

MASTER

Aanzet tot een geïntegreerde MOST audioversterker

Blanken, P.G.

Award date:
1981

[Link to publication](#)

Disclaimer

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

General rights

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

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

Take down policy

If you believe that this document breaches copyright please contact us providing details, and we will remove access to the work immediately and investigate your claim.

Aanzet tot een geïntegreerde

MOST audioversterker

P.G. Blanken. EEA/279/08/81

Verslag van een afstudeerproject onder verantwoordelijkheid van prof. dr. F.M. Klaassen, uitgevoerd bij ir. Th. J. van Kessel in de groep "Analog Circuitry" op het Natuurkundig Laboratorium van de N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken in de periode 1 september 1980 tot 1 september 1981.

Samenvatting .

De opbouw van een geïntegreerde MOST audioversterker wordt beschreven.

In vogelvlucht worden de eigenschappen van de transistoren in een op het Natuurkundig Laboratorium van de N. V. Philips in researchstadium verkerende hoge-spanningstechnologie behandeld.

Het concept van de eindtrap, waarin twee n-kanaals MOS vermogenstransistoren worden toegepast, is nieuw voor MOS transistoren.

Veel aandacht, zowel theoretisch als door middel van metingen, wordt besteed aan de stabiliteit en de totale harmonische vervorming van de eindversterker.

Apart wordt ingegaan op de realisatie van de in de eindversterker te gebruiken operationele versterkers, opgebouwd uit MOS- en bipolaire transistoren.

Versterking, frequentiekaracteristieken en ruis worden berekend en getoetst aan de praktijk door middel van metingen.

Eindhoven, augustus 1981.

P. G. Blanken.

INHOUD

1	Inleiding	1
2	VermogensMOStransistoren	2
3	Technologie	6
3.1	Inleiding	6
3.2	Laterale DMOST (LDMOST)	8
3.3	Vertikale DMOST (VDMOST)	9
3.4	Extended PMOST (EPMOST)	10
3.5	Bipolaire transistoren	16
4	De eindversterker	17
4.1	Inleiding	17
4.2	De eindtrap	17
4.2.1	Ruststroom	22
4.2.2	Thermische stabiliteit	22
4.2.3	Uitgangsimpedantie	22
4.2.4	Harmonische vervorming	23
4.3	De tegengekoppelde eindtrap	25
4.3.1	Stabiliteit van de sturing van T2	25
4.3.2	Stabiliteit van de sturing van T1	26
4.3.3	Frequentiekaracteristiek van de tegengekoppelde eindtrap	27
4.3.4	Harmonische vervorming van de tegengekoppelde eindtrap	27
4.4	Grenzen aan het uitgangssignaal	32
4.5	Bootstrap	33
4.6	Vermogensbandbreedte	34
5	Operationele versterkers	36
5.1	Inleiding	36
5.2	Gelijkstroominstelling	37
5.3	Versterking	40
5.4	"Common mode rejection ratio"	46
5.5	Slew rate	47
5.6	Ruis in de operationele versterker	49
6	Konklusies	51

INHOUD

A.1	Data-sheets van een V-groef MOstransistor	54
A.2	JunktieFET werking van de p- extension bij de EPMOS transistor	58
A.2.1	JFET werking	58
A.2.2	Earlyspanning en klein-signaal wisselspanningsgrootheden	59
A.3	Inherente vervorming van de eindtrap	61
A.3.1	Berekening van het spektrum van het uitgangssignaal	61
A.3.2	Berekening van de harmonische vervorming van de eindtrap	62
A.4	Stabiliteit van de onderlus	64
A.4.1	Inleiding	64
A.4.2	Uitgangsimpedantie van T1	65
A.4.3	Versterking van T2	66
A.4.4	Bepaling van het openlusgedrag; de stabiliteitsvoorwaarde	68
A.5	Stabiliteit van de bovenlus	71
A.6	Vervorming van de tegengekoppelde versterker	72
A.6.1	Diskrete Fouriertransformatie en lineaire algebra	72
A.6.2	Probleemstelling	75
A.6.3	Berekening van het spektrum van het uitgangssignaal van de eindversterker	75
A.6.4	Berekening van de harmonische vervorming van de eindversterker	79
A.7	Gelijkspanningsversterking van de eerste trap	81
A.7.1	Knooppuntimpedanties	81
A.7.2	Berekening van de gelijkspanningsversterking	82
A.8	Invloeden van capaciteiten op de versterking	84
A.8.1	Dominante pool; invloed van Cgd6	84
A.8.2	Niet-dominante polen en nulpunten	85
A.9	Metingen frequentiekaracteristiek; "breadboard" opamp	89
A.9.1	Inleiding	89
A.9.2	Dominante pool en gelijkspanningsversterking	90
A.9.3	Capaciteit C3 op de ingang van de stroomspiegel	91
A.9.4	Capaciteit C2 op de source van kaskodetransistor T4	92
A.9.5	Capaciteit C5 over de staartstroombron	92
A.10	Ruis van de operationele versterker	98
A.10.1	Inleiding	98
A.10.2	Ruisende MOS transistor	99
A.10.3	Ruisende bipolaire transistor	100
A.10.4	Ruisbijdragen van de transistoren in de opamp	101
A.10.5	Equivalentente ingangruis	105

A.11	Ruismetingen	106
A.11.1	Inleiding	106
A.11.2	1/f ruis van het ingangspaar T1 en T2	107
A.11.3	1/f ruis van de stroomspiegel ; "common mode rejection"	108
A.11.4	Ruis, niet afkomstig van ingangspaar en stroomspiegel	108
A.11.5	Konklusie	109

1 Inleiding

In high-fidelity audioapparatuur zijn de laatste jaren een aantal ontwikkelingen te zien: de apparatuur wordt steeds kleiner, steeds goedkoper en de specificaties steeds beter.

Het eerste punt levert problemen op met de warmteafgifte, waardoor men genoodzaakt is te proberen het rendement van de eindversterkers (grootste warmtebron in een HiFi-keten) te verbeteren.

Het tweede punt weegt zwaar. De prijsontwikkeling wordt sterk beïnvloed door de Japanse merken. Europese audioproductenten moeten wel mee met deze ontwikkeling om zichzelf niet uit de markt te prijzen.

Het derde punt maakt uitvoering van de eerste twee nog moeilijker.

Een goede bijdrage voor het bereiken van een lagere kostprijs kan zijn het ontwikkelen van een geïntegreerde eindversterker. Meer en meer worden al hybride eindversterkermodules toegepast. Een geïntegreerde eindversterker biedt qua kostprijs nog betere perspectieven. Het is echter nog niet mogelijk om veel vermogen (denk aan 20 Watt) in een chip te dissiperen.

In de groep "Analog Circuitry" onder leiding van ir. Th.J. van Kessel wordt in het Natuurkundig Laboratorium van de N.V. Philips onderzoek gedaan naar rendementsverbetering van audioversterkers. Wanneer dit onderzoek positieve resultaten afwerpt, staat de deur open voor een geïntegreerde eindversterker die een hoog vermogen kan afleveren.

Dit verslag behandelt mijn afstudeerwerk in genoemde groep, dat bedoelt een aanzet te zijn in de ontwikkeling van een geïntegreerde eindversterker, opgebouwd met veldeffecttransistoren. Een belangrijk middel is de vermogens-MOStransistor die de laatste jaren een snelle ontwikkeling heeft doorgemaakt [1] en zich door thermische stabiliteit, lineaire karakteristieken en een hoge afsnijfrequentie goed leent tot gebruik in een eindversterker.

2 VermogensMOSTransistoren

Een grote drainstroom in vermogensMOSTransistoren maakt een grote W/L verhouding noodzakelijk (W=kanaalbreedte, L=kanaallengte).

De meeste fabrikanten maken gebruik van het verschil van twee diffusiediepten om een kleine kanaallengte te bereiken. Vandaar de naam "double diffused MOS" (DMOS).

Er zijn ruwweg twee uitvoeringsvormen te onderscheiden: enerzijds de V- of U-groef MOST (fig 2.1) en anderzijds de vermogensMOST, waarbij het kanaal evenwijdig met het "chip"oppervlak gevormd wordt (fig 2.2), aangeduid met DMOS.

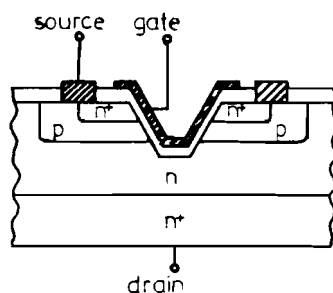


Fig 2.1 Een V-groef DMOST.

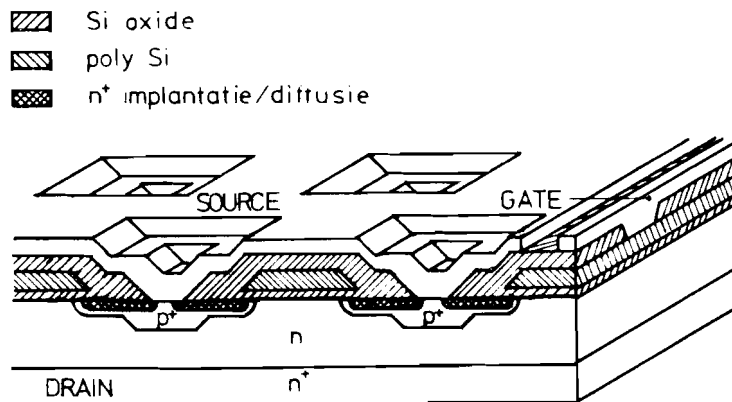


Fig 2.1 Een DMOST.

Voor een grote kanaalbreedte W van meer dan 10000 μm worden twee technieken toegepast: een vingerstructuur, waarbij weinig transistoren met elk een grote W (bijvoorbeeld 1000 μm) worden parallelgeschakeld, en de cellenstructuur (fig 2.2), waarbij zeer veel transistoren met op zich niet grote W (bijvoorbeeld 20 μm) parallel worden geschakeld.

Met de cellenstructuur wordt een hoge stroom per oppervlakteenheid bereikt.

Al deze uitvoeringen hebben de verticale stroomrichting gemeen, en worden daarom

aangeduid met de afkorting VMOS van "Vertical MOS".

In tabel 2.1 is een overzicht gegeven van op de markt verkrijgbare diskrete vermogensMOStransistoren.

In appendix 1 zijn bij wijze van voorbeeld de data-sheets van een V-groef MOST opgenomen.

De belangrijkste eigenschappen van vermogensMOStransistoren zijn:

- geen body-effekt, doordat de backgate (waarin het inversiekanaal gevormd wordt) galvanisch verbonden wordt met de source.
- konstante steilheid voor $V_{GS} > V_{GSC}$ waarbij $V_{GSC} \approx V_T +$ enkele Volts, hoofdzakelijk veroorzaakt door snelheidsverzadiging van de ladingsdragers. Dit uit zich in een lineaire $I_D = I_D(V_{DS}, V_{GS})$ karakteristiek (zie appendix 1). Deze eigenschap biedt perspectieven voor een lage vervorming.
- relatief kleine capaciteiten, waardoor een hoge afsnijfrequentie. Voor een 10A, 100V transistor zijn $C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}$, $C_{oss} = C_{ds} + C_{gd}$ en $C_{rss} = C_{gd}$ in de orde van grootte van respectievelijk 500 pF, 300 pF en 50 pF. De afsnijfrequentie, gedefinieerd volgens $f_T = f[i_d = i_g]$, ligt in de orde van grootte van enkele honderden MHz tot verscheidene GHz. Deze definitie gaat uit van wisselstroomsturing op de gate. In de praktijk wordt een spanningsbron met een zekere inwendige weerstand R_u toegepast. Dan wordt tevens de gateweerstand R_g belangrijk. De tijdconstante voor het opladen van de ingangscapaciteit C_{iss} is nu $(R_u + R_g) * C_{iss}$.
- geen ladingsopslag, waardoor korte schakeltijden (orde van grootte 5 ns voor een 2A,80V transistor).
- thermische stabiliteit. MOS transistoren hebben voor een niet te kleine uitsturing een negatieve temperatuurscoëfficiënt dI_D / dT bij $V_{GS} =$ konstant. Er komen daarom geen "hot spots" of "current crowding" voor. Dit resulteert in het ontbreken van een "secondary breakdown limit" in de SOAR-kurven (SOAR = Safe Operating Area) (fig 2.3).

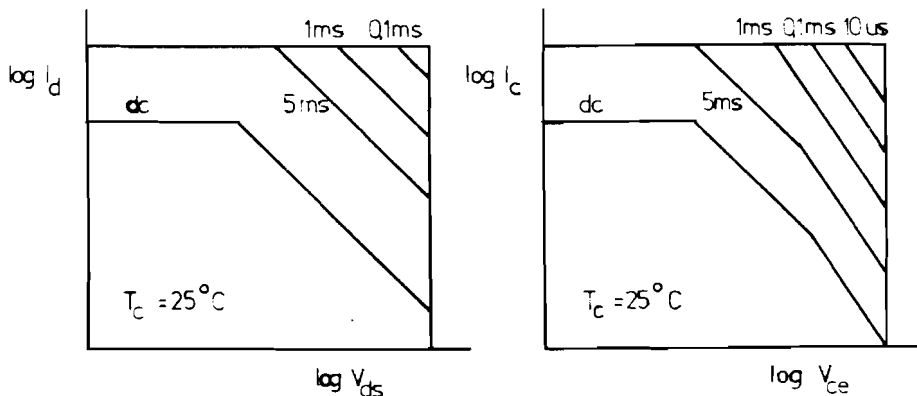


Fig 2.3 SOAR kurven van een MOS transistor en een bipolaire transistor.

Aanzet tot een geïntegreerde MOST-audioversterker

- relatief klein ingangsvermogen. Voor gelijkspanning is de gatestroom nagenoeg nul. Voor wisselspanning moet de ingangscapaciteit op- en ontladen worden.
- hoge drain-source spanningen (tot 1000V) door speciale technieken (zie hoofdstuk 3).
- hoge drainstromen (tot 30A).
- hoge steilheid (tot 10 S).
- lage $R_{DS(ON)}$ (orde van grootte 0,03-3 Ohm)

Voor toepassing in een audioversterker zijn vooral de thermische stabiliteit, hoge steilheid (orde van grootte 1 S) en lage $R_{DS(ON)}$ (orde van grootte 0,1 tot 0,5 Ohm) van belang.

Tabel 2.1 Overzicht van uitersten. Diskrete vermogensMOStransistoren.

Fabrikant	Naam	Type ¹⁾	V _{DS} V	I _D ²⁾ A	R _{DS(ON)} Ohm	g _m S	typenummer
Siliconix	VMOS	1b	100	0,5	4	0,2	VK1010
		1b	60	12,5	0,3	2,2	VN64GA
Siemens	SIPMOS	1c	1000	5	2		BUZ50
		1c	50	30	0,03		BUZ10
Intersil	POWER MOS	1b	450	4	2,5	0,9	IVN6000KNT
International Rectifier	HEXFET	1a	500	3,5	1,5	2,5	IRF430
		1a	100	28	0,055	10	IRF150
		2a	100	8	0,3		IRF9130
Motorola	TMOS	1a	500	4	2,25	1,5	MTM475
		1a	100	12	0,25	3	MTM1225
Supertex	VMOST	1b	500	12	0,7	6	VN0450
		1b	40	16	0,4	2,5	VN1204
		2b	450	16	2	4	VP04
		2b	40	16	0,4	2,1	VP12

1) Type:

1 = n-kanaals verrijkingstransistor

2 = p-kanaals verrijkingstransistor

a = DMOST

b = V-groef MOST

c = dubbele ionenimplantatie

2) kontinu stroom

3 Technologie

3.1 Inleiding

Op het Natuurkundig Laboratorium is in de groep "Semiconductor Devices" onder leiding van dr. ir. P.A.H. Hart in ontwikkeling een epitaxiale technologie op een p^- substraat, bedoeld voor hoge spanningen (200-300V) [2,3].

In dit proces kunnen ondermeer gemaakt worden een laterale DMOST, een verticale DMOST, een extended PMOST, een bipolaire npn-transistor en een bipolaire pnp-transistor (fig 3.1a-e).

Zoals verderop zal blijken is de verticale DMOST aantrekkelijk als vermogens-transistor, de laterale DMOST en de extended PMOST als stuurtransistoren, en de bipolaire npn-transistor als ingangstransistor van de versterker.

De opbouw van de transistoren en de procesparameters worden voor een groot deel bepaald door de gewenste doorslagspanningen.

Lawinedoorslag van de p^+ (backgate) n (epitaxiale laag) overgang bepaalt de dotering N_{epi} van de epitaxiale laag op maximaal $1,4 * 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ voor 200V doorslagspanning.

Met behulp van het resurf-principe [4] wordt de doorslagspanning van de $p^- n n^+$ overgang substraat - epitaxiale laag - draindiffusie hoog (200V) gemaakt. De eis hiervoor is dat het produkt van dotering en dikte van de epitaxiale laag gelijk is aan $N_{epi} * d_{epi} = 1,5 \text{ à } 2 * 10^{12} \text{ cm}^{-2}$, zodat de dikte van de epitaxiale laag $d_{epi} = 15 \pm 2 \mu\text{m}$ gekozen wordt.

Om lawinedoorslag te voorkomen zijn p^- implantaties en veldplaten aangebracht op plaatsen waar hoge veldsterkten optreden doordat equipotentiaallijnen sterk krommen. Een p^- implantatie is bovendien aangebracht in de drain van de EPMOST om een doorslagspanning van meer dan 200V te bereiken.

Om te bereiken dat pas bij 240V een punchthrough stroom gaat lopen in de $p^+ n p^-$ overgang backgate - epitaxiale laag - substraat wordt de substraatdotering $3 \text{ à } 5 * 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ gekozen.

[3] geeft karakteristieken van alle structuren in de betreffende technologie in ontwikkeling.

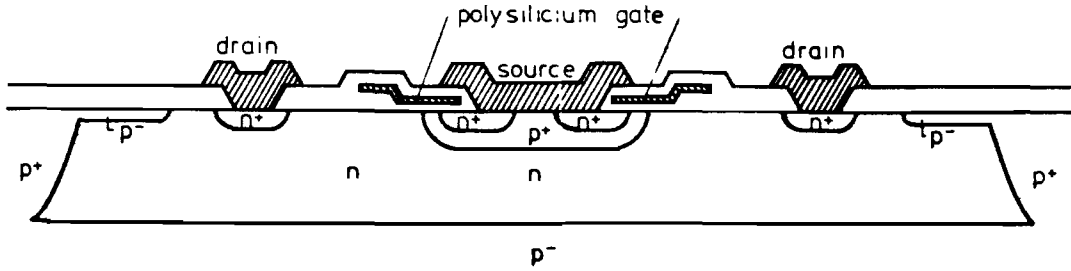


Fig 3.1a Laterale DMOST.

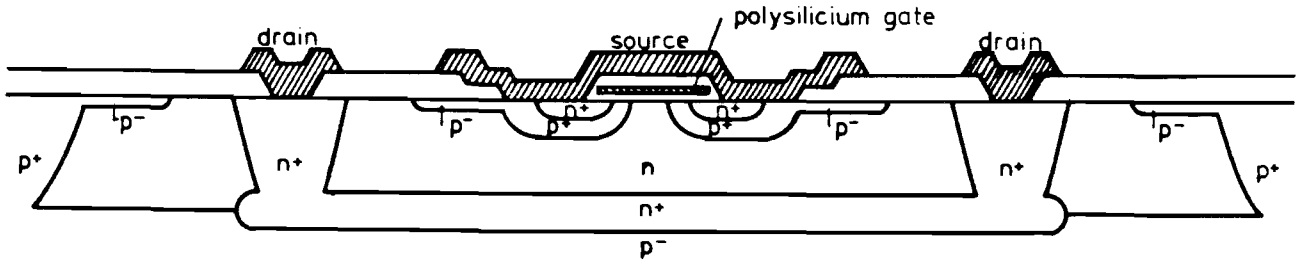


Fig 3.1b Vertikale DMOST.

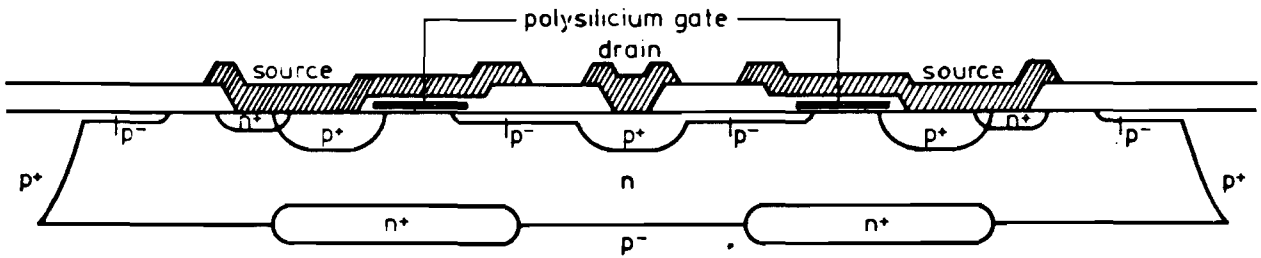


Fig 3.1c Extended PMOST 30E en 30S.

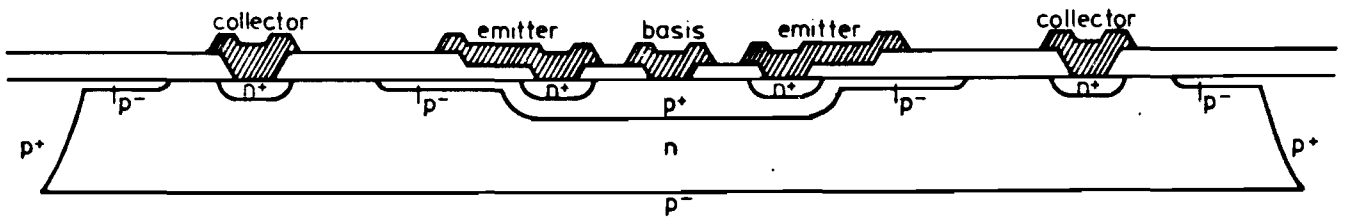


Fig 3.1d Laterale npn (= zonder begraven laag) LNPN 30P.

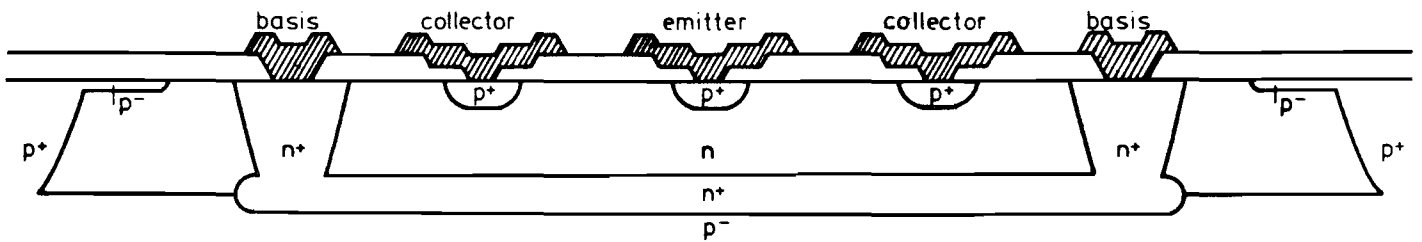


Fig 3.1e Laterale pnp LPNP 150 en 150E.

3.2 Laterale DMOST (LDMOST)

Doordat bij de LDMOST (fig 3.1a) de draïndiffusie aan de bovenkant van het kristal zit, en de stroomrichting lateraal is, is parallelschakeling alleen mogelijk met een vingerstructuur van drain- en source-metallisatie. Dit beperkt de pakkingsdichtheid, zodat de LDMOST minder geschikt is voor hoge stromen. In fig 3.2 en 3.3 zijn de $I_D = I_D(V_{DS}, V_{GS})$ karakteristieken opgenomen van een LDMOST uit de serie RGB-V536.

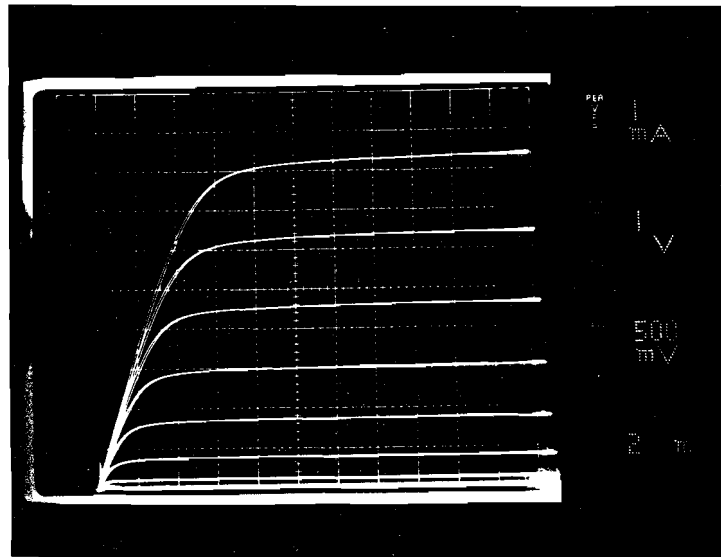


Fig 3.2 LDMOST, serie RGB-V536. $I_D = I_D(V_{DS}, V_{GS})$ voor $4V \leq V_{GS} \leq 9V$.

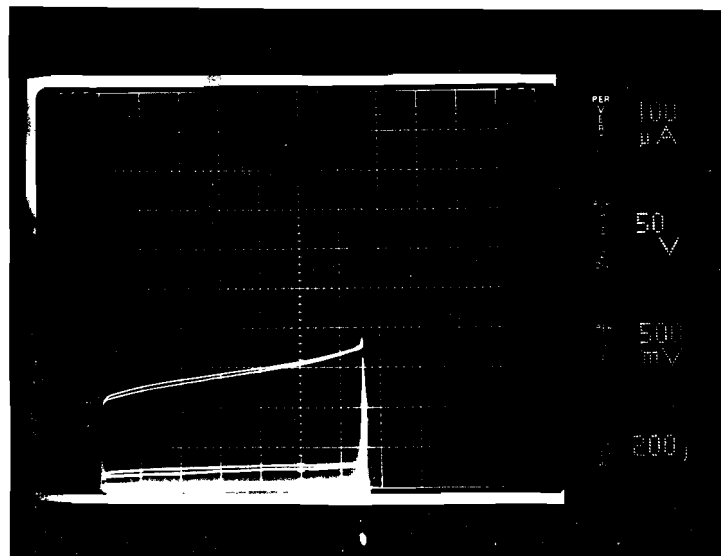


Fig 3.3 LDMOST, serie RGB-V536. Doorslag $I_D = I_D(V_{DS}, V_{GS})$ voor $1V \leq V_{GS} \leq 6V$.

In tabel 3.1 zijn de belangrijkste gegevens opgenomen.

De hoge f^{-a} ruis met $a = 0,75$, dwz $e_n = 800 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bij $f = 1 \text{ kHz}$ en $I_D = 1 \text{ mA}$ ofwel $R_n(1\text{kHz}) = 40 \text{ MOhm}$, en dus een overnamefrequentie van meer dan 100 MHz , is eerder waargenomen [8]. De hoge ruis maakt de LDMOST ongeschikt als ingangstransistor van een versterker (zie hoofdstuk 5).

3.3 Vertikale DMOST (VDMOST)

In de serie ECI N162 zijn VDMOS transistoren gemaakt met een hexagonale cellenstructuur (HEXFET structuur) (fig 3.1b).

Fig 3.4 en 3.5 tonen $I_D = I_D(V_{DS}, V_{GS})$ karakteristieken van een type met een actief "chip"oppervlak van $0,4 \text{ mm}^2$.

De belangrijkste gegevens zijn in tabel 3.1 opgenomen.

In de $I_D = I_D(V_{DS} = V_{GS})$ karakteristiek (fig 3.6) is duidelijk te zien dat de stroom I_D lineair toeneemt met $V_{DS} = V_{GS}$ voor $V_{DS} = V_{GS} > 3\text{V}$, zodat de steilheid in dat gebied konstant is.

Om de VDMOS transistor als vermogenstransistor voor auditoepassingen geschikt te maken, zullen g_m en $R_{DS(ON)}$ nog behoorlijk verhoogd respectievelijk verlaagd moeten worden (zie hoofdstuk 4). Middel daarvoor is het vergroten van de verhouding tussen W en L . Voor verlaging van $R_{DS(ON)}$ kan de epitaxiale laag dunner en laagohmiger gekozen worden, hetgeen ten koste van de grootte van de doorslagspanning zal gaan.

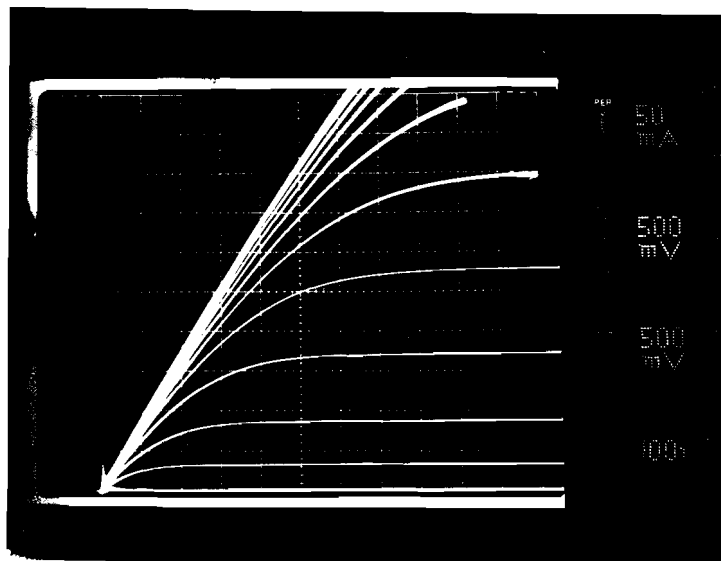


Fig 3.4 VDMOST, serie ECI N162: $I_D = I_D(V_{DS}, V_{GS})$ voor $2\text{V} \leq V_{GS} \leq 7\text{V}$.

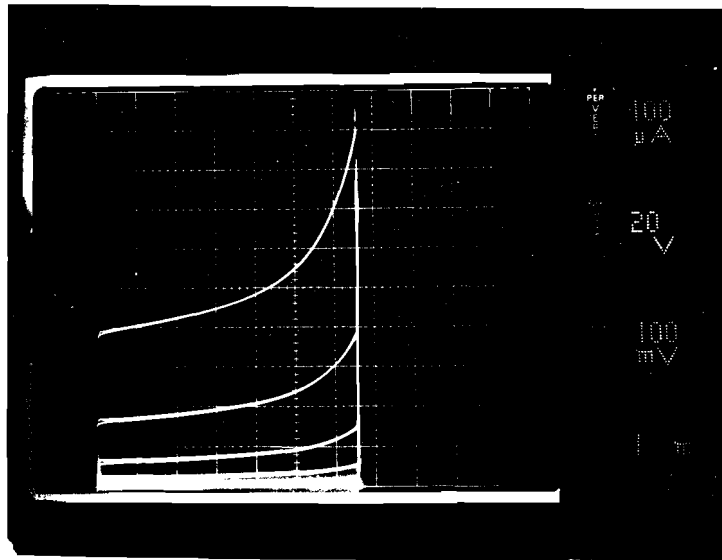


Fig 3.5 VDMOST, serie ECI N162: doorslag $I_D = I_D(V_{DS}, V_{GS})$ voor $0,1V \leq V_{GS} \leq 1,1V$.

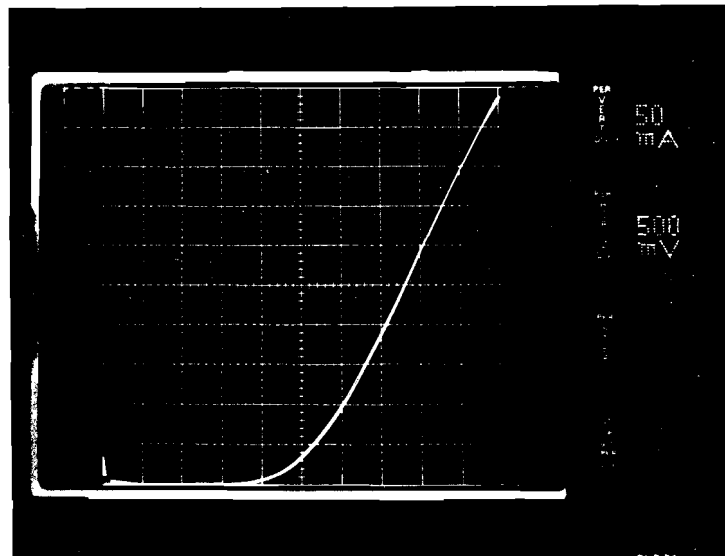


Fig 3.6 VDMOST, serie ECI N162: $I_D = I_D(V_{DS} = V_{GS})$.

