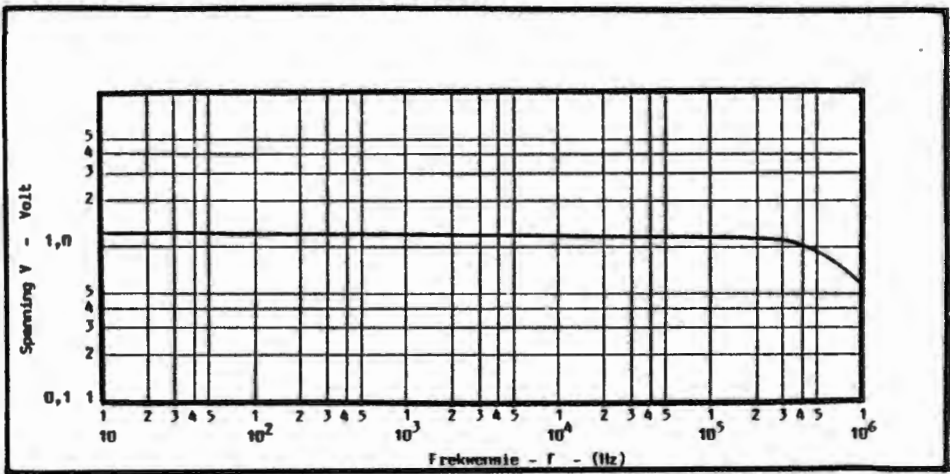
$t_p(\text{maks})$ - die grootste waarde van die styg of daal tyd van die mode is.

Volgens H.P.-spesifikasies is $t_p(\text{maks}) = 0,5\mu\text{sek}$. Daarom behoort $f_{TN} \leq 1\text{MHz}$ te wees. In fig. 5.3 word die kring waarmee die frekwensie responsie van fig. 5.4 getoets is, getoon.



Figuur 5.3 Toetsopstelling by bepaling van die tydre-sponsie.

M.b.v. 'n $1k\Omega$ - lasweerstand en $I_f = 8\text{mA}$, is die 3dB-punt by 1MHz bepaal soos in fig. 5.4.



Figuur 5.4. Die frekwensie responsie van die optiese koppeling in die TN-mode.

Hieruit is $\tau_k = 350$ nanosekonde, en kan vergelykings 4.17a voltooi word.

5.1.2 Die elektroniese realiserings van die sensors

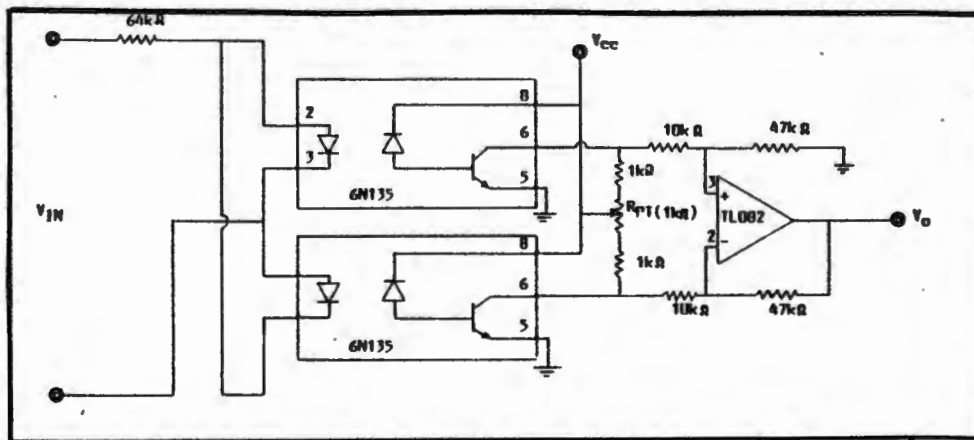
Die konfigurasies is reeds in hoofstukke 3 en 4 bespreek. Eerstens word die hoogspanningssensor in fig. 5.5 getoon. Die ingangspanning waarvoor die baan ontwerp is, was $\sqrt{2} \cdot 380\text{V}$, en dus is uit

vgl. 4.10

$$R_{IN} = \sqrt{2} \cdot 380/8\text{mA}$$

$$= 67,1\text{k}\Omega$$

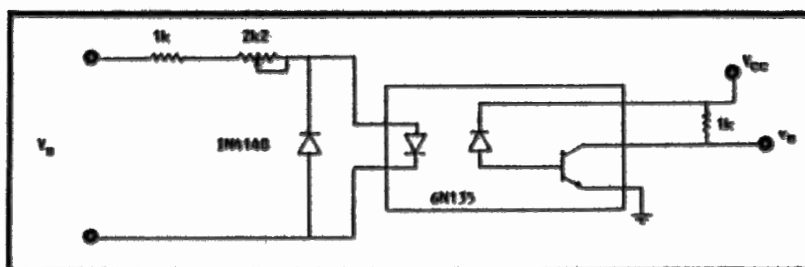
Aangesien h drywingsverbruik deur R_{IN} van maksimaal 4,3W nodig was, is vir aanpasbaarheidsredes (om tot $\pm 1000\text{V}$ te kan meet), van weerstande gebruik gemaak wat 18W sal kan dissipeer, maar nog steeds akkuraat is, asook met h lae strooikapasitansie.



Figuur 5.5. Die hoogspannings optiese sensor, gereed om aan die LED-dryfbaan gekoppel te word.

In die baan word R_{PT} gebruik om vir verskille in die aanwins van die O.K. se sekondêre kant te kompenseer.

Die laagspannings, digitale sensor is heelwat eenvoudiger, en is juis vir sy eenvoud gekies.



Figuur 5.6. Die laagspannings sensor

Verdere besonderhede kan of uit hoofstuk 3 en 4, of die spesifikasies verkry word.

5.1.3 Samevattend

In vgl. 4.17b, is K_F so gekies, dat dit die werklike maksimum $V_O(t)$ sal voorspel, dus is die vergelyking 4.11 gebruik, en

$$\begin{aligned} K_F &= I_O/8\text{mA} \\ &= 0,121 \end{aligned}$$

Daarom is:

$$V_O(t) = V_{IN}(t)(0,121 R_L/64\text{k}\Omega)(1-e^{-t/350\text{nsek}}) \quad -5.3-$$

Netso vir die laagspanningssensors is:

$$v_{si} = V_{si}(t)(0,121 R_{uit}^i/R_i)(1-e^{-t/350\text{nsek}}) \quad -5.4-$$

Werklike waardes vir $V_O(t)$ het verskil, omdat die versterker nie eenheidsaanwinst gehad het soos waarvoor die model opgestel is nie.

5.2 DIE ANALOOG MEETSTELSEL

5.2.1 Die LED en dryfkring

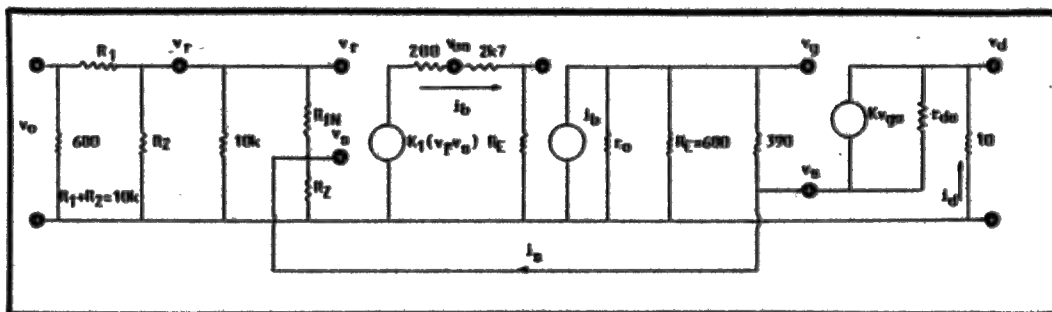
a) Die spanning na stroomomsetting

Daar bestaan baie metodes van spanning na stroomomsetting, asook die voorsiening van 'n gelykstroom vir die stilstroom komponent van die LED. Die vereistes vir hierdie ontwerp was hoë lineariteit, verstelbare stilstroom, voldoende beheer op die stilstroom en voldoende bandwydte.

Die metode wat gevolg is, is om net een van die aktiewe komponente behalwe die LED, aan die hoë stroom bloot te stel. Die metode om dit te doen is m.b.v. 'n FET soos die VMOS wat in fig. 5.7 ge-

The circuit diagram shows a precision rectifier using an ICL8069 and a TL082 op-amp. The input signal V_{in} is connected to a 600Ω resistor, which is in series with a 10kΩ resistor. The output of this series combination is connected to the non-inverting input of the TL082 op-amp. The op-amp's output is connected to the base of a BC107C transistor. The emitter of the BC107C is connected to ground. The collector of the BC107C is connected to a 2k7 resistor, which is in series with a 10nF capacitor. The output of this series combination is connected to the base of a 2N4093 transistor. The emitter of the 2N4093 is connected to ground. The collector of the 2N4093 is connected to a 100kΩ resistor, which is in series with a 1N4148 diode. The output of this series combination is connected to the output of the ICL8069. The ICL8069 is configured as a precision rectifier, with its output connected to the output of the TL082. The ICL8069 is powered by a 10V supply, and the TL082 is powered by a 10V supply. The output of the circuit is connected to a 10V supply, and the output voltage is labeled V_{out} .

Om die lineariteit van die baan te bepaal, asook sy versterking, is dit nodig om sy kleinseinmodel te bepaal.



75

Die stroom deur die LED, is die putstroom van die VMOS, en volgens die bekende FET-karakteristiek is:

$$i_d = K(1 - \frac{v_{gs}}{V_T})^2 \quad -5.5-$$

waar:

K - VMOS konstante wat as $\approx 0,3$ bereken is

V_T - drempelspanning van VMOS wat as $\approx 1,3V$ bereken is.

Uit fig. 5.8 is:

$$v_r = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_o \quad -5.6-$$

$$\begin{aligned} \text{en } i_b &\approx K_1(v_r - v_s)/\beta R_E ; \beta R_E \gg 2k7 \\ &\approx K_1 v_r / \beta R_E ; v_s \ll v_r \end{aligned} \quad -5.7-$$

Nou is die hekspanning v_g :

$$v_g \approx \beta i_b (R_E // (390 + R_Z)) ; r_o > 20k\Omega \quad -5.8-$$

$$\begin{aligned} \text{en } v_{gs} &= \left(\frac{390}{390 + R_Z} \right) v_g \\ &\approx v_g ; R_Z \ll 390 \end{aligned} \quad -5.9-$$

$$\text{Dus is: } i_d = 0,3(1 - \frac{K_1}{1,3} (R_E // (390 + R_Z)) (\frac{R_2}{R_1 + R_2} v_o)^2 \quad -5.10-$$

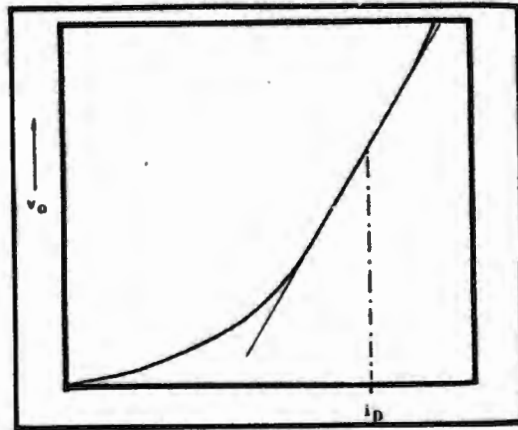
Hieruit is dit duidelik dat die stroom i_d , geskryf kan word as:

$$i_d = K(1 - C v_o)^2 \quad -5.11-$$

waar:

alles konstantes is behalwe i_d en v_o .

Daarom geld dus dat die verband sal lyk soos in fig. 5.9, en dat die werkpunt, i_D , gekies word waar die kromme reglynig is.