3.4 Extended PMOST (EPMOST)

In de serie ECI N162 zijn verscheidene EPMOS transistoren gemaakt (fig 3.1c). Van het type EPMOS 30E geven fig 3.7 en 3.8 de $I_D = I_D(V_{DS}, V_{GS})$ karakteristieken. De belangrijkste gegevens zijn opgenomen in tabel 3.1. Voor de andere

EPMOS transistoren uit de serie ECI N162 verwijzen wij naar [2] en [3].

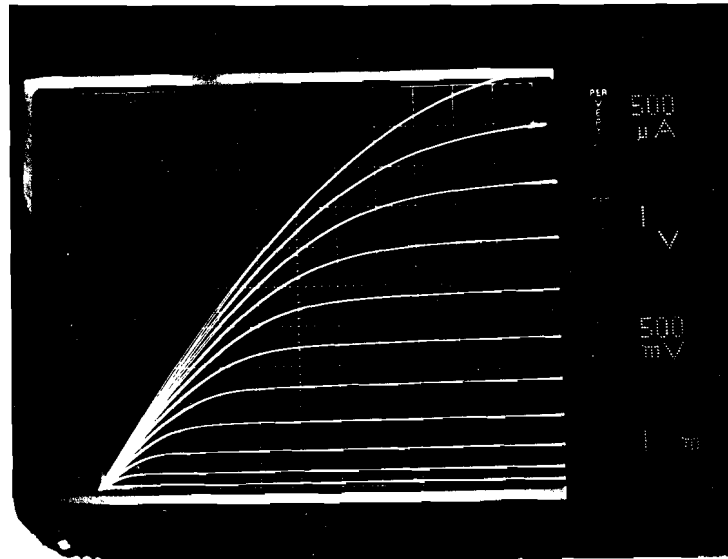


Fig 3.7 EPMOS 30E, serie ECI N162: $I_D = I_D(V_{DS}, V_{GS})$ voor $2V \leq |V_{GS}| \leq 7V$.

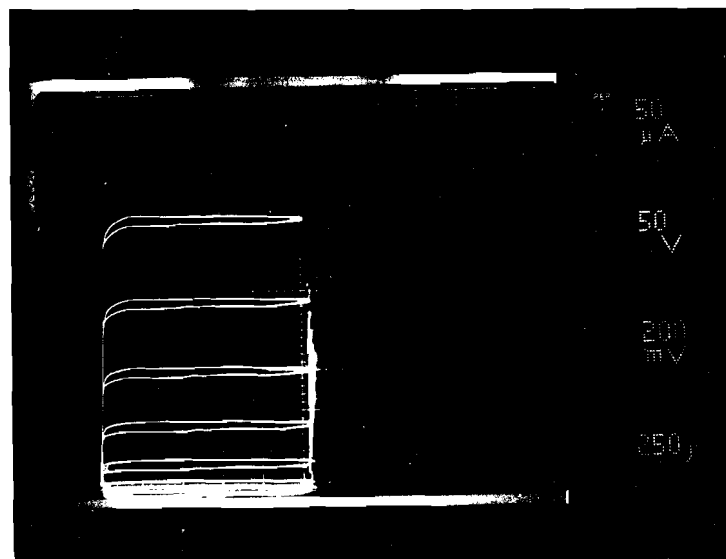


Fig 3.8 EPMOS 30E, serie ECI N162: doorslag $I_D = I_D(V_{DS}, V_{GS})$ voor $0,8V \leq |V_{GS}| \leq 2,8V$.

In de EPMOS transistoren uit de series W260 en W263, die dezelfde geometrie hebben, maar slechts verschillen in het dotering-dikte produkt van de p^- extension, blijken interessante verschillen aanwezig.

Serie W260 heeft een 5 maal hoger $N \cdot d$ produkt dan serie W263 ($5 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ respektievelijk $1 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-2}$).

$I_D = I_D(V_{DS}, V_{GS})$ karakteristieken in fig 3.9 en 3.10 (serie W260) en fig 3.11 en 3.12 (serie W263). Tabel 3.1 herbergt de belangrijkste gegevens en brengt de verschillen naar voren. Deze zijn:

- Serie W260 heeft een veel hogere uitgangsweerstand dan serie W263.
- Serie W260 heeft een lagere steilheid bij dezelfde stuurspanning $V_{GS} - V_T$.
- Serie W260 heeft een flauwe knik in de $I_D = I_D(V_{DS}, V_{GS})$ karakteristiek voor $|V_{DS}| < 20V$.
- Serie W260 heeft een hogere $R_{DS(ON)}$.

Deze verschillen worden veroorzaakt door junktieFET werking van de p^- extension en kunnen volledig verklaard worden (zie appendix 2).

Van de EPMOS transistor uit serie W263 is het ruisspektrum tot $f = 30$ kHz bepaald. Dit blijkt f^{-a} ruis te zijn, met $a \approx 1$. Bij $f = 1$ kHz en $I_D = 1$ mA heeft de ruis een dichtheid van $e_n = 80$ nV/ \sqrt{Hz} , ($R_n(1$ kHz) = 400 kOhm), zodat de overnamefrequentie f_0 , waarbij de f^{-a} ruiskomponent gelijk wordt aan de ruis van de kanaalweerstand $e_n = \sqrt{4 * k * T * g_m^{-1}}$, ongeveer 300 kHz is.

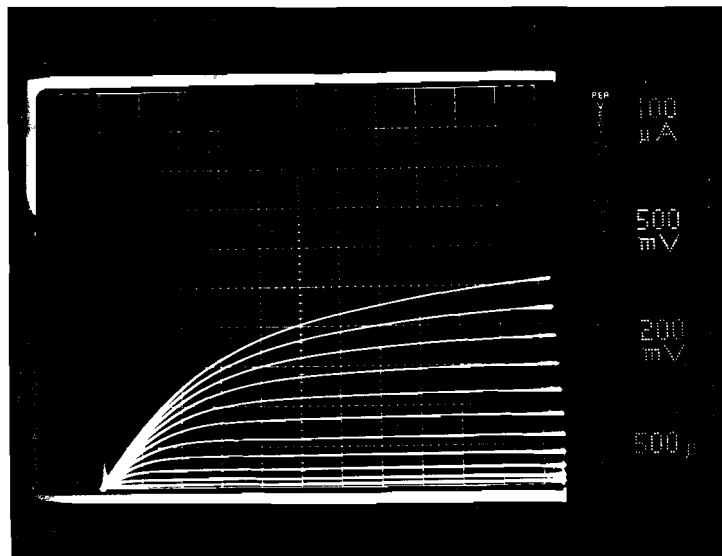


Fig 3.9 EPMOST, serie W260: $I_D = I_D(V_{DS}, V_{GS})$ voor $2V \leq |V_{GS}| \leq 4V$.

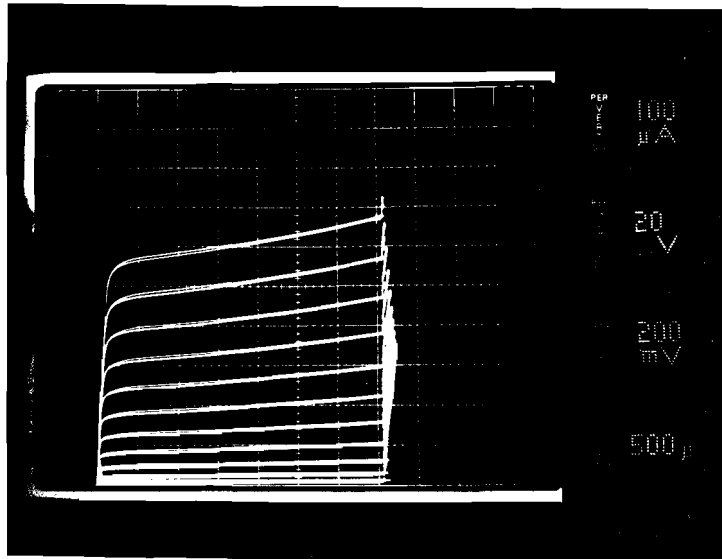


Fig 3.10 EPMOST, serie W260: doorslag $I_D = I_D(V_{DS}, V_{GS})$ voor $2V \leq |V_{GS}| \leq 4V$.

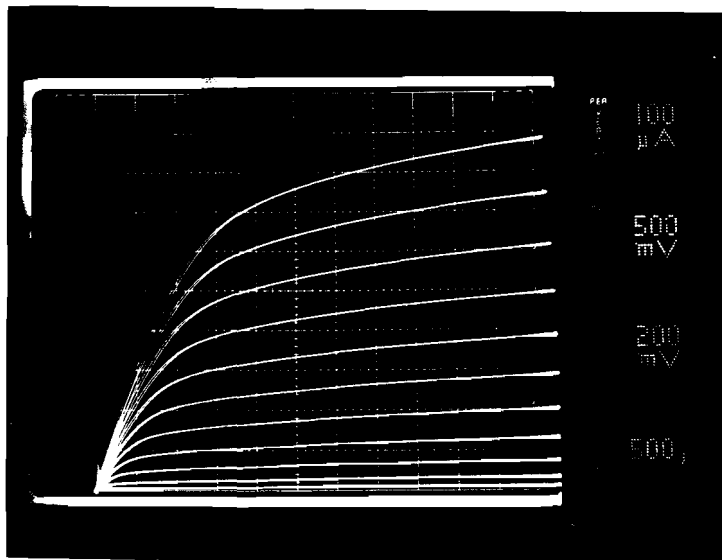


Fig 3.11 EPMOST, serie W263: $I_D = I_D(V_{DS}, V_{GS})$ voor $2V \leq |V_{GS}| \leq 4V$.

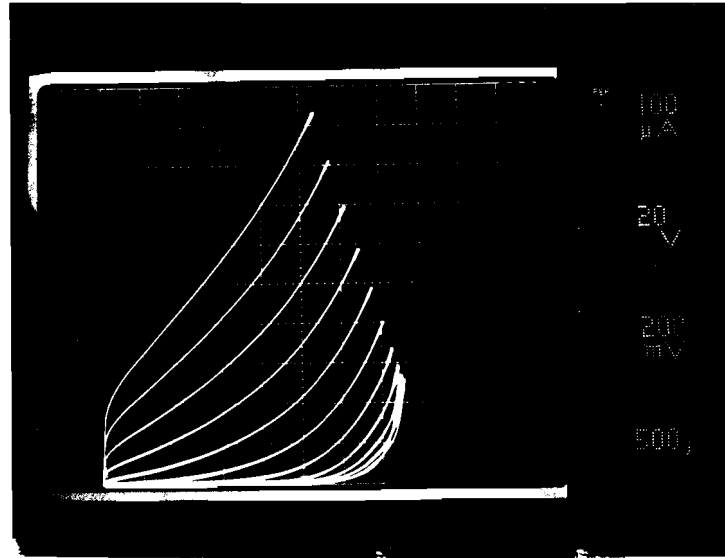


Fig 3.12 EPMOST, serie W263: doorslag $I_D = I_D(V_{DS}, V_{GS})$ voor $0,8V \leq |V_{GS}| \leq 2,8V$

Tabel 3.1 Belangrijkste gegevens MOS transistoren.

Transistor Serie	VDMOST ECI N162	LDMOST RGB-V536	EPMOS 30E ECI N162	EPMOS W260	EPMOS W263
W μm	27500	480	704	480	480
L μm	1 a 1,5	2,5	11	11	11
$ V_T $ V	2 7)	4	2	2	2
$ V_{EA} $ V	.	700	>1000	800	50
μ	.	400 1)	>5000 3)	700 3)	70 3)
g_m mA/V	250 5)	3,6 2)	1,2 3)	0,47 3)	0,8 3)
r_u Ohm	.	100 k 1)	> 5M 3)	1,5 M 3)	90 k 3)
$ BV_{DS} $ V	130 6)	250	250	120 4)	120 4)
e_n nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$.	800 8)	.	.	80 8)
f_0 Hz	.	> 100 M	.	.	300 k
$R_{DS(ON)}$ Ohm	5,5	250	1200	3000	1500

1) Bij $V_{GS} - V_T = 3,5$ V en $V_{DS} = 30$ V.

2) Bij $V_{GS} - V_T \geq 3,5$ V.

3) Bij $|V_{GS} - V_T| = 2,5$ V en $|V_{DS}| = 30$ V.

4) In dit ontwerp is de lengte van de p^- extension te kort gekozen.

5) Bij $I_D = 350$ mA.

6) Het doel (200 V) is niet gehaald doordat de afstand tussen begraven laag en p^+ backgatediffusie kleiner is dan bedoeld.

7) Bij $I_D = 1$ mA en $V_{DS} = V_{GS}$.

8) Bij $f = 1$ kHz en $I_D = 1$ mA.

3.5 Bipolaire transistoren

In de serie ECI N162 zijn npn en pnp transistoren gemaakt. De types LNPN 30P (fig 3.1d) en LNPN 300 hebben geen begraven laag, het type NPN G008 heeft die wel. Het type LNPN 300 mist de p^- "oren" aan de basisdiffusie, maar heeft polysilicium veldplaten (zoals bij de LDMOST), verbonden met de basis.

Pnp transistoren zijn de typen LPNP 150E en LPNP 150 (fig 3.1e).

Belangrijkste gegevens in tabel 3.2.

Tabel 3.2 Belangrijkste gegevens bipolaire transistoren, serie ECI N162.

Transistor	NPN G008	LNPN 300	LNPN 30P	LPNP 150E	LPNP 150
Begraven laag	ja	neen	neen	n.v.t.	n.v.t.
Emitteroppervlak μm^2	800	8320	8320	270	270
Beta bij I_C in mA	85 1	110 1	80 1	90 0,02 20 0,2	70 0,02 16 0,2
$ BV_{CEO} $ V	55	90	250	120	120

4 De eindversterker

4.1 Inleiding

Een eindversterker bestaat uit een eindtrap met een grote stroomversterking en een spanningsversterking van 1 of minder, voorafgegaan door een spanningsversterker, en wordt ter verbetering van de eigenschappen vaak sterk tegengekoppeld.

De eindtrap dient te bezitten:

- een lineaire overdracht $V_o = V_o(V_i)$ zonder overnamevervorming (crossover distortion)
- een gedefinieerde ruststroominstelling
- een lage rustdissipatie
- een hoge afsnijfrequentie
- een lage uitgangsimpedantie

4.2 De eindtrap

Een principeschema dat bij bipolaire transistoren veel wordt toegepast is de klasse AB komplementaire eindtrap van fig 4.1 (zie ondermeer [6]).

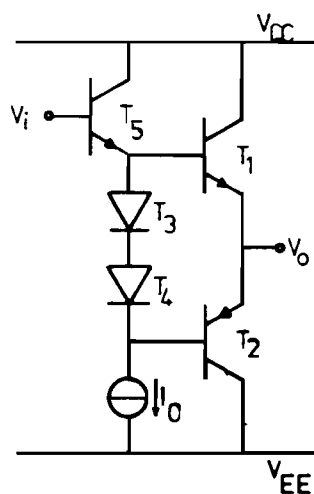


Fig 4.1 Klasse AB komplementaire eindtrap.

Wanneer geen pnp vermogenstransistor toegepast kan worden, of om andere redenen, wordt de pnp vermogenstransistor T_2 vervangen door een "compound" transistor, gevormd uit een pnp transistor en een npn vermogenstransistor (fig 4.2).

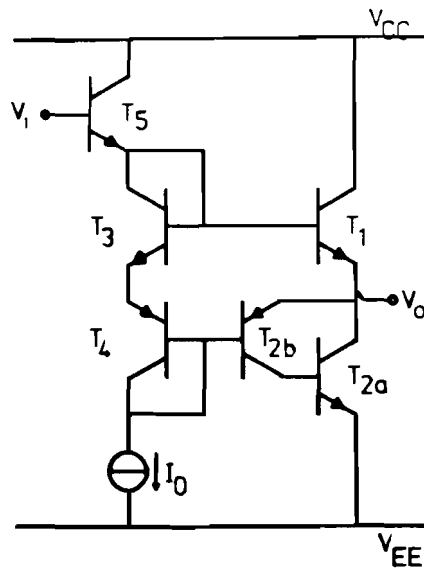


Fig 4.2 Quasi komplementaire eindtrap.

De sturing van vermogenstransistor T_{2a} wordt nu in feite verzorgd door een transkonduktantieversterker (fig 4.3), opgebouwd uit de transistoren T_{2b} en T_4 , met de emitter van T_{2b} als plusingang, de emitter van T_4 als de miningang en de kollektor van T_{2b} als stroomuitgang.

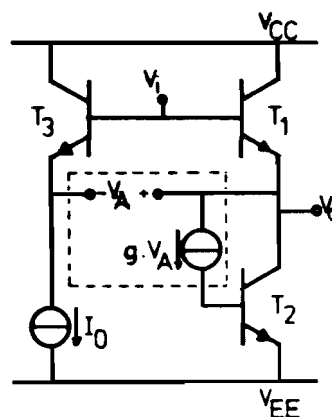


Fig 4.3 Principe van sturing van T_{2a} .

De diode T_3 is hier gebruikt als versterkertrap zodat T_5 vervalt. T_1 en T_3 hebben nu nagenoeg dezelfde V_{CE} , zodat de invloed van v_{ce} op de kollektorstromen van T_1 en T_3 dezelfde is.

In de in hoofdstuk 3 behandelde technologie is het niet mogelijk een p-kanaals vermogenstransistor te maken. Het in fig 4.3 voor bipolaire transistoren geschetste principe is echter ook bij veldeffekttransistoren toe te passen, wanneer we bedenken dat een veldeffekttransistor een spanningsgestuurd element

is. De transkonduktantieversterker moet dan vervangen worden door een spanningsversterker (fig 4.4).

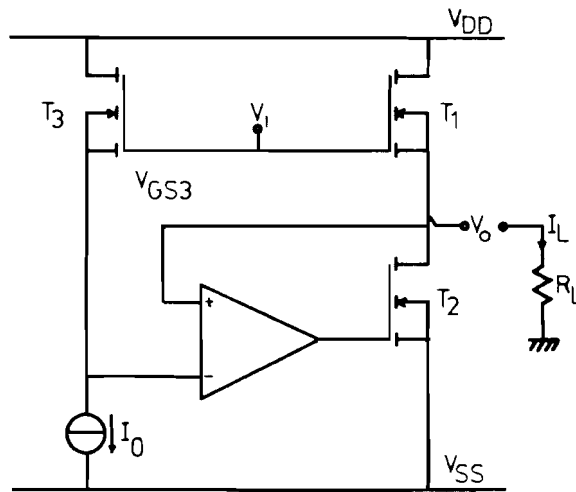


Fig 4.4 Principe van de eindtrap met vermogensMOSTransistoren.

Gaan we er van uit dat de getekende operationele versterker ideaal is, en dat de steilheid van de transistoren konstant is voor $V_{GS} > V_T$, dan kan de werking van deze eindtrap eenvoudig begrepen worden.

De stroombron trekt door T_3 een konstante stroom $I_{D3} = I_0$, zodat V_{GS3} konstant is.

De operationele versterker probeert de potentialen op beide ingangen gelijk te houden: $V_o = V_i - V_{GS3}$

ofwel, omdat $V_i - V_o = V_{GS1}$ dus $V_{GS1} = V_{GS3}$.

Voor de rustsituatie, $V_o = 0$ V, houdt dit in dat

$$I_{D1} = I_{D2} = I_0 * \frac{\beta_{a1}}{\beta_{a3}}$$

waarin β_{a1} / β_{a3} de verhouding van kanaalbreedten van T_1 en T_3 betekent. Immers, $\beta_a = \mu * C_{ox} * W / L$, en T_1 en T_3 hebben dezelfde kanaallengte L omdat het DMOS transistoren zijn.

Voor V_o toenemend groter dan 0 V wordt I_{D2} steeds kleiner ten gunste van I_L , totdat $I_{D2} = 0$ A bereikt is. De uitgangsspanning van de operationele versterker is dan minder dan de drempelspanning van T_2 geworden, en de operationele versterker slaagt er niet langer in V_{GS1} gelijk te houden aan V_{GS3} .

Voor nog grotere V_o gedraagt T_1 zich als simpele sourcevolger met versterking b

$$b = \frac{g_{m1} * R_L}{1 + g_{m1} * R_L}$$

terwijl de operationele versterker vastloopt tegen de negatieve voedingspanning, en T_2 dus een drainstroom $I_{D2} = 0$ A voert.

Voor $V_o < 0$ V wordt T_2 door de operationele versterker zover opengestuurd, dat $V_{GS1} = V_{GS3}$ voortdurend gehandhaafd blijft. T_1 blijft dus geleiden met drainstroom $I_{D1} = I_0 * \beta_1 / \beta_3$, hetgeen van belang is voor reductie van de overnamevervorming.

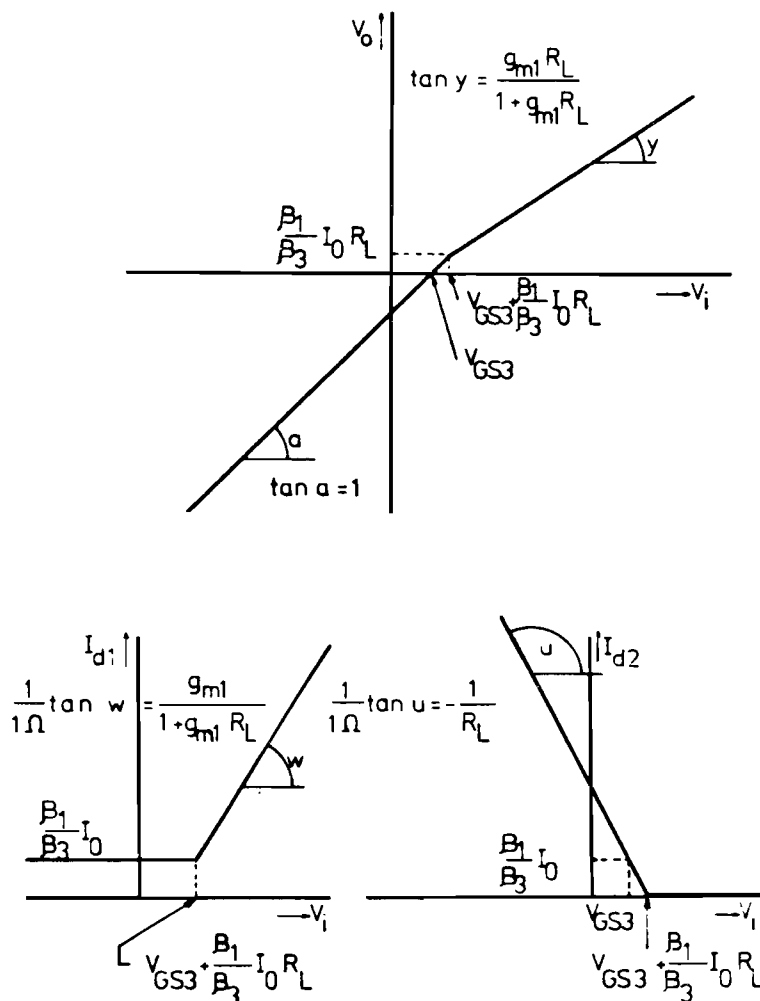


Fig 4.5 Overdrachtgrafieken: $V_o = V_o(V_i)$, $I_{D1} = I_{D1}(V_i)$, en $I_{D2} = I_{D2}(V_i)$.

In werkelijkheid is de steilheid van de transistoren niet constant voor $V_{GS} > V_T$, maar pas voor $V_{GS} > V_{GSC} = V_T +$ enkele Volts (zie hoofdstuk 2). Dit betekent dat de versterking van de sourcevolger niet constant is, maar kleiner dan de eindwaarde voor $V_{GS1} < V_{GSC1}$.

In fig 4.6 zijn $V_i(t)$ en $V_o(t)$ gegeven voor

$$V_i(t) = V_{DC} + \hat{v} * \sin(2 * \pi * f_o * t)$$

met

$$V_{GS3} = 1,4 \text{ V}$$

en

$$I_o * R_L * \beta_{a1} / \beta_{a3} = 0,24 \text{ V}$$

zodat

$$V_{DC} = 1,64 \text{ V}$$

verder

$$\hat{v} = 6,4 \text{ V}$$

$$f_o = 2 \text{ kHz}$$

$$b \approx 0,58 \text{ (eindwaarde)}$$

terwijl fig 4.7 het bijbehorende Lissajous figuur $V_o = V_o(V_i)$ geeft.

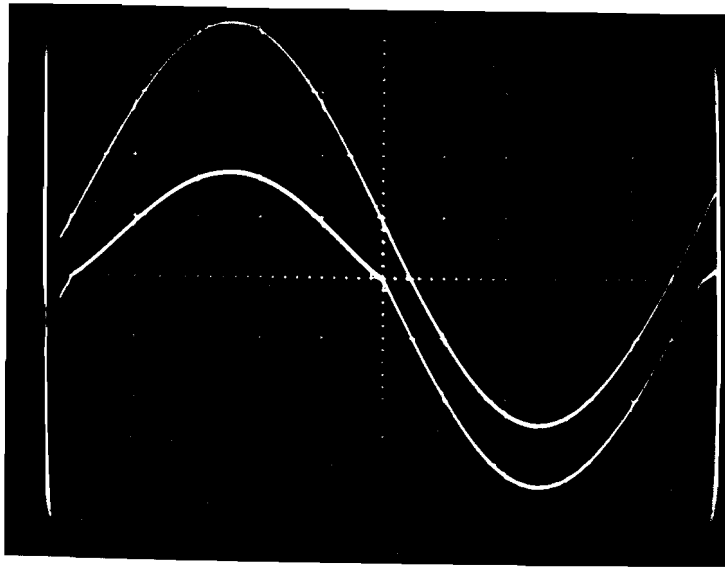


Fig 4.6 Boven $V_i(t)$ en onder $V_o(t)$. Vert: 2 V/div. Hor: 50 μ s/div.

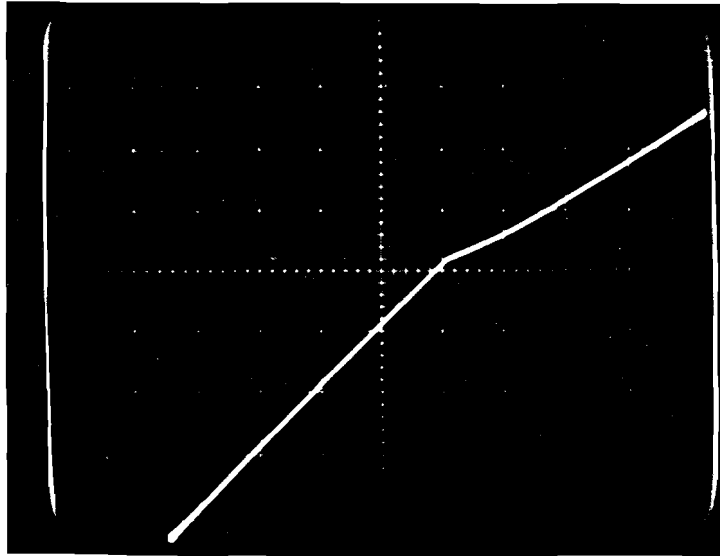


Fig 4.7 $V_o = V_o(V_i)$ overdracht van de eindtrap. Horizontaal en vertikaal 2 V/div.

De eindtrap heeft de volgende eigenschappen:

4.2.1 Ruststroom

Gedefinieerde ruststroom door T_1 en T_2 , gelijk aan $I_0 * \beta_{11} / \beta_{23}$ en dus bepaald door de stroombron I_0 en de verhouding van kanaalbreedten van T_1 en T_3 , en daardoor een gedefinieerde rustdissipatie van T_1 en T_2 , gelijk aan $(V_{DD} - V_{SS}) * I_0 * \beta_{11} / \beta_{23}$.

4.2.2 Thermische stabiliteit

De thermische stabiliteit van de vermogenstransistoren is besproken in hoofdstuk 2.

4.2.3 Uitgangsimpedantie

De uitgangsimpedantie is:

voor $V_o > V_{GS3} + I_0 * R_L * \beta_{11} / \beta_{23}$:

$$Z_u \approx \frac{1}{g_{m1}}$$

voor $V_o < V_{GS3} + I_o * R_L * \beta_{11} / \beta_{13}$:

$$Z_u \approx \frac{1}{g_{m1} + A * g_{m2}}$$

waarin $A = A(p)$ de versterking van de operationele versterker is.

4.2.4 Harmonische vervorming

Inherente harmonische vervorming, doordat de overdrachtsgrafiek $V_o = V_o(V_i)$ niet geheel recht is (zie fig 4.5a en 4.7). In appendix 3 wordt het spectrum van V_o berekend en de volgende formule afgeleid voor de harmonische vervorming d :

$$\frac{1-b}{1+b} * \frac{\pi}{\sqrt{90}} \leq d \leq \frac{4}{3} * \frac{1-b}{1+b} * \frac{\pi}{\sqrt{90}}$$

met $b = \frac{g_{m1} * R_L}{1 + g_{m1} * R_L}$ de versterking van de sourcevolger T_1 .

Fig 4.8 geeft op logarithmische schaal het berekende spectrum $|V[n]/V[1]|$ met $b = 0,58$ en fig 4.9 geeft het met een "spectrum analyser" opgenomen spectrum van V_o .

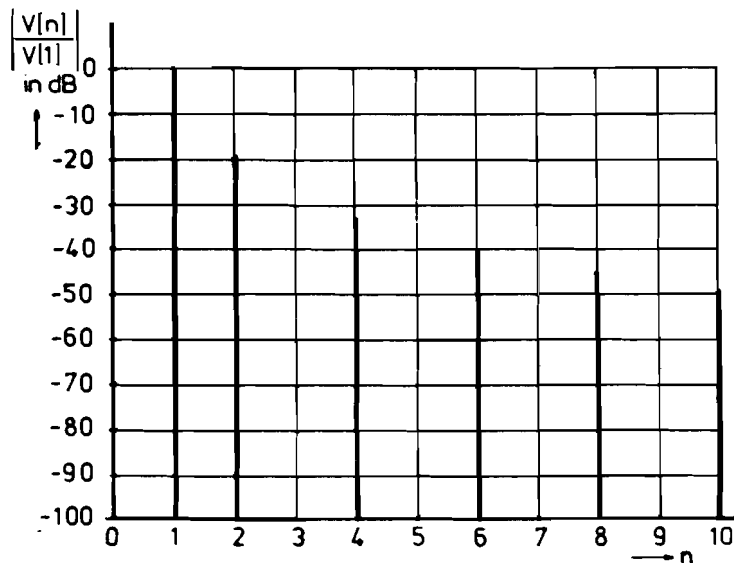


Fig 4.8 Berekende spectrum $|V[n]/V[1]|$ van V_o bij $b = 0,58$.

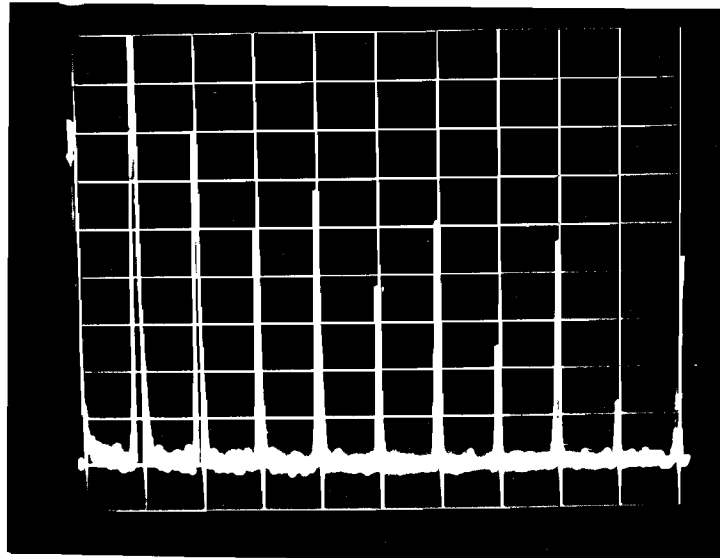


Fig 4.9 Gemeten spectrum van V_o bij $b \approx 0,58$.

De oneven harmonischen voor $n \neq 1$ worden veroorzaakt doordat enerzijds de in appendix 3 gemaakte aanname van konstante steilheid niet geldig is voor kleine I_{D1} , en anderzijds omdat V_{DC} niet exakt gelijk gemaakt kan worden aan $V_{GS3} + I_o * R_L * \beta_1 / \beta_3$ (instelling moet "met de hand" gebeuren).

De gegeven formule levert voor $b = 0,58$:

$$- 21,1 \text{ dB} \leq d \leq - 18,6 \text{ dB}$$

terwijl met de "distortion analyser" $- 18,9 \text{ dB}$ gemeten werd.

De aanname van een konstante steilheid in de berekeningen wordt door deze en vele andere metingen gerechtvaardigd.