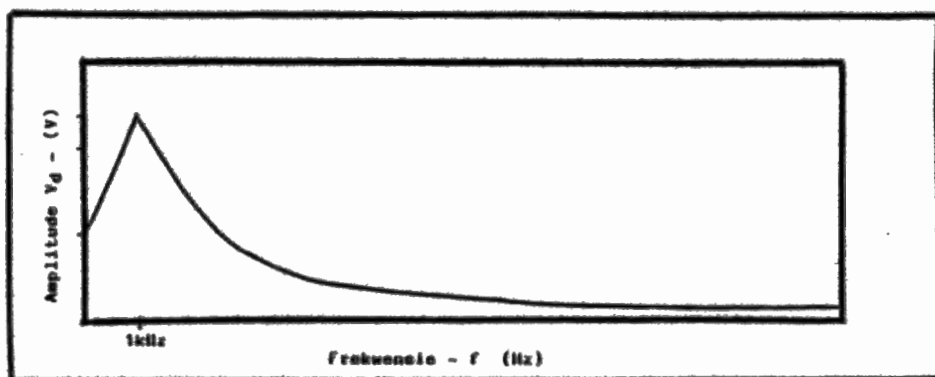


Figuur 5.9. Die instelpunt i_D van die kring kan so bepaal word, dat die funksie op daardie deel van die kurwe lê, dat die verband in 5.10 lineêr is.

By $v_r = 0,4V_{p-p}$, is die maksimum nie-lineariteit 2,5% gewees. Die ruisvlak was verder 0,2% van die diodestroom gewees, wat 'n 27dB SRV beteken vir die LED-drywer.

b) Die tydresponisie van die kring

D.m.v. meting is die frekwensieresponisie op groter as 3,0MHz bepaal, en die responisie kan verder verbeter word deur die TL082 met 'n hoër bandwydte hoë ingangsimpedansie versterker te vervang. 'n Hamming Fourier transformasie is van die diodestroom geneem by 'n frekwensie van 1kHz. Die responisie word in fig. 5.10 getoon. Die aanwesigheid van die stilstroom kan duidelik uit dié fig. gesien word, en ook dat daar geen harmoniese distorsie waarneembaar is nie. (Soos voorspel uit vorige paragraaf.)



Figuur 5.10. Frekwensie inhoud van I_d met 'n 1kHz sein by v_o .

c) Die stroom na optiese verband

Die diodestroom teen optiese drywing word in fig. 5.11 getoon.

P en I soos in hoofstuk 4 getoon, is vir 'n stilstroom van 60mA en 'n modulasie stroom van 30mA_{p-p}. Daarom is:

$$P_o(I_D = 75\text{mA}) = 0,88\text{mW}$$

$$P_o(I_D = 45\text{mA}) = 0,55\text{mW}$$

$$\Delta P(\Delta I = 30\text{mA}) = 0,33\text{mW}$$

Ten slotte kan die uitgangsdrywing dus i.t.v. die ingangspanning geskryf word nl.

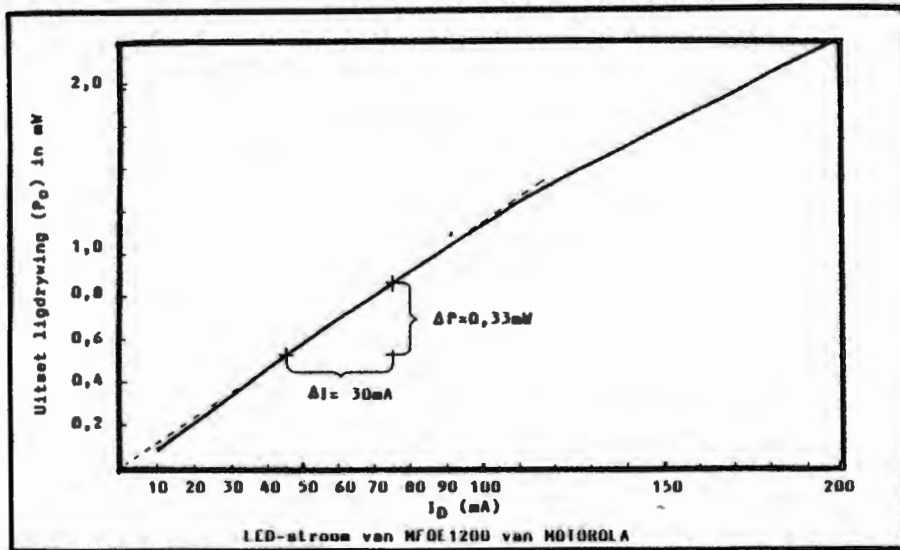
$$P_{uit}(t) = \frac{\Delta P}{\Delta I} K_o V_o(t)(1 - e^{-t/\tau_d}) + C_2$$

waar: $K_o V_o(t) = i_d(t) = 30\text{mA}_{p-p}$

$$C_1 = 0 \text{ (soos in 4.24 gedefinieer)}$$

en dus is

$$\begin{aligned} C_2 &= (\Delta P / \Delta I) i_D \\ &= 0,11 \times 10^{-3} i_D ; (i_D = 60\text{mA}) \\ &= 0,66\text{mW} \end{aligned}$$



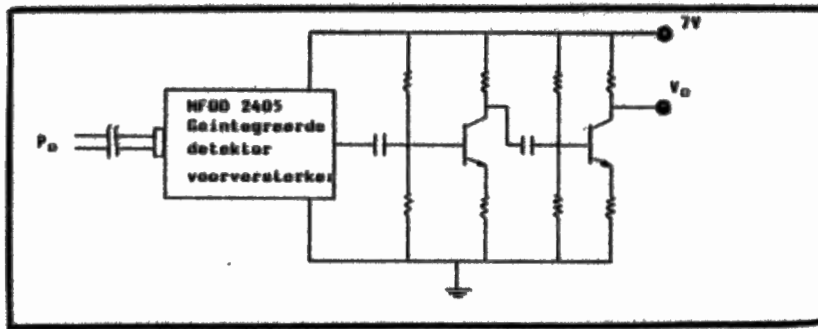
Figuur 5.11. Die optiese drywings uitset vir die LED wat gebruik is (MFOE 1200 MOTOROLA).

$$\begin{aligned} \text{Dus is } P_{\text{uit}}(t) &= \frac{0,33\text{mW}}{30\text{mA}} \cdot (30\text{mA}_{\text{p-p}}) + 0,66\text{mW} \\ &= 0,66\text{mW} \pm 0,33\text{mW} \end{aligned}$$

5.2.2 Die optiese ontvanger

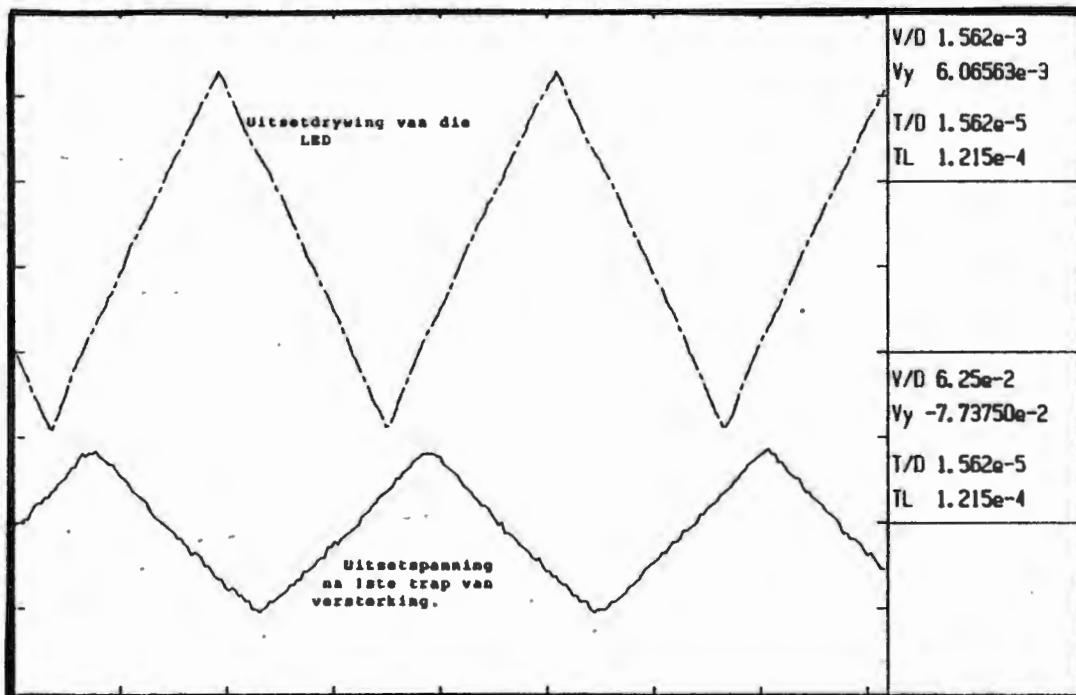
A.g.v. die lae bandwydte en genoeg optiese drywing beskikbaar, is van 'n geïntegreerde-detektor-voorversterker, nl. die MFOD2405, gebruik gemaak. Ruis is ietwat van 'n probleem, soos dan ook uit die metings waargeneem is, en was 'n waarde van ongeveer 6mV, en 'n SRV van ongeveer 20dB is dus moontlik.

Die tweede stap versterker was 'n eenvoudige RC-gekoppelde twee-trap versterker. In fig. 5.12 word die basiese diagram getoon.



Figuur 5.12. Die basiese ontvanger wat gebruik is.

Verder was die ontvanger nie veel van 'n probleem vir een van die twee metings nie, en is die bandwydte ook as 1,0MHz bepaal. In fig. 5.13 word die uitsetspanning vir die ontvanger in fig. 5.12 getoon teen die uitsetdrywing van die LED



Figuur 5.13. Die uitsetspanning teen uitsetdrywing van die LED.

As laaste opmerking kan net genoem word dat m.b.v. die wiskundige model vir die PIN-diode, met sy ontvanger, behoort 'n baie meer

lineêre en sensitiewer ontvanger m.b.v. die tegnieke genoem, gebou te word. Die bylaag oor ontvanger ontwerp sal baie handig gebruik kan word om die twee basiese metodes van deteksie, nl. hoë impedansie spannings versterking, en transimpedansie versterking te vergelyk.

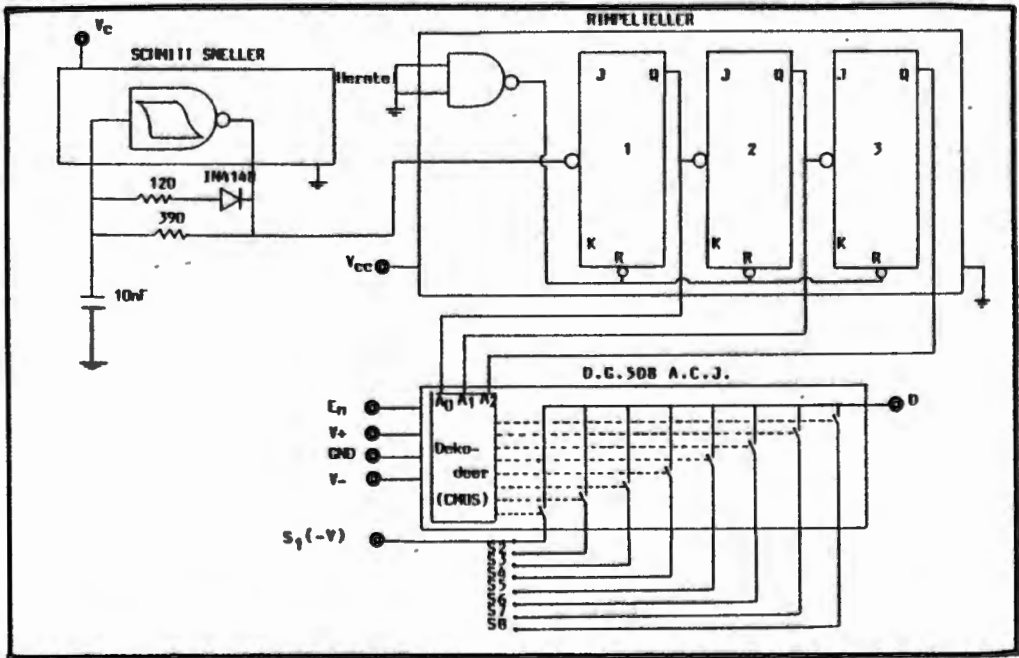
5.3 MULTIPLISERINGS STELSEL

5.3.1 Inleiding

Die teorie is reeds deeglik behandel, en hier sal dus slegs op die elektroniese realisasie en die resultate klem gelê word. Die basiese komponente van 'n tydvlak multipliseerder is die klok, teller en die multipliseerder.