Dit betekent dat, wanneer transistoren met een steilheid van 1 S worden toegepast, de harmonische vervorming bij een belastingsweerstand van 8 Ohm reeds bedraagt:

$$1,95 \% = -34,2 \text{ dB} \leq d \leq 2,60 \% = -31,7 \text{ dB}$$

en bij 4 Ohm zelfs

$$3,70 \% = -28,7 \text{ dB} \leq d \leq 4,90 \% = -26,2 \text{ dB}$$

Deze getallen zijn onaanvaardbaar als specificaties van een eindversterker en

noodzaken tegenkoppeling.

4.3 De tegengekoppelde eindtrap

Schakelen we nu een spanningsversterker A_1 voor en koppelen we het geheel tegen met behulp van een frequentieonafhankelijk netwerk met overdracht k_{10} (zie fig 4.10).

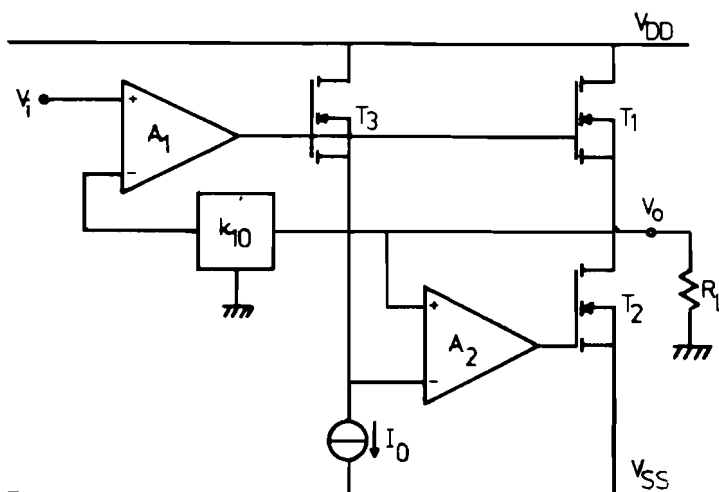


Fig 4.10 De tegengekoppelde eindtrap.

4.3.1 Stabiliteit van de sturing van T2

Appendix 4 geeft de verantwoording van de nu volgende beschouwing.

De sturing van T_2 gebeurt door A_2 die op twee manieren is teruggekoppeld. Ten eerste rechtstreeks: van de drain van T_2 naar de plusingang van A_2 . Ten tweede van de drain van T_2 , via netwerk k_{10} , versterker A_1 en sourcevolger T_3 naar de miningang van A_2 .

De versterking van T_2 is in principe $-g_{m2} * Z_{\text{drain2}}$ met Z_{drain2} de parallel-schakeling van belasting R_L en de met A_1 en k_{10} tegengekoppelde sourceimpedantie g_{m1}^{-1} van T_1 . De versterking is het grootst indien de belastingsweerstand niet aangesloten is, en is voor hoekfrequenties tot in de buurt van $\omega = (A_{10} * k_{10}) / \tau_{11}$ gelijk aan

$$-g_{m2} * \frac{1}{g_{m1} * \left[1 + \frac{A_{10} * k_{10}}{1 + p * \tau_{11}} \right]}$$

waarin τ_{11} de eerste (dominante) tijdconstante van A_1 is.

Voor bepaling van de stabiliteit van de regeling knippen we de verbinding van de uitgang naar de plusingang van A_2 door en sluiten een wisselspanningsbron aan op de plusingang. Op de miningang van A_2 ontstaat nu een signaal dat voor lage hoekfrequenties ($\omega \ll \tau_{11}^{-1}$ en $\omega \ll \tau_{21}^{-1}$) in fase is met de bronspanning (τ_{21} is de eerste (dominante) tijdconstante van A_2).

De versterking van bron- naar uitgangsspanning is dan zeer klein (ongeveer $-1 / A_{10} * k_{10}$).

De versterking van T_2 stijgt voor $\omega > \tau_{11}^{-1}$ met 20 dB per dekade zoals uit de boven gegeven formule valt af te leiden, en de versterking van A_2 neemt af met 20 dB per dekade voor $\omega > \tau_{21}^{-1}$. De overdracht van deze negatieve terugkoppeling is dus konstant voor $\omega \gg \tau_{11}^{-1}$ en $\omega \gg \tau_{21}^{-1}$. De versterking van de uitgang naar de miningang van A_2 (de positieve terugkoppeling) neemt af voor $\omega > \tau_{11}^{-1}$.

In totaal betekent dit dat de lusversterking van bron- naar uitgangsspanning toeneemt met 20 dB per dekade voor $\omega > \tau_{11}^{-1}$.

Al met al wordt in een zeker frequentiegebied een maximale lusversterking bereikt, in absolute waarde ongeveer gelijk aan

$$\frac{g_{m2} * A_{20} * \tau_{11}}{g_{m1} * A_{10} * \tau_{21} * k_{10}}$$

Instabiliteit kan zich voordoen door capaciteiten van de vermogensMOStransistoren. Vooral de pool die ontstaat bij spanningssturing van een vermogensMOS-transistor is daarvoor bepalend.

In appendix 4 wordt aangetoond dat de lus met versterker A_2 (de "onderlus") stabiel is voor

$$\frac{g_{m2} * A_{20} * f_{21}}{g_{m1} * A_{10} * f_{11} * k_{10}} < 1$$

ongeacht de ligging van de zojuist aangeduide polen, onder de voorwaarde dat de "bovenlus", bestaande uit versterker A_1 , sourcevolger T_1 en netwerk k_{10} , stabiel is (zie par 4.3.2).

4.3.2 Stabiliteit van de sturing van T_1

De stabiliteitsvoorwaarde voor de bovenlus is aanzienlijk eenvoudiger (zie appendix 5) en luidt

$$\tau_{12} + \tau_{13} < \frac{\tau_{11}}{A_{10} * k_{10}}$$

waarin τ_{12} de op een na grootste tijdskonstante van versterker A_1 is, en $\tau_{13} \cong R_1 * (C_{gs1} + C_{gd1})$ met $R_1 = R_{u1} + R_{g1}$, de serieschakeling van uitgangsweerstand R_{u1} van versterker A_1 en gateweerstand R_{g1} van transistor T_1 .

We eisen dus dat de tweede pool van versterker A_1 en de pool veroorzaakt door spanningssturing van T_1 bij een hogere frequentie liggen dan $A_{10} * k_{10} * f_{11}$, de eerste kantelfrequentie van de bovenlus.

4.3.3 Frequentiekaracteristiek van de tegengekoppelde eindtrap

De tegengekoppelde eindtrap heeft de eerste kantelfrequentie bij $f_1 \cong A_{10} * k_{10} * f_{11}$ en heeft voor frequenties $f \ll f_1$ een versterking k_{10}^{-1} (zie fig 4.11).

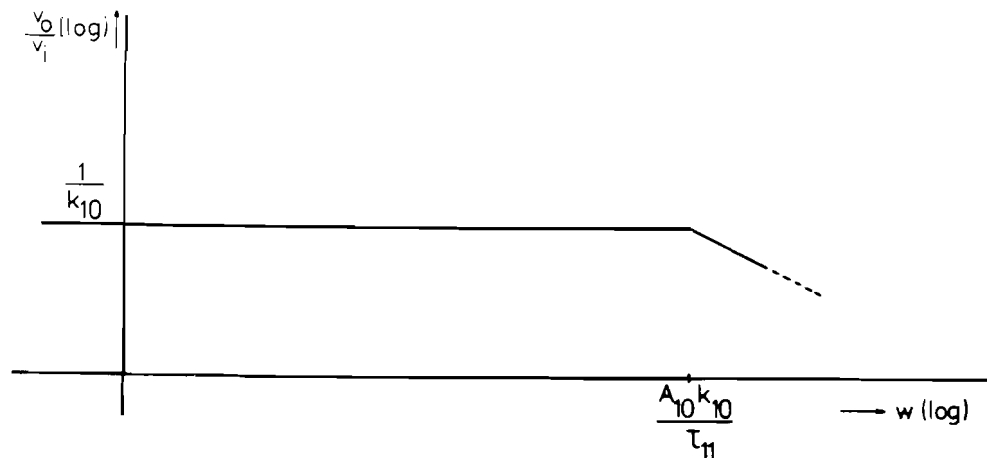


Fig 4.11 Versterking van de tegengekoppelde eindtrap.

4.3.4 Harmonische vervorming van de tegengekoppelde eindtrap

De vermindering van de harmonische vervorming d is berekend in appendix 6 waar gevonden wordt voor frequenties $f \gg f_{11} / 2$

$$M \leq d \leq \frac{4}{3} * M$$

$$\text{met } M \cong \frac{f}{A_{10} * k_{10} * f_{11}} * \frac{1 - b}{(1 + b)^2} * \frac{8}{\sqrt{6}}$$

$$\text{en } b = \frac{g_{m1} * R_L}{1 + g_{m1} * R_L}$$

We zien:

- d is evenredig met de frequentie van de grondtoon f
- d is omgekeerd evenredig met A_{10} , k_{10} en f_{11} . Deze gegevens bepalen onder meer de beschikbare lusversterking bij zekere frequentie in de bovenlus. $A_{10} * f_{11}$ is het "gain * bandwidth" produkt van versterker A_1 .
- d is evenredig met

$$\frac{1 - b}{(1 + b)^2} = \frac{1 + g_{m1} * R_L}{(1 + 2 * g_{m1} * R_L)^2}$$

- d is (in de formule) onafhankelijk van de amplitude van $v_o(t)$.

Fig 4.12 ($k_{10} = 1$) en 4.13 ($k_{10} = 0,175$) geven $d = d(f)$ karakteristieken van een "breadboard" met de volgende eigenschappen:

$$\begin{aligned} A_{10} * f_{11} &= 1 \text{ MHz (typ)} \\ g_{m1} &= 0,25 \text{ S (typ)} \end{aligned}$$

en tabel 4.1 vergelijkt bij $f = 2 \text{ kHz}$ de metingen met de theorie.

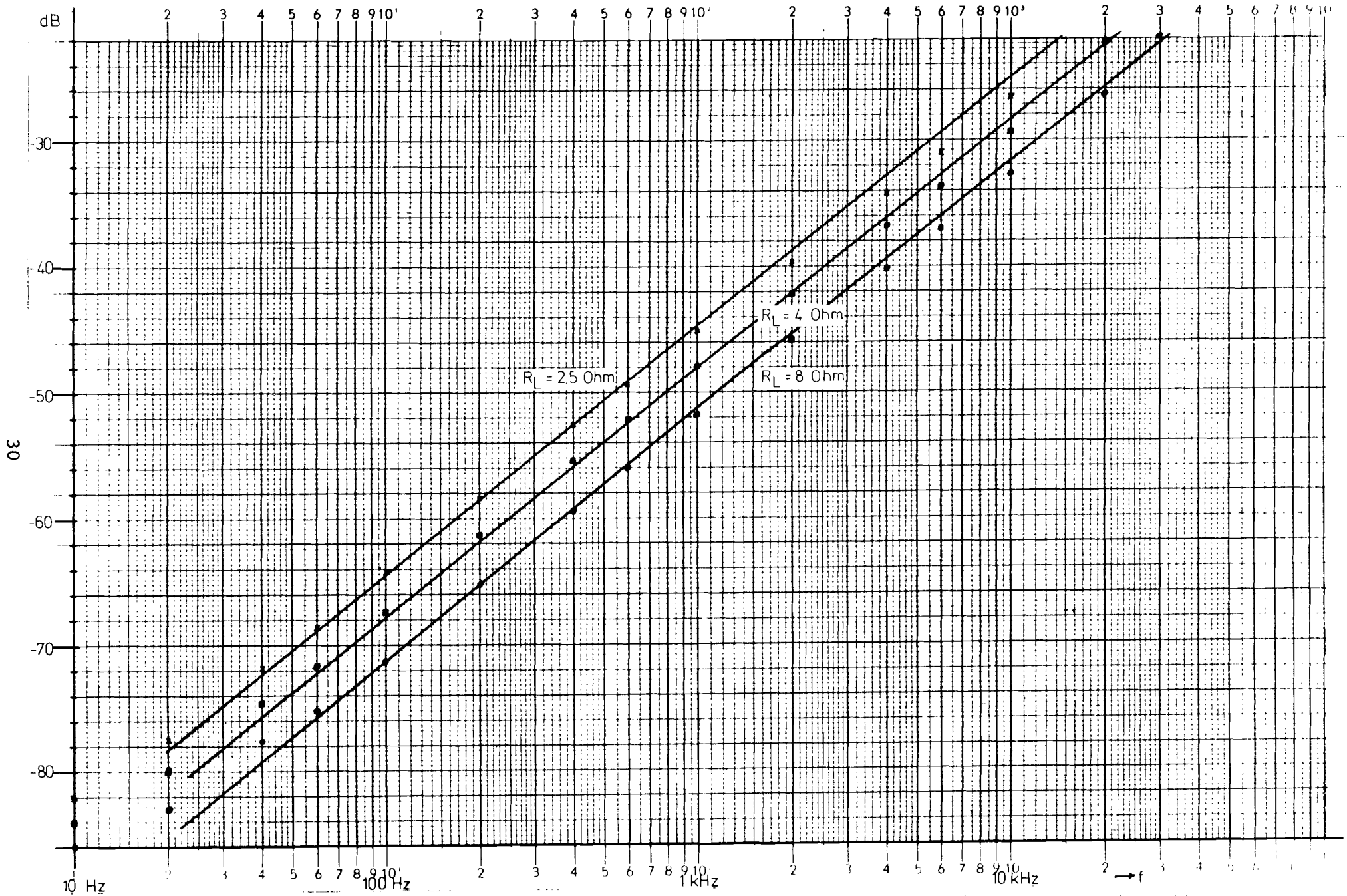
Fig 4.12 $d = d(f)$ metingen. $A_{10} f_{11} = 1 \text{ MHz}$. $k_{10} = 1$. $g_{m1} = 0,25 \text{ S}$.



29

Aanzet tot een geïntegreerde MOST-audioversterker

Fig 4.13 $d = d(f)$ metingen $A_{10} f_{11} = 1\text{MHz}$, $k_{10} = 0,175$, $g_{m1} = 0,25\text{ S}$



Tabel 4.1 Distorsie van "breadboard" bij $f = 2 \text{ kHz}$ en $v_o = 2 \text{ Veff}$.

k_{10}	R_L in Ohm	distorsie d in dB	
		gemeten	theorie
1	2,5	-54,5	$-53,5 \leq d \leq -51,0$
	4	-57,1	$-56,8 \leq d \leq -54,3$
	8	-60,9	$-62,1 \leq d \leq -59,6$
0,175	2,5	-39,6	$-38,5 \leq d \leq -36,0$
	4	-42,3	$-41,7 \leq d \leq -40,8$
	8	-45,9	$-47,0 \leq d \leq -44,5$

Fig 4.14 geeft het in appendix 6 berekende spektrum $|V_o[n]/V_o[1]|$ voor $k_{10} = 1$, $R_L = 8 \text{ Ohm}$, $g_{m1} = 0,25 \text{ S}$, $A_{10} * f_{11} = 1 \text{ MHz}$, en $f = 2 \text{ kHz}$ en fig 4.15 geeft het gemeten spektrum weer.

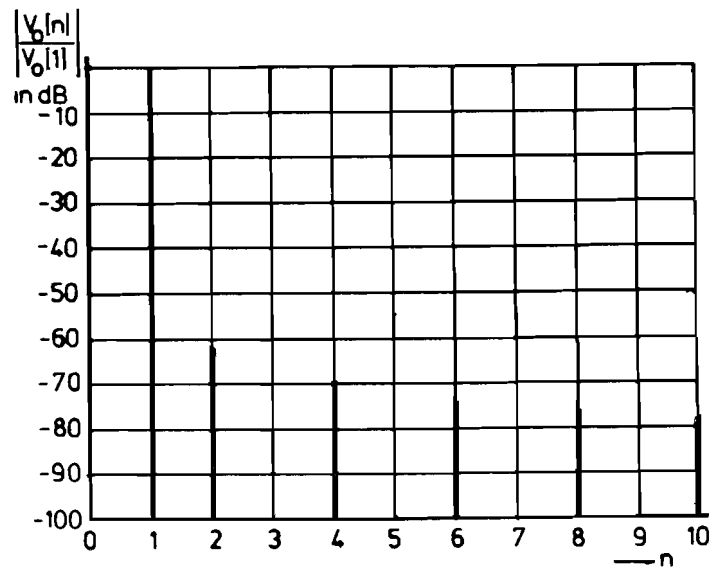


Fig 4.14 Berekende spektrum $|V_o[n]/V_o[1]|$ van "breadboard".

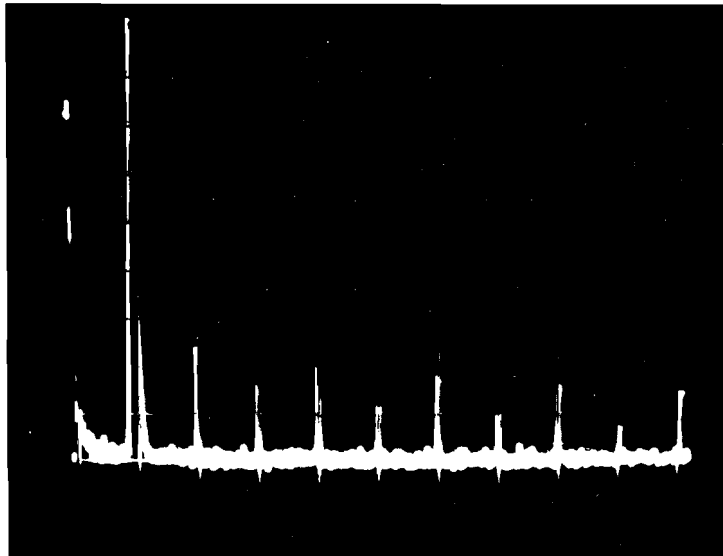


Fig 4.15 Gemeten spektrum $|V_o[n]/V_o[1]|$ van "breadboard".

Voor een zo klein mogelijke harmonische vervorming dienen $A_{10} * f_{11}$, g_{m1} en R_L zo groot mogelijk te zijn.

Haalbare grootheden zijn:

$$\begin{aligned} A_{10} * f_{11} &= 10 \text{ MHz} \\ g_{m1} &= 1 \text{ S} \\ R_L &= 8 \text{ Ohm} \end{aligned}$$

Bij $k_{10} = 0,05$ is de harmonische vervorming bij $f = 20 \text{ kHz}$ ongeveer $d = 0,4\% = -48 \text{ dB}$. Bij $k_{10} = 1$ wordt bij $f = 20 \text{ kHz}$ $d = 0,02\% = -74 \text{ dB}$ gehaald.

4.4 Grenzen aan het uitgangssignaal

De eindtransistoren hebben een eindig kleine $R_{DS(ON)}$. Dit betekent dat het uitgangssignaal nooit de voedingsspanning V_{DD} zal kunnen bereiken, maar maximaal:

$$V_{o,max} = V_{DD} - I_{D1} * R_{DS(ON),1}$$

nu is $I_{D1} = V_o / R_L$

dus
$$V_{o,max} = \frac{1}{1 + \frac{R_{DS(ON),1}}{R_L}} * V_{DD}$$

Eenzelfde redenering gaat op voor negatieve uitgangsspanning:

$$V_{o,min} = \frac{1}{1 + \frac{R_{DS(ON),2}}{R_L}} * V_{SS}$$

Dit verklaart waarom de $R_{DS(ON)} = 5,5 \text{ Ohm}$ van de VDMOST van paragraaf 3.3 nog sterk verlaagd zal moeten worden (bij $R_{DS(ON)} = 5,5 \text{ Ohm}$ kan bij $R_L = 8 \text{ Ohm}$ maximaal $0,6 * V_{DD}$ uitgangsspanning gehaald worden!).

Voor $R_{DS(ON)}$ dient dus te gelden: $R_{DS(ON)} \ll R_L$ (denk aan een $R_{DS(ON)}$ van 0,1 à 0,5 Ohm).

4.5 Bootstrap

De sourcevolger T_1 heeft een versterking b van minder dan 1. De gewenste maximale uitgangsspanning is $V_o = V_{DD}$, zodat de gatespanning V_{g1} van T_1 groter dan V_{DD} moet kunnen zijn.

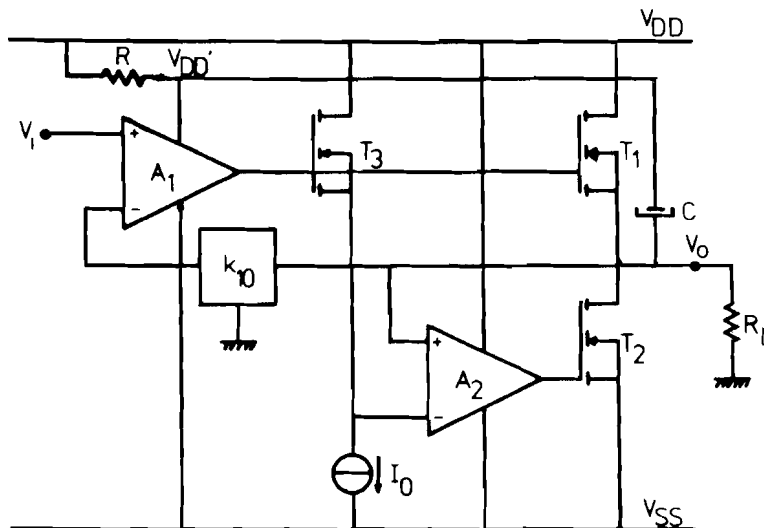


Fig 4.16 Bootstrap.

Daartoe dient een "bootstrap"schakeling (fig 4.16), waarbij de operationele versterker A_1 door een "bootstrap"condensator C tijdelijk van een hogere voedingsspanning dan V_{DD} kan worden voorzien. De tijd, gedurende welke dat kan, wordt bepaald door de ontlaadtijd van C , en deze wordt bepaald door de benodigde

voedingsstroom (functie van de frequentie!) voor A_1 en de weerstand R ($\gg R_L$).

4.6 Vermogensbandbreedte

De vermogensbandbreedte is het frequentiegebied waarin het maximale vermogen P aan de belastingsweerstand R_L kan worden afgeleverd zonder extra vervorming.

De ondergrens $f_{VB,L}$ van dit gebied wordt bepaald door de "bootstrap"schakeling.

De bovengrens $f_{VB,H}$ wordt bepaald door de "slew rate" van de operationele versterkers.

Een uitgangssignaal $v_o = \hat{v} * \sin(\omega * t)$ heeft een maximale verandering in de tijd:

$$\left. \frac{dv_o}{dt} \right|_{\max} = \hat{v} * \omega$$

tijdens de nuldoorgang, zodat op de gate van T_1 een maximale verandering in de tijd

$$\left. \frac{dv_{g1}}{dt} \right|_{\max} = \frac{1 + g_{m1} * R_L}{g_{m1} * R_L} * \hat{v} * 2 * \pi * f_{VB,H}$$

aanwezig moet zijn.

De "slew rate" SR_1 van A_1 moet dus zijn:

$$SR_1 \geq \frac{1 + g_{m1} * R_L}{g_{m1} * R_L} * 2 * \pi * f_{VB,H} * \sqrt{2 * P * R_L}$$

De "slew rate" SR_2 van versterker A_2 mag kleiner zijn. De gatespanning v_{g2} op de gate van T_2 is ongeveer $v_{g2} = i_{d2} / g_{m2} = v_o / (g_{m2} * R_L)$, zodat:

$$SR_2 \geq \frac{1}{g_{m2} * R_L} * 2 * \pi * f_{VB,H} * \sqrt{2 * P * R_L}$$

Getallen: voor $g_{m1} = g_{m2} = 1 \text{ S}$

$R_L = 8 \text{ Ohm}$

$f_{VB,H} = 50 \text{ kHz}$

$P = 50 \text{ W}$

moet bereikt worden:

$$SR_1 \geq 10 \text{ V} / \mu\text{s}$$

5 Operationele versterkers

5.1 Inleiding

In hoofdstuk 4 is gebruik gemaakt van twee operationele versterkers. Zoals gezegd is het de bedoeling deze versterkers samen met de eindtrap op één "chip" te integreren.

Gebruik van de transistoren, behandeld in hoofdstuk 3, stelt ons in staat om beide versterkers te voeden met hoge voedingsspanningen, dat wil zeggen V_{SS} als minvoeding voor beide versterkers, V_{DD} als plusvoeding voor A_2 en V_{DD}' , de "bootstrap" te V_{DD} als plusvoeding voor A_1 .

Fig 5.1 geeft het blokschema van de operationele versterker weer.

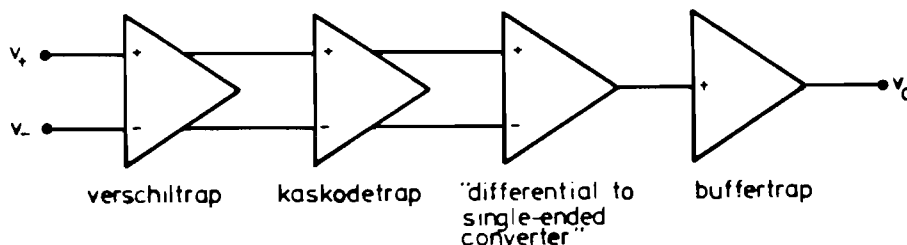


Fig 5.1 Opbouw van de operationele versterker.

Als ingangstransistoren worden npn transistoren gekozen, voornamelijk om hun betere $1/f$ ruiseigenschappen (LDMOS: $R_n(1 \text{ kHz}) = 40 \text{ MOhm}$. EPMOS: $R_n(1 \text{ kHz}) = 400 \text{ kOhm}$. npn G008: $R_n(1 \text{ kHz}) = 6 \text{ kOhm}$) en de prettige bijkomstigheid dat de steilheid van bipolaire transistoren groter is dan die van MOS transistoren, hetgeen de versterking ten goede komt, zoals wij dadelijk zullen zien.

Een actieve belasting van het npn ingangspaar, en tegelijk als "differential to single-ended converter" wordt gevormd door een MOS stroomspiegel. Vanwege de hoge uitgangsimpedantie van de stroomspiegel wordt deze gevolgd door een bufferversterker, met een spanningsversterking van 1 of minder.

Omdat de verschiltrap een grote versterking heeft kan de kollektor-basis capaciteit van de ingangstransistor ongewenste frequentieafval van de versterking veroorzaken. Daarom wordt een kaskodetrapp tussengeschakeld die de versterking van het ingangspaar drukt maar de hoge versterking van het geheel eerder nog hoger maakt.

Versterker A_2 (zie hoofdstuk 4) is onder meer aangesloten op de uitgangsspanning en heeft dus een groot "common-mode" ingangssignaal. De maximale "common-mode" ingangsspanning mag niet beperkt worden door de benodigde spanningsruimte voor de kaskodetrapp. We passen daarom een n-kanaals LDMOS stroomspiegel en een

p-kanaals EPMOS kaskodetrapp toe. De kaskodetrapp heeft dan tevens een "dc level-shift" functie gekregen.

Een realisatie van de operationele versterker is gegeven in fig 5.2.

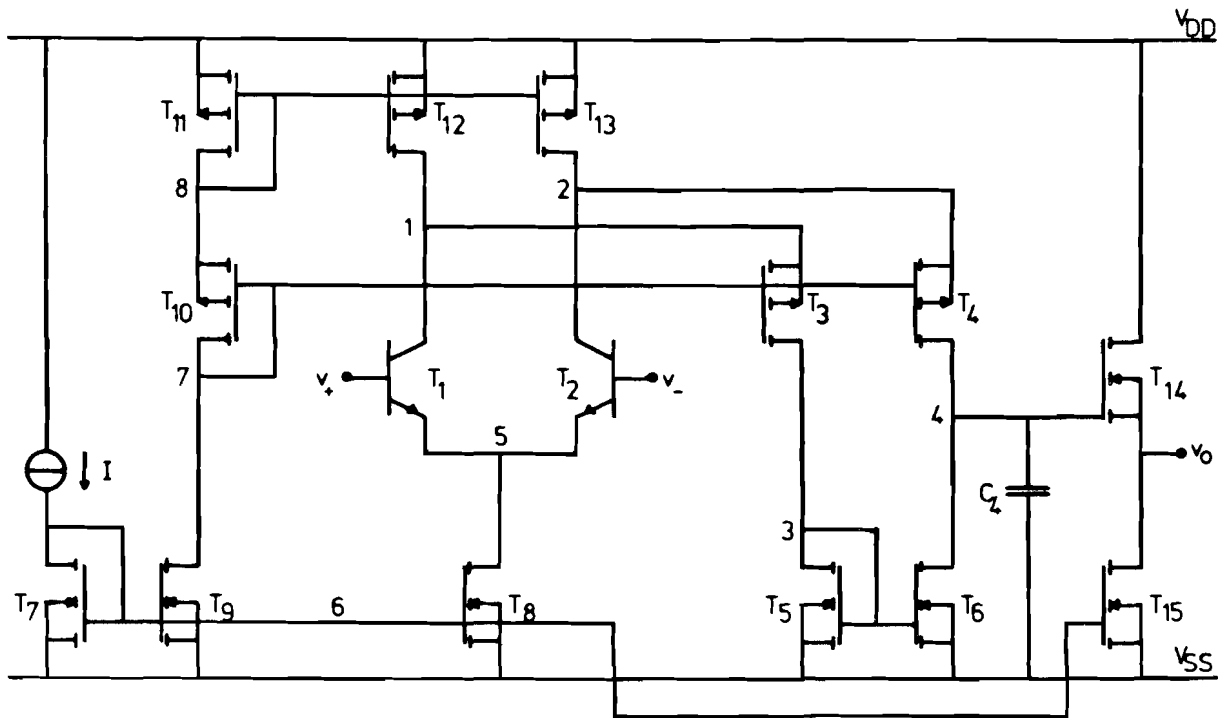


Fig 5.2 De operationele versterker.

T_1 en T_2 vormen de verschiltrap, T_3 en T_4 de kaskodetrapp en T_5 en T_6 de stroomspiegel.

5.2 Gelijkstroominstelling

Met behulp van een stroombron I , waarvan de realisatie even in het midden is gelaten, wordt op knooppunt 6 een gelijkspanning $V_{Tn} + \sqrt{2 * I / \beta_{n7}}$ ten opzichte van V_{SS} gerealiseerd. T_7 vormt met T_8 , T_9 en T_{15} drie stroomspiegels. T_8 verzorgt de staartstroom $I_{D8} = 2 * I_0$ van het verschilpaar die dus elk een kollektorstroom $I_{C1} = I_{C2} = I_0$ voeren en een steilheid $g_{m1} = g_{m2} = q * I_0 / (k * T)$ hebben.

Via T_9 worden over de als "diode" geschakelde transistoren T_{10} en T_{11} vaste spanningen ten opzichte van V_{DD} opgewekt.

T_{12} en T_{13} , die met T_{11} twee stroomspiegels vormen, werken als stroombronnen met drainstromen $I_{D12} = I_{D13} = I_1$, zodat de kaskodetransistoren T_3 en T_4 en de spiegeltransistoren T_5 en T_6 een gelijkstroom $I_1 - I_0$ voeren.

De gelijkstroominstelling kan voor een groot deel onafhankelijk gemaakt worden van de drempelspanningen V_{Tn} en V_{Tp} van de n-kanaals LDMOS transistoren

respektievelijk de p-kanaals EPMOS transistoren. Het idee daarachter is dat de absolute waarde V_T van de drempelspanning van een transistor een grote spreiding (orde van grootte 1 V) vertoont in een fabricageproces, maar dat de afwijking ten opzichte van de V_T van een nabij gelegen transistor (ongeveer 2) orden van grootten kleiner is.

Voor twee nabijgelegen transistoren a en b, die in het verzadigingsgebied zijn ingesteld, geldt:

$$I_{Da} = \frac{\beta_a}{2} * (V_{GSa} - V_T)^2 * \left(1 + \frac{V_{DSa}}{V_{EA}}\right)$$

$$I_{Db} = \frac{\beta_b}{2} * (V_{GSb} - V_T)^2 * \left(1 + \frac{V_{DSb}}{V_{EA}}\right)$$

Worden nu de stromen I_{Da} en I_{Db} van buiten af opgedrongen, dan geldt voor V_{GSa} :

$$V_{GSa} = \sqrt{\frac{\beta_b}{\beta_a} * \frac{V_{DSb} + V_{EA}}{V_{DSa} + V_{EA}} * \frac{I_{Da}}{I_{Db}}} * V_{GSb} + \left(1 - \sqrt{\frac{\beta_b}{\beta_a} * \frac{V_{DSb} + V_{EA}}{V_{DSa} + V_{EA}} * \frac{I_{Da}}{I_{Db}}}\right) * V_T$$

zodat $V_{GSa} = V_{GSb}$, onafhankelijk van V_T , indien gekozen wordt:

$$V_{DSa} = V_{DSb}$$

$$\text{en } \frac{I_{Da}}{I_{Db}} = \frac{\beta_a}{\beta_b} = \frac{G_a}{G_b}$$

waarin $G(\text{eometrie}) = W / L$.