5.3.2 Die multipliseerder

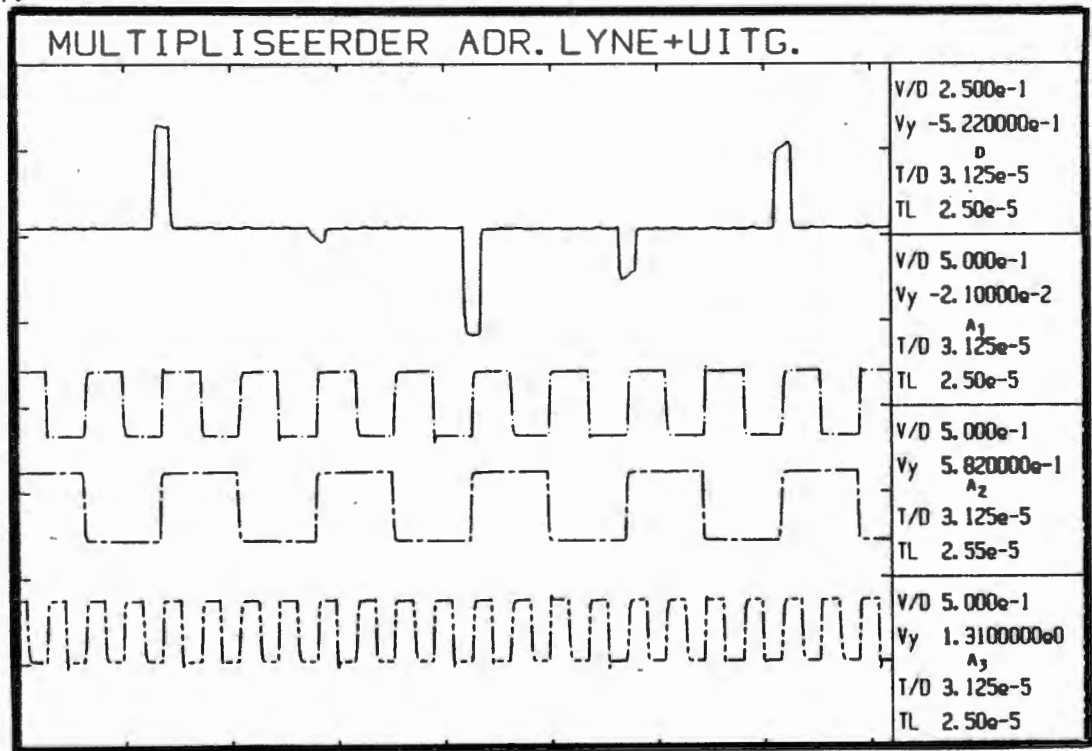
In fig. 5.14 word 'n funksionele diagram van die multipliseerder getoon. Dié multipliseerder het sy eie dekodering gehad, en adreslyne vir die dekodering moes dus verskaf word.



Figuur 5.14. Funksionele diagram van die multipliseerder

M.b.v. die multipliseerder soos op die vorige bladsy getoon, en die sensors wat reeds behandel is, kan seine met spanningsvlakke wat tot 2000V g.s. van mekaar verskil, maar self een of ander lae spanningswaarde het, by die multipliseerderuitset, D, beskikbaar gemaak word, om as 'n enkele kanaal verder gestuur te word.

In fig. 5.15 word die uitset van 'n multipliseerder met alle insette nul, behalwe die een kanaal waarop 'n sinusgolf ingesit word, getoon.



Figuur 5.15. Die multipliseerder se uitgang en adreslyne met 'n sinusgolf op een van die kanale.

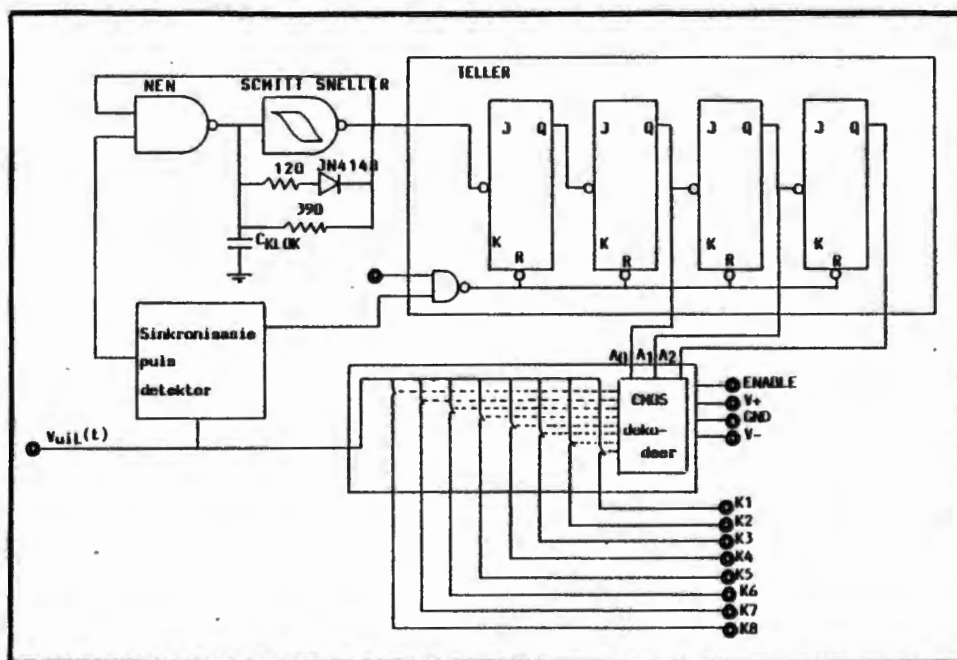
Dit tyd tussen twee opeenvolgende monsterperiodes vir 'n kanaal, is 34µsek. D.w.s. dat die sinusgolf 'n minimum periode van ongeveer 1/14 kHz moet hê, om weer herwin te kan word. (Volgens Nyquist monster teorema.)

Die res van die waardes van belang, is reeds in TABEL 4.2 gegee, en die resultate word in Hfst. 6 gegee.

5.3.3 Die demultipliseerder

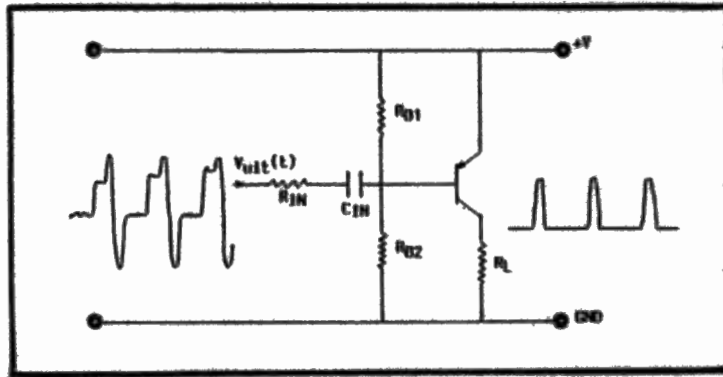
Die demultipliseerder gebruik meeste van die funksies wat in die multipliseerder vervat is, plus 'n paar ander. Vir sinkronisasie doeleindes, moet die klok van 'n herstel funksie gebruik kan maak. Verder moet die sinkronisasie puls, van die gemultipliseerde sein geskei word. Verder moet gesorg word dat die uitgange van die demultipliseerder se waarde nie kan verander tussen monstertye nie.

In fig. 5.16 word die funksionele diagram van die demultipliseerder getoon. Die inset $V_{uit}(t)$ is die uitset vanaf die optiese ontvanger.



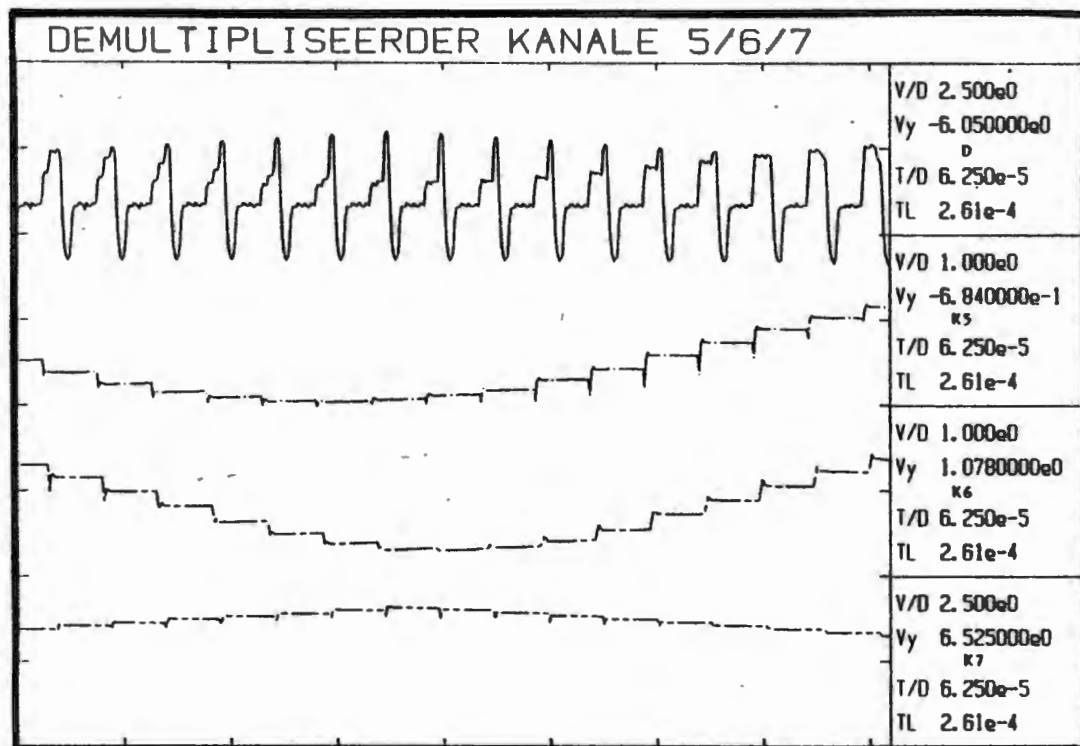
Figuur 5.16. Funksionele diagram van die demultipliseerder.

Die sinkronisasie detektor, is veronderstel om die sinkronisasie puls uit die insetsein te haal. In fig. 5.17 word die baan getoon wat gebruik is. Dit is 'n tipiese video tipe sinkronisasie detektor.



Figuur 5.17. Sinkronisasie puls detektor vir die demultipliseerder in fig. 5.16.

M.b.v. hierdie opstelling was dit moontlik om dus weer die kanale te skei. Klok kalibrasie word gedoen deur CKLOK te verander tot 'n geskikte waarde. In fig. 5.18 word die demultiplisering van 3 seine (sinusgolwe) wat oor 1km vesel versend is, getoon.



Figuur 5.18. Seine op 3 opeenvolgende kanale van die vesel, wat oor 1km vesel gestuur en gedemultipliseer is.

M.b.v. wagintervalle tussen die kanale wat groot genoeg is, word alle kruise spaak en distorsie geëlimineer.

Vir verdere inligting kan na die volgende hoofstuk gekyk word waar getoon word of die tipe multiplisering wel geskik was vir die metings.

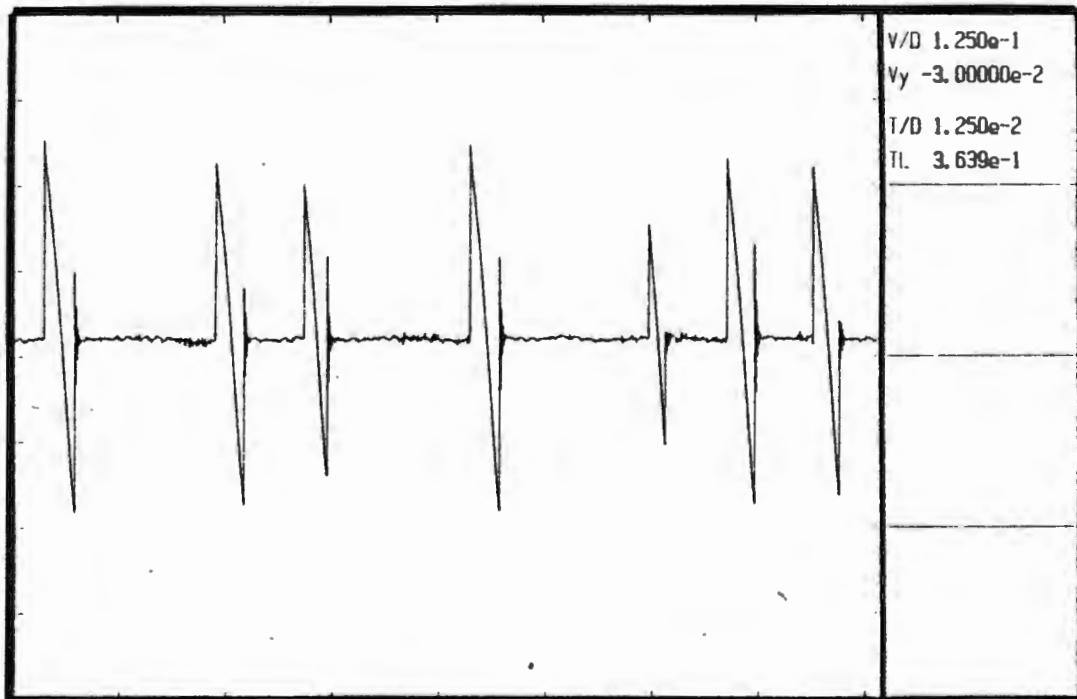
H O O F S T U K 6

E V A L U E R I N G

6.1 MEETRESULTATE

6.1.1 Die anode na katode hoogspannings meetstelsel

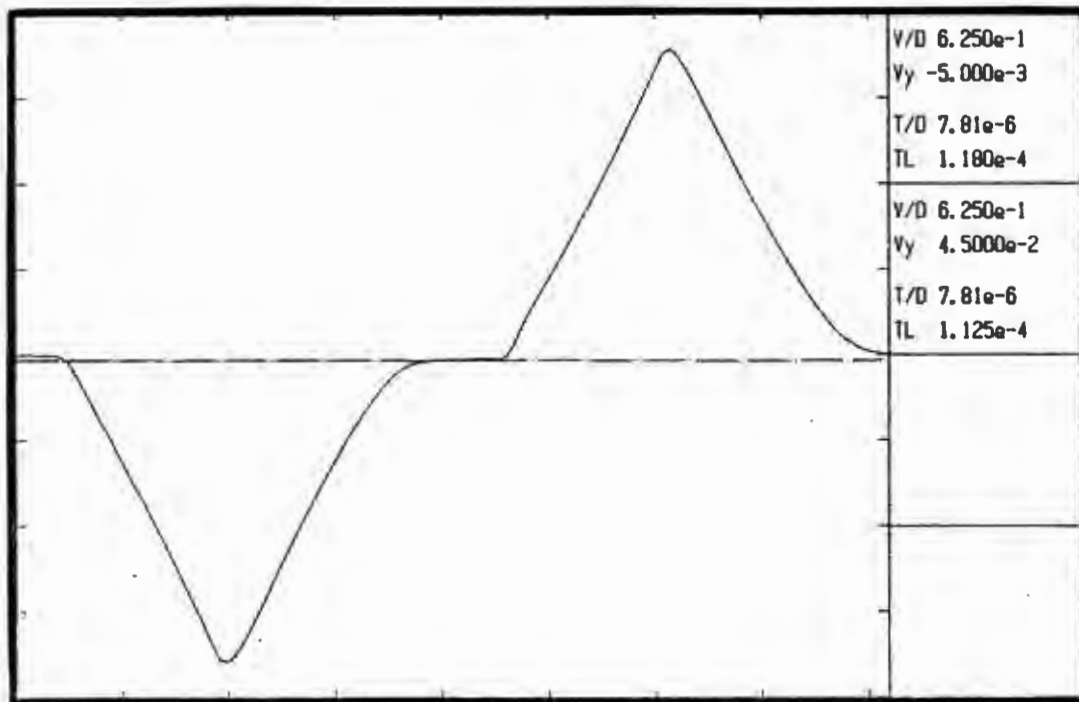
Die prototipe met 1km vesel is gebruik om die tipiese anode na katode spannings karakteristiek in fig. 6.1 te verkry.



Figuur 6.1. 'n Tipiese anode na katode spanningsgolfvorm vir 'n tiristor soos gemeet m.b.v. die ontwikkelde stelsel.

Daar kan duidelik gesien word dat daar geen dooieband is waar die sensordiodes nie gelei nie (vir anti-parallele skakeling soos in fig. 5.5 getoon).

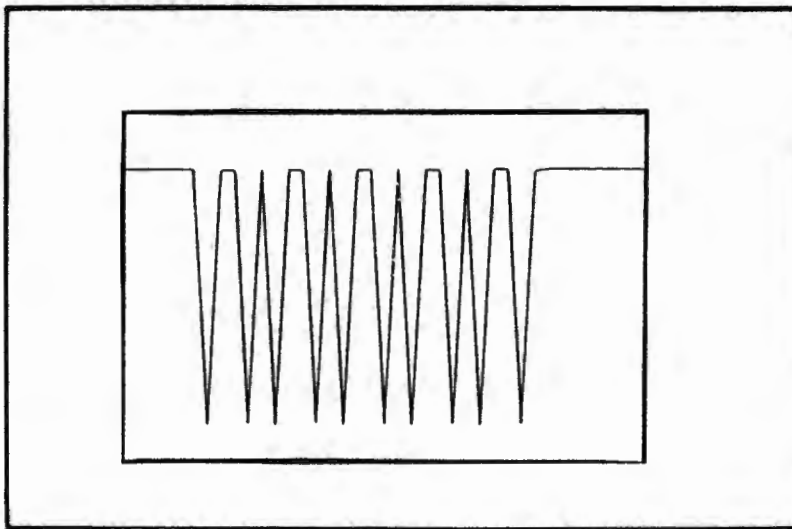
In fig. 6.2 word 'n voorstelling van die geval waar 'n $20V_{p-p}$ driehoeksgolf op die ingang van die sensor toegepas word getoon, en hoe dié verband na 1 km vesel lyk (dooieband wel sigbaar a.g.v laer insetspanning).



Figuur 6.2. Tipiese laagspanningssein by die ingang van die sensor ($I_f(\text{maks})$ egter steeds 10mA), teen die uitgang van die ontvanger.

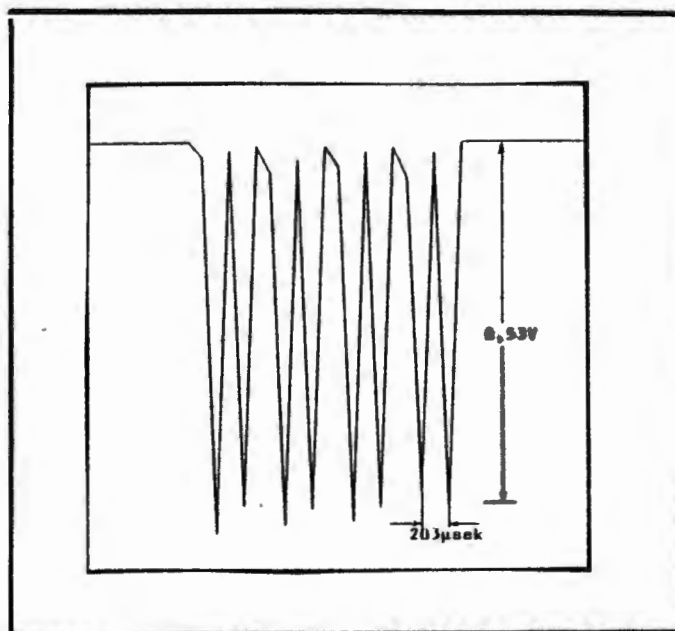
6.1.2. Die hek na katode meetstelsel

Vir die stelsel is die volgende meetresultate getoon. In fig. 6.3 word die uitgang van die skakelomsetter se snellerbeheerbaan getoon. D.w.s. soos wat die werklike snellerpulse lyk voordat hulle by die pulstransformator kom.



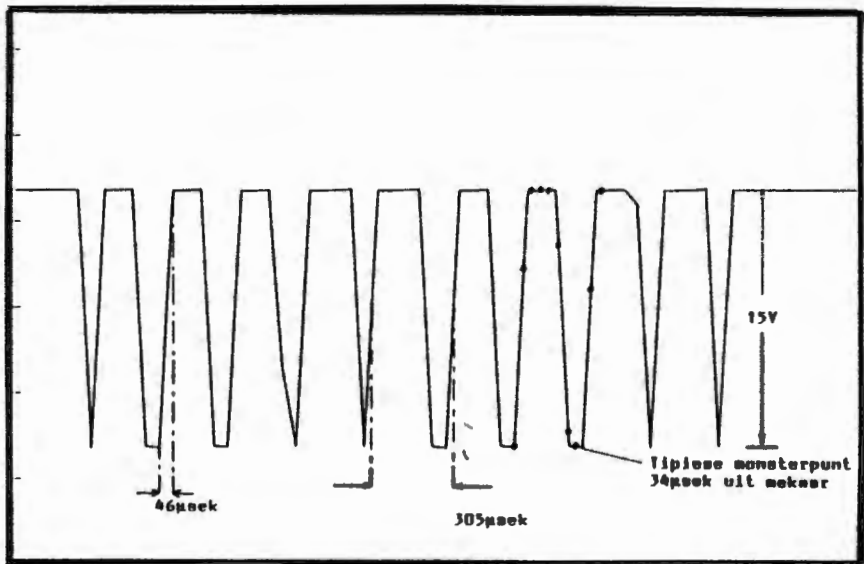
Figuur 6.3 Die snellerpulse uit beheerbaan van die omsetter gemeet

Snellerpulse soos by uitgang van die sensor gemeet (d.w.s. die laagspanningssensor), word in figuur 6.4 getoon.



Figuur 6.4. Die uitset van die sensorbaan wat direk oor die hek tot katode verbind is.

Om te sien hoe die multipliseerder die snellerpulse sal monster, kan in fig. 6.5 gesien word dat die snellerpuls ongeveer sewe maal in een periode gemonster word.



Figuur 6.5. Voorstelling van hoe die snellerpuls m.b.v. die multipliseerder gemonster is.

6.2 STELSEL SPESIFIKASIE

Om die meetstelsel wat ontwikkel is, te evalueer, is dit baie belangrik dat die voorgeskrewe spesifikasies met die finale spesifikasie vergelyk word. Uit die aard van die saak sal laasgenoemde meer volledig wees, en ook detail van die meetstelsel spesifiseer.

6.2.1 Anode na Katode Meetstelsel

TABEL 6.1 - HOOGSPANNINGSSENSOR

KARAKTERISTIEK	SPESIFIKASIE	VERGELYK/OPMERKINGS
Maksimum ingang spanning	$= R_{IN}/0,01$ $\leq \pm 1000V_{p-p}$	- volgens spesifikasies
Maksimum gem. insetstroom	25mA	
Piek insetstroom	50mA	50% dienssiklus en 1 msek puls wydtes

KARAKTERISTIEK	SPESIFIKASIE	VERGELYK/OPMERKINGS
Primêre tot sekondêre weerstand	$10^{12} \Omega$	D.w.s. $I_{lek}=3nA$.'. 70dB isolasie
Elektriese isolasie van inset tot uitset	3000V g.s.	Beter as spesifikasie
Bandwydte	1MHz	Volgens spesifikasie
1) Nie-lineariteit	< 10%	Soos getoon in fig. 5.2 Nie volgens spesifikasie nie.