Wanneer $V_{DSa} \neq V_{DSb}$ maar $V_{EA} \gg V_{DSa}$, V_{DSb} is de V_T -afhankelijkheid gering.

Een transistor is in het verzadigingsgebied ingesteld indien $V_{DS} > V_{GS} - V_T$, ofwel $V_{DG} > -V_T$, zodat transistoren die als "diode" geschakeld zijn ($V_{DS} = V_{GS}$), bijvoorbeeld T_7 , T_{10} en T_{11} , zeker in dit gebied zijn ingesteld.

Indien $G_{10} / G_3 = I_{D10} / I_{D3}$ en $G_{10} / G_4 = I_{D10} / I_{D4}$ gekozen wordt, geldt $V_{GS3} = V_{GS4} = V_{GS10}$, zodat $V_{DG12} = V_{DG13} = 0$ V. T_{12} en T_{13} zijn dus in het verzadigingsgebied ingesteld, onafhankelijk van V_{Tp} .

Verwaarlozen we de invloed van V_{DS} en V_{EA} op de stroom, dan is:

$$\left. \begin{aligned} I_{D9} &= \frac{G_9}{G_7} * I = I_{D10} = I_{D11} \\ I_{D8} &= \frac{G_8}{G_7} * I \end{aligned} \right\} \text{ dus } I_{D9} = I_{D10} = I_{D11} = \frac{G_9}{G_8} * I_{D8}$$

Verder geldt:

$$I_{D12} = I_{D13} = \frac{G_{12}}{G_{11}} * I_{D11} = \frac{G_{12}}{G_{11}} * \frac{G_9}{G_8} * I_{D8}$$

$$I_{C1} = I_{C2} = 0,5 * I_{D8}$$

want uiteraard wordt gekozen: $G_{12} = G_{13}$.

De stroom door de kaskodetransistoren is:

$$I_{D3} = I_{D4} = I_{D12} - I_{C1} = I_{D13} - I_{C2} = \left(\frac{G_{12}}{G_{11}} * \frac{G_9}{G_8} - 0,5 \right) * I_{D8}$$

Er is geeist: $G_{10} / G_3 = I_{D10} / I_{D3}$ en $G_{10} / G_4 = I_{D10} / I_{D4}$

$$\text{zodat } G_3 = G_4 = \left(\frac{G_{12}}{G_{11}} - \frac{G_8}{2 * G_9} \right) * G_{10}$$

De gelijkstroom door de kaskodetransistoren en de spiegeltransistoren moet minimaal $0,5 * I_{D8}$ zijn om geen extra beperkingen op te leggen aan de "slew-rate" (zie paragraaf 5.5), zodat $I_{D3} = I_{D4} \geq 0,5 * I_{D8}$ ofwel:

$$\frac{G_{12}}{G_{11}} * \frac{G_9}{G_8} \geq 1$$

De sourcevolger T_{14} staat ingesteld met behulp van stroombron T_{15} :

$$I_{D14} = I_{D15} = \frac{G_{15}}{G_7} * I$$

De verhouding G_{15} / G_7 wordt groot gekozen om een lage uitgangsweerstand $1 / g_{m14}$ van T_{14} te bereiken.

5.3 Versterking

Bij een laagfrequent ingangssignaal v_{in} lopen door T_1 en T_2 de kollektorstromen i_{c1} en i_{c2} met $i_{c1} = -i_{c2} = 0,5 * g_{m1,2} * v_{in}$. Hierbij is de basisweerstand veel kleiner verondersteld dan $BETA / g_{m1,2}$ (BETA is de stroomversterking).

De kollektorstromen worden in de stroomspiegel T_5 en T_6 van elkaar afgetrokken en leveren een stroom $g_{m1,2} * v_{in}$ die over de aanwezige uitgangsweerstand r_4 op knooppunt 4, zijnde $r_4 = \mu_{5,6} / g_{m5,6}$ (de uitgangsweerstand van T_6), een spanning $v_4 = [g_{m1,2} * \mu_{5,6} / g_{m5,6}] * v_{in}$ veroorzaakt (verantwoording in appendix 7).

De eerste trap is dus een transkonduktantieversterker met transkonduktantie $g_{m1,2}$ en uitgangsweerstand $\mu_{5,6} / g_{m5,6}$.

Het vervangingsschema van de eerste trap, tot en met de stroomspiegel, is gegeven in fig 5.3.

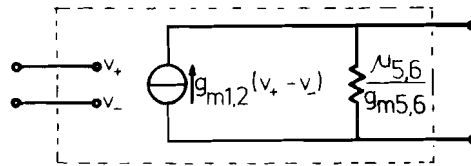


Fig 5.3 Vervangingsschema van de eerste trap voor zeer lage frequenties.

Bij $\mu_{5,6} = 400$

$g_{m5,6} = 0,16 \text{ mA/V}$

$g_{m1,2} = 1,6 \text{ mA/V}$ ($I_C = 40 \mu\text{A}$)

wordt een gelijkspanningsversterking van $4000 = 72 \text{ dB}$ bereikt.

Parasitaire capaciteiten en transistorcapaciteiten zorgen voor een daling van de versterking als functie van de frequentie.

Capaciteit C_4 van knooppunt 4 naar aarde verandert de uitgangsimpedantie r_4 in $Z_4 = r_4 // C_4 = r_4 / (1 + p * \tau_4)$ waarin $\tau_4 = r_4 * C_4 = C_4 * \mu_{5,6} / g_{m5,6}$ (zie fig 5.4).

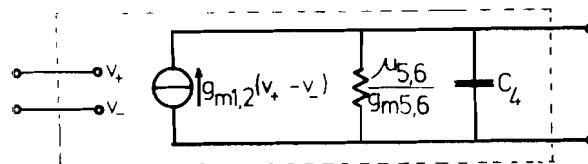


Fig 5.4 Vervangingsschema van de eerste trap.

De overdracht van de eerste trap wordt hiermee:

$$A(p) = \frac{v_4}{v_+ - v_-} (p) = \frac{A_0}{1 + p * \tau_4}$$

waarin $A_0 = g_{m1,2} * \frac{\mu_{5,6}}{g_{m5,6}}$

Tijdkonstante τ_4 is de dominante tijdkonstante van de eerste trap, omdat r_4 zo groot is.

Rekenvoorbeeld: de eerste pool van $A(p)$ ligt bij de zojuist vermelde waarden van $g_{m5,6}$ en $\mu_{5,6}$ voor $C_4 = 25$ pF bij een frequentie van $f = 1 / (2 * \pi * \tau_4) = 2,5$ kHz.

Voor hoekfrequenties $\omega \gg 1 / \tau_4$ is $|A(p)| = A_0 / (\omega * \tau_4)$, neemt met 20 dB per dekade af en bereikt de waarde 1 ("unity gain") voor $\omega = \omega_{(1)} = A_0 / \tau_4 = g_{m1,2} / C_4$. $\omega_{(1)}$ heet "unity gain"-hoekfrequentie. $f_{(1)} = \omega_{(1)} / (2 * \pi)$ heeft bij de gegeven grootheden een waarde $f_{(1)} = 10$ MHz.

In appendix 8 wordt berekend dat het complete frequentiegedrag van de overdracht van de eerste trap is gegeven door:

$$v_4(p) = \frac{A_0}{1 + p * \tau_4} * \frac{1}{1 + p * \tau_2} * \frac{1 + p * 0,5 * \tau_3}{1 + p * \tau_3} * (v_{dm} - \frac{p * \tau_5}{1 + p * 0,5 * \tau_5} * v_{cm})$$

waarin $\tau_4 = \frac{\mu_{5,6}}{g_{m5,6}} * C_4$

$$\tau_2 = \frac{1}{g_{m3,4}} * C_2$$

$$\tau_3 = \frac{1}{g_{m5,6}} * C_3$$

$$\tau_5 = \frac{1}{g_{m1,2}} * C_5$$

$v_{dm} = v_+ - v_-$ het "differential mode" ingangssignaal.

$v_{cm} = 0,5 * (v_+ + v_-)$ het "common mode" ingangssignaal.

Hierbij zijn de volgende aannamen gedaan:

$$\tau_{11} \hat{=} \frac{1}{g_{m3,4}} * C_1 \approx \tau_{12}$$

en $\tau_{15} \ll \tau_{13}$ (minstens een faktor 5)

C_1 , C_2 , C_3 , en C_5 zijn de capaciteiten van de knooppunten 1, 2, 3 en 5 naar aarde en bestaan elk uit meerdere transistorcapaciteiten. C_4 is de opzettelijk aangebrachte compensatiecapaciteit.

In appendix 8 wordt ook onderzocht of de gate-drain capaciteit C_{gd6} van T_6 , die voor gelijkspanning een grote versterking heeft, door Millerwerking een sterke invloed heeft op de overdracht van de eerste trap. Dit blijkt niet zo te zijn.

Interesseren we ons alleen voor de "differential mode" versterking $A_{dm} = v_4 / v_{dm}$, dan blijken de volgende polen en nulpunten aanwezig:

- een dominante pool bij $w = 1 / \tau_{14}$
- een pool bij $w = 1 / \tau_{13}$ en een nulpunt bij $w = 2 / \tau_{13}$, dat wil zeggen: versterkingsverlies met een faktor 2 (= 6 dB) doordat de ingang van de stroomspiegel voor hoekfrequenties $w \gg 1 / \tau_{13}$ wordt kortgesloten door C_3
- een pool bij $w = 1 / \tau_{12}$, doordat de ingangen (sources) van de kaskode-transistoren T_3 en T_4 voor hoekfrequenties $w \gg 1 / \tau_{12}$ worden kortgesloten door C_1 respectievelijk C_2

Het streven is dat de eerste trap een eerste orde overdracht heeft tot de "unity gain" frequentie. Dit dient ten behoeve van de integreerbaarheid bereikt te worden met een zo klein mogelijke C_4 .

De ondergrens van de waarde van C_4 kan op de volgende manier bepaald worden.

Het argument van de overdracht A_{dm} is:

$$\begin{aligned} \arg A_{dm}(p) &= \arg \left[\frac{1}{1 + p * \tau_{14}} * \frac{1}{1 + p * \tau_{12}} * \frac{1 + p * 0,5 * \tau_{13}}{1 + p * \tau_{13}} \right] \\ &= - \arctan(w * \tau_{14}) - \arctan(w * \tau_{12}) + \\ &\quad + \arctan(w * 0,5 * \tau_{13}) - \arctan(w * \tau_{13}) \end{aligned}$$

Voor $w \gg 1 / \tau_{14}$ (de dominante pool) is dit:

$$\arg A_{dm}(p) = - 90^\circ - \arctan(w * \tau_{12}) + \arctan\left(\frac{- w * 0,5 * \tau_{13}}{1 + 0,5 * w^2 * \tau_{13}^2}\right)$$

τ_2 zal kleiner dan τ_3 zijn: een lage $g_{m5,6}$ ten opzichte van $g_{m1,2}$ is gunstig voor de gelijkspanningsversterking A_0 . $g_{m3,4}$ komt niet voor in A_0 en mag daarom groot gekozen worden om τ_2 zo klein mogelijk te houden. T_3 en T_4 zijn EPMOS transistoren zodat in het algemeen $g_{m3,4}$ toch kleiner is dan $g_{m1,2}$, maar zeker groter gekozen kan worden dan $g_{m5,6}$.

De faktor

$$\frac{1 + p * 0,5 * \tau_3}{1 + p * \tau_3}$$

(zie fig 5.5) levert een maximale negatieve fasedraaiing bij $w = \sqrt{2} / \tau_3$ van $19,5^\circ$.

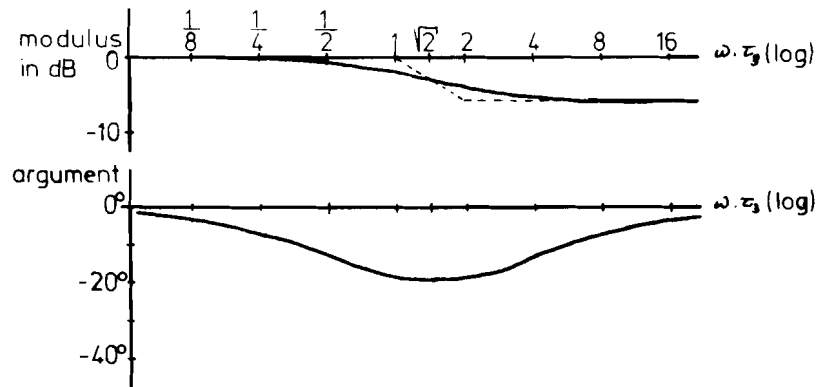


Fig 5.5 Bodediagram van $(1 + p * 0,5 * \tau_3) / (1 + p * \tau_3)$.

Rekenen we nu dat knooppunt 3 een fasedraaiing van $-19,5^\circ$ geeft over het hele hoekfrequentiegebied in de buurt van $w = w(1)$, dan moet voor 45° fasemarge gelden: $\arctan(w * \tau_2) \big|_{w = w(1)} \leq 180^\circ - 45^\circ - 90^\circ - 19,5^\circ = 25,5^\circ$.

Nu is $\arctan 0,5 = 26,6^\circ$, zodat we moeten eisen dat $1 / \tau_2 > 2 * w(1)$, ofwel:

$$C_4 > 2 * \frac{g_{m1,2}}{g_{m3,4}} * C_2$$

Om C_4 klein te kunnen houden dient $g_{m3,4}$ dus zo groot mogelijk te zijn ten opzichte van $g_{m1,2}$ (liefst ongeveer gelijk).

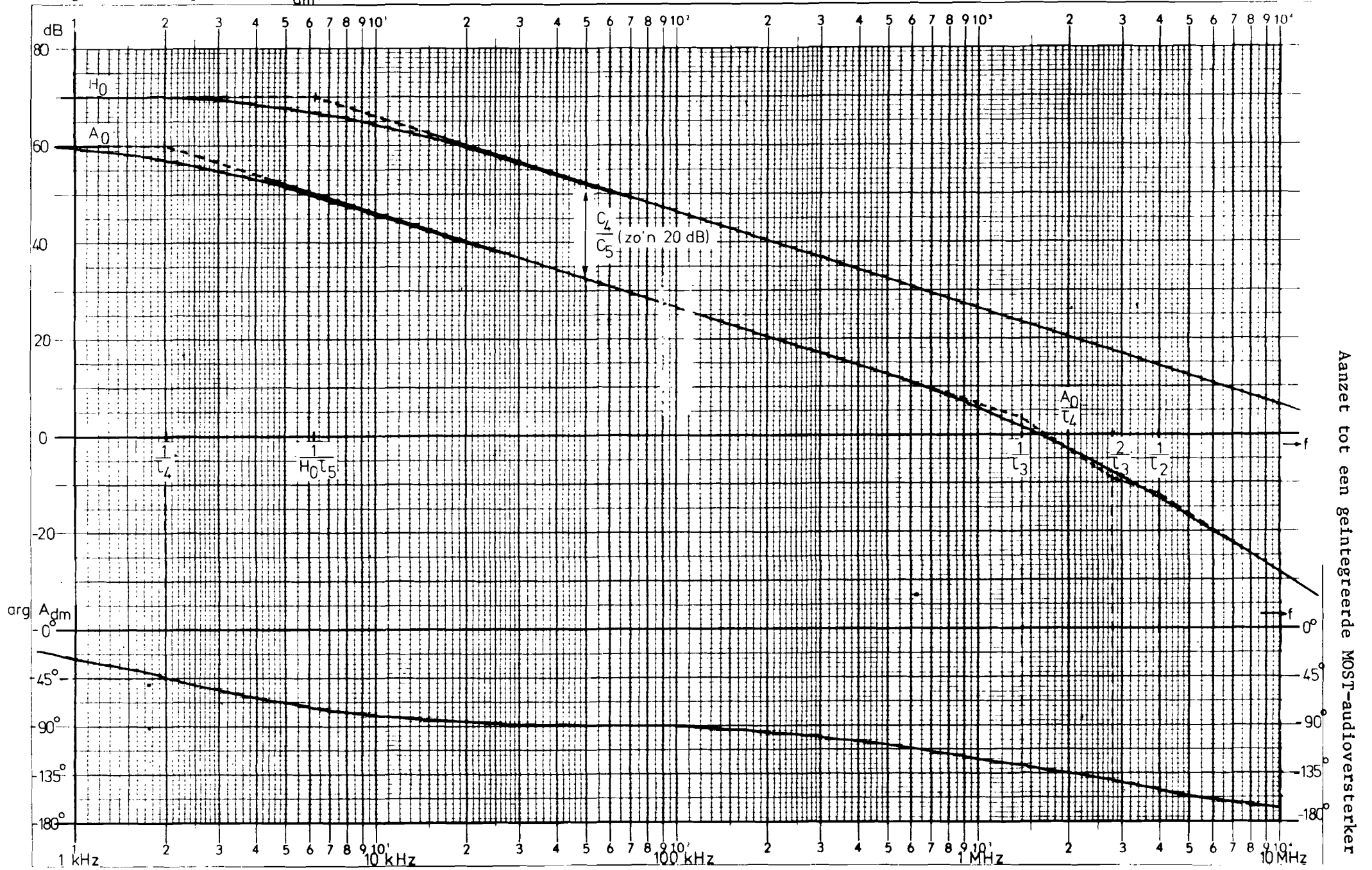
De fasedraaiing door gebeurtenissen op knooppunt 3 is maximaal voor $w = \sqrt{2} / \tau_3$ (zie fig 5.5), en dient bij een zo hoog mogelijke frequentie te liggen.

Voor $\sqrt{2} / \tau_3 \geq w(1)$ moet dan gekozen worden:

$$C_4 > \frac{1}{\sqrt{2}} * \frac{g_{m1,2}}{g_{m5,6}} * C_3$$

Fig 5.6 geeft de overdracht $A_{dm}(p)$ als functie van w wanneer aan de gestelde eisen juist is voldaan.

Fig 5.6 Bodediagram van $A_{dm}(p)$ en modulus van $H(p)$



5.4 "Common mode rejection ratio"

De "common mode rejection ratio" $H(p)$ is gedefinieerd als:

$$H(p) = \left| \frac{A_{dm}(p)}{A_{cm}(p)} \right|$$

en bedraagt volgens de formule, bepaald in appendix 8,

$$H(p) = \left| \frac{1 + p * 0,5 * \tau_5}{p * \tau_5} \right|$$

Voor $f = 0$ Hz is $H(p)$ volgens deze formule oneindig groot. Dat komt omdat we in appendix 8 zijn uitgegaan van identieke paren transistoren. De oneindigheid bij $f = 0$ Hz is uiteraard onzin. De formule is in werkelijkheid:

$$H(p) = H_0 * \left| \frac{1 + p * 0,5 * \tau_5}{1 + p * H_0 * \tau_5} \right|$$

hetgeen zich voor

$$\frac{1}{H_0 * \tau_5} \ll \omega \ll \frac{2}{\tau_5}$$

gedraagt als

$$H(p) = \left| \frac{1}{p * \tau_5} \right|$$

$A_{dm}(p)$ gedraagt zich voor

$$\frac{1}{\tau_4} \ll \omega \ll \omega(1)$$

als
$$A_{dm}(p) = \frac{A_0}{p * \tau_4}$$

Nu is $\frac{\tau_4}{A_0 * \tau_5} = \frac{C_4}{C_5}$ en daar C_4 opzettelijk is aangebracht en C_5 niet,

bedraagt deze faktor altijd wel 10 of meer (zie de eisen aan C_4).

Uit een gedetailleerde berekening blijkt:

$$H_0 = 0,5 * \left| 1 + 2 * g_{m1} * R_0 * \frac{1 + \frac{g_{m6}}{g_{m5}}}{1 - \frac{g_{m6}}{g_{m5}} * \frac{g_{m1}}{g_{m2}}} \right|$$

waarin R_0 de uitgangsweerstand van de stroombron I_0 is.

In deze formule komen de versterkingsfactoren μ_1 en μ_2 niet voor, omdat de kaskodetransistoren T_3 en T_4 de versterkingen van T_1 en T_2 laag houden.

Definieren we: $g_{m1} = g_{m1,2} + D_{1,2}$

$$g_{m2} = g_{m1,2} - D_{1,2}$$

$$g_{m5} = g_{m5,6} + D_{5,6}$$

$$g_{m6} = g_{m5,6} - D_{5,6}$$

dan vinden we

$$H_0 \approx g_{m1,2} * R_0 * \left| \frac{1}{\frac{D_{5,6}}{g_{m5,6}} - \frac{D_{1,2}}{g_{m1,2}}} \right|$$

$$\geq g_{m1,2} * R_0 * \frac{1}{\left| \frac{D_{5,6}}{g_{m5,6}} \right| + \left| \frac{D_{1,2}}{g_{m1,2}} \right|}$$

In ons geval is stroombron I_0 een LDMOST met uitgangsweerstand μ / g_m , zodat $g_{m1,2} * R_0$ in de orde van grootte van 1000 ligt.

Indien de steilheden van de paren transistoren minder dan 10 % van elkaar verschillen, dan is $H_0 \geq 10000 = 80$ dB.

Fig 5.6 geeft $H(p)$ samen met $A_{dm}(p)$ voor $H_0 = 70$ dB.

5.5 Slew rate

Tot zover zijn alleen klein-sigitaal eigenschappen behandeld. Een typisch groot-sigitaal gedrag is het effect van "slewing" (fig 5.7).

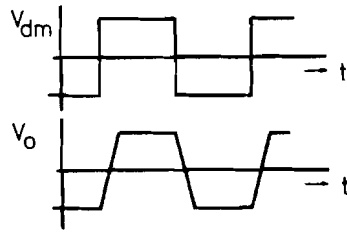


Fig 5.7 "Slewing" van V_o .

Wanneer een stapvormig ingangssignaal van grote amplitude wordt aangeboden, gaat de eerste trap onmiddellijk in verzadiging. De ene kollektorstroom is gelijk aan 0 A, de andere gelijk aan $2 * I_0$. De compensatiecapaciteit C_4 wordt op- of ontladen, afhankelijk van de polariteit van V_1 , met de maximaal beschikbare stroom, zijnde $2 * I_0$, en de maximale verandering van het uitgangssignaal van de eerste trap in de tijd is dus:

$$\left. \frac{dv_Q}{dt} \right|_{\max} = \frac{2 * I_0}{C_4}$$

De "slew rate" is dus voor positief en negatief ingangssignaal gelijk aan $SR = 2 * I_0 / C_4$.

Voor een bipolaire transistor, ingesteld op een stroom I_0 , is $g_m = q * I_0 / (k * T)$, zodat de verhouding tussen "slew rate" SR en "unity gain" hoekfrequentie $\omega(1)$ geheel vastligt:

$$\frac{SR}{\omega(1)} = \frac{2 * k * T}{q}$$

Voor $f(1) = 10 \text{ MHz}$ is $SR = 3,25 \text{ V} / \mu\text{s}$, hetgeen onvoldoende is voor versterker A_1 in een eindversterker van $P = 50 \text{ W}$ met een vermogensbandbreedte van $f_{VB,H} = 50 \text{ kHz}$ (zie paragraaf 4.3.7), waar minimaal $10 \text{ V} / \mu\text{s}$ geeist wordt.

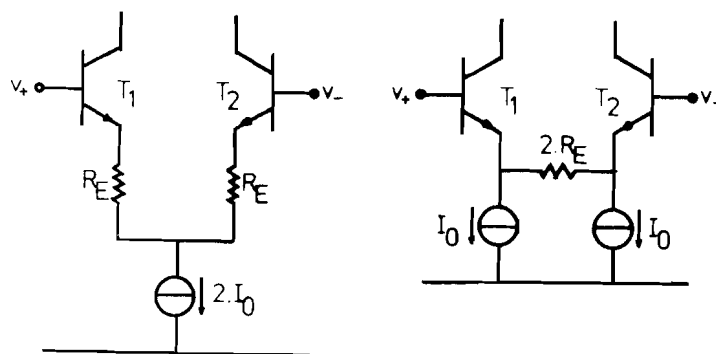


Fig 5.8 Emitterdegeneratie.

We bereiken de gestelde eis door geringe emitterdegeneratie van de ingangstransistoren (fig 5.8), waardoor de effectieve steilheid $g_{m1,2}$ afneemt tot $g_{m1,2} / (1 + g_{m1,2} * R_E)$ (R_E de emitterweerstand).

De verhouding tussen "slew rate" en "unity gain" hoekfrequentie is dan:

$$\frac{SR}{\omega(1)} = \frac{2 * k * T}{q} * (1 + g_{m1,2} * R_E)$$

Met $R_E = 3 / g_{m1,2}$ en $f_{(1)} = 10$ MHz wordt $SR = 13$ V / μ s bereikt.

5.6 Ruis in de operationele versterker

In appendix 10 wordt afgeleid dat de spektrale dichtheid van de equivalente spanningsruis aan de ingang van de operationele versterker (fig 5.2) ongeveer gelijk is aan:

$$e_{n+}^2 = (e_{n1}^2 + e_{n2}^2) +$$

$$+ \left\{ \frac{g_{m12,13}}{g_{m1,2}} \right\}^2 * (e_{n12}^2 + e_{n13}^2) +$$

$$+ \left\{ \frac{g_{m5,6}}{g_{m1,2}} \right\}^2 * (e_{n5}^2 + e_{n6}^2)$$

De eerste term tussen haakjes is afkomstig van de ingangstransistoren T_1 en T_2 , de tweede term van de stroombronnen T_{12} en T_{13} en de derde term van de spiegeltransistoren T_5 en T_6 .

De bijdragen van de transistoren T_8 (staartstroombron) en T_9 , T_{10} en T_{11} (gelijkstroominsteltak) zijn verwaarloosbaar klein omdat de ruis die zij produceren door de verschiltrap wordt opgevat als "common mode" signaal.

De bijdrage van de kaskodetransistoren T_3 en T_4 is verwaarloosbaar klein omdat de effectieve steilheid van deze transistoren voor signalen op hun gates zeer klein is. Dit laatste wordt veroorzaakt doordat de impedanties die T_3 en T_4 in hun sources zien (r_a uit appendix 8) zo groot is.

Appendix 11 geeft meetresultaten die de hierboven gegeven formule bevestigen.

De LDMOS transistoren T_5 en T_6 vertonen, zoals in hoofdstuk 3 reeds is aangegeven, bijzonder veel $1 / f$ ruis ($R_n(1 \text{ kHz}) = 40 \text{ MOhm}$). De EPMOS transistoren T_{12} en T_{13} hebben een $R_n(1 \text{ kHz}) = 400 \text{ kOhm}$ en de bipolaire

transistoren T_1 en T_2 hebben een $R_n(1 \text{ kHz}) = 6 \text{ k}\Omega$.

De methode om de ruisinvloeden van T_{12} , T_{13} , T_5 en T_6 te verminderen is de verhouding $g_{m12,13} / g_{m1,2}$ respectievelijk $g_{m5,6} / g_{m1,2}$ klein te kiezen. Bij T_{12} en T_{13} kan dat ongestraft (neem bv een faktor 100), maar bij T_5 en T_6 niet: de kleinste C_4 om een eerste orde overdracht tot de "unity gain" frequentie te bereiken is evenredig met $g_{m1,2} / g_{m5,6}$.

De straf bestaat uit 6 dB versterkingsverlies en maximaal $19,5^\circ$ fasedraaiing die, naarmate T_5 en T_6 sterker gedegenereerd zijn, optreden bij steeds lagere frequenties (zie paragraaf 5.3, fig 5.5).

Op het moment dat dit verslag geschreven wordt is nog niet duidelijk hoever gegaan kan worden met het vergroten van de verhouding $g_{m1,2} / g_{m5,6}$.

6 Konklusies

Hoewel de lezer niet vergeten mag, dat dit verslag een tussenbalans is van het MOST audioversterkerprojekt, kunnen we enkele konklusies trekken.

De technologie voor de transistoren is er in grote lijnen. De benodigde hoge doorslagspanningen zijn gerealiseerd. Verhoging van de steilheid g_m en verlaging van de "ON"-weerstand $R_{DS(ON)}$ van de vermogenstransistoren VDMOST is wel gewenst.

De elektronika is voldoende goed onderzocht om te kunnen konkluderen dat de eindversterker zoals hier beschreven een terugkoppelfaktor $k_{10} = 1$ moet hebben, en aldus reduceert tot eindtrap met een spanningsversterking van 1, om een voldoende lage totale harmonische vervorming te verkrijgen. Met vermogens-transistoren met een steilheid $g_m = 1$ S, belastingsweerstand R_L 8 Ohm en "gain bandwidth" produkt $A_{10} * f_{11} = 10$ MHz van de operationele versterker, wordt dan bij $f = 20$ kHz een totale harmonische vervorming $d = -74$ dB mogelijk. Dit betekent dat met behulp van een derde operationele versterker en bijbehorend tegenkoppelnetwerk de spanningsversterking van de eindversterker gerealiseerd moet worden.


De invloed van de hoge 1/f ruis van de DMOS transistoren op de equivalente ingangsrui van de operationele versterkers kan sterk gereduceerd worden.

Geen aandacht is geschonken aan thermische terugkoppeling en andere warmte-technische problemen die de realisatie van een geïntegreerde eindversterker in de weg kunnen staan.

A.1 Data-sheets van een V-groef MOStransistor

n-channel enhancement-mode VMOS Power FETs *designed for . . .*

- High Speed Switching
- CMOS to High Current Interface
- TTL to High Current Interface
- High Frequency Linear Amplifiers
- Line Drivers
- Power Switching



Performance Curves VNAZ
See Section 3

BENEFITS

- Directly Interfaces to CMOS, TTL, DTL and MOS Logic Families
- Permits More Efficient and Compact Switching Designs
- Reduces Component Count and Design Time/Effort
 - Drives Inductive Loads Directly
 - Fan Out From CMOS Logic > 100
 - Easily Paralleled with Inherent Current Sharing Capability
 - High Gain
- Improves Reliability
 - Free From Secondary Breakdown Failures and Voltage Derating
 - Current Decreases as Temperature Increases
 - Input Protected From Static Discharge

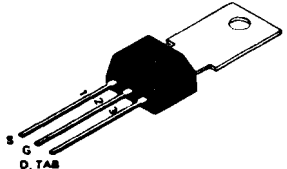
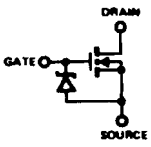
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Maximum Drain-Source Voltage	
VN46AF	40 V
VN66AF	60 V
VN88AF	80 V
Maximum Drain-Gate Voltage	
VN46AF	40 V
VN66AF	60 V
VN88AF	80 V
Maximum Continuous Drain Current	2.0 A
Maximum Pulsed Drain Current	3.0 A
Maximum Continuous Forward Gate Current	2.0 mA
Maximum Pulsed Forward Gate Current (Note 1)	100 mA
Maximum Continuous Reverse Gate Current	100 mA
Maximum Forward Gate-Source (Zener) Voltage	15 V
Maximum Reverse Gate-Source Voltage	-0.3 V
Maximum Dissipation at 25°C Case Temperature	15 W
Linear Derating Factor	120 mW/°C
Temperature (Operating and Storage)	-40 to +150°C
Lead Temperature (1/16" from case for 10 seconds)	300°C

NOTE:

1. Pulse test - 80 µsec pulse, 1% duty cycle.

F- Package
TO-202
See Section 5

VN46AF VN66AF VN88AF

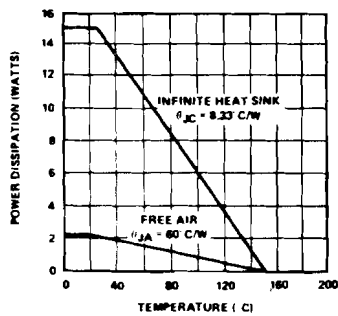
VN46AF VN66AF VN88AF

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (25°C unless otherwise noted)													
Characteristic	VN46AF			VN66AF			VN88AF			Unit	Test Conditions		
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max				
1 2 3	BV _{DSS}	Drain-Source Breakdown		40			60			80	V	V _{GS} = 0, I _D = 500 μA	
		Gate Threshold Voltage		40			60			80		V _{GS} = 0, I _D = 2.5 mA	
4	V _{GS(th)}	0.8	1.7		0.8	1.7		0.8	1.7			V _{DS} = V _{GS} , I _D = 1 mA	
5	I _{GSS}	Gate Body Leakage			0.01	10		0.01	10		100	V _{GS} = 10 V, V _{DS} = 0	
6	I _{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current			10	500		10	500		500	V _{GS} = 10 V, V _{DS} = 0, T _A = 125°C (Note 2)	
7		DN-State Drain Current (Note 1)			100	5000		100	5000		5000	V _{DS} = Max. Rating, V _{GS} = 0	
8		Drain-Source Saturation Voltage (Note 1)			100			100			100	V _{DS} = 0.8 Max. Rating, V _{GS} = 0, T _A = 125°C (Note 2)	
9	I _{D(on)}	1.0	2		1.0	2		1.0	2		A	V _{DS} = 25 V, V _{GS} = 10 V	
10	V _{DS(on)}	Forward Transconductance (Note 1)			0.3			0.3		0.4		V _{GS} = 5 V, I _D = 0.1 A	
11		Input Capacitance (Note 2)			1.0	1.5		1.0	1.5	1.4	1.7	V	V _{GS} = 5 V, I _D = 0.3 A
12		Reverse Transfer Capacitance (Note 2)			1.0			1.0		1.3		V	V _{GS} = 10 V, I _D = 0.5 A
13	Common-Source Output Capacitance (Note 2)			2.0	3.0		2.0	3.0	3.0	4.0		V	V _{GS} = 10 V, I _D = 1.0 A
14	g _m	150	250		150	250		150	250		mS	V _{DS} = 24 V, I _D = 0.5 A	
15	C _{iss}	Input Capacitance (Note 2)				50		50		50		pF	V _{GS} = 0, V _{DS} = 25 V, f = 1.0 MHz
16	C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance (Note 2)				10		10		10			
17	C _{oss}	Common-Source Output Capacitance (Note 2)				50		50		50			
18	t _{d(on)}	Turn-ON Delay Time (Note 2)			2	5		2	5	2	5	ns	See Switching Time Test Circuit VNAZ, Section 3
19	t _r	Rise Time (Note 2)			2	5		2	5	2	5		
20	t _{d(off)}	Turn-OFF Delay Time (Note 2)			2	5		2	5	2	5		
21	t _f	Fall Time (Note 2)			2	5		2	5	2	5		

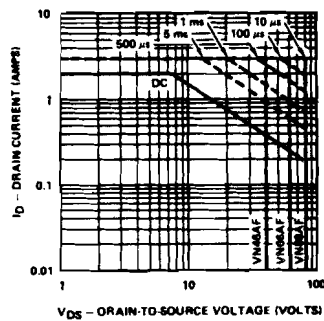
NOTES: 1. Pulse test - 80 μs pulse, 1% duty cycle.
2. Sample test.