TABEL 6.2 DIE LED-DRYFKRING

KARAKTERISTIEK	SPESIFIKASIE	VERGELYK/OPMERKINGS
Maksimum ingangspanning (V_R)	$0,4V_{p-p}$	Word d.m.v. R_1 en R_2 in fig. 5.5 verstel
Nie-lineariteit	< 2,5%	Beter as spesifikasie
2) Drywingsverbruik	1,2W	Meer as gespesifiseer
Dinamiese bereik	27dB	Ruisvlak 0,2% van uitset stroom
Bandwydte	> 3MHz	Beter as spesifikasie
Maksimum uitset ligdrywing	1mW	Gemeet by 110mA diodestroom

TABEL 6.3 DIE ONTVANGER

KARAKTERISTIEK	SPESIFIKASIE	VERGELYK/OPMERKINGS
Responsitiwiteit	$4,5mV/\mu W$	voor 2-de trap versterking
Totale aanwins	28dB	Aanwins van die 2-de trap versterker
SRV	20dB	Vir 'n optiese inset van $0,4\mu W$

KARAKTERISTIEK	SPESIFIKASIE	VERGELYK/OPMERKINGS
Bandwydte	1MHz	Volgens spesifikasie
Maksimum Uitset-spanning	1V	

6.2.2 Hek na Katode meetstelsel

TABEL 6.4 LAAGSPANNINGSSENSOR

KARAKTERISTIEK	SPESIFIKASIE	VERGELYK/OPMERKINGS
Maksimum ingangspanning	$\pm 30V$	Slegs pos polariteit sal by die uitset waargeneem word
1) Nie-lineariteit	$< 10\%$	Soos getoon in fig. 5.2 Sien ook bespreking.
Maksimum gem. insetstroom	25mA	
Piek insetstroom	50mA	50%-1msek dienssiklus
Lekstroom van primêre tot sekondêre kant	3nA	By 3000V verskil tussen in en uit
Elektriese isolasie van inset tot uitset	3000V g.s.	beter as spesifikasie
Bandwydte	1MHz	volgens spesifikasies
Maksimum uitset Drywingsdissipasie	100mW	

TABEL 6.5 MULTIPLISERING/DEMULTIPLISERING

KARAKTERISTIEK	SPESIFIKASIE	VERGELYK/OPMERKING
Maksimum inset frekwensie/kanaal	14kHz	Multipliseerder periode is 34 μ sek
Klokfrewensie	235kHz	

KARAKTERISTIEK	SPESIFIKASIE	VERGELYK/OPMERKINGS
Isolasie tussen kanale	68dB	
Maksimum ingangspanning per kanaal.	0V	Die optiese sensors se toevoerspanning is
Minimum	-8V	-5/0V

- 1 - Sien gevolgtrekking en aanbeveling in par 6.3/4
- 2 - Slegs 'n geringe afwyking vanaf spesifikasie

6.3 GEVOLGTREKKING

Die behoefte is aanvanklik geanaliseer om spannings op kragel-elektroniese skakelomsetters te meet. Hieruit is 'n hoogspannings en laagspannings geval geïdentifiseer, en die mikpunt om dit te meet is bereik. Om die effektiwiteit van optiese metodes te evalueer, is 'n optiese vesel met sukses as 'n transmissie medium gebruik om die inligting wat verkry is, op 'n afgeleë punt beskikbaar te maak. Die gebruik van die vesel verseker steuringsvrye transmissie in 'n omgewing met 'n hoë vlak van elektromagnetiese besoedeling, soos die geval is waar baie skakelomsetters saam gehuisves word. Omdat gelyktydige metings op verskeie punte gedoen moes word, en van dié metings verwerk moes word voor transmissie langs die vesel, is van 'n verdere optiese tegniek gebruik gemaak. Die basiese komponent van die sensor was vir isolasie doeleindes dus 'n optiese koppeling. Alhoewel aanneembare resultate verkry is volgens par. 6.1, is die nie-lineariteite soos in par. 6.2 gespesifiseer, nie so laag as waarvoor die stelsel volgens par. 2.2.4 ontwerp moes word nie.

Volgens die resultate, en die wiskundige modelle wat opgestel is, was die identifisering van navorsingsareas voldoende gewees. Die wiskundige modelle het die resultate voorspel, en selfs die nie-lineariteite wat genoem is, is in ag geneem. Die model vir die optiese detektor is nie gebruik nie, aangesien a.g.v. koste redes besluit is om 'n geïntegreerde detektor voorversterker te gebruik. Die resultaat met swak lineariteit en 'n ruisfaktor wat vir sekere toepassings te hoog is, sal dit dalk noodsaak om 'n bg. model te gebruik. Die model behoort egter te werk omdat dit vergelyk met gepubliseerde modelle.

Ten slotte kan dit gesê word dat vanuit die analise wat in die navorsingsfase gedoen is, en waaruit 'n funksionele beskrywing vir die stelsel geformuleer is, 'n suksesvolle wiskundige model ontwikkel is om die totale stelsel te sintetiseer. Die realisering van die prototipe het dan ook die sintese bevestig.

6.4 AANBEVELINGS

Die eerste aanbeveling raak die probleme rondom die nie-lineari-teite van die optiese koppeling vir die gebied waarin lineariteit noodsaaklik is. Deur laer stroom optiese koppelings te gebruik, kan die lineariteit verbeter word. Dit sal egter steeds nie geskik wees vir alle toepassings nie, omdat die verband wat in die wiskundige model gegee word vir inset-tot uitsetstroom, nog steeds geld. Die verbetering is egter daarin geleë dat 'n vryer keuse bestaan oor waar die werksgebied lê (geen kalibrasie probleme nie a.g.v. die laer stroom deur die primêre kant van die sensor).

Die ander alternatief, en die beste metode, is om weereens die tegnieke wat in die navorsingsfase beskou is, te ondersoek. Van al hierdie is die enigste wat slegs op grond van koste nie sal werk nie, die gebruik van die Kerr- en Pochellseffekte. Hiervolgens word die brekingsindekse van die kristal waarvan die eienskap benut word, op grond van spanning of stroom variasies gemoduleer. Verder is dit dan moontlik om 'n absoluut passiewe sensor te ontwikkel. M.b.v. navorsing oor die aanpasbaarheid van die metode by die gebruik van optiese vesels, die koste en bemarkings aspekte asook ander toepassings, behoort alle probleme wat met die meting ondervind is, opgelos te word, en 'n baie beter metode sal dan ook geskep word.

B I B L I O G R A F I E

- ABRAHAM, M. 1982. Design of Butterworth-Type Transimpedance and Bootstrap - Transimpedance Preamplifiers for Fibre-Optic Receivers. IEEE Trans. on Circuits and Systems. (AS-29(6): 375 - 382, Jun.
- AMARANDOS, M. 1981. Fibre-optic transmitter accepts most analog signals. Electronic Design. 197 - 203, Nov.
- AMARANDOS, M. 1982. Hybride isolates megavolts for low-level signals. Electronic Design. 135 - 141, Nov.
- ANTELL, G., DAVIS, A., HESS, K., MUSKA, W., ROZENBERGS, J. 1981. Optical Fiber Technology Detectors and Receivers. Electrical Communication. 56(4): 349 - 356, Apr.
- BAACK, C., ELZE, G., GROSSKOPF, G., WALF, G. 1983. Digital and Analog Optical Broad-Band Transmission. Proc. IEEE. 71(2): 198 - 208, Feb.
- BERGH, A.A., COPELAND, J.A. 1980. Optical Sources for Fiber Transmission Systems. PROC. IEEE. 68(10): 1240 - 1253, Okt.
- BERGHMANN, E.E. 1977. Measurement of nanosecond HV transients with the Kerr effect. Rev. Sci. Instrum. 48(12): 1641, Des.
- BLACKBURN, J.C. 1975. A 120-MHz Bandwidth Linear Signal Transmission System Using Fiber Optics. IEEE Trans. IM - 24(3): 230-232, Sept.
- BLICHER, A. 1976. Thyristor Physics. 1ste uitg. New York: Springer-Verlag.
- BOTEZ, D. HERSKOWITZ, G.J. 1980. Components for Optical Communications Systems: A Review. Proc. IEEE. 68(6): 689 - 719, Jun.

- 1 CARTER, A.C. 1981. Light-emitting diodes for optical fibre systems. The Radio and Electronic Engineer. 51(7/8): 341 - 348, Jul/Aug.
- 2 CARTLEDGE, J.C. 1978. Receiver Sensitivity of Optical Fibre Communication Systems: The Effects of Channel Characteristics and Receiver Filter Design. IEEE Trans. 26(7): 1103 - 1109, Jul.
- 3 CASPERS, F., NEUMANN, E. 1980. Optical Power Supply for Measuring or Communication Devices at High Voltage Levels. Proc. IEEE. IM-29(1): 73 - 74, Mrt.
- 4 CHEUNG, W.N. 1974. A Time Division Multiplex System for Teleme-tering Purpose. IEEE TRANS. IECI-21(1): 22 - 24, Feb.
- 5 CHU, P.L., WHITBREAD, T. 1982. Optical Fibre Communications Reli-ability in a Power Substation. Journal of Electrical and Electro-nics Engineering. 2(1): 8 - 13, Mrt.
- 6 COLLOCOTT, S.J. 1981. A Device for the Remote Sensing of the Tem-perature of High-Voltage Transmission Conductors. IEEE Trans. IECI-28(2): 116 - 119, May.
- 7 CSELT, Technical staff of. 1981. Optical Fibre Communication. Torino: McGraw-Hill.
- 8 DAVIES, D.E.N. 1982. Making Measurements with light. IEE Proc. 129(1): 16 - 13, Jan.
- 9 DAVIES, I.G.A., GOODWIN, A.R., KIRKBY, P.A., MURISON, R.F. 1981. Optical Fiber Technology Semiconductor Light Sources. Electrical Communication. 56(4): 338 - 348, Apr.
- 0 EDSON, W.A., OETZEL, G.N. 1981. Capacitance voltage divider for high-voltage pulse measurement. Rev. Sci. Instrum. 52(4): 604 - 606, Apr.
- 1 EL-DIWANY, M.H., ROULSTON, D.J., CHAMBERLAIN, S.G. 1981. Design of low-noise bipolar transimpedance preamplifiers for optical re-

ceivers. IEE Proc. 128(6): 299 - 305, Des.

2 EREZ, A. 1972. Low-Frequency Electrical Signal Measurement by Electrooptical Methods. IEEE Trans. 358 - 360, Nov.

3 GAGGINI, G., MANFRED, P.F., MARANESI, P., TRIULZI, G. 1975. Isolation Amplifier with Combined Magnetic and Optical Coupling. IEEE Trans. 24(2): 115 - 117, Jun.

4 GARRETT, I. 1982. Receivers for optical fibre communication. Wireless World. 62 - 65, Apr.

5 GARRETT, I. 1981. Receivers for optical fibre communication. The Radio and Electronic Engineer. 51(7/8): 349 - 361, Jul/Aug.

6 GAY, J.G., IDDINGS, C.K. 1979. Optically coupled wide bandwidth dc isolation amplifier. Rev. Sci. Instrum. 50(7): 917 - 918, Jul.

7 GILCHRIST, N.H.C. 1979. Digital transmission of video and audio signals over an optical-fibre system. The Radio and Electronic Engineer. 49(12): 629 - 636, Des.

8 GORANSON, R.W., SKIPPER, J.D. 1974. Signal-to-Noise Ratio in Optical Photodiode Receivers. Proc. IEEE. 62(10): 1404 - 1406, Oct.

9 HANSON, D.C. 1981. Fiber Optics in Local Area Network Applications. Advances in Electronics and Electron Physics. 57: 145 - 217.

10 HARADA, T., KAWAMURA, T., KISHI, K. 1971. A high quality voltage divider using optoelectronics for impulse voltage measurements. IEEE Trans. 65(11): 494 - 500, May.

11 HARRIS, N.W. 1974. High voltage probe for liquid immersion. Rev. Sci. Instrum. 45(7): 961 - 963, Apr.

- 2 HEBNER, R.E., MALEWSKI, R.A., CASSIDY, E.C. 1977. Optical Methods of Electrical Measurement of High Voltage Levels. Proc. IEEE. 65(11): 1524 - 1545, Nov.
- 3 HERGENROTHER, R. 1953. A Direct-Reading Oscilloscope for 100-KV Pulses. IRE Proc. 896, Jul.
- 4 HEWLETT-PACKARD. 1981. Optoelectronics/Fiber-Optics Applications Manual. 2de uitg. New York: McGraw-Hill.
- 5 HEWLETT-PACKARD. 1983. Optoelectronics Designer's Catalog. Components and Subsystems. HP. 5953 - 9304.
- 6 HEWLETT-PACKARD. 1980. User's Manual: Fiber Optic connector assembly tooling Kit. U.S.A. 5953 - 0454.
- 7 HORAK, W. 1976. Analog TV Signal Transmission over Multimode Optical Waveguides. Siemens Forsch. u. Entwickl. Ber, Bd. 5(4): 194 - 202, Mar.
- 8 HOWARD, P.R. 1952. Errors in recording surge voltages. Proc IEE. Pt. 2(99): 371.
- 9 HULLET, J.L., MUOI, T.V., MOUSTAKAS, S. 1977. High-speed optical preamplifiers. Electronics Letters. 13(23): 688 - 690, Nov.
- 10 JONES, J.R. 1982. A Comparison of Lightwave, Microwave and Coaxial Transmission Technologies. IEEE Trans. MTT-30(10): 1512, Oct.
- 11 KAO, C.K. 1982. Optical Fibre Systems: Technology, Design and Applications. U.S.A., McGraw-Hill.
- 12 LACY, E.A. 1982. Fiber Optics. New Jersey, Prentice-Hall.
- 13 LARSON, B. 1983. Power Control Electronics. 1ste uitg. N.J. Prentice-Hall.

- 4 LEE, Z.Y. 1983. Subnanosecond high-voltage two-stage resistive divider. Rev. Sci. Instrum. 54(8): 1060 - 1062, Aug.
- 5 McDERMOTT, J. 1981. Fiber-optic-cable choices expand to fill design needs. EDN. 95 - 99, May.
- 6 MELCHIOR, H., FISCHER, M.B., ARAMS, F.R. 1970. Photodetectors for Optical Communication Systems. Proc. IEEE. 58(10): 1466 - 1486, Oct.
- 7 MOSES, K.G., KORNEFF, T. 1963. Voltage Measurements in the Presence of Strong Fields. The review of scientific instruments. 34(8): 849 - 853, Aug.
- 8 MOTCHENBACHER, C.D., FITCHEN, F.C. 1973. Low-Noise Electronic Design. 1ste uitg. New York: John Wiley.
- 9 MÜLLER, J. 1981. Photodiodes for Optical Communication. Advances in Electronics and Electron Physics. 55(1): 189 - 308.
- 0 OTTEN, H.J.M. 1981. Fibre-optic communications. Electronic Components and Applications. 3(2): 87 - 100, Feb.
- 1 PACK, J.L., LIBERMAN, I. 1981. Voltage and current measurements for fast pulsed high current discharges. Rev. Sci. Instrum. 52(10): 1580 - 1582, Jun.
- 2 PEARCE, J.W. 1978. Optically coupled high-voltage isolation amplifier. Rev. Sci, Instrum. 49(11): 1562 - 1564, Aug.
- 3 PELLINEN, D.G., HEURLIN, S. 1971. A Nanosecond Risetime Megavolt Voltage Divider. Rev. Sci. Instrum. 42(6): 824 - 827, Jun.
- 4 PELLINEN, D.G., JOHNSON, Q., MITCHELL, A. 1974. A picosecond risetime high voltage divider. Rev. Sci. Instrum. 45(7): 944 - 946, Feb.

- 5 PERSONICK, S.D., RHODES, N.L., HANSON, D.C., CHAN, K.H. 1980. Contrasting Fiber-Optic-Component-Design Requirements in Telecommunications, Analog, and Local Data Communications Applications. Proc. IEEE. 68(10): 1254 - 1261, Oct.
- 6 PERSONICK, S.D. 1977. Receiver Design for Optical Fiber Systems. Proc. IEEE. 65(12): 1670 - 1678, Dec.
- 7 PRECHTL, H. VOLEJNIK, W. 1976. A Reliable High-Performance Modulator for Frequency-Division Multiplex Systems. Siemens Forsch. u.-Entwickl.- Ber. Bd. 5(6): 364 - 367, Nov.
- 8 RAMAMOORTHY, M. 1977. An Introduction to thyristors and their applications. 1ste uitg. India: Macmillan Press.
- 9 RANADA, D. 1979. Fiber-optic-cable specs require careful scrutiny. EDN. Mar. (Motorola reprint).
- 0 RICHARDSON, A. 1981. Choosing the right fibre for your application. Control and Instrumentation. 41 - 43, Nov.
- 1 ROGERS, A.J. 1973. Optical Technique for measurement of current at high voltage. Proc. IEEE. 120(2): 261, Feb.
- 2 RZEWUSKI, M.N., TARNAWECKY, M.Z. 1974. Unconventional Methods of Current Detection and Measurement in EHV and UHV Transmission Systems. IEEE Trans. IM-24(1): 43 - 51, Mar.
- 3 SARJEANT, W.J., ALCOCK, A. 1976. High-voltage probe system with subnanosecond rise time. Rev. Sci. Instrum. 47(10): 1283 - 1287, Oct.
- 4 SILICONIX. 1980. Analog Switches and Their Applications. 1ste uitg. U.S.A. Siliconix incorporated.
- 5 SMITH, D.R., GARRETT, I. 1978. A simplified approach to digital optical receiver design. Optical and Quantum Electronics. 10: 211 - 221, Oct.

- 6 SMITH, D.R., HOOPER, R.C., GARRETT, I. 1977. Receivers for optical communications: A comparison of avalanche photodiodes with PIN-FET hybrids. Optical and Quantum Electronics 10: 293 - 300, Dec.
- 7 SMITH, R.G. 1980. Photodetectors for Fiber Transmission Systems. Proc. IEEE. 68(10): 1247 - 1251, Okt.
- 8 SOURCES. ELECTRICAL Communication, 56(4): 338 - 348, Apr. . . .
- 9 STALEWSKI, A., WELLER, G.C. 1979. Novel Capacitor-divider voltage sensors for high-voltage transmission systems. Proc. IEE. 126(11): 1186 - 1195, Nov.
- 0 SUTPHIN, H.D. 1972. Subnanosecond High Voltage Attenuator. Rev. Sci. Instrum. 43(10): 1535 - 1536, Okt.
- 1 THOMAS, R.J. 1970. High-Impulse Current and Voltage Measurement. IEEE Trans. IM: 102, Mei.
- 2 THOMAS, R.J. 1968. Noise-free oscilloscope measurements during high-power pulses. The Microwave Journal: 65 - 68, Apr.
- 3 TINGYE, L. 1978. Optical Fiber Communication - The State of the Art. IEEE Trans. 26(7): 946 - 950, Jul.
- 4 WUNSCH, D.C., ERTEZA, A. 1964. Kerr Cell Measuring System for High Voltage Pulses. The review of scientific instruments. 35(7): 816 - 820, Jul.

VERSKILLENDE METODES EN FORMATE VIR SEINOORDRAG

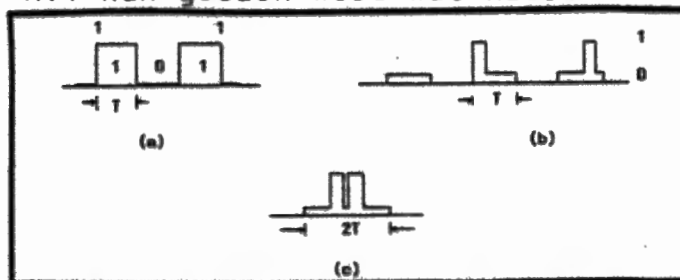
a) Inleiding

In hierdie bylaag, sal slegs gekonsentreer word op die verskillende metodes, en op die resultate wat daarmee verkry is. Uit die aard van die saak stel die optiese medium sekere unieke vereistes aan die kommunikasie stelsel. Vir optiese stelsels, is die omskakeling van analoog inligting na 'n binêre tipe data reeks algemeen, en kan baie standaard tegnieke soos van toepassing op koaksiaal en paarkabel ook hier toegepas word.

Veral in lae bandwydte analoog beheer en sensor toepassings, kan van analoog puls modulasie tegnieke gebruik gemaak word, en in gevalle waar vinnige analoog na syfer omsetters gebruik word, van puls kode modulasie (PKM). Hierdie twee tipes modulasies, het 'n paar tipes wat alleen of in kombinasies gebruik kan word.

b) Analooë Puls Modulasie in Optiese Stelsels

Daar word veral van puls amplitude (PAM) en puls posisie modulasie (PPM) gebruik gemaak, en tot 'n mindere mate van puls lengte modulasie (PLM). Gewoonlik word hierdie modulasie tipes gebruik op 'n analoogsein wat teen 'n sekere tempo gemonster word. 'n Ander metode (A1) wat gebruik word, is om die analoogsein om te sit in 'n digitale reeks, en 'n PAM-PPM-modulasie op hierdie binêre reeks uit te voer. In fig. A.1 kan gesien word wat hiermee bedoel word.



Figuur A.1. (a) 3 bisse van 'n binêre sein (b) die verskillende moontlikhede met PAM-PPM (c) PAM-PPM vir 3 bisse in (a).

Hier word dus i.p.v. n 1 of n 0 in tyd T , drie verskillende moontlike seine in dieselfde tyd gevorm. Dus is die informasie tempo teoreties gesproke $\log_2 3$ i.p.v. $\log_2 2$. Daar is gevind (A1) dat dié formaat die volgende voordele het

- intydse (inlyn) fout monitor is moontlik
- ontvangers hoef nie gelykstroom gekoppel te wees nie
- die PAM-PPM-omsetter kan m.b.v. eenvoudige en geheue-lose strukture gerealiseer word.

n Ander metode wat ook somtyds gebruik word (17) is puls frekwensie modulاسie i.p.v. pulsposisie modulاسie (PFM i.p.v. PPM).

c) Puls Kode Modulاسie in Optiese Stelsels

PKM is baie algemeen in gebruik in optiese digitale kommunikasie stelsels. Hoë bitempos is ook moontlik, omdat van digitale multiplisering gebruik gemaak word om honderde spraakkanale oor een vesel in PKM te stuur. Volgens die monsterteorema, moet n sein teen twee maal sy hoogste frekwensie gemonster word om herwin te word. Aangesien 4kHz die hoë kant van n spraakkanaal is, word telefoon-spraakkanale teen 8kHz gemonster. Met n 8-biswoord, is dit n 64kBis/sekonde wat gestuur moet word vir een spraakkanaal. Deur nou van tydvlak multiplisering, frekwensievlak of golflengte multiplisering gebruik te maak kan n groot hoeveelheid kanale gehanteer word.

d) Draer en Subdraer Modulاسie tegnieke

Draer modulاسie, oftewel direkte intensiteitsmodulاسie is meestal in gebruik in optiese stelsels. Dit word dan ook gebruik vir al die metodes wat reeds genoem is. Die draer is hier die optiese golf met n golflengte van tussen 0,7 en 1,3 μ m. ($\approx 3 \cdot 10^{14}$ Hz). Dus is

$$p(t) = P_0 (1 + m(t))$$

-4.15-

$m(t)$ - intensiteits gemoduleerde sein.

Maar in die geval van subdraer modulasie, is:

$$m(t) = a(t) \cos \omega_0 t$$

waar $a(t)$ die informasiesein is wat op die optiese draer met frekwensie ω_0 gemoduleer is. Volgens Luvison (17), vergelyk die bandwydte en SRV vir die verskillende gevalle soos in TABEL A.1.