VNAZ

Power Dissipation vs Case or Ambient Temperature



DC Safe Operating Region
T_C = 25°C



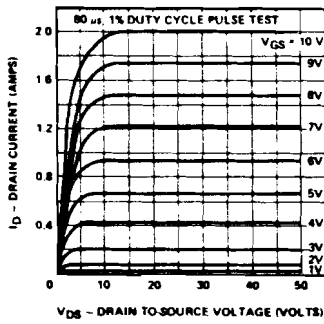
**n-channel
enhancement-mode
VMOS Power FETs**



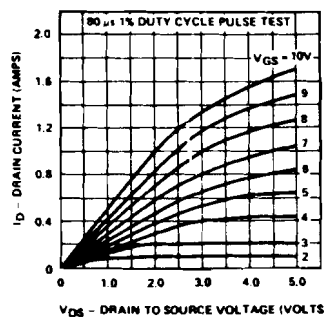
TYPE	PACKAGE	PRINCIPAL DEVICES
Single	TO-3	2N6656, 2N6657, 2N6658, VN30AA, VN35AA, VN67AA, VN89AA, VN90AA
	TO-39	2N6659, 2N6660, 2N6661, VN30AB, VN35AB, VN67AB, VN89AB, VN90AB
	TO-202	VN40AF, VN46AF, VN66AF, VN67AF, VN88AF, VN89AF

TYPICAL PERFORMANCE CURVES (25°C unless otherwise noted)

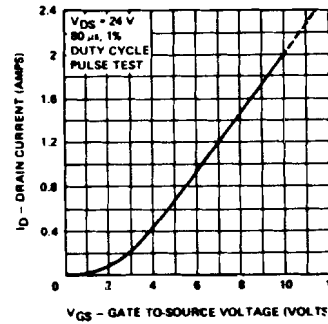
Output Characteristics



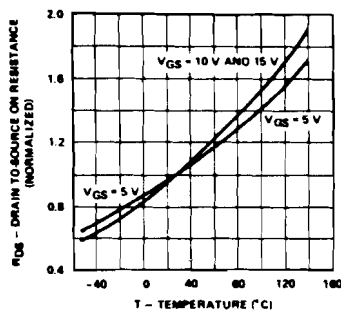
Saturation Characteristics



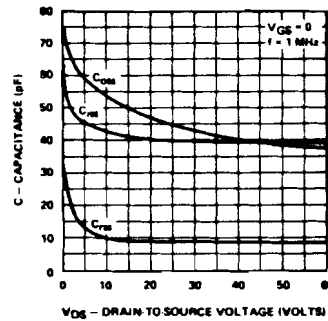
Transfer Characteristic



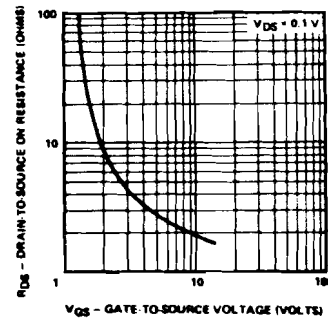
Normalized Drain-to-Source ON Resistance vs Temperature



Capacitance vs Drain-to-Source Voltage



Drain-to-Source ON Resistance vs Gate-to-Source Voltage

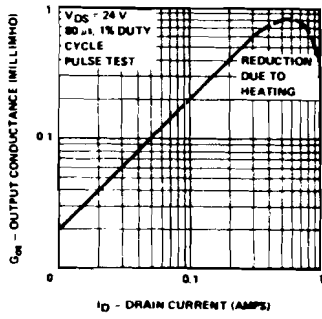


3

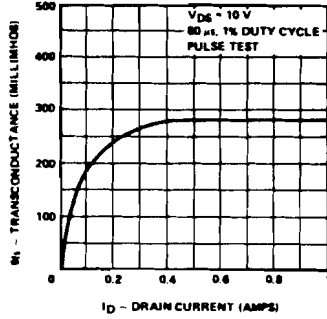
VNAZ

TYPICAL PERFORMANCE CURVES (Cont'd) (25°C unless otherwise noted)

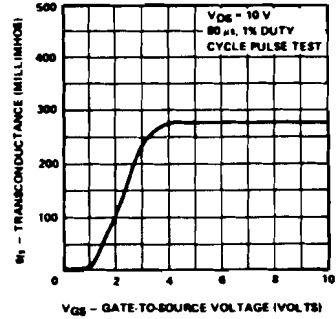
Output Conductance vs Drain Current



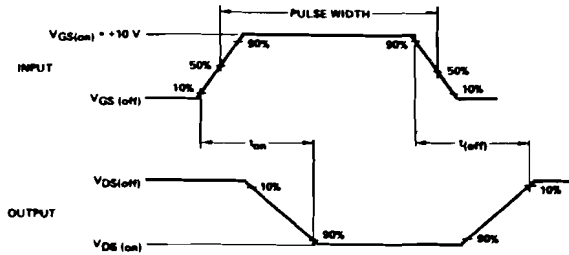
Transconductance vs Drain Current



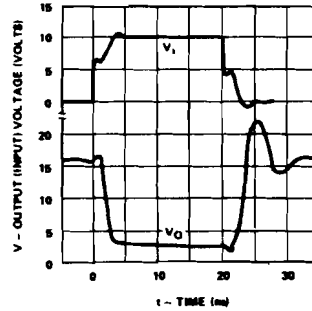
Transconductance vs Gate-to-Source Voltage



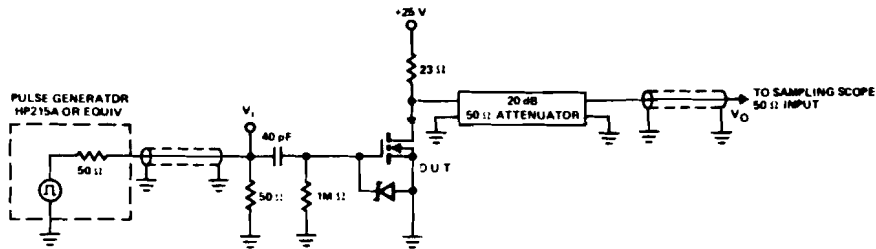
Switching Time Test Waveforms



Switching Waveforms



Switching Time Test Circuit



A.2 JunctieFET werking van de p⁻ extension bij de EPMOS transistor

A.2.1 JFET werking

Fig A2.1 toont nogmaals de EPMOST.

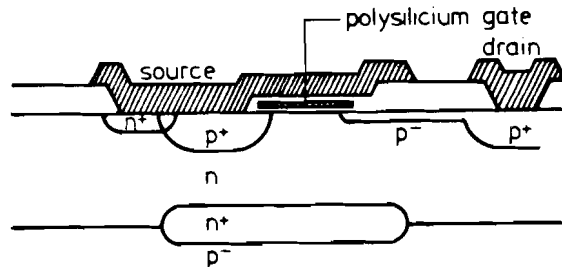


Fig A2.1 EPMOS transistor.

De epitaxiale laag is op sourcepotentiaal. In de p⁻ implantatie bevindt zich een depletielaag waarvan de dikte voor kleine $|V_{DS}|$ gestuurd wordt door het potentiaalverschil tussen source en drain, en de drainstroom (JFET werking, lineaire gebied). De karakteristieken zijn dan te beschouwen als afkomstig van een PMOST met in de drainleiding een JFET (een gestuurde weerstand) (zie fig A2.2). Daar de dotering van de p⁻ extension in de serie W260 lager is dan die van serie W263 heeft serie W260 een hogere $R_{DS(ON)}$.

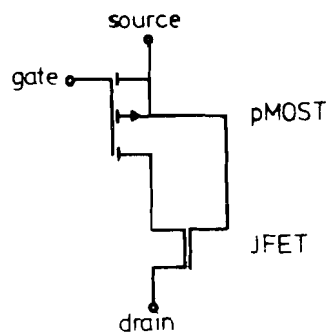


Fig A2.2 Vervangingsschema van de EPMOST.

Bij hogere $|V_{DS}|$ breidt de depletielaag in de p⁻ extension zich uit tot de p⁻ extension uiteindelijk geheel verarmd is (verzadigingsgebied van de JFET). Bij de EPMOST uit serie W260 treedt dit op voor $|V_{DS}| \approx 15$ V.

De feitelijke PMOST verzadigt voor $|V_{DS}| \geq |V_{GS} - V_T|$.

Voor $|V_{DS}| \geq |V_{GS} - V_T|$ en $|V_{DS}| \geq 15$ V zijn zowel de PMOST als de JFET in het verzadigingsgebied. De uitgangsweerstand is die van een kaskodeschakeling, dus ongeveer gelijk aan $\mu_{JFET} * r_{u,PMOST}$ en dus hoog (zie tabel 3.1).

Bij de EPMOST uit de serie W263 treedt volledige depletie van de p⁻ extension niet op voor $|V_{DS}| < |BV_{DS}|$, doordat de dotering van de p⁻ extension veel hoger

is. De JFET blijft daardoor in het lineaire gebied en de uitgangsweerstand is gelijk aan $R_{JFET} + r_{u,PMOST}$, waarin R_{JFET} de weerstand is van het JFET-kanaal bij zekere gelijkstroominstelling.

A.2.2 Earlyspanning en klein-sigitaal wisselspanningsgrootheden

Elektrisch gezien kan een verband worden afgeleid tussen earlyspanning en klein-sigitaal wisselspanningsgrootheden.

In het verzadigingsgebied van een MOST [5] geldt de formule (voor de eenvoud wordt een n-kanaals transistor aangenomen):

$$I_D = \frac{\beta}{2} * (V_{GS} - V_T)^2$$

waarin
$$\beta = \frac{\mu * C_{ox} * W}{L}$$

(μ is hierin de beweeglijkheid van ladingsdragers). In deze formule wordt geen rekening gehouden met de uitgangsweerstand. Vaak wordt deze op de volgende manier in rekening gebracht.

$I_D = I_D(V_{DS}, V_{GS})$ karakteristieken snijden elkaar denkbeeldig bij een spanning $V_{DS} = V_{EA}$, de earlyspanning (fig A2.3).

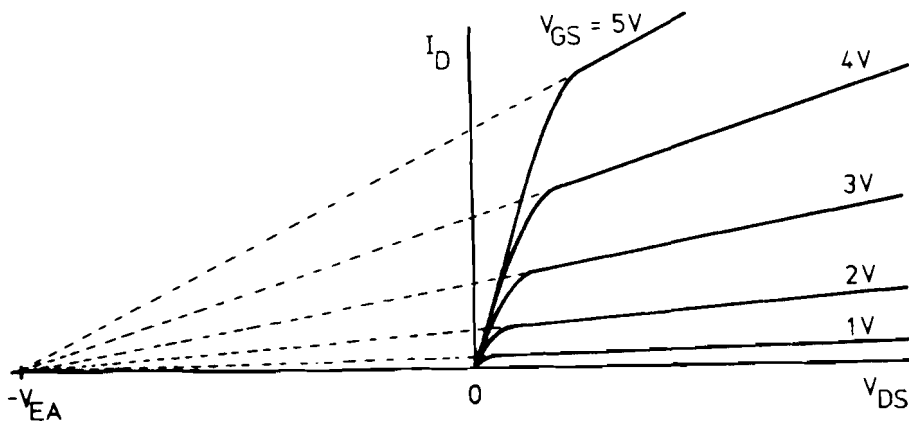


Fig A2.3 Het earlyeffekt.

De formule voor het verzadigingsgebied gaat dan over in

$$I_D = \frac{\beta}{2} * (V_{GS} - V_T)^2 * (1 + \frac{V_{DS}}{V_{EA}})$$

zodat

$$\text{uitgangsweerstand } r_u = \frac{dV_{DS}}{dI_D} = \frac{2 * V_{EA}}{\text{beta} * (V_{GS} - V_T)^2} = \frac{V_{EA} + V_{DS}}{I_D}$$

$$\text{steilheid } g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}} = \text{beta} * (V_{GS} - V_T) * \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_{EA}}\right)$$

De formule van Barkhausen $\mu = g_m * r_u$ levert voor de versterkingsfaktor op:

$$\text{versterkingsfaktor } \mu = \frac{2 * (V_{EA} + V_{DS})}{V_{GS} - V_T}$$

Voor een hoge uitgangsweerstand dienen we bij een gegeven earlyspanning V_{EA} en een gegeven beta de instelstuurspanning $|V_{GS} - V_T|$ klein te houden.

Uit de formule voor de steilheid zijn de in tabel 3.1 gegeven verschillen tussen EPMOS transistoren uit de series W260 en W263 te verklaren.

A.3 Inherente vervorming van de eindtrap

A.3.1 Berekening van het spectrum van het uitgangssignaal

Bieden we aan de eindtrap van fig 4.4 een sinusvormig ingangssignaal $V_i(t)$ aan met een gelijkspanningskomponent V_{DC} (zie fig A3.1):

$$V_i(t) = V_{DC} + \hat{v} * \sin(w * t)$$

dan levert de eindtrap het uitgangssignaal (zie fig A3.1):

$$V_o(t) = \begin{cases} \frac{g_{m1} * R_L}{1 + g_{m1} * R_L} * \hat{v} * \sin(w * t) & \text{voor } 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ \hat{v} * \sin(w * t) & \text{voor } \frac{T}{2} \leq t \leq T \end{cases}$$

We veronderstellen g_m hierbij konstant (gerechtigde aanname voor DMOS transistoren, maar niet voor andere MOS transistoren of bipolaire transistoren!)

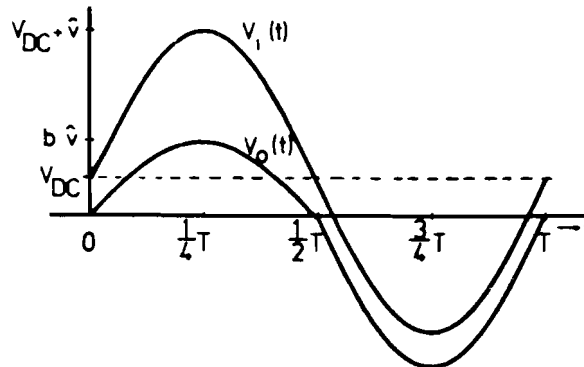


Fig A3.1 In- en uitgangssignaal van de eindtrap.

Diskrete Fouriertransformatie van $V_o(t)$ is gedefinieerd als:

$$V_o(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} V[n] * e^{j * n * w * t}$$

met

$$V[n] = \frac{1}{T} * \int_{t_0}^{t_0 + T} V_o(t) * e^{j * n * w * t} * dt$$

en spectrum $|V[n]|$.

Definieren we

$$b = \frac{g_{m1} * R_L}{1 + g_{m1} * R_L}$$

dan levert berekening van $V[n]$:

$$V[n] = \begin{cases} 0 & n \text{ oneven, } |n| \neq 1 \\ j * n * \frac{1+b}{4} * \hat{v} & |n| = 1 \\ \frac{1}{n^2 - 1} * \frac{1-b}{\pi} * \hat{v} & n \text{ even (inklusief } n = 0) \end{cases}$$

A.3.2 Berekening van de harmonische vervorming van de eindtrap

De totale harmonische vervorming d is gedefinieerd als:

$$d = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} |V[n]|^2}{|V[1]|^2}}$$

Vullen we de componenten $|V[n]|$ in, dan is

$$\begin{aligned} d &= \frac{4}{1+b} * \sqrt{\sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} \left(\frac{1}{n^2 - 1} * \frac{1-b}{\pi} \right)^2} \\ &= \frac{4}{\pi} * \frac{1-b}{1+b} * \sqrt{\sum_{k=1,2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{1}{(2 * k)^2 - 1} \right)^2} \end{aligned}$$

Nu is
$$\frac{1}{4 * k^2} \leq \frac{1}{(2 * k)^2 - 1} \leq \frac{1}{3 * k^2}$$

en volgens [7] is

$$1 + \frac{1}{2^4} + \frac{1}{3^4} + \frac{1}{4^4} + \dots = \frac{\pi^4}{90}$$

zodat
$$\frac{1-b}{1+b} * \frac{\pi}{\sqrt{90}} \leq d \leq \frac{4}{3} * \frac{1-b}{1+b} * \frac{\pi}{\sqrt{90}}$$

Merk op dat de amplitude \hat{v} van hetingangssignaal niet in deze formule voorkomt. Fig A3.3 geeft de boven- en ondergrens van d als functie van b .

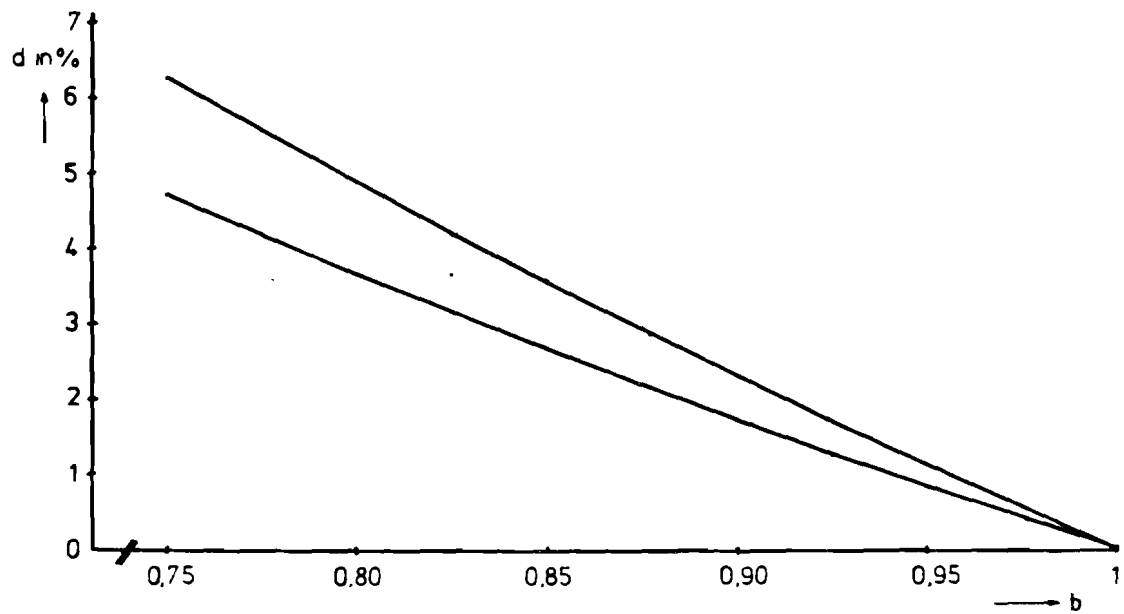


Fig A3.3 Boven- en ondergrens van de totale harmonische vervorming d van de eindtrap bij sinusvormig ingangssignaal, als functie van b , de versterking van sourcevolger T_1 .

A.4 Stabiliteit van de onderlus

A.4.1 Inleiding

Om te bepalen of de onderlus, gevormd door versterker A_2 en transistor T_2 stabiel is, knippen we de terugkoppeling naar de plusingang open, sluiten een wisselspanningsbron v_i aan op de plusingang van A_2 , en bepalen v_o (zie fig A4.1).

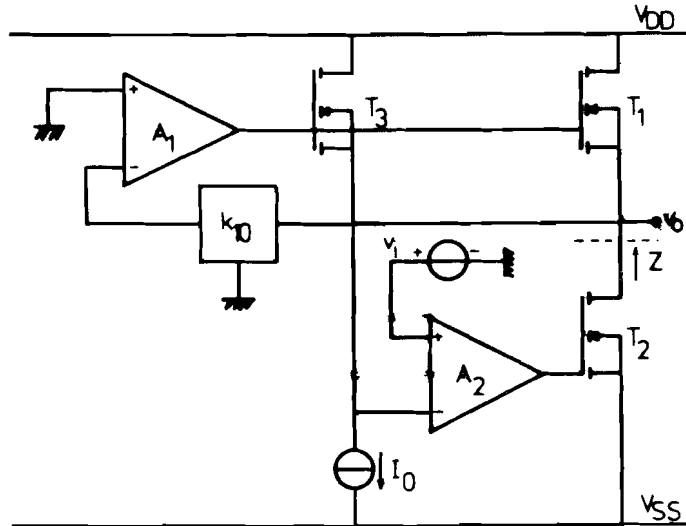


Fig A4.1 Stabiliteitsbepaling onderlus.

De operationele versterkers A_1 en A_2 modelleren we met behulp van fig A4.2 de vermogenstransistoren T_1 en T_2 met behulp van fig A4.3 .

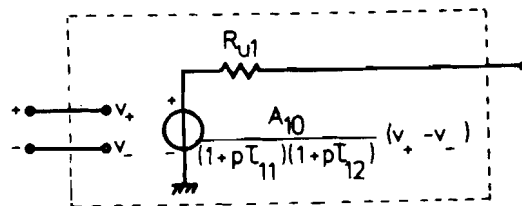


Fig A4.2 Eenvoudig model van een operationele versterker.

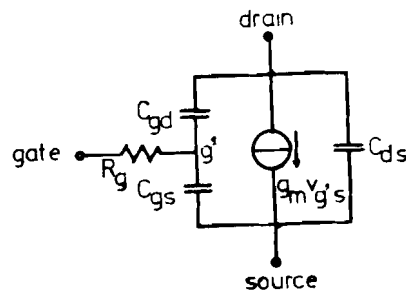


Fig A4.3 Eenvoudig model van een vermogenMOSTransistor.

A.4.2 Uitgangsimpedantie van T1

De impedantie op de source van T₁, die met A₁ en k₁₀ is tegengekoppeld, is

$$Z \approx \frac{1}{g_{m1} * A_{10} * k_{10}} * \frac{1 + p * \tau_{u11}}{1 + p * \frac{\tau_{u11}}{A_{10} * k_{10}}} * \frac{1 + p * R_1 * (C_{gs1} + C_{gd1})}{(1 + \frac{p}{p_1}) * (1 + \frac{p}{p_2})}$$

waarin p₁ en p₂ de oplossingen zijn van de polynoomvergelijking

$$1 + p * \left(\frac{C_{gs1} + C_{ds1}}{g_{m1}} + R_1 * C_{gd1} \right) + p^2 * \left[\frac{R_1}{g_{m1}} * (C_{gs1} * C_{ds1} + C_{gs1} * C_{gd1} + C_{ds1} * C_{gd1}) \right] = 0$$

met $R_1 = R_{u1} + R_{g1}$

Er is verondersteld dat de bovenlus, gevormd door A₁, k₁₀ en T₁, stabiel is, en dat

$$\tau_{u12} < \frac{\tau_{u11}}{A_{10} * k_{10}}$$

Hieruit volgt dat

$$\frac{1}{R_1 * (C_{gs1} + C_{gd1})} > \frac{A_{10} * k_{10}}{\tau_{u11}}$$

De polen p₁ en p₂ kunnen zowel reeel als complex zijn (respektievelijk fig A4.4a en fig A4.4b).

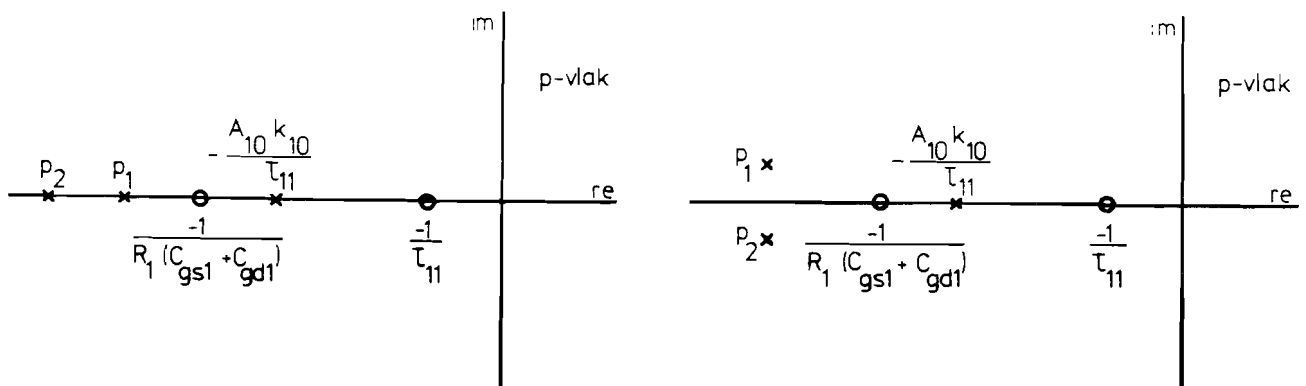


Fig A4.4 Polen- en nulpuntenplaatje van Z * g_{m1}.

a) reele polen p₁ en p₂. b) complexe polen p₁ en p₂.

De grootste $|Z|$ die voorkomt is in beide gevallen

$$|Z|_{\max} = \frac{1}{g_{m1}} * \frac{R_1 * (C_{gs1} + C_{gd1})}{\frac{C_{gs1} + C_{ds1}}{g_{m1}} + R_1 * C_{gd1}}$$

Fig A4.5a en b geven (asymptoten van) modulus en argument van $Z * g_{m1}$.

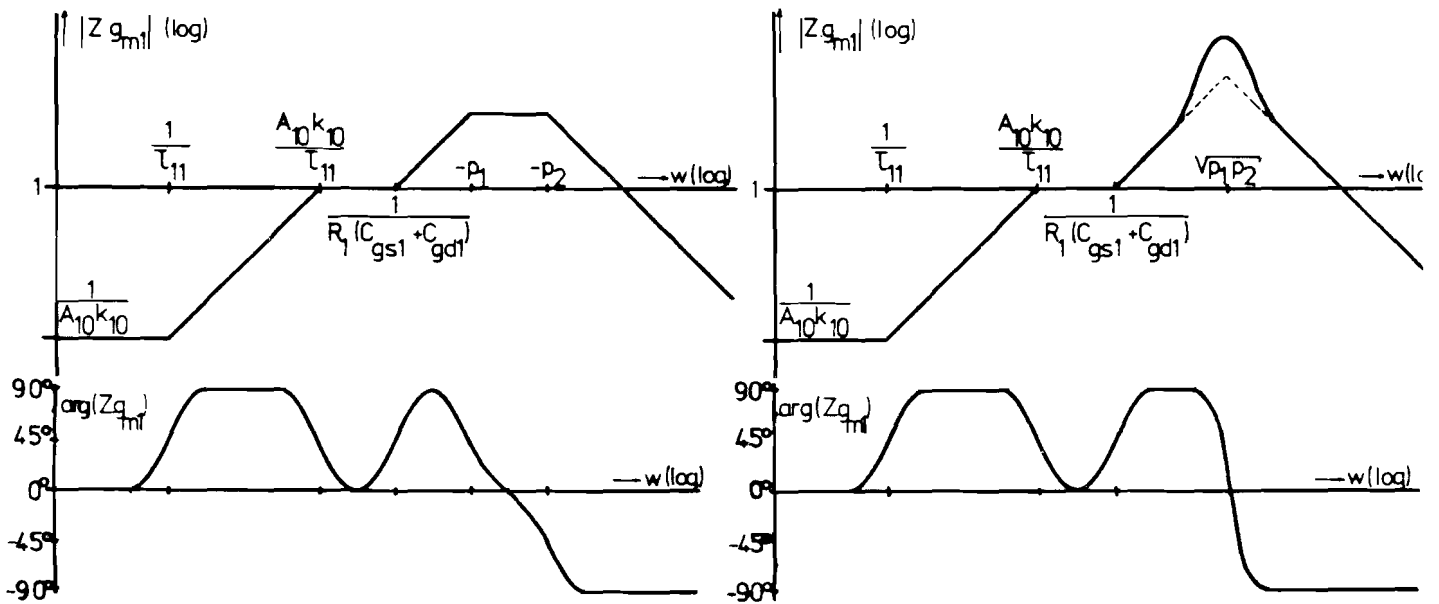


Fig A4.5 Bodediagrammen van $Z * g_{m1}$.

a) reële polen p_1 en p_2 . b) complexe polen p_1 en p_2 .

A.4.3 Versterking van T2

De versterking van transistor T_2 met als drainimpedantie de in de vorige paragraaf bepaalde sourceimpedantie Z is, wanneer de belasting niet aangesloten verondersteld wordt, ongeveer

$$\frac{v_o}{v_{g2}} \approx \frac{-g_{m2}}{g_{m1} * A_{10} * k_{10}} * \frac{1 + p * \tau_{11}}{1 + p * \frac{\tau_{11}}{A_{10} * k_{10}}} * \frac{1 + p * R_1 * (C_{gs1} + C_{gd1})}{1 + p * R_2 * (C_{gs2} + C_{gd2})} * \frac{1 - p * g_{m2}^{-1} * C_{gd2}}{(1 + \frac{p}{P_3}) * (1 + \frac{p}{P_4})}$$

waarbij p_3 en p_4 volgen uit

$$\left(1 + \frac{p}{p_3}\right) * \left(1 + \frac{p}{p_4}\right) = 1 + b * p + a * p^2$$

met

$$a = \frac{R_1}{g_{m1}} * (C_{gs1} + C_{gd1}) * (C_{ds1} + C_{ds2} + \frac{C_{gs1} * C_{gd1}}{C_{gs1} + C_{gd1}} + \frac{C_{gs2} * C_{gd2}}{C_{gs2} + C_{gd2}})$$

$$b = \frac{1}{g_{m1}} * [C_{ds1} + C_{ds2} + C_{gs1} + g_{m1} * R_1 * C_{gd1} + \\ + (1 + g_{m2} * R_2) * \frac{R_1 * (C_{gs1} + C_{gd1})}{R_2 * (C_{gs2} + C_{gd2})} * C_{gd2}]$$

en $R_2 = R_{u2} + R_{g2}$

Opvallend is het nulpunt in het rechter halfvlak ten gevolge van rechtstreekse koppeling via C_{gd2} .

Deze formules zijn tamelijk onhandelbaar. De volgende aannames zijn echter gerechtvaardigd:

$$R_1 * (C_{gs1} + C_{gd1}) \approx R_2 * (C_{gs2} + C_{gd2}) \\ p_3 \approx p_4 \\ C_{gs} \gg C_{gd} \\ C_{ds} \gg C_{gd}$$

De beide laatste aannames zijn geldig zolang de transistoren T_1 en T_2 in het verzadigingsgebied bedreven worden, en dit is in de eindversterker het geval.

De formule kan nu benaderd worden met:

$$\frac{v_o}{v_{g2}} \approx \frac{-g_{m2}}{g_{m1} * A_{10} * k_{10}} * \frac{1 + p * \tau_{u11}}{1 + p * \frac{\tau_{u11}}{A_{10} * k_{10}}} * \frac{1 - p * g_{m2}^{-1} * C_{gd2}}{(1 + p * \tau_a)^2}$$

waarin $\tau_a \hat{=} \frac{R_1}{g_{m1}} * C_{gs1} * (C_{ds1} + C_{ds2})$

Deze overdracht is weergegeven in fig A4.6, waarin het gestreepte gedeelte het gebied van de zojuist gemaakte benadering weergeeft.

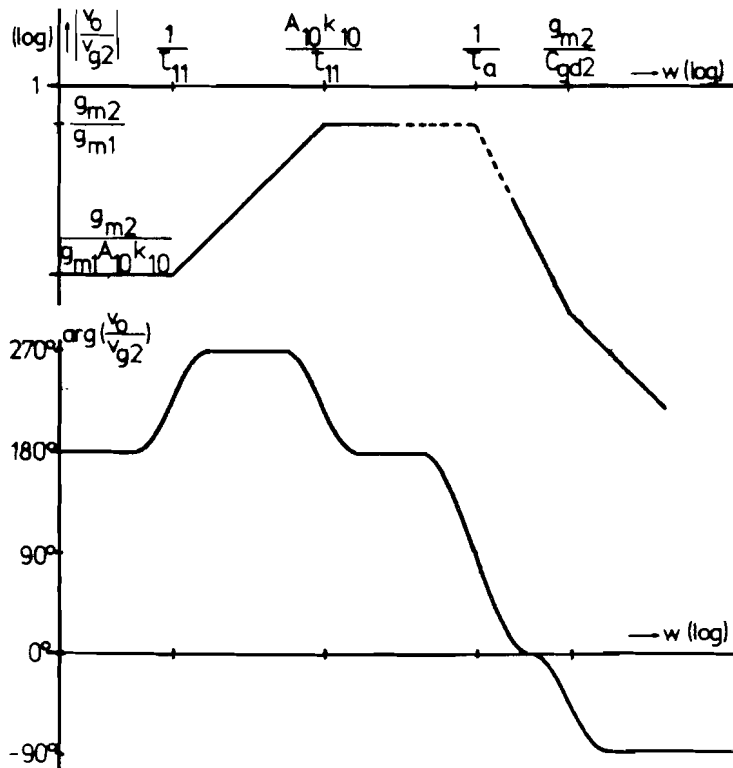


Fig A4.6 Bodediagrammen van de versterking van T_2 .

De grootste versterking treedt op voor hoekfrequenties w waarvoor

$$\frac{A_{10} * k_{10}}{\tau_{11}} < w < \frac{1}{\tau_a}$$

Voor de stabiliteitsberekening is deze grootste versterking van belang en we gebruiken daarom:

$$\frac{v_o}{v_{g2}} \approx \frac{-g_{m2}}{g_{m1} * A_{10} * k_{10}} * \frac{1 + p * \tau_{11}}{1 + p * \frac{\tau_{11}}{A_{10} * k_{10}}}$$

geldig voor $w \ll \tau_a^{-1}$.

De overdracht is nu bepaald door de verhouding van steilheden van T_1 en T_2 en de overdracht van versterker A_1 en terugkoppelnetwerk k_{10} .

A.4.4 Bepaling van het openlusgedrag; de stabiliteitsvoorwaarde

Wanneer nu de terugkoppeling van de uitgang via k_{10} , A_1 en T_3 naar de miningang

van A_2 wordt meegenomen (zie fig A4.1), en de versterkers A_1 en A_2 voor het te beschouwen frequentiegebied $\omega \ll \tau_a^{-1}$ worden gekarakteriseerd door:

$$A_1(p) = \frac{A_{10}}{1 + p * \tau_{11}} \quad \text{resp.} \quad A_2(p) = \frac{A_{20}}{1 + p * \tau_{21}}$$

dan is af te leiden dat voor de lusversterking van de onderlus ongeveer geldt:

$$\frac{v_o}{v_i} \approx \frac{-1}{A_{10} * k_{10}} * \frac{1 + p * \tau_{11}}{\left(1 + \frac{p}{p_5}\right) * \left(1 + \frac{p}{p_6}\right)}$$

waarbij voor het polynoom

$$\left(1 + \frac{p}{p_5}\right) * \left(1 + \frac{p}{p_6}\right) = 1 + x * p + y * p^2$$

geldt:

$$x = \frac{g_{m1}}{g_{m2} * A_{20}} * \tau_{21} * \frac{\tau_{11}}{A_{10} * k_{10}}$$

$$y = \frac{g_{m1}}{g_{m2} * A_{20}} * \left(\tau_{21} + \frac{\tau_{11}}{A_{10} * k_{10}}\right)$$

Het maximum van $|v_o/v_i|$, ongeacht of p_5 en p_6 reële of complexe polen zijn, is

$$\left|\frac{v_o}{v_i}\right|_{\max} = \frac{1}{A_{10} * k_{10}} * \frac{\tau_{11}}{\frac{g_{m1}}{g_{m2} * A_{20}} * \left(\tau_{21} + \frac{\tau_{11}}{A_{10} * k_{10}}\right)}$$

Voor stabiliteit is een voldoende (geen nodige) voorwaarde:

$$\left|\frac{v_o}{v_i}\right|_{\max} < 1$$

ofwel

$$\tau_{21} > \frac{\tau_{11}}{A_{10} * k_{10}} * \left(\frac{g_{m2} * A_{20}}{g_{m1}} - 1\right) \approx \frac{\tau_{11}}{A_{10} * k_{10}} * \frac{g_{m2} * A_{20}}{g_{m1}}$$

$$\left|\frac{v_o}{v_i}\right|_{\max} \approx \frac{g_{m2} * A_{20} * \tau_{11}}{g_{m1} * A_{10} * k_{10} * \tau_{21}}$$

De stabiliteitsvoorwaarde voor de onderlus is dus:

$$\frac{g_{m2} * A_{20} * \tau_{11}}{g_{m1} * A_{10} * k_{10} * \tau_{21}} < 1$$

Fig A4.7 geeft v_o/v_i wanneer aan deze voorwaarde ruim is voldaan.

$$\frac{v_o}{v_i} \approx \frac{-1}{A_{10} * k_{10}} * \frac{1 + p * \tau_{11}}{\left(1 + p * \frac{\tau_{11}}{A_{10} * k_{10}}\right) * \left(1 + p * \frac{g_{m1} * \tau_{21}}{g_{m2} * A_{20}}\right)}$$

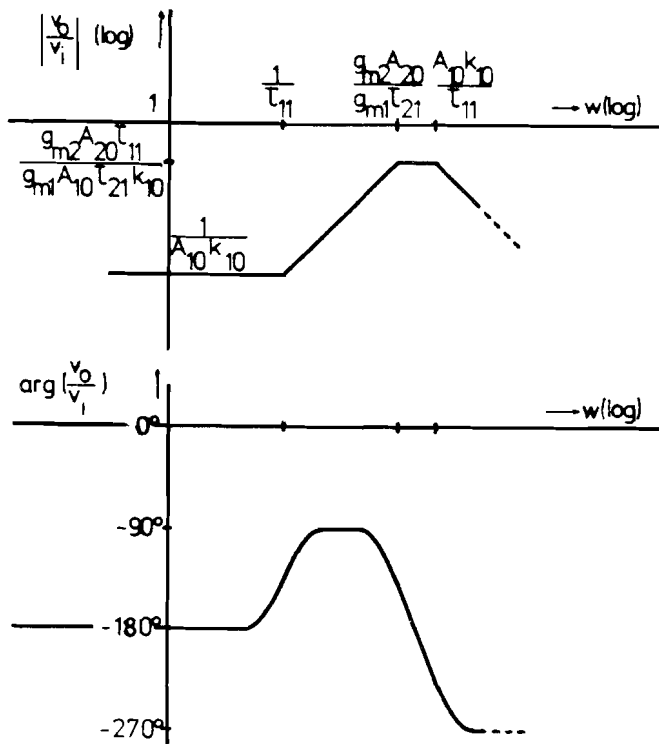


Fig A4.7 Bodediagrammen van v_o/v_i voor $w \ll \tau_a^{-1}$.

Wanneer we de polen , veroorzaakt door capaciteiten van de transistoren T_1 en T_2 in de beschouwing hadden meegenomen, hadden zij invloed gekregen in die delen van fig A4.7, die gestippeld zijn. Voor de versterking $|v_o/v_i|$ houdt dit in, dat de betreffende polen op de helling -20 dB/dekade invloed zouden krijgen. Door nu te eisen dat de openlusversterking voor alle hoekfrequenties kleiner dan 1 is, is de teruggekoppelde onderlus zeker stabiel.

Het model is eveneens doorgerekend met PHILPAC, circuitanalyseprogramma van de N.V. Philips Gloeilampenfabrieken, en de afleiding zoals hier gegeven wordt daarmee bevestigd.

A.5 Stabiliteit van de bovenlus

Wanneer versterker A_1 en transistor T_1 worden gemodelleerd met behulp van de figuren A4.2 en A4.3, is eenvoudig in te zien dat de openlusversterking van de bovenlus is (zie fig A5.1):

$$A_{\text{openlus}}(p) = \frac{A_{10}}{(1 + p * \tau_{11}) * (1 + p * \tau_{12})} * A_{T1}(p) * k_{10}$$

waarin $A_{T1}(p)$ de versterking is van sourcevolger T_1 .

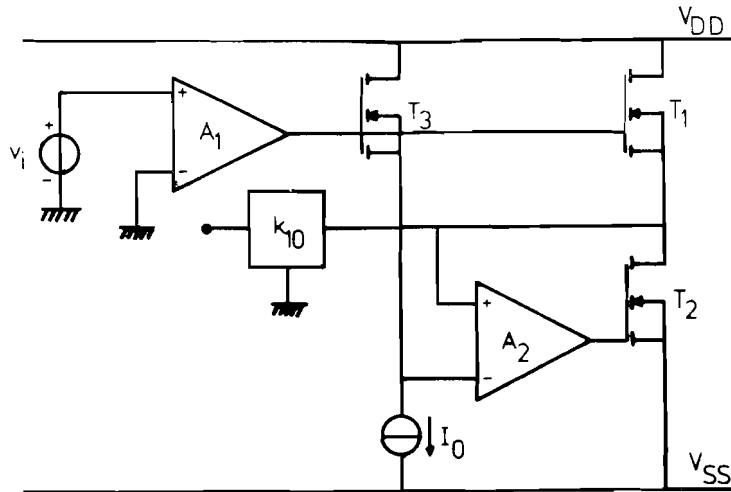


Fig A5.1 Vaststelling van de stabiliteit van de bovenlus.

$A_{T1}(p)$ is een tamelijk ingewikkelde functie van p . We stellen een "worst case" vast:

$$A_{T1}(p) \longrightarrow \frac{1}{1 + p * \tau_{13}}$$

met $\tau_{13} \cong R_1 * (C_{gs1} + C_{gd1})$.

en $R_1 = R_{u1} + R_{g1}$

C_{gs1} wordt 1 maal "gezien". In werkelijkheid is dat niet zo daar de source van T_1 niet aan aarde ligt. De stabiliteitsvoorwaarde is nu af te leiden uit:

$$A_{\text{openlus}}(p) \longrightarrow \frac{A_{10} * k_{10}}{(1 + p * \tau_{11}) * (1 + p * \tau_{12}) * (1 + p * \tau_{13})}$$

Voor 45 graden fase marge volgt:

$$\tau_{12} + \tau_{13} \leq \frac{\tau_{11}}{A_{10} * k_{10}}$$

A.6 Vervorming van de tegengekoppelde versterkerA.6.1 Diskrete Fouriertransformatie en lineaire algebra

Beschouwen we, als in appendix 3, de dubbelzijdige diskrete Fouriertransformatie van een functie $x(t)$:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X[n] * e^{j * n * w * t}$$

met

$$X[n] = \frac{1}{T} * \int_{t_0}^{t_0 + T} x(t) * e^{-j * n * w * t} * dt$$

Het spektrum van $x(t)$ is $|X[n]|$ en er geldt $X[-n] = X^*[n]$.

De informatie van de 1^e tot en met de n^e harmonische van $x(t)$ is op te slaan in een complexe vektor \underline{x} :

$$\underline{x} \hat{=} \begin{bmatrix} X[1] \\ X[2] \\ X[3] \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ X[n] \end{bmatrix}$$

Beschouwen we vervolgens een systeem dat, elektronisch gezien, vervorming geeft van het ingangssignaal, dan kunnen we voor dat systeem een $n * n$ matrix A opstellen, die een transformatie uitvoert van de vektor \underline{x} naar de vektor \underline{y} , waarbij \underline{x} de spektrale informatie bevat van het ingangssignaal $x(t)$, en \underline{y} die van het uitgangssignaal $y(t)$:

$$\underline{y} = A \cdot \underline{x}$$

(We reserveren het \cdot teken voor matrixvermenigvuldiging, en het $*$ teken voor skalare vermenigvuldiging).

Enige eigenschappen van A zijn:

- Het systeem voegt geen nieuwe frequenties toe. De frequenties die voorkomen

zijn slechts de grondtoon en zijn hogere harmonischen (frequenties die gehele veelvouden zijn van de grondfrequentie). We maken gebruik van lineaire algebra en kunnen daarom geen intermodulatievervorming, waarbij som- en verschil-frequenties ontstaan, behandelen.

A is daardoor een linksondermatrix (dus $a_{ij} = 0$ voor $j \geq i + 1$) en in het linksonderdeel zijn de elementen $a_{ij} = 0$ waarvoor $i \bmod j \neq 0$.

A heeft dus de volgende vorm:

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & & & & & & & \\ a_{21} & a_{22} & & & & & & \\ a_{31} & 0 & a_{33} & & & & \circ & \\ a_{41} & a_{42} & 0 & a_{44} & & & & \\ a_{51} & 0 & 0 & 0 & a_{55} & & & \\ a_{61} & a_{62} & a_{63} & 0 & 0 & a_{66} & & \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \\ a_{n1} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & a_{nn} \end{bmatrix}$$

- A is een matrix die frequentiegebonden is. We verklaren en illustreren dit met een voorbeeld: bieden we het systeem aan $x(t) = 1 \cdot \cos(w_0 \cdot t)$ (een "schone" cosinus) met $w_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0$ en $f_0 = 200$ Hz, dan kan voor \underline{x} geschreven worden:

$$\underline{x} = 0,5 \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \end{bmatrix}$$

want $X[1] = X^*[-1] = 0,5$.

Laat het systeem bijvoorbeeld een uitgangssignaal

$$y(t) = 0,9930 \cdot \cos(w_0 \cdot t) + 0,0011 \cdot \cos(2 \cdot w_0 \cdot t) \\ + 0,0009 \cdot \sin(2 \cdot w_0 \cdot t)$$

leveren (iets verzwakte grondfrequentie; introductie van een 2^e harmonische)

Voor \underline{y} is dan te schrijven:

waarin $a_{ij} \hat{=} a_{ij} / a_{11}$ voor $1 \leq i, j \leq n$.

A.6.2 Probleemstelling

Gegeven een systeem dat vervormt (fig A6.1), ontwikkel een formule die het spektrum van het uitgangssignaal geeft wanneer het systeem wordt tegengekoppeld (fig A6.2).

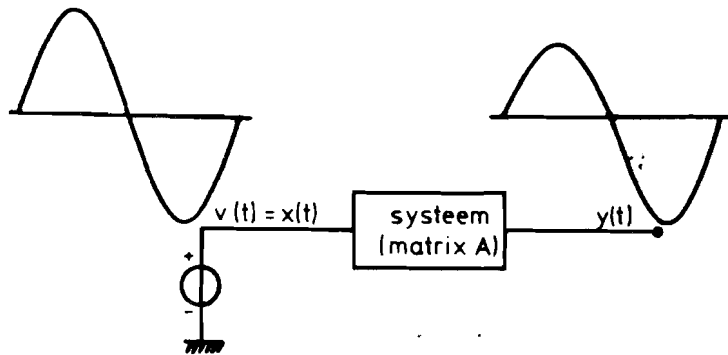


Fig A6.1 Niet tegengekoppeld systeem.

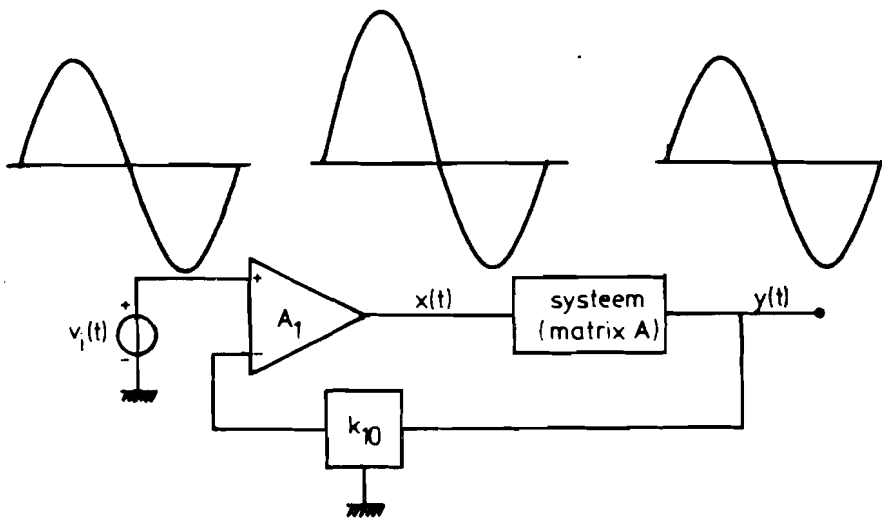


Fig A6.2 Tegengekoppeld systeem.

A.6.3 Berekening van het spektrum van het uitgangssignaal van de eindversterker

Definieren we een matrix A_1 die de versterking van de operationele versterker beschrijft. We gaan ervan uit dat de operationele versterker een overdracht

$$\frac{v_o}{v_{i+} - v_{i-}} = \frac{A_{10}}{1 + p * \tau_{11}}$$

heeft voor het te beschouwen frequentiegebied, en dat deze niet vervormt. A_{10} is de openlusgeleidingspanningsversterking, en τ_{11} is de grootste tijdskonstante. Matrix A_1 is dan een diagonaalmatrix:

$$A_1 = \begin{bmatrix} A(p) & & & & & & \\ & A(2 * p) & & & & & \\ & & A(3 * p) & & & & \\ & & & \cdot & & & \\ & & & & \cdot & & \\ & & & & & \cdot & \\ & & & & & & A(n * p) \end{bmatrix}$$

Geven we nu de signalen $v_1(t)$, $x(t)$ en $y(t)$ de vektoren \underline{v} , \underline{x} en \underline{y} mee, die de spektrale inhoud van de betreffende signalen bevatten, dan kunnen we noteren:

$$\underline{x} = A_1 \cdot (\underline{v} - k_{10} * \underline{y})$$

$$\underline{y} = A \cdot \underline{x}$$

zodat

$$\begin{aligned} \underline{y} &= [k_{10} * A \cdot A_1 + I]^{-1} \cdot A \cdot A_1 \cdot \underline{v} \\ &= k_{10}^{-1} * [I + (k_{10}^{-1}) * [A \cdot A_1]^{-1}] \cdot \underline{v} \end{aligned}$$

Het matrixprodukt $A \cdot A_1$ is gelijk aan:

$$A \cdot A_1 = a_{11} * \begin{bmatrix} A(p) & & & & & & \\ a_{21} \cdot A(p) & A(2 * p) & & & & & \\ a_{31} \cdot A(p) & 0 & A(3 * p) & & & & \\ a_{41} \cdot A(p) & a_{42} \cdot A(2 * p) & 0 & A(4 * p) & & & \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \end{bmatrix}$$

De inverse van $A \cdot A_1$ is:

$$[A \cdot A_1]^{-1} = \frac{1}{a_{11}} * \begin{bmatrix} \frac{1}{A(p)} & & & \\ \frac{-a_{21}}{A(2 * p)} & \frac{1}{A(2 * p)} & & \text{○} \\ \frac{-a_{31}}{A(3 * p)} & 0 & \frac{1}{A(3 * p)} & \\ \frac{-a_{41}}{A(4 * p)} & \frac{-a_{42}}{A(4 * p)} & 0 & \frac{1}{A(4 * p)} \end{bmatrix}$$

Wanneer we bedenken dat voor de operationele versterker geldt $|A(n * p)| \gg 1$ voor $|n * p|$ in het beschouwde hoekfrequentiegebied, dan is het duidelijk dat de elementen van $k_{10}^{-1} * [A \cdot A_1]^{-1}$ in absolute waarde zeer klein zijn ten opzichte van 1, ofwel $\| k_{10}^{-1} * [A \cdot A_1]^{-1} \| \ll 1$. ($\| M \|$ is de norm van matrix M). We kunnen de matrix $k_{10}^{-1} * [A \cdot A_1]^{-1}$ daarom opvatten als een stoormatrix E_1 en gebruik maken van mathematische storingsrekening.

In het algemeen geldt voor de inverse $I + E_2$ van de matrix $I + E_1$ dat:

$$[I + E_2] \cdot [I + E_1] = I$$

$$I + E_2 + E_1 + E_2 \cdot E_1 = I$$

$$E_2 = -E_1 \cdot [I + E_1]^{-1}$$

$$\| E_2 \| = \| -E_1 \cdot [I + E_1]^{-1} \|$$

$$\leq \| E_1 \| * \| [I + E_1]^{-1} \|$$

$$\leq \| E_1 \| * \frac{1}{1 - \| E_1 \|}$$

Indien $\| E_1 \| \ll 1$ dan geldt $\| E_2 \| \approx \| E_1 \|$ en dus ook

$$E_2 \approx -E_1$$

Kortom, voor \underline{y} geldt in goede benadering

$$\underline{y} = k_{10}^{-1} * [I - k_{10}^{-1} * [A \cdot A_1]^{-1}] \cdot \underline{v}$$

Is $v_1(t) = 2 * \hat{v} * \cos(w * t)$ met spektrum

$$\underline{v} = \begin{bmatrix} \hat{v} \\ 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \end{bmatrix}$$

dan is het spektrum van $y(t)$ nagenoeg gelijk aan de eerste kolom van de matrix

$$\hat{v} * k_{10}^{-1} * [I - k_{10}^{-1} * [A \cdot A_1]^{-1}]$$

dus

$$\underline{y} \approx \frac{1}{k_{10}} * \hat{v} * \begin{bmatrix} 1 - \frac{1}{k_{10} * a_{11} * A(p)} \\ \frac{a_{21}'}{k_{10} * a_{11} * A(2 * p)} \\ \frac{a_{31}'}{k_{10} * a_{11} * A(3 * p)} \\ \frac{a_{41}'}{k_{10} * a_{11} * A(4 * p)} \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix}$$

Voor hoekfrequenties $w \ll \frac{k_{10} * a_{11} * A_{10}^{-1}}{\tau_{11}}$, (in de praktijk zeker het geval) gaat dit spektrum over in:

$$\underline{y} = \frac{\hat{v}}{k_{10}^2 * a_{11} * A_{10}} * \begin{bmatrix} k_{10} * a_{11} * A_{10} \\ a_{21}' * (1 + 2 * p * \tau_{11}) \\ a_{31}' * (1 + 3 * p * \tau_{11}) \\ \cdot \\ \cdot \\ a_{n1}' * (1 + n * p * \tau_{11}) \end{bmatrix}$$

a_{n1} , het element uit de n^e rij, 1^e kolom van de matrix A, is in appendix 3

bepaald onder de naam $V[n]$. Verder is $a_{nl} \hat{=} a_{nl} / a_{11}$ voor $|n| \geq 2$.

$$a_{nl} \hat{=} \begin{cases} 0 & n \text{ oneven, } |n| \neq 1 \\ \frac{1-b}{1+b} * \frac{1}{n^2-1} * \frac{4}{j * \pi} * \hat{v} & n \text{ even, } |n| \geq 2 \end{cases}$$

$$a_{11} = j * \frac{1+b}{4} * \hat{v}$$

Het spektrum van $y(t)$, opgeslagen in de vektor \underline{y}

$$\underline{y} = \begin{bmatrix} Y[1] \\ Y[2] \\ Y[3] \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ Y[n] \end{bmatrix}$$

is nu :

$$|Y[n]| = \begin{cases} \frac{\hat{v}}{k_{10}} & |n| = 1 \\ \frac{\hat{v}}{k_{10}^2 * A_{10}} * \frac{1-b}{(1+b)^2} * \frac{16}{\pi} * \frac{\sqrt{1+n^2 * w^2 * \tau_{11}^2}}{n^2-1} & n \text{ even en } \neq 0 \end{cases}$$

Voor $f \gg f_{11} / 2$ gaat dit over in

$$|Y[n]| = \begin{cases} \frac{\hat{v}}{k_{10}} & |n| = 1 \\ \frac{\hat{v} * f}{k_{10}^2 * A_{10} * f_{11}} * \frac{1-b}{(1+b)^2} * \frac{16}{\pi} * \frac{n}{n^2-1} & n \text{ even en } \neq 0 \end{cases}$$

A.6.4 Berekening van de harmonische vervorming van de eindversterker

De totale harmonische vervorming d in signaal $y(t)$ is gedefinieerd als (zie ook appendix 3):

$$d = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} |Y[n]|^2}{|Y[1]|^2}}$$

Invullen van $Y[n]$ levert:

$$d = \frac{16}{\pi} * \frac{1}{A_{10} * k_{10}} * \frac{1-b}{(1+b)^2} * \sqrt{\sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} \frac{1+n^2 * \omega^2 * \tau_{11}^2}{(n^2-1)^2}}$$

Voor $f \gg 0,5 * f_{11}$ geldt:

$$1 + n^2 * \omega^2 * \tau_{11}^2 \approx n^2 * \omega^2 * \tau_{11}^2$$

zodat

$$d = \frac{16}{\pi} * \frac{f}{A_{10} * k_{10} * f_{11}} * \frac{1-b}{(1+b)^2} * \sqrt{\sum_{i=1,2,3,\dots}^{\infty} \frac{4 * i^2}{(4 * i^2 - 1)^2}}$$

Nu is

$$\frac{1}{4 * i^2} \leq \frac{4 * i^2}{(4 * i^2 - 1)^2} \leq \frac{4}{9 * i^2}$$

en, volgens [7]:

$$1 + \frac{1}{2^2} + \frac{1}{3^2} + \frac{1}{4^2} + \dots = \frac{\pi^2}{6}$$

We vinden dus:

$$M \leq d \leq \frac{4}{3} * M$$

met

$$\begin{aligned} M &= \frac{f}{A_{10} * k_{10} * f_{11}} * \frac{1-b}{(1+b)^2} * \frac{8}{\sqrt{6}} \\ &= \frac{f}{A_{10} * k_{10} * f_{11}} * \frac{1 + g_{m1} * R_L}{(1 + 2 * g_{m1} * R_L)^2} * \frac{8}{\sqrt{6}} \end{aligned}$$

A.7 Gelijkspanningsversterking van de eerste trap

A.7.1 Knooppuntimpedanties

Het is voor een juist begrip van het gedrag van de versterkertrap (fig A7.1) noodzakelijk een indruk te krijgen van de impedanties van de verschillende knooppunten ten opzichte van aarde. We definiëren: Z_n is de impedantie van knooppunt n naar aarde.

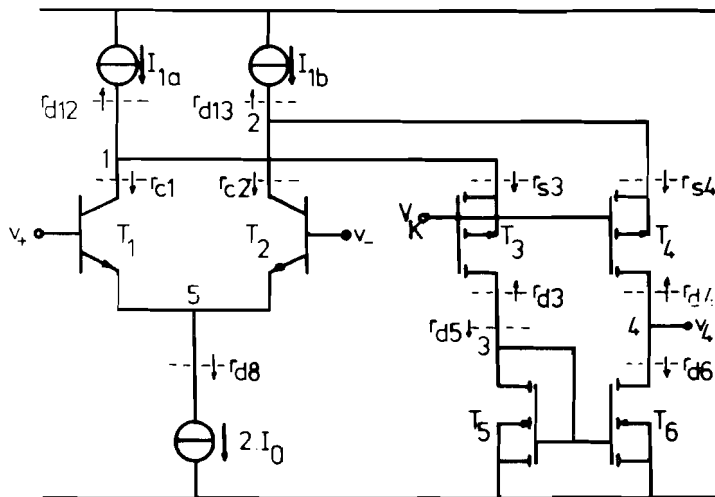


Fig A7.1 Principe van de eerste trap.

Voor berekening van de gelijkspanningsversterking veronderstellen we de frequentie van signalen zo laag, dat de invloed van capaciteiten in het schema te verwaarlozen is, en dat de transistoren T_1 en T_2 , respectievelijk T_3 en T_4 , T_5 en T_6 paarsgewijze gelijk zijn en steilheden $g_{m1,2}$, respectievelijk $g_{m3,4}$ en $g_{m5,6}$ hebben.

Om allereerst de knooppuntimpedanties te bepalen veronderstellen we $v_{in+} = v_{in-} = 0$ V.

De ingangsimpedantie r_{d5} van de stroomspiegel is de impedantie van de als "diode" geschakelde transistor T_5 : $r_{d5} = 1 / g_{m5,6}$.

De uitgangsimpedantie van de stroomspiegel is $r_{d6} = \mu_{5,6} / g_{m5,6}$.

De ingangs- of sourceimpedantie van de kaskodetransistor T_3 is dan:

$$r_{s3} = \frac{1}{\mu_{3,4} + 1} * \left(\frac{\mu_{3,4}}{g_{m3,4}} + r_{d5} \right) \approx \frac{1}{g_{m3,4}}$$

De ingangs- of sourceimpedantie van de kaskodetransistor T_4 is gelijk aan:

$$r_{s4} = \frac{1}{\mu_{3,4} + 1} * \left(\frac{\mu_{3,4}}{g_{m3,4}} + r_{d6} \right) \approx \frac{1}{g_{m3,4}} + \frac{\mu_{5,6}}{\mu_{3,4}} * \frac{1}{g_{m5,6}}$$

De uitgangs- of kollektorimpedantie r_{c1} (resp r_{c2}) van de ingangstransistor T_1 (resp T_2) en de impedantie r_{d12} (resp r_{d13}) van de stroombronnen I_{1a} (resp I_{1b}) zijn beide veel hoger dan r_{s3} (resp r_{s4}), zodat we konkluderen mogen dat de impedantie op knooppunt 1 ongeveer gelijk is aan $r_1 = r_{s3}$, en die op knooppunt 2 ongeveer gelijk is aan $r_2 = r_{s4}$.

Wanneer we bedenken dat de impedantie r_{d8} van de staartstroombron I_0 vele malen groter is dan $1 / g_{m1,2}$, en dat de versterkingsfaktor $\mu_{1,2}$ van de ingangstransistoren groot is, zodat de kollektorimpedanties r_1 en r_2 teruggerekend naar de emitters verwaarloosbaar klein zijn ten opzichte van $1 / g_{m1,2}$, en dat de basisweerstand van T_1 en T_2 veel kleiner zijn dan $\beta_{1,2} / g_{m1,2}$, is eenvoudig in te zien dat de impedantie op knooppunt 5 gelijk is aan $r_5 = 1 / (2 * g_{m1,2})$.

De uitgangsimpedantie r_{d3} (resp r_{d4}) van T_3 (resp T_4) is:

$$\frac{\mu_{3,4}}{g_{m3,4}} + (\mu_{3,4} + 1) * r_a$$

waarin r_a de parallelschakeling van r_{c1} (resp r_{c2}) en r_{d12} (resp r_{d13}) is, en is dus zeer hoog ten opzichte van r_{d5} (resp r_{d6}), zodat we mogen konkluderen dat de impedantie op knooppunt 3 ongeveer gelijk is aan $r_3 = r_{d5} = 1 / g_{m5,6}$ en die op knooppunt 4 ongeveer gelijk aan $r_4 = r_{d6} = \mu_{5,6} / g_{m5,6}$.

We zien dus dat de uitgangsimpedantie van de eerste trap, zijnde r_4 , hoog is.

A.7.2 Berekening van de gelijkspanningsversterking

Wanneer een spanning v_{in} wordt aangebracht tussen de ingangsklemmen (dus $v_+ - v_- = v_{in}$), voert T_1 een kollektorstroom $i_{c1} = 0,5 * g_{m1,2} * v_{in}$ en T_2 een kollektorstroom $i_{c2} = - 0,5 * g_{m1,2} * v_{in}$, zodat op de knooppunten 1 en 2 een spanning $v_1 = - i_{c1} * r_1 = - 0,5 * g_{m1,2} * r_{s3} * v_{in}$ respectievelijk $v_2 = 0,5 * g_{m1,2} * r_{s4} * v_{in}$ ontstaat.

De versterking op knooppunt 1 is :

$$- 0,5 * \frac{g_{m1,2}}{g_{m3,4}}$$

en op knooppunt 2:

$$+ 0,5 * g_{m1,2} * \left(\frac{1}{g_{m3,4}} + \frac{\mu_{5,6}}{\mu_{3,4}} * \frac{1}{g_{m5,6}} \right)$$

Deze waarden hoeven niet hoog te zijn, zodat er geen problemen ontstaan met de Millerwerking van de kollektor-basis capaciteiten van T_1 en T_2 .

De beide kollektorstromen i_{c1} en i_{c2} zullen door de kaskodetransistoren T_3 en T_4 lopen, omdat, zoals we gezien hebben, de impedanties op de knooppunten 1 en 2 bepaald worden door de kaskodetransistoren T_3 en T_4 en niet door de stroombronnen I_{1a} en I_{1b} of de ingangstransistoren T_1 en T_2 .

De kollektorstroom i_{c1} veroorzaakt op knooppunt 3 een spanning $v_3 = -i_{c1} * r_3$, zodat de versterking op knooppunt 3 gelijk is aan:

$$- 0,5 * \frac{g_{m1,2}}{g_{m5,6}}$$

De spanning v_3 wordt in de uitgangstransistor T_6 van de stroomspiegel $-g_{m5,6} * r_4 = -\mu_{5,6}$ maal versterkt, zodat de versterking op knooppunt 4 ten gevolge van i_{c1} gelijk is aan:

$$+ 0,5 * g_{m1,2} * \frac{\mu_{5,6}}{g_{m5,6}}$$

De kollektorstroom i_{c2} van T_2 veroorzaakt op knooppunt 4 een spanning $-i_{c2} * r_4 = -i_{c2} * r_{d6}$. De versterking op knooppunt 4 ten gevolge van i_{c2} is dus eveneens:

$$+ 0,5 * g_{m1,2} * \frac{\mu_{5,6}}{g_{m5,6}}$$

Voor de versterking van de eerste trap volgt dan, gebruik makend van het superpositiebeginsel:

$$\frac{v_4}{v_{in}} = g_{m1,2} * \frac{\mu_{5,6}}{g_{m5,6}}$$

A.8 Invloeden van capaciteiten op de versterking

A.8.1 Dominante pool; invloed van C_{gd6}

T_6 heeft een hoge versterking voor gelijkspanning: $-\mu_{5,6}$ maal (zie appendix 7). Men zou daarom kunnen verwachten dat de drain-gate capaciteit C_{gd6} van T_6 door Millerwerking een forse tijdconstante op knooppunt 3 oplevert, en daarom een laagfrequente pool in de overdracht oplevert.

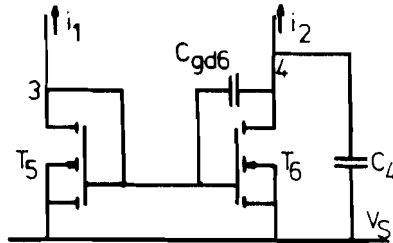


Fig A8.1 Situatie rond de stroomspiegel T_5, T_6 .

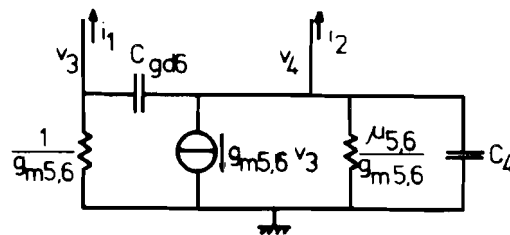


Fig A8.2 Model voor berekening van de invloed van C_{gd6} en C_4 .

Berekening van het netwerk uit fig A8.1, gemodelleerd met behulp van fig A8.2, levert op:

$$v_4 = \frac{\frac{\mu_{5,6}}{g_{m5,6}} * [(1 - p * \frac{1}{g_{m5,6}} * C_{gd6}) * i_1 - (1 + p * \frac{1}{g_{m5,6}} * C_{gd6}) * i_2]}{[1 + p * \frac{1}{g_{m5,6}} * \frac{C_{gd6} * C_4}{2 * C_{gd6} + C_4}] * [1 + p * \frac{\mu_{5,6}}{g_{m5,6}} * (2 * C_{gd6} + C_4)]}$$

De dominante pool is de tweede faktor in de noemer: de bijbehorende tijdconstante wordt gevormd door C_4 parallel aan $2 * C_{gd6}$, samenwerkend met de weerstand $r_{d6} = \mu_{5,6} / g_{m5,6}$. De faktor 2 ligt voor de hand: een stroom i_q van knooppunt 4 door C_{gd6} naar knooppunt 3 kan alleen door $r_3 = 1 / g_{m5,6}$ naar aarde lopen en wordt door T_6 omgespiegeld in een stroom i_q , zodat er $2 * i_q$ wegloopt uit knooppunt 4.

Nu wordt C_4 opzettelijk aangebracht en C_{gd6} niet. We mogen dus aannemen dat C_4

>> C_{gd6} en dan gaat de formule over in:

$$v_4 = \frac{\frac{\mu_{5,6}}{g_{m5,6}} * [(1 - p * \frac{1}{g_{m5,6}} * C_{gd6}) * i_1 - (1 + p * \frac{1}{g_{m5,6}} * C_{gd6}) * i_2]}{[1 + p * \frac{1}{g_{m5,6}} * C_{gd6}] * [1 + p * \tau_4]} =$$

$$= \frac{\frac{\mu_{5,6}}{g_{m5,6}}}{1 + p * \tau_4} * \left\{ \frac{1 - p * \frac{1}{g_{m5,6}} * C_{gd6}}{1 + p * \frac{1}{g_{m5,6}} * C_{gd6}} * i_1 - i_2 \right\}$$

waarin $\tau_4 \cong \frac{\mu_{5,6}}{g_{m5,6}} * C_4$

We zien in deze formule dat i_1 en i_2 de pool $1 / \tau_4$ ondervinden. Verder ondervindt i_2 geen invloed van C_{gd6} (omdat $C_4 \gg C_{gd6}$). In de overdracht van i_1 naar v_4 is er een pool ter grootte $g_{m5,6} / C_{gd6}$, veroorzaakt door de ingangsweerstand $1 / g_{m5,6}$ van T_5 en C_{gd6} die in serie met $C_4 \gg C_{gd6}$ ongeveer als $1 * C_{gd6}$ meetelt, en verder een nulpunt in het rechter halfvlak ter grootte $g_{m5,6} / C_{gd6}$, veroorzaakt door capacitieve koppeling via C_{gd6} naar knooppunt 4, waarbij $g_{m5,6}$ de steilheid van T_6 is (zie voor een nulpunt in het rechter halfvlak ook paragraaf A.4.3 in appendix 4).

A.8.2 Niet-dominante polen en nulpunten

In de praktijk is er naast C_{gd6} een capaciteit C_3 van knooppunt 3 naar aarde aanwezig, bestaande uit meerdere transistorcapaciteiten. Wanneer we C_3 in de berekening meenemen, en aannemen $C_3 \ll C_4$, dan breidt de pool die i_1 ondervindt zich uit tot $g_{m5,6} / (C_{gd6} + C_3)$ zodat:

$$v_4 = \frac{\frac{\mu_{5,6}}{g_{m5,6}}}{1 + p * \tau_4} * \left\{ \frac{1 - p * \frac{1}{g_{m5,6}} * C_{gd6}}{1 + p * \frac{1}{g_{m5,6}} * (C_3 + C_{gd6})} * i_1 - i_2 \right\}$$

Definieren we vast $\tau_3 \cong C_3 / g_{m5,6}$.

Op geen andere plaats dan bij de ingangstransistoren kan een transistorcapaciteit nog Millerwerking opleveren, zodat we onze beschouwing vervolgen door

capaciteiten aan te brengen van de resterende knooppunten 1, 2 en 5 naar aarde. Capaciteit C_1 van knooppunt 1 naar aarde zorgt ervoor dat een deel van i_{c1} naar aarde wordt afgevoerd. De bijbehorende tijdconstante is $\tau_1 \cong r_1 * C_1 = C_1 / g_{m3,4}$, zodat :

$$i_1 = \frac{1}{1 + p * \tau_1} * i_{c1}$$

Merk op dat, omdat de ingangsweerstand r_{d5} van T_5 laag is, op de source van T_3 niets gemerkt wordt van het aanbrengen van C_3 . Dit geldt op het eerste gezicht niet voor de source van T_4 omdat de uitgangsweerstand van T_6 groot is. Capaciteit C_2 van knooppunt 2 naar aarde verandert de impedantie op de source van T_4 , die door het aanbrengen van C_4 al was veranderd in:

$$Z_{s4} = \frac{1}{g_{m3,4}} + \frac{1}{\mu_{3,4}} * Z_4$$

[waarin $Z_4 = r_4 / (1 + p * \tau_4)$], in

$$\begin{aligned} Z_2 &= Z_{s4} // C_2 \\ &= \frac{1}{g_{m3,4}} * h * \frac{1 + p * \tau_4 / h}{(1 + p * \tau_2) * (1 + p * \tau_4)} \end{aligned}$$

waarin $h \cong 1 + \frac{\mu_{5,6}}{\mu_{3,4}} * \frac{g_{m3,4}}{g_{m5,6}}$

en $\tau_2 \cong C_2 / g_{m3,4}$

De versterking $- i_{c2} * Z_2 / v_{in}$ op knooppunt 2 heeft dus ten gevolge van C_4 een nulpunt en een pool gekregen, die een faktor h uit elkaar liggen, en ten gevolge van C_2 een pool.

Bij berekening blijkt de stroom i_2 , die door T_4 gaat, gelijk te zijn aan:

$$i_2 = \frac{1}{1 + p * \tau_2} * i_{c2}$$

en hier ontstaan geen polen of nulpunten ten gevolge van C_4 !

Nu zal $\tau_1 \cong \tau_2$ zijn (zie de symmetrie van de schakeling) en de overdracht

wordt daarmee:

$$v_4 = \frac{\mu_{5,6}}{g_{m5,6}} * \frac{1}{1 + p * \tau_4} * \frac{1}{1 + p * \tau_2} * \left[\frac{1 - p * \frac{C_{gd6}}{g_{m5,6}}}{1 + p * \frac{C_3 + C_{gd6}}{g_{m5,6}}} * i_{c1} - i_{c2} \right]$$

Capaciteit C_5 van knooppunt 5 naar aarde legt de emitters van de ingangstransistoren voor hoge frequenties aan aarde. Voor i_{c2} betekent dit dat de bijdrage van v_+ tot 0 zakt en de bijdrage van v_- een faktor 2 stijgt, omdat de emitterweerstand van T_2 , zijnde $1 / g_{m1,2}$ van T_1 , door C_5 voor hoge frequenties kortgesloten wordt.

$$i_{c2} = \frac{g_{m1,2}}{2} * \left[\frac{1 + p * \tau_5}{1 + p * 0,5 * \tau_5} * v_- - \frac{1}{1 + p * 0,5 * \tau_5} * v_+ \right]$$

$$i_{c1} = \frac{g_{m1,2}}{2} * \left[\frac{1 + p * \tau_5}{1 + p * 0,5 * \tau_5} * v_+ - \frac{1}{1 + p * 0,5 * \tau_5} * v_- \right]$$

met $\tau_5 \hat{=} C_5 / g_{m1,2}$

v_+ en v_- hebben een deel v_{cm} gemeenschappelijk, en een deel v_{dm} verschil (cm = Common Mode; dm = Differential Mode):

$$v_{cm} \hat{=} (v_+ + v_-) / 2$$

$$v_{dm} \hat{=} v_+ - v_-$$

zodat $v_+ = v_{cm} + 0,5 * v_{dm}$

$$v_- = v_{cm} - 0,5 * v_{dm}$$

We kunnen dit doorvoeren in de formules voor i_{c1} en i_{c2} :

$$i_{c1} = \frac{g_{m1,2}}{2} * \left(v_{dm} + \frac{p * \tau_5}{1 + p * 0,5 * \tau_5} * v_{cm} \right)$$

$$i_{c2} = \frac{g_{m1,2}}{2} * \left(\frac{p * \tau_5}{1 + p * 0,5 * \tau_5} * v_{cm} - v_{dm} \right)$$

Nu is $\frac{\tau_3}{\tau_5} = \frac{C_3}{g_{m3,4}} * \frac{g_{m1,2}}{C_5} \gg 1$ (minstens een faktor 5)

zodat i_{c1} en i_{c2} voor hoekfrequenties in de buurt van $1 / \tau_3$ nog behoorlijk in tegenfase zijn: we mogen $i_{c1} = -i_{c2}$ invullen in de formule voor v_4 , zodat deze wordt:

$$\frac{\frac{\mu_{5,6}}{g_{m5,6}}}{1 + p * \tau_4} * \frac{1}{1 + p * \tau_2} * \frac{1 + p * \frac{C_3}{2 * g_{m5,6}}}{1 + p * \frac{C_3 + C_{gd6}}{g_{m5,6}}} * (v_{dm} - \frac{p * \tau_5}{1 + p * \frac{\tau_5}{2}} v_{cm})$$

en omdat meestal $C_3 \gg C_{gd6}$ (C_3 bestaat uit meerdere transistorcapaciteiten):

$$v_4 = \frac{g_{m1,2} * \frac{\mu_{5,6}}{g_{m5,6}}}{1 + p * \tau_4} * \frac{1}{1 + p * \tau_2} * \frac{1 + p * 0,5 * \tau_3}{1 + p * \tau_3} * (v_{dm} - \frac{p * \tau_5}{1 + p * 0,5 * \tau_5} * v_{cm})$$

onder de aannamen $\tau_5 \ll \tau_3$ en $\tau_1 \approx \tau_2$.

$$v_o = \frac{A_0}{1 + p * \tau_{4}} * \frac{1}{1 + p * \tau_{2}} * \frac{1 + p * 0,5 * \tau_{3}}{1 + p * \tau_{3}} * \left[\frac{1}{1 + p * 0,5 * \tau_{5}} * v_{+} - \frac{1 + p * \tau_{5}}{1 + p * 0,5 * \tau_{5}} * v_{-} \right]$$

met $A_0 = g_{m1,2} * \frac{\mu_{5,6}}{g_{m5,6}}$

$$\tau_{4} = \frac{\mu_{5,6}}{g_{m5,6}} * C_4$$

$$\tau_{2} = \frac{1}{g_{m3,4}} * C_2$$

$$\tau_{3} = \frac{1}{g_{m5,6}} * C_3$$

$$\tau_{5} = \frac{1}{g_{m1,2}} * C_5$$

en C_n de capaciteiten van knooppunt n naar aarde.

De volgende aannamen zijn daarbij gedaan:

$$\tau_{1} \cong \frac{1}{g_{m3,4}} * C_1 \approx \tau_{2}$$

$$\tau_{5} \ll \tau_{3} \quad (\text{minstens een faktor 5})$$

De signaalbron is aangesloten op v_{+} , behalve bij de meting van paragraaf A9.5, waar ook op v_{-} gestuurd wordt.

v_o wordt hoogohmig gemeten op de uitgang van de sourcevolger T_{14} , die een versterking van 1 heeft tot de hoogste frequentie waarbij gemeten is.

A.9.2 Dominante pool en gelijkspanningsversterking

Fig A9.2 geeft twee frequentiekaracteristieken zonder dat er een externe capaciteit is aangebracht op knooppunt 4, en één met $C_{4,ext} = 47$ pF.

Karakteristiek a: $C_{4,ext} = 0$ pF.

Meting: $A_{0,a} = 300$
 $f_{4,a} = 50$ kHz
 $R_{uit,a} = 300$ kOhm

Theorie: $A_{0,a} = g_{m1,2} * \mu_{5,6} / g_{m5,6} = \mu_{5,6}$
 $f_{4,a} = g_{m5,6} / (2 * \pi * C_4 * \mu_{5,6})$
 $R_{uit,a} = \mu_{5,6} / g_{m5,6}$

zodat

$$g_{m5,6} = g_{m1,2} = A_{0,a} / R_{uit,a}$$

$$C_4 = 1 / (2 * \pi * R_{uit,a} * f_{4,a})$$

Dit levert op:

$$g_{m1,2} = g_{m5,6} = 1 \text{ mA/V}$$

$$\mu_{5,6} = 300$$

$$C_{4,int} = 10,6 \text{ pF}$$

Karakteristiek b is opgenomen met een gedegenererde stroomspiegel met degeneratieweerstanden $R = 4,7 \text{ k}\Omega$, waardoor de effectieve steilheid van de stroomspiegeltransistoren afneemt tot:

$$g_{m5,6,eff} = g_{m5,6} / (1 + g_{m5,6} * R)$$

Meting: $A_{0,b} = 1200$
 $f_{4,b} = 12 \text{ kHz}$

Theorie: $A_{0,b} = A_{0,a} * (1 + g_{m5,6} * R)$
 $f_{4,b} = f_{4,a} / (1 + g_{m5,6} * R)$

De faktor $1 + g_{m5,6} * R$ bedraagt theoretisch 5,7. De gemeten verhoging van A_0 , respectievelijk de verlaging van f_4 bedraagt een faktor 4.

Vermoedelijke oorzaak: De uitgangsimpedantie op knooppunt 4 wordt niet alleen door de stroomspiegel bepaald, zoals in appendix 7 beargumenteerd. Dit komt omdat de $\mu_{3,4}$ van de kaskodetransistoren T_3 en T_4 niet erg hoog is (niet zo hoog als die van de EPMOS transistoren, waarvan appendix 7 uitgaat).

Karakteristiek c is opgenomen met $C_{4,ext} = 47 \text{ pF}$. De eerste pool moet in theorie dan zakken tot

$$f_{4,c} = \frac{C_{4,int}}{C_{4,int} + C_{4,ext}} * f_{4,a} = 9,15 \text{ kHz}$$

Meting: $f_{4,c} = 9 \text{ kHz}$.

Uitstekende overeenstemming!

A.9.3 Capaciteit C3 op de ingang van de stroomspiegel

Capaciteit C_3 van knooppunt 3 naar aarde is verantwoordelijk voor de faktor $(1 + p * 0,5 * \tau_3) / (1 + p * \tau_3)$ in de overdracht.

Fig A9.3b geeft de overdracht met $C_{3,ext} = 4,7 \text{ nF}$, $C_{4,ext} = 47 \text{ pF}$.

Fig A9.3c geeft het verschil met de karakteristiek A9.3a (= fig A9.2c), waarvoor geldt $C_{3,ext} = 0 \text{ F}$, $C_{4,ext} = 47 \text{ pF}$, zodat de zojuist aangegeven faktor zichtbaar wordt.

In theorie moet de -3 dB frequentie zijn (zie paragraaf 5.3, fig 5.5):

$$f_{-3 \text{ dB}} = \frac{\sqrt{2}}{2 * \pi * \tau_{3,ext}} = \frac{g_{m5,6} * \sqrt{2}}{2 * \pi * C_3} = 48 \text{ kHz}$$

Uit de grafiek c lezen we af $f_{-3 \text{ dB}} = 65 \text{ kHz}$.

De overeenstemming is niet geweldig. De vermoedelijke oorzaak is dezelfde als gegeven in paragraaf A.9.2.

A.9.4 Capaciteit C2 op de source van kaskodetransistor T4

Capaciteit C_2 van knooppunt 2 naar aarde veroorzaakt volgens de gegeven formule een pool in de overdracht bij $\omega = g_{m3,4} / C_2$.

In appendix 8 is aangenomen dat $C_1 \approx C_2$. In de meting is C_1 weggelaten, maar is op knooppunt 3 een grote $C_{3,ext} = 120 \text{ nF}$ aangebracht om ervoor te zorgen dat i_{c1} niet meer bijdraagt aan de versterking voor hoekfrequenties waarbij de pool 1 / $\tau_{2,ext}$ merkbaar wordt. Dit heeft hetzelfde effect.

Fig A9.4a geeft de overdracht voor $C_{4,ext} = 47 \text{ pF}$, $C_{3,ext} = 120 \text{ nF}$ en $C_{2,ext} = 0$, en fig A9.4b voor $C_{4,ext} = 47 \text{ pF}$, $C_{3,ext} = 120 \text{ nF}$ en $C_{2,ext} = 600 \text{ pF}$.

Fig A9.4c geeft het verschil tussen de a- en de b-karakteristiek en moet dus theoretisch een overdracht $1 / (1 + p * \tau_{2,ext})$ hebben.

Voor de steilheid $g_{m3,4}$ van de kaskodetransistoren T_3 en T_4 is opgegeven $g_{m3,4} = 1,5 \text{ mA/V}$ bij $I_D = 1 \text{ mA}$. Bij een drainstroom $I_D = 100 \mu\text{A}$ is dat dus een factor $\sqrt{10} \approx 3$ lager dus $g_{m3,4} = 0,5 \text{ mA/V}$, hetgeen theoretisch betekent $f_2 = g_{m3,4} / (2 * \pi * C_2) = 133 \text{ kHz}$.

De meting geeft 150 kHz. Goede overeenstemming dus.

A.9.5 Capaciteit C5 over de staartstroombron

Capaciteit C_5 van knooppunt 5 naar aarde geeft volgens de gegeven formule een verschil in de versterking van plusingang naar uitgang (fig A9.5b) en van miningang naar uitgang (fig A9.5a), ervan uitgaande dat de stroomspiegel al "dood" is, ofwel $\tau_{3,ext} \gg \tau_{5,ext}$ veronderstellende.

Het quotient van v_o / v_+ en v_o / v_- (fig A9.5c) moet volgens de formule de overdracht $1 / (1 + p * \tau_{5,ext})$ hebben.

C_5 had bij de metingen een waarde 5,1 nF en C_3 een waarde 120 nF.

Theorie: $\tau_5 = C_5 / g_{m1,2}$

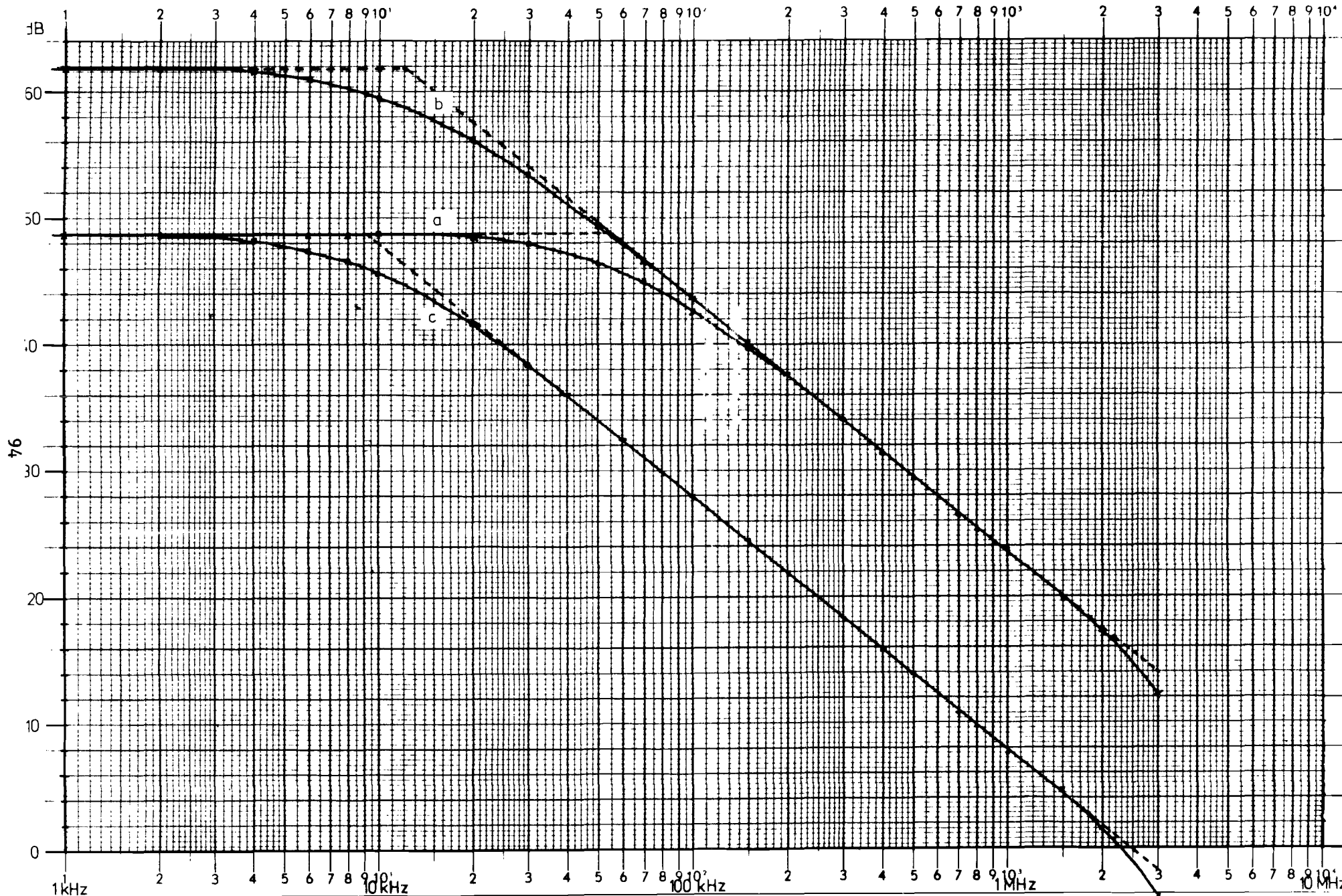
$g_{m1,2} = 1 \text{ mA/V}$ (zie paragraaf A.9.2)

dus $f_5 = 1 / (2 * \pi * \tau_5) = 31 \text{ kHz}$

Meting: $f_5 = 32 \text{ kHz}$

Wederom uitstekende overeenstemming!

Fig A9.2 Dominante pool



Aanzet tot een geïntegreerde MOST-audioversterker

Fig A93 Stroomspiegel

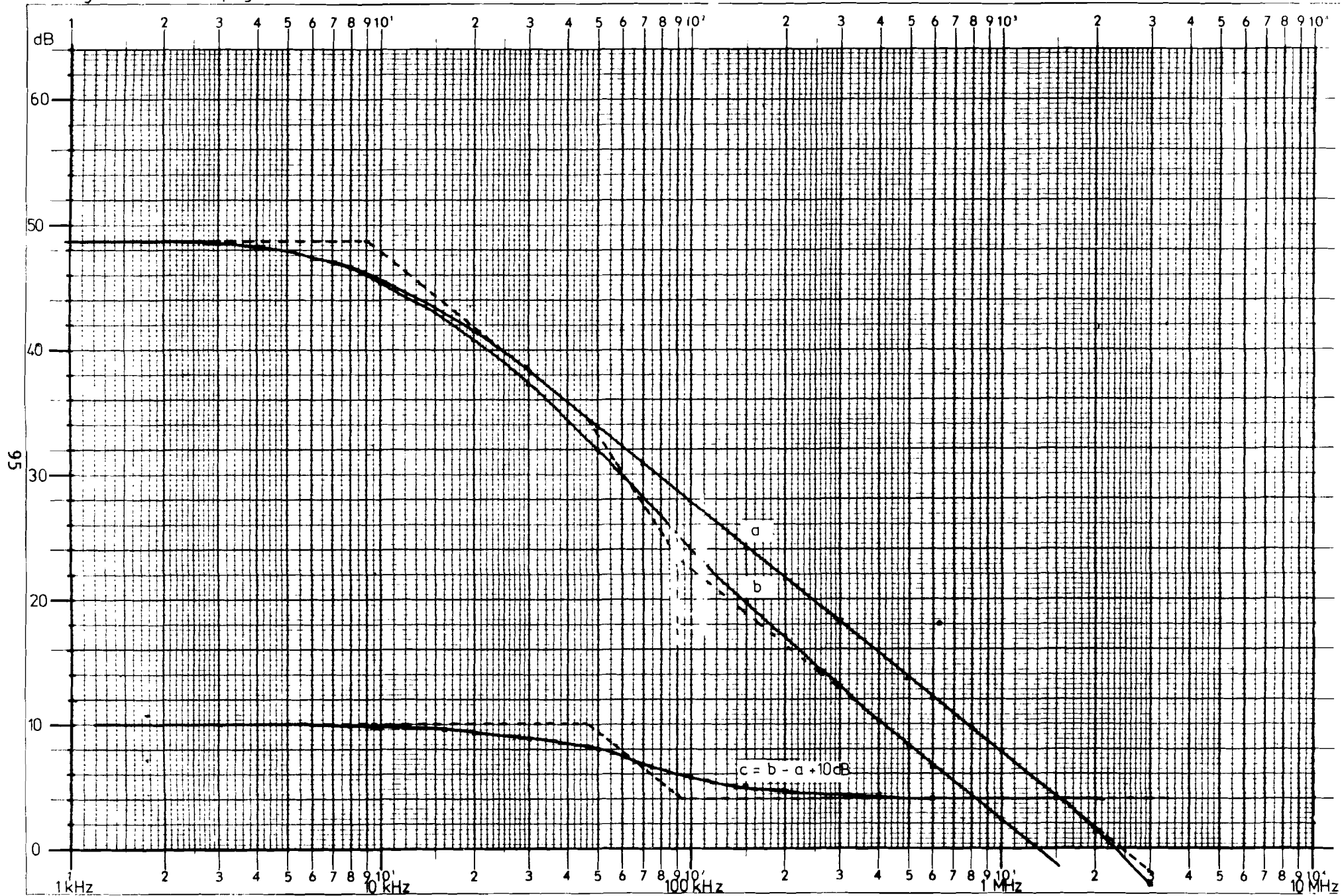
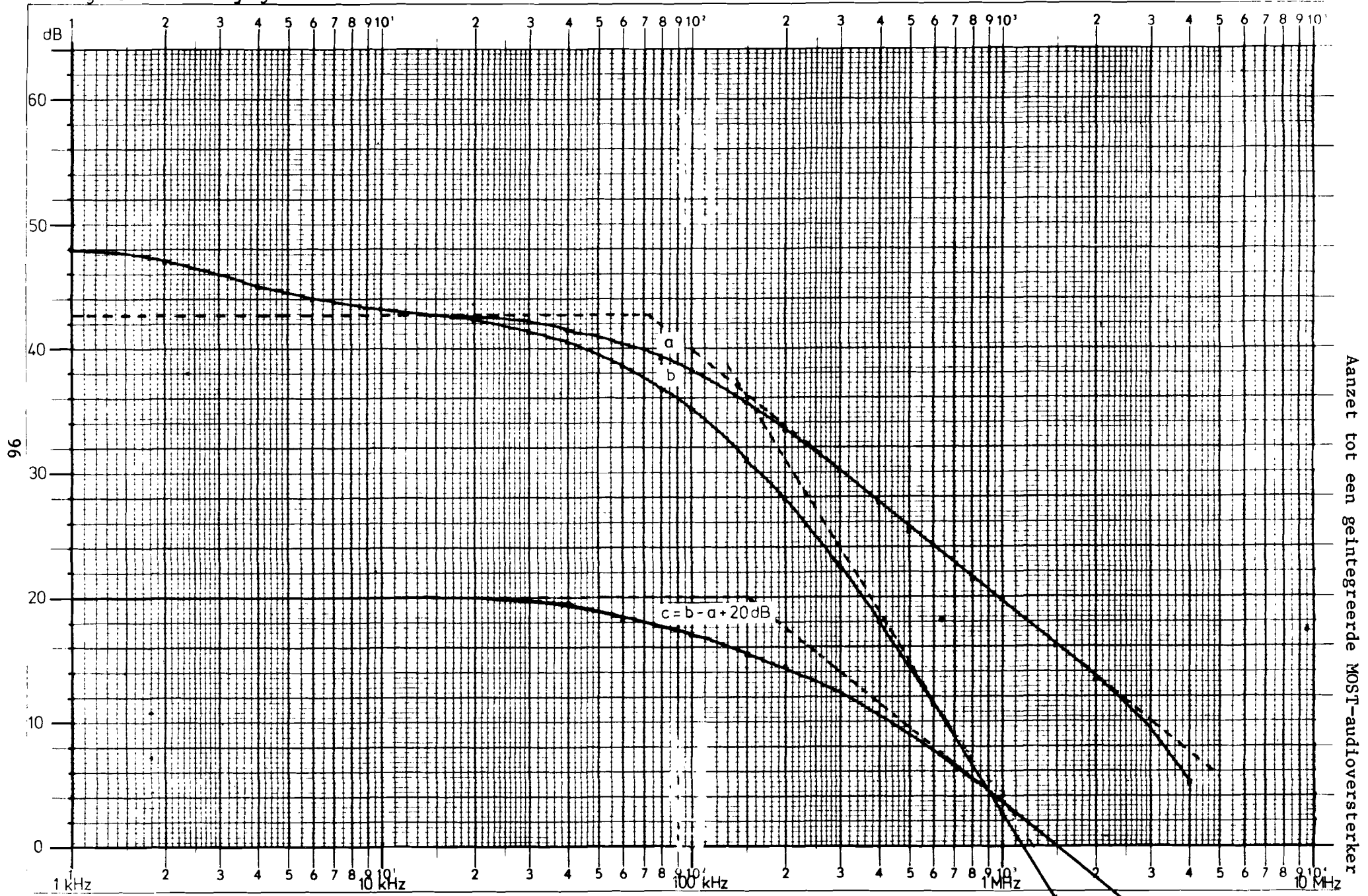
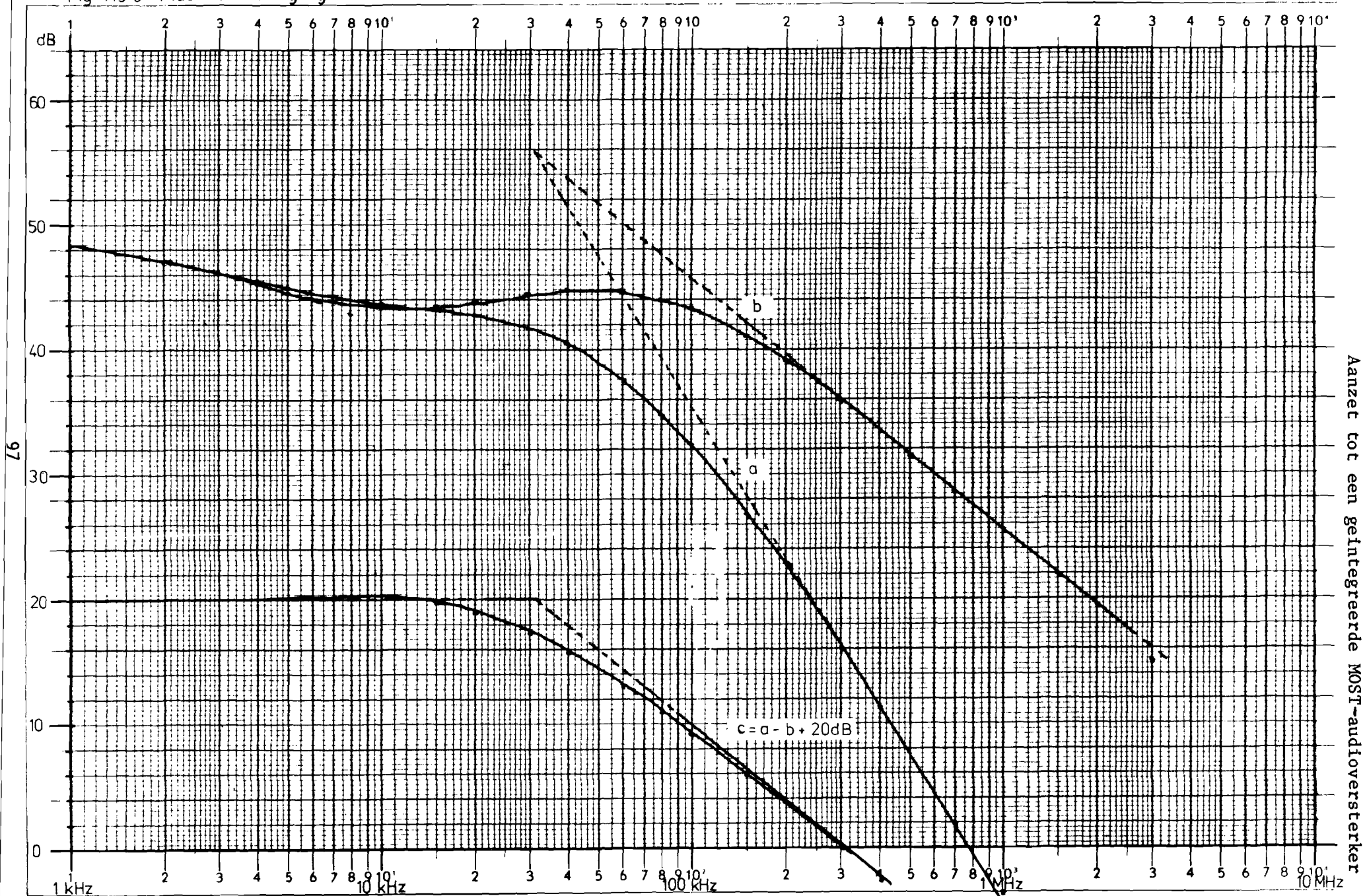


Fig A94 Kaskode ingang



Anzet tot een geïntegreerde MOST-audioversterker

Fig A9 5 Plus- en miningang



Aanzet tot een geïntegreerde MOST-audioversterker

97

A.10 Ruis van de operationele versterker

A.10.1 Inleiding

In het algemeen geldt voor een systeem met overdracht $H(p) = H(j * w)$ (zie fig A10.1) dat de spektrale dichtheid $S_y(w)$ van het ruissignaal $y(t)$ aan de uitgang gelijk is aan:

$$S_y(w) = |H(j * w)|^2 * S_x(w)$$

waarin $S_x(w)$ de spektrale dichtheid is van het ingangssignaal $x(t)$.

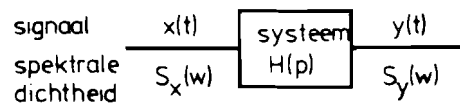


Fig A10.1 Systeem $H(p) = H(j * w)$.

$x(t)$ en $y(t)$ kunnen allerlei grootheden zijn, maar zijn in het bestek van dit verslag spanningen of stromen. Spanningsruis e_n wordt uitgedrukt in V / \sqrt{Hz} , stroomruis i_n in A / \sqrt{Hz} . De spektrale dichtheid van spanningsruis $S_e = e_n^2$ wordt uitgedrukt in V^2 / Hz , en die van de stroomruis ($S_i = i_n^2$) in A^2 / Hz .

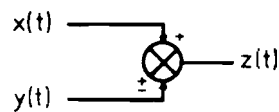


Fig A10.2 Optellen / aftrekken van ruissignalen.

Voor het optellen c.q. aftrekken van ergodische stochastische signalen (zie fig A10.2) geldt het volgende. Indien $z(t) = x(t) \pm y(t)$ en de signalen $x(t)$ en $y(t)$ zijn volledig ongekorreleerd, dan is $S_z(w) = S_x(w) + S_y(w)$.

Stellen x , y en z spanningen voor dan geldt dus:

$$e_{nz} = \sqrt{e_{nx}^2 + e_{ny}^2}$$

Stellen x , y en z stromen voor dan geldt:

$$i_{nz} = \sqrt{i_{nx}^2 + i_{ny}^2}$$

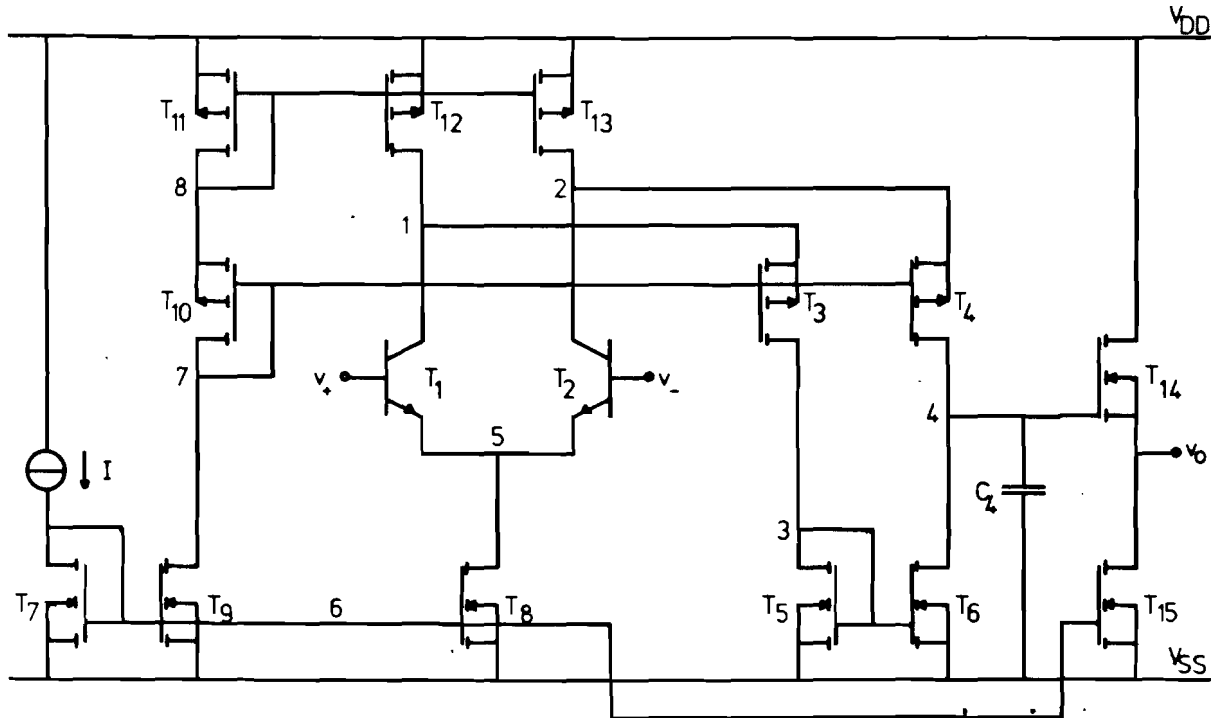


Fig A10.3 De operationele versterker.

Het doel van deze appendix is om aan te geven welke de bijdragen van de verschillende transistoren in de operationele versterker (fig A10.3) aan de equivalente ingangsruis zijn.

Een ruisende operationele versterker (fig A10.4) kan vervangen worden door een ruisvrije versterker met een ruisspanningsbron en een ruisstroombron op elke ingang. De twee ruisspanningsbronnen laten zich nog samenvoegen tot één ruisspanningsbron e_{n+-} met dichtheid $e_{n+-}^2 = e_{n+}^2 + e_{n-}^2$ (indien e_{n+} en e_{n-} niet gekorreleerd zijn).

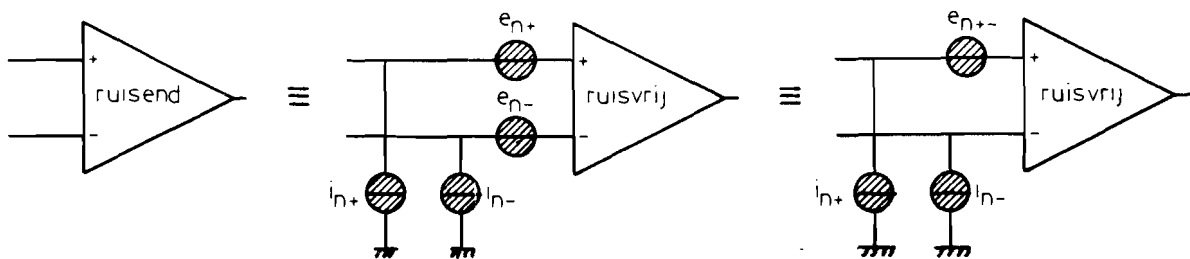


Fig A10.4 Ruisvervangingschema van een operationele versterker.

A.10.2 Ruisende MOS transistor

Het ruisgedrag van een MOS transistor is in zijn geheel samen te nemen in één ruisspanningsbron in de gate-leiding (zie fig A10.4) met dichtheid:

$$e_n^2 = 4 * k * T * \frac{\alpha}{g_m} + \frac{c * I_d^b}{f^a} * \frac{1}{g_m^2}$$

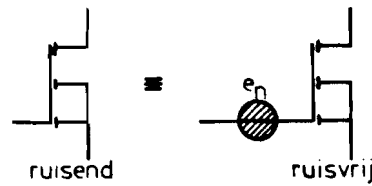


Fig A10.4 Ruisvervangingschema van een MOS transistor.

De eerste term is de naar de ingang getransformeerde thermische ruis van de kanaalweerstand $1 / g_m$. De konstante α heeft een waarde tussen 0,5 en 3, afhankelijk van het proces en V_{DS} . De tweede term is de naar de ingang getransformeerde flikkerruis op de drainstroom I_D . Meestal is a ongeveer 1 en heeft b een waarde tussen 0,5 en 2.

A.10.3 Ruisende bipolaire transistor

Om het ruisgedrag van een bipolaire transistor (fig A10.5) adequaat te beschrijven is naast een ruisspanningsbron tevens een ruisstroombron nodig.

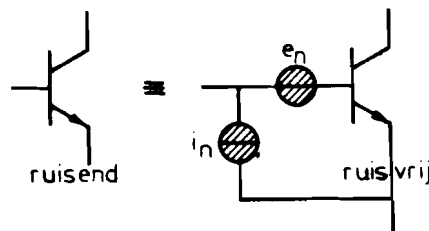


Fig A10.5 Ruisvervangingschema van een bipolaire transistor.

Voor de ruisspanningsbron geldt:

$$e_n^2 = 4 * k * T * r_b + 2 * q * \left[\frac{I_c}{BETA_0} * r_b^2 + I_c * \left(\frac{1}{g_m} + \frac{r_b}{BETA} \right)^2 \right]$$

en bestaat uit de thermische ruis van de basisweerstand r_b , de hagelruis van de basisstroom $I_c / BETA_0$, die over r_b een ruisspanning veroorzaakt, en de naar de ingang getransformeerde hagelruis van de kollektorstroom I_c .

Voor de stroomruis geldt:

$$i_n^2 = 2 * q * I_c * \left(\frac{1}{\text{BETA}^2} + \frac{1}{\text{BETA}_0} \right)$$

en bestaat uit de naar de ingang getransformeerde hagelruis van de kollektorstroom I_c en uit de hagelruis van de basisstroom I_c / BETA_0 .

A.10.4 Ruisbijdragen van de transistoren in de opamp

De ruisspanningsbronnen e_{n1} en e_{n2} van de ingangstransistoren T_1 en T_2 zijn samen te nemen tot een bijdrage $e_{n1}^2 + e_{n2}^2$ aan de equivalente ingangruis.

De beide ruisstroombronnen kunnen niet samengenomen worden. We kunnen elk van de ruisstroombronnen delen in twee ruisbronnen a en b die volledig gekorreleerd zijn (fig A10.6).

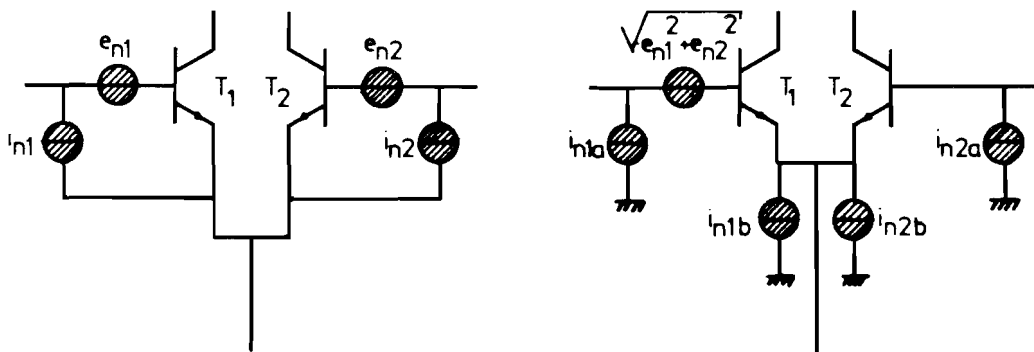


Fig A10.6 Ruisbijdrage van de ingangstransistoren T_1 en T_2 .

De b-bronnen veroorzaken door T_1 en T_2 twee gelijke kollektorruisstromen

$$\frac{\text{BETA}}{\text{BETA} + 1} * \sqrt{\left\{ \frac{i_{n1b}}{2} \right\}^2 + \left\{ \frac{i_{n2b}}{2} \right\}^2}$$

die door de stroomspiegel T_5 , T_6 van elkaar afgetrokken worden, dat wil zeggen opgevat als "common mode" signaal. De bijdrage van deze ruisstromen is daarom te verwaarlozen.

De ruisstroom

$$\frac{1}{\text{BETA}} * \sqrt{\left\{ \frac{i_{n1b}}{2} \right\}^2 + \left\{ \frac{i_{n2b}}{2} \right\}^2}$$

afkomstig van de b-bronnen, die door de bases van T_1 en T_2 lopen, leveren voor 100% gekorreleerde en, indien de bronweerstand, waaruit T_1 en T_2 worden

aangestuurd, gelijk zijn, gelijke ruisspanningen op en worden dus weer als "common mode" signaal gezien door de verschilversterker. Hun bijdrage aan de equivalente ingangsis is daarom te verwaarlozen.

Het ruisvervangingschema van een als "diode" geschakelde MOS transistor (zie fig A10.7) laat zich als volgt afleiden.

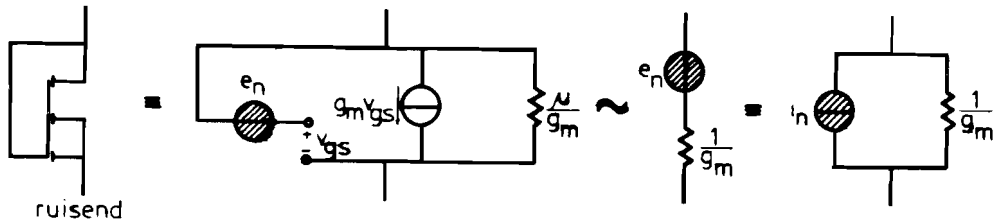


Fig A10.7 Ruisvervangingschema's van een MOS "diode".

De uitgangsisruisspanning bij open klemmen is:

$$v_{open} = -g_m * v_{gs} * \frac{\mu}{g_m} = -\mu * (v_{open} - e_n)$$

$$\text{ofwel } v_{open} = \frac{\mu}{1 + \mu} * e_n \approx e_n$$

De kortsluitruisstroom is $i_{kort} = g_m * e_n$, zodat de inwendige weerstand ongeveer $1 / g_m$ is.

De spektrale dichtheid v_{open}^2 van de ruisspanning v_{open} is dus nagenoeg gelijk aan e_n^2 . Het Norton vervangingschema heeft een stroomruisbron met dichtheid $i_n^2 = g_m^2 * e_n^2$.

De spektrale dichtheid van de ruisspanning op knooppunt 6 is $e_{n,zes}^2 = e_{n7}^2 + i_n^2 / g_{m7}^2$, omdat T_7 als "diode" is geschakeld. i_n^2 is de dichtheid van de ruisstroom i_n die afkomstig is van de stroombron I die T_7 instelt.

De ruisstroom i_{n8} in de staartstroomtransistor T_8 heeft dus een dichtheid $i_{n8}^2 = g_{m8}^2 * (e_{n,zes}^2 + e_{n8}^2)$. Deze ruisstroom wordt door de verschilversterker opgevat als "common mode" signaal en geeft, om dezelfde reden als bij de ingangstransistoren, een verwaarloosbaar kleine bijdrage aan de equivalente ingangsisruis.

Het ruisvervangingschema van de gelijkstroominsteltak T_9 , T_{10} en T_{11} is in fig A10.8 gegeven.

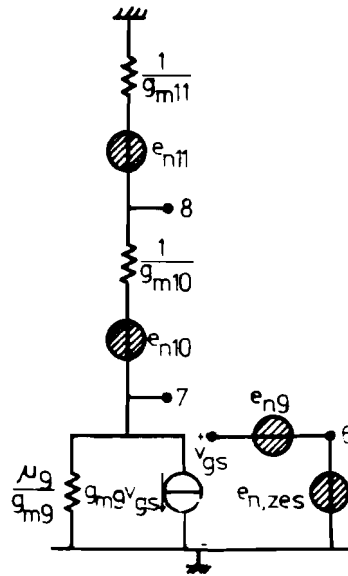


Fig A10.8 Ruisvervangingscircuit van de tak T_9 , T_{10} en T_{11} .

De dichtheid van de ruisstroom i_{n9} van T_9 is $i_{n9}^2 = g_{m9}^2 * (e_{n9}^2 + e_{n,zes}^2)$ en deze levert op knooppunt 8 een ruisspanning $e_{n,acht}$ met een dichtheid $e_{n,acht}^2 = e_{n11}^2 + i_{n9}^2 / g_{m11}^2$ en op knooppunt 7 een ruisspanning $e_{n,zeven}$ met een dichtheid

$$e_{n,zeven}^2 = e_{n10}^2 + e_{n11}^2 + \left(\frac{1}{g_{m10}} + \frac{1}{g_{m11}} \right)^2 * i_{n9}^2$$

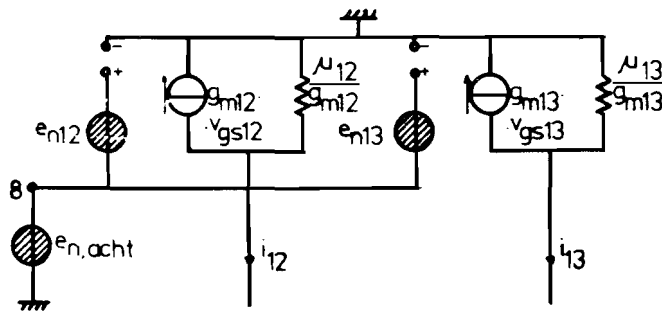


Fig A10.9 Ruisvervangingscircuit van de stroombronnen T_{12} en T_{13} .

Fig A10.9 geeft het ruisvervangingscircuit van de EPMOS stroombronnen T_{12} en T_{13} . De dichtheid van de ruisstroom i_{n12} is $i_{n12}^2 = g_{m12,13}^2 * (e_{n,acht}^2 + e_{n12}^2)$ en de dichtheid van de ruisstroom i_{n13} is $i_{n13}^2 = g_{m12,13}^2 * (e_{n,acht}^2 + e_{n13}^2)$. Deze zijn sterk gekorreleerd omdat $e_{n,acht}^2$ in beide uitdrukkingen voorkomt. De gemeenschappelijke term $g_{m12,13}^2 * e_{n,acht}^2$ wordt door de verschilversterker opgevat als "common mode" signaal en levert een verwaarloosbaar kleine bijdrage

aan de equivalente ingangsruijs. De niet gekorreleerde termen $g_{m12,13}^2 * e_{n12}^2$ respektievelijk $g_{m12,13}^2 * e_{n13}^2$ kunnen we afkomstig denken van een ruis-spanningsbron op de ingang van de verschilversterker met een spektrale dichtheid:

$$\frac{g_{m12,13}^2}{g_{m1,2}} * (e_{n12}^2 + e_{n13}^2)$$

De gates van de kaskodetransistoren T_3 en T_4 zijn verbonden met knooppunt 7. De effectieve steilheid van T_3 (respektievelijk T_4) is $g_{m3,4,eff} = g_{m3,4} / (1 + g_{m3,4} * r_a)$, waarin r_a de uitgangsweerstand van T_{12} (respektievelijk T_{13}) parallel aan de uitgangsweerstand van T_1 (respektievelijk T_2) is. Nu is r_a vele malen groter dan $1 / g_{m3,4}$ (zie appendix 7), zodat $g_{m3,4,eff} = 1 / r_a$.

De dichtheid van de ruisstroom i_{n3} , veroorzaakt door T_3 , is

$$\begin{aligned} i_{n3}^2 &= g_{m3,4,eff}^2 * (e_{n,zeven}^2 + e_{n3}^2) \\ &= (1 / r_a^2) * (e_{n,zeven}^2 + e_{n3}^2) \end{aligned}$$

Evenzo is de dichtheid van de ruisstroom i_{n4} , veroorzaakt door T_4 , gelijk aan:

$$i_{n4}^2 = (1 / r_a^2) * (e_{n,zeven}^2 + e_{n4}^2)$$

i_{n3} en i_{n4} zijn dus sterk gekorreleerd. Gelijk bij de stroombronnen T_{12} en T_{13} is de gemeenschappelijke term een "common mode" signaal voor de verschilversterker en levert een verwaarloosbaar kleine bijdrage aan de equivalente ingangsruijs. De niet gekorreleerde termen kunnen van een ruisspanningsbron aan de ingang afkomstig gedacht worden, met een dichtheid

$$\frac{1}{r_a^2 * g_{m1,2}^2} * (e_{n3}^2 + e_{n4}^2)$$

Daar $r_a \gg 1 / g_{m1,2}$ is de bijdrage aan de equivalente ingangsruijs te verwaarlozen ten opzichte van de andere bijdragen.

De als "diode" geschakelde transistor T_5 in de stroomspiegel T_5, T_6 levert een ruisstroom i_{n5} met spektrale dichtheid $i_{n5}^2 = g_{m5,6}^2 * e_{n5}^2$ (zie fig A10.7). Deze ruisstroom kan afkomstig gedacht worden van een ruisspanningsbron aan de

ingang van de verschilversterker met dichtheid

$$\frac{g_{m5,6}^2}{g_{m1,2}^2} * e_{n5}^2$$

Transistor T_6 zet een ruisspanning e_{n6} om in een ruisstroom i_{n6} met spektrale dichtheid $i_{n6}^2 = g_{m5,6}^2 * e_{n6}^2$ en kan dus afkomstig gedacht worden van een ruisspanningsbron aan de ingang van de versterker met dichtheid

$$\frac{g_{m5,6}^2}{g_{m1,2}^2} * e_{n6}^2$$

A.10.5 Equivalentente ingangsruijs

De equivalente ingangsruijsspanning e_{n+} heeft een spektrale dichtheid, die de som is van de in de vorige paragraaf bepaalde bijdragen (superpositie):

$$\begin{aligned} e_{n+}^2 &= e_{n1}^2 + e_{n2}^2 + \\ &+ \left\{ \frac{g_{m12,13}}{g_{m1,2}} \right\}^2 * (e_{n12}^2 + e_{n13}^2) + \\ &+ \left\{ \frac{g_{m5,6}}{g_{m1,2}} \right\}^2 * (e_{n5}^2 + e_{n6}^2) \end{aligned}$$

De ruisstroombronnen i_{n+} en i_{n-} hebben een dichtheid

$$i_{n+}^2 = i_{n1}^2$$

$$i_{n-}^2 = i_{n2}^2$$

A.11 Ruismetingen

A.11.1 Inleiding

In appendix 10 is berekend dat de equivalente ruisspanning van de operationele versterker (fig A11.1) de volgende dichtheid heeft:

$$e_{n+}^2 = (e_{n1}^2 + e_{n2}^2) +$$

$$+ \left(\frac{g_{m12,13}}{g_{m1,2}} \right)^2 * (e_{n12}^2 + e_{n13}^2) +$$

$$+ \left(\frac{g_{m5,6}}{g_{m1,2}} \right)^2 * (e_{n5}^2 + e_{n6}^2)$$

Voor de steilheid g_m dient men indien van toepassing de effectieve steilheid $g_{m,eff}$ te lezen.

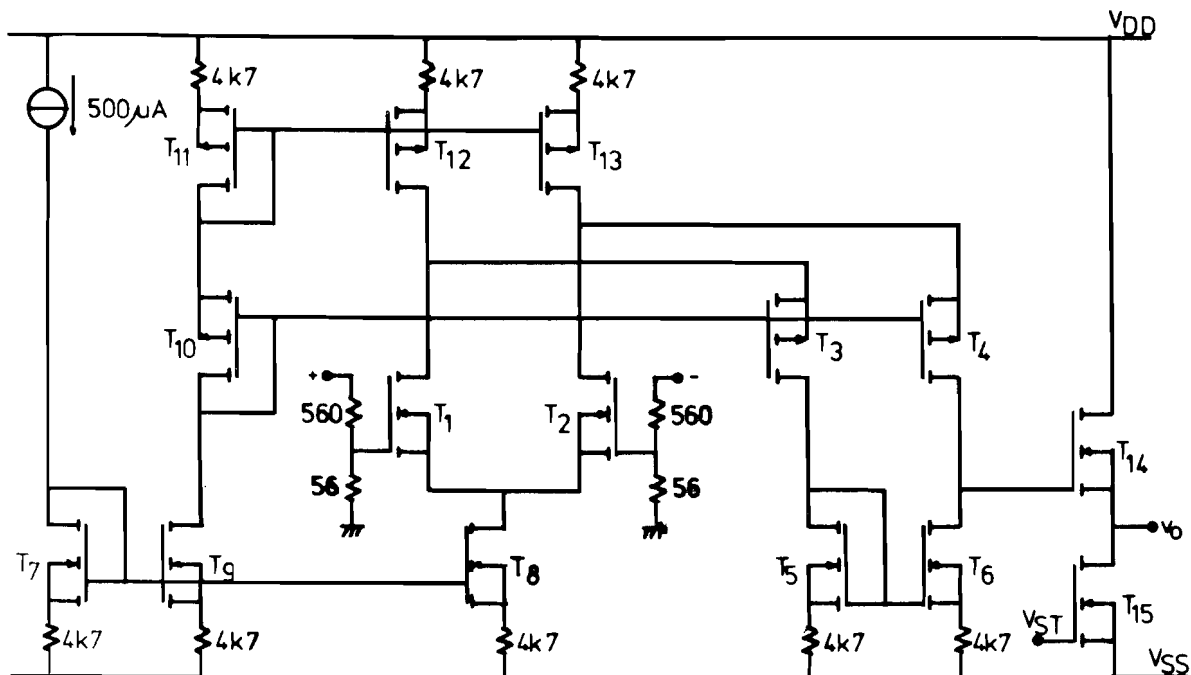


Fig A11.1 De operationele versterker, met degeneratieweerstanden.

DMOS: LDMOST uit serie RGB V536.

PMOS: EPMOST uit serie W 263.

npn : NPN uit serie RGB V536.

Doel van deze appendix is de gegeven formule te toetsen aan de praktijk.

In paragraaf A11.2 wordt de 1/f ruis van het ingangspaar T_1 en T_2 behandeld.

Paragraaf A11.3 gaat in op de $1/f$ ruis van de stroomspiegel T_5 en T_6 , en paragraaf A11.4 tenslotte neemt de resterende ruisbronnen onder de loep.

A.11.2 $1/f$ ruis van het ingangspaar T_1 en T_2

In de operationele versterker zijn degeneratieweerstanden $R = 4,7 \text{ k}\Omega$ aangebracht in de sources van de stroomspiegeltransistoren T_5 en T_6 , in de sources van de stroombrontransistoren T_{12} en T_{13} en verder, om de gelijkstroominstelling niet te verstoren, in de sources van de "diodes" T_{11} , T_9 en T_7 en de staartstroombrontransistor T_8 .

De bedoeling is dat de equivalente ingangsisruis nu volledig bepaald wordt door de ingangstransistoren T_1 en T_2 , omdat de effectieve steilheden van T_5 en T_6 respectievelijk T_{12} en T_{13} , zijnde $g_{m5,6,eff} = g_{m5,6} / (1 + g_{m5,6} * R)$ respectievelijk $g_{m12,13,eff} = g_{m12,13} / (1 + g_{m12,13} * R)$, veel kleiner dan $g_{m1,2}$ worden gemaakt.

Fig A11.2 (a) geeft de equivalente ingangsisruisspanning $e_{n+,a}$ en de versterking $A_{dm,a}$ (beide in dB's) als functie van de frequentie met T_1 en T_2 LDMOS transistoren uit de serie RGB V536. De instelstroom $I_{D1} = I_{D2}$ bedraagt $250 \mu\text{A}$ zodat $g_{m1,2} = 0,58 \text{ mA/V}$ (zie fig 3.2).

Meting a levert op: $1/f^a$ ruis met $a = 0,75$ en $e_{n+,a}(1 \text{ kHz}) = 1580 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

In de meting van fig A11.2 (b) zijn de ingangstransistoren vervangen door (relatief) laagruisende bipolaire npn-transistoren uit serie RGB V536, die door middel van emitterdegeneratie met $R_E = 1,8 \text{ k}\Omega$ bijna dezelfde steilheid als de LDMOS transistoren hebben gekregen, en aangestuurd worden door een $10 \text{ k}\Omega$ op 1 Ohm weerstandsdeler, in plaats van de 560 Ohm op 56 Ohm deler.

De steilheid van de npn transistoren is $9,7 \text{ mA/V}$ bij $I_C = 250 \mu\text{A}$ en $T = 300 \text{ K}$, zodat $g_{m1,2,eff} = g_{m1,2} / (1 + g_{m1,2} * R_E) = 0,53 \text{ mA/V}$. De gelijkspanningsversterking van de eerste trap is daarmee nauwelijks veranderd (zie fig A11.2 (b): 2 dB verschil gemeten met de (a)-meting). De $1/f$ ruis is nu echter aanzienlijk verminderd: $e_{n+,b}(1 \text{ kHz}) = 470 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, waarin de bijdrage van de npn transistoren verwaarloosbaar klein is.

Uit $e_{n+,a}^2 = (e_{n1}^2 + e_{n2}^2) + e_{n+,b}^2$ konkluderen we: $(e_{n1}^2 + e_{n2}^2)(1 \text{ kHz}) = (1500 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2$ hetgeen wil zeggen: $e_{n+,a}$ bestaat nagenoeg volledig uit de ruis van T_1 en T_2 en dus $e_{n1}(1 \text{ kHz}) = e_{n2}(1 \text{ kHz}) = 1060 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bij $I_D = 250 \mu\text{A}$.

Er is gemeten aan de LDMOST $e_n(1 \text{ kHz}) = 800 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bij $I_D = 1 \text{ mA}$ (zie tabel 3.1). Deze lagere waarde (ongeveer $2,5 \text{ dB}$) is zeker te verklaren: $1/f$ ruis is evenredig met I_D^b met b tussen $0,5$ en 2 (zie paragraaf A.10.2). Uit metingen aan één enkele LDMOST (niet in dit verslag opgenomen) is gebleken dat de $1/f$ spanningsruis bij $I_D = 250 \mu\text{A}$ ongeveer 2 dB hoger is dan bij $I_D = 1 \text{ mA}$.

Uitstekende overeenstemming dus.

A.11.3 1/f ruis van de stroomspiegel ; "common mode rejection"

De spiegeltransistoren T_5 en T_6 zijn gedegeneerd met $R = 4,7 \text{ k}\Omega$.

Karakteristiek fig A11.3 (c) is opgenomen zonder deze degeneratieweerstanden. Fig A11.3 (b) is identiek aan fig A11.2 (b). De steilheid van de LDMOST bedraagt bij $I_D = 250 \mu\text{A}$ ongeveer