TABEL A.1 RUIS EN BANDWYDTE

STELSEL	MODULASIE FORMAAT	BANDWYDTE	S R V
BASISBAND IM	$m(t)=a(t)$	$B_m=B_a$	0
DSB/IM	$m(t)=a(t)\cos \omega_0(t)$	$B_m=2B_a$	-3
PM/IM	$m(t)=\cos \omega_0 t+k_p a(t)$	$B_m\sim 2(D_p+1)B_a$	$-3+20\log D_p$
FM/IM	$m(t)=\cos \omega_0 t+k_f \int_0^T a(\tau)d$	$B_m\sim 2(D_f+1)B_a$	$1,76+20\log D_f$

- D_p = frekwensie afwyk verhouding ($\Delta\omega/2\pi B_a$)
 D_f = fase afwyk verhouding ($\Delta\omega/2\pi B_a$)
 $\Delta\omega$ = piek afwyking

e) Samevattend

Dit was dan slegs 'n kort oorsig oor tegnieke wat in gebruik is. Ander metodes wat gebruik word is terug na nul (TN) mode, sodat daar nie 'n gelykstroom komponent nodig is nie, en dan ook NTN (nie terug na nul) vir die gevalle waar dit nie saak maak nie. Delta modulasie word ook gebruik op analoog seine wat as so 'n reeks TN of NTN pulse gestuur word, en dit kan met redelike eenvoudige elektronika gerealiseer en gedemoduleer word. Weereens kan hierdie metodes ook vir multiplisering gebruik word om die bandwydte te verhoog. Uit TABEL A.1 kan gesien word wat die bandwydte en ruis verbetering van subdraer modulasie tot basisband intensiteitsmodulasie is. Die gebruik van spanning na frekwensie omsetting, val dan ook in hierdie kategorie. (BURR-BROWN en DMC is o.a. twee

vervaardigers wat wye bandwydte stelsels met frekwensie modulasie
bemark.)

BRONNELYS

- A1 BOSOTTO, L. PIRANI, G. 1979. A PAM-PPM signalling format
in optical fibre digital communications. Optical and Quantum
Electronics II, (71 - 86).

B Y L A A G B

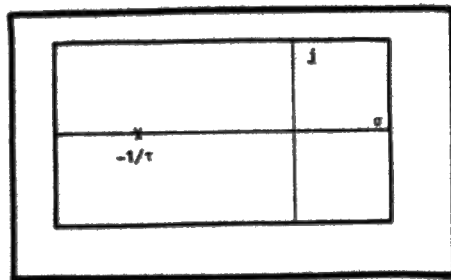
T Y D R E S P O N S I E

’n Tipiese enkelpool oordragsfunksie, ’n RC-paar het ’n oordragsfunksie in die LaPlace vlak wat as volg uitgedruk kan word.

$$H(s) = \frac{H_0}{1 + s\tau}$$

-1-

Dit impliseer dus ’n pool en die linkerkant van die s-vlak by $(-1/\tau)$.



Figuur B.1. Enkelpool in die linkerkant van die s-vlak

Dit kan ook in die vorm geskryf word soos in vgl. 4.12 gebruik nl.

$$H(\omega) = H_0 \left(\frac{1}{1 + (\omega\tau)^2} \right)$$

In die tydvlak kan $H(\omega)$ geskryf word as

$$h(t) = H_0 f(t)$$

waar $f(t)$ nou afgelei sal word.

Vir hierdie geval moet $h(t)$ by $t = \infty$ gelyk aan H_0 wees, en vir $t = 0$ moet $h(t) = 0$.

Beskou vgl. 1. Indien die inset tot die stelsel ’n trapinset is, dan is:

$$\begin{aligned}
 V_{uit}(s) &= \frac{1}{s} \cdot H(s) \\
 &= \frac{1}{s} \cdot \left(\frac{H_0}{1 + s\tau} \right) \\
 &= \frac{H_0}{s} - \frac{H_0}{1+s\tau}
 \end{aligned}$$

$$L^{-1}(V_{uit}(s)) = H_0 (1 - e^{-t/\tau})$$

Vir 'n meer orde stelsel sê 3de orde is:

$$\begin{aligned}
 H(s) &= \frac{H_0}{(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2)(1 + s\tau_3)} \\
 &= \frac{H_0 / \tau_1 \tau_2 \tau_3}{(s + 1/\tau_1)(s + 1/\tau_2)(s + 1/\tau_3)}
 \end{aligned}$$

$$\frac{1}{s} H(s) = \frac{K_1}{s} + \frac{K_2}{s + 1/\tau_1} + \frac{K_3}{s + 1/\tau_2} + \frac{K_4}{s + 1/\tau_3}$$

$$\begin{aligned}
 K_1 &= \frac{H_0 / \tau_1 \tau_2 \tau_3}{(s + 1/\tau_1)(1 + 1/\tau_2)(1 + 1/\tau_3)} \quad s = 0 \\
 &= H_0
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 K_2 &= \frac{H_0 / \tau_1 \tau_2 \tau_3}{s(s + 1/\tau_2)(s + 1/\tau_3)} \quad s = -1/\tau_1 \\
 &= \frac{H_0 / \tau_2 \tau_3}{(1/\tau_2 - \frac{1}{\tau_1})(\frac{1}{\tau_3} - \frac{1}{\tau_1})}
 \end{aligned}$$

$$K_3 = \frac{H_0 / \tau_1 \tau_3}{(1/\tau_1 - \frac{1}{\tau_2})(\frac{1}{\tau_3} - \frac{1}{\tau_2})}$$

$$K_4 = \frac{H_0 / \tau_1 \tau_2}{(1/\tau_1 - \frac{1}{\tau_3})(\frac{1}{\tau_2} - \frac{1}{\tau_3})}$$

Gestel $\tau_1 = 0,5 \cdot 10^{-6}$ en $\tau_2 = 0,3 \times 10^{-6}$ en $\tau_3 = 0,2 \times 10^{-6}$

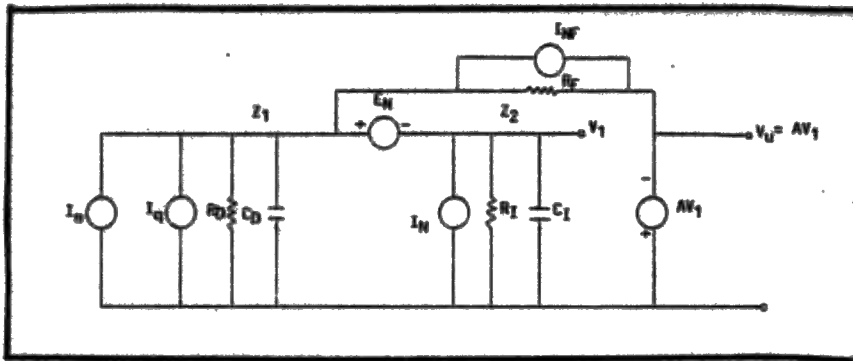
$$K_1 = H_0, \quad K_2 = 4,166H_0, \quad K_3 = -4,5H_0, \quad K_4 = 1,33H_0$$

$$\therefore v_{uit}(t) = H_0 (1 - 4,5 e^{-t/\tau_2} + 4,166 e^{-t/\tau_1} + 1,33 e^{-t/\tau_3})$$

$$\therefore v_{uit}(0) = 0 ; v_{uit}(\infty) = H_0$$

B Y L A A G C

T R A N S I M P E D A N S I E V E R S T E R K E R



Figuur C.1. Ekwivalente kring van 'n T.I. Versterker

a) $V_U/I_S = ?$

$$V_1 = (R_F // Z_D // Z_I) \bar{I}_S - \frac{Z_D // Z_I}{Z_D // Z_I + R_F} A V_1$$

$$V_1 \left(1 + \frac{Z_D // Z_I}{Z_D // Z_I + R_F} A \right) = R_F // Z_D // Z_I \bar{I}_S$$

$$V_1 = - \frac{V_U}{A}$$

$$\Rightarrow \frac{V_U}{I_S} = \frac{-(R_F // Z_D // Z_I)}{\left(1 + \frac{Z_D // Z_I}{Z_D // Z_I + R_F} A \right)}$$

$$= \frac{\left[\frac{1}{R_F} + \frac{1}{Z_D} + \frac{1}{Z_I} \right]}{\left[1 + \frac{Z_1 Z_D A}{Z_1 Z_D + R_F (Z_I + Z_2)} \right]}$$

$$= \frac{- \frac{R_F Z_D Z_I A}{Z_D Z_I + R_F Z_I + R_F Z_D}}{\left[1 + \frac{Z_I Z_D A}{Z_I Z_D + R_F (Z_I + Z_D)} \right]}$$

$$= - \frac{R_F Z_D Z_I A}{\left[\frac{Z_D Z_I}{-Z_D Z_I A} + \frac{R_F Z_I}{Z_D Z_I A} + \frac{R_F Z_D}{-Z_D Z_I A} + \frac{Z_I Z_D A}{-Z_D Z_I} \right]}$$

$$= \frac{- R_F}{\left[\frac{A+1}{A} + \frac{R_F}{A} \underbrace{\left[\frac{1}{Z_I} + \frac{1}{Z_D} \right]}_{x = \left(\frac{1}{R_D} + \frac{1}{R_I} \right) + s(C_D + C_I)} \right]}$$

Aangesien $\frac{1}{R_D} \ll \frac{1}{R_I}$ (diode truweerstand baie groot)

$$\Rightarrow \frac{V_U(s)}{I_s} = - \frac{R_F}{\left(\frac{A+1}{A} + \frac{R_F}{A} \left(\frac{1}{R_I} + sC \right) \right)} ; C = C_D + C_I \quad (1)$$

netso is $\frac{V_U(q,n,nF)}{I_{q,n,nF}} = (1)$

Verder is $\frac{V_U(n)}{E_n} = - \frac{1 + s C_D R_F}{\left(\frac{A+1}{A} + \frac{R_F}{A} \left(\frac{1}{R_I} + s C \right) \right)} \quad -2-$

Dus met: $E_n = (4kT\Delta f R_f)^{\frac{1}{2}}$

$$I_{nF} = (4kT\Delta f G_f)^{\frac{1}{2}}$$

I_q = ruisstroom deur PIN detektor gegenereer

I_n = versterker ekwivalente ruisstroom

kan bepaal word watter effek (ruis-effek) die grootste is, en dan kan vir 'n sekere S/N-verhouding ontwerp word.

$$(1) \Rightarrow \text{ 'n pool by } (R_F + (A+1)R_I) / (R_I R_F C)$$

$$(2) \Rightarrow \text{ 'n zero by } 1/C_D R_F$$

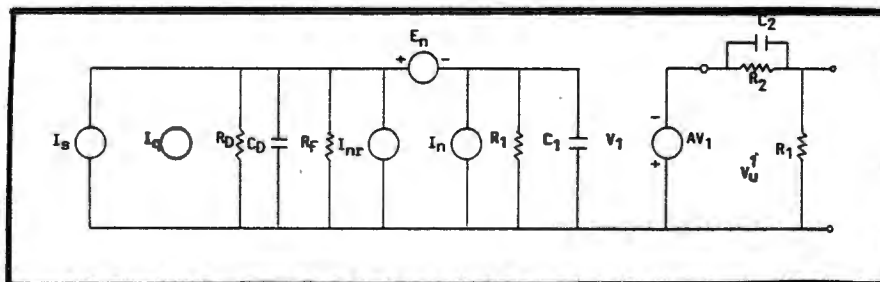
Indien $R_F \ll AR_1$, en $A+1 \approx A$, dan sal:

$$\frac{V_U}{I_{s,q,n}} = - \frac{R_F}{1 + s C \frac{R_F}{A}} \quad -3-$$

met 'n pool by $(-\frac{A}{CR_F})$

$$\text{en } \frac{V_U}{E_n} = - \frac{1 + s C_D R_F}{1 + s C R_F / A} \quad -4-$$

HOË IMPEDANSIE VERSTERKER



Figuur C.2. Ekwivalente kring, van 'n H.I. Versterker

Let daarop dat:

$$\text{as } C = C_D + C_1$$

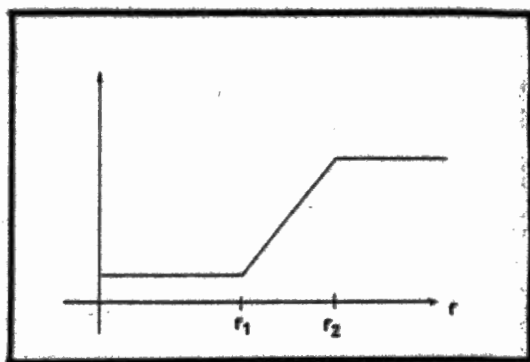
$$R_2 = R_F R_1 / (R_1 + R_F)$$

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_F}{A}$$

dan sal die V_U/I_S dieselfde wees as vgl. (1) vir die transimpedansie versterker, en vgl. (2) en (3) geld ook vir hierdie geval (behalwe vir teken).

$$\therefore f_1 = \frac{1}{2\pi R_F C_D} \quad (\text{zero})$$

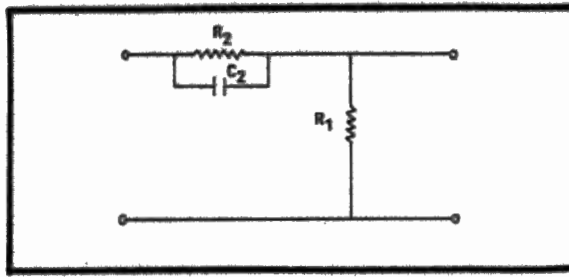
$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_F C \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} \quad (\text{pool})$$



Figuur C.3. Afsnykarakteristiek vir die konfigurasie in fig. 2.

$$\frac{V_U}{I_{S,q,n,nr}} = A \frac{\frac{R_F R_I}{R_F + R_I}}{1 + sC \frac{R_F R_I}{R_F + R_I}} \times \frac{R_1}{R_1 + R_2} \times \frac{1 + sC R_2}{1 + sC \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} \quad -5-$$

indien 'n RC-vereffeningsnetwerk, agter die versterker gekoppel word.



Figuur C.4. Vereffeningsnetwerk

$$R_{FI} = \frac{R_F R_I}{R_F + R_I} ; \quad R_{12} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\therefore \frac{V_U}{I_S} = \frac{A R_{FI}}{1 + s C R_{FI}} \cdot \frac{R_{12}}{R_2} \cdot \frac{1 + s C R_2}{1 + s C R_{12}}$$

-6-

7 Bron (17)

SIMBOLE

- V_U - uitsetspanning van die versterker
- I_S - veselstroom a.g.v. foton na elektron omsetting
- I_q - skrootruisstroom
- I_{nF} - termiese ruisstroom a.g.v. terugvoer weerstand
- I_n - ruisstroom a.g.v. voorversterker
- E_n - ruisspanning a.g.v. voorversterker
- R_D - diode weerstand (baie groot waarde)
- C_D - diode kapasitansie
- R_I - ingangsweerstand van die versterker
- C_I - ingangskapasitansie van die versterker
- A - aanwins van die versterker
- R_2 } elemente van vereffeningsnetwerk
- C_2 }

B Y L A A G D

KEUSE VAN DIE HOOGSPANNINGSSENSOR

D.1 Beskrywing

Die sensor moet geskik wees om hoë spannings oor punte te meet wat nie noodwendig verwys kan word na 'n grondpunt nie.

D.2 Voordele en nadele van die gebruik van Optiese koppeling wat in antiparallel geskakel is.

VOORDELE

- i) 'n Minimum aantal komponente wat aan die hoogspanning verbind word, en by ontwerp kan gesorg word dat geen fouttoestande a.g.v. meting kan ontstaan nie.
- ii) Die meetpunt hoef nie na 'n grond wat gemeenskaplik is vir die res van die meetstelsel is, verwys te word nie.
- iii) Tot 3000 V g.s. skeiding tussen die in en uitgang van die O.K.

NADELE

- i) A.g.v. die stroom nodig om die LED te dryf, is dit nodig dat by hoë spannings, 'n redelike hoeveelheid drywing deur die meetbaan gedissipeer moet word.
- ii) Die stroomoordrag van die optiese koppeling is nie baie lineêr nie, en dus 'n swak dinamiese bereik.
- iii) Dooieband waarin die diode nie voorgespan is nie.

D.3 Voordele en nadele om 'n vesel optiese LED direk aan die hoogspanning te verbind

VOORDELE

- i) LED's is beskikbaar met 'n baie lineêre verband tussen stroom en optiese uitset.
- ii) Eenvoud van die metode, deurdat die minimum, nog minder as in D.2, hoeveelheid komponente aan die hoogspanningskant geleë is.
- iii) Behoort koste effektief te wees.

NADELE

- i) Slegs positiewe (of unipolêre) seine sal gereproduseer kan word, tensy 2 LED's met verskillende bane, in kombinasie met of 2 vesels of golflengte multiplisering gebruik word. (Dus te duur oplossing.)
- ii) A.g.v. hoë LED-stroom (Tipies 30-100mA), sal die drywingsdissipasie van die baan te hoog raak vir hierdie toepassing.

Indien 'n voorstroom verskaf kan word, en voldoende isolasie is moontlik na die meetbaan en meetpunt se kant toe, kan baie van die nadele uitgeskakel word, aangesien bipolêre seine op die lineêre gedeelte van die stroom teen ligdrywing kromme gehanteer kan word.

D.4 Voordele en nadele verbonde aan die gebruik van spanningsdeling, en 'n instrumentasie versterker

VOORDELE

- i) Die mees lineêre metode, omdat daar nie sprake is van 'n dubbele E/O - O/E omsetting soos in D.2 nie.
- ii) Grote van die ingangs- of uitgangsimpedansie kan na behoefte

gekies word.

NADELE

- i) Die meetpunte moet op een of ander manier na die aardpunt van die meetbaan verbind word, en hier sal dus aardvlak probleme ontstaan.
- ii) Indien van probleme in i) ontslae geraak moet word, sal op die einde weereens van 'n optiese koppeling gebruik gemaak moet word, maar al die seinverwerking voor die koppeling, sal bv. van battery krag voorsien moet word.

EVALUASIE VAN METODES

EIGENSKAP	EVALUASIE-TOJAAL (E)	D2	D3	D4
Lineariteit t.s. spanning en optiese uitset	15	5	10	15
Drywingsverbruik	15	15	5	15
Hoë ingangsimpedansie	10	10	5	15
Lae voorstroom	10	10	5	10
Minimum komponente	20	15	15	5
Isolasie van g.s.v.	20	15	5	10
Geraamde koste	10	15	10	10
Verwagte nut i.t.v. E	100	85%	55%	80%

VESEL OPTIESE KOMMUNIKASIE STELSELS

E.1 Doel

In die verslag word kortliks op die ontstaan, voordele en toepassings van vesel optiese stelsels gewys. Verder word belangrike aspekte van kommunikasie stelsel ontwerp aangeraak.

E.2 Inleiding

Alhoewel die gebruik van vesel optiese stelsels eers in die vroeë sewentigs as lewensvatbare tegnologie erken is, het dit sederdien 'n beproefde metode van kommunikasie geword, en in baie gevalle 'n eerste metode om sekere probleme sinvol op te los.

Daar het sederdien ontsaglike deurbrake in die navorsings en ontwikkelingsveld plaasgevind. Dit sluit in o.a. nie net beter komponente nie, maar ook meer ekonomiese vervaardigingsmetodes. Duisende ingenieurs en wetenskaplikes dwars oor die wêreld is daagliks met stelsel toepassings en navorsing besig, en dit is net 'n kwessie van tyd (soos die geval met enige nuwe tegnologie), voordat toepassing hiervan in alle fasette van data en kommunikasie stelsels sal plaasvind.

Oor die algemeen kan mens sê, dat die resultate in beide Navorsing en Ontwikkeling beter was as waarvoor gepoog is.

E.3 Voordele

Daar kan onderskei word tussen voor-die-handliggende en ander voordele.

Eerste orde voordele is

- Uitermate hoë bandwydte beskikbaar (> Gbis/sek)
- Immuniteit teen geinduseerde ruis

- Ligter gewig kables
- Kleiner volume van kables (gem. $\frac{1}{10}$ x normale)
- Afwesigheid van kruisspraak tussen parallele vesels.
- Potensiaal om data teen 'n laer koste te versend as konvensionele metodes.

Tweede orde voordele soos

- Eliminering van grondlusprobleme/dus geen aardvlakprobleme nie
 - Veilige data versending in vlugtige omgewings
 - Geen ekstern uitgestraalde seine nie
 - Langer leeftye
 - Hoë sekuriteit (nie-waarneembare "wire tapping", onmoontlik)
 - Stelsels kan maklik uitgebrei word
 - Groter betroubaarheid en maklike instandhouding
 - Hoë toleransies teen temperature en korrosie
 - Bevat geen geleidings elemente nie (geen weerlig gevaar)
 - Veselkabel kan direk saam met kragkables geïnstalleer word (eenmalige installasie koste)
 - 3 Tipes multiplekseringsmodes:
 - tydmultipleksering
 - frekwensiemultiplisering
 - golflengtemultiplisering
- d.w.s. beter benutting van die kommunikasiemedium.

E.4 Nadele

Die nadele sou ook in eerste orde en tweede orde nadele ingedeel kon word. Daar kan egter gesê word dat die eerste orde nadele grootliks geëlimineer is d.m.v. die ontwikkeling in die laaste dekade. Die nadele wat nog bestaan is die volgende:

- Standardisasie van komponente tussen verskillende vervaardigers. Daar is egter reeds baie aan die probleem gewerk, sodanig so dat sekere vervaardigers van koppelings deur verskeie vervaardigers van ander komponente, aanbeveel word.
- Wat die kostes van die stelsels betref, word gemerk, dat daar met enige nuwe tegnologie (prys van μP 5 jaar terug) 'n sekere ontwikkelingskoste gedelg moet word. Sodra die mark dus ont-

staan word dié kostes verhaal. Wat egter betekenisvol is, is dat beide die grondstof asook die vervaardigingsproses nie duur is nie, en dat voorrade vir die grondstowwe basies onuitputbaar is.

E.5 Toepassings

Veseloptiese stelsels word op die huidige gebruik of geïnstalleer in 'n baie groot aantal lande. Enkeles is; Argentinië, Australië, België, China, Denemarke, Frankryk, Groot Brittanje, Israel, Italië, Japan, Kanada, Nederland, Oostenryk, Verenigde State, USSR en Wes-Duitsland.

Toepassings vir dié tegnologie is reeds aansienlik, en vir die meeste is reeds stelsels in werking.

1.5.1 Telefoon Stelsels

Hier is moontlik seker al die grootste toepassings en beplannings vir verdere stelsels.

1.5.2 Algemene, industriële aanleg kommunikasie, beheer en toesig

Dit sluit velde in soos; Staal, Petroleum, Chemiese aanlegte, Myne ens.

1.5.3 Rekenaar Verbindings

A.g.v. die hoë digtheid van dataversending en afwesigheid van elektro-magnetiese interferensie, en eliminering van lomp busstrukture.

1.5.4 Video Inligtingsstelsels

Vir die gebruik in CATV (kabel televisie) om Wye Band Transmissie, d.w.s. nie net video nie, moontlik te maak.

1.5.5 Krag Stasies en Lyne

Om telefoon en data kommunikasie moontlik te maak tussen kragstasies, asook beheer op onbemande verspreidingstasies in afgeleë dele.

1.5.6 Algemene Toepassings

- Spoorweg/data kommunikasie (ts. sinjaal punte, kontrole punte ens.)
- Kernkrag aanlegte a.g.v. nie-uitstralings eienskappe
- Nie kontak temperatuur meting
- Monitor van verskeie parameters in 'n hoë potensiaal omgewing (aardvlak probleme)
- Baie militêre toepassings (taktiese beheer en beheer kommunikasie, vinnige ontplooibaarheid, ens.)
- Enige metings in 'n hoë elektromagnetiese omgewing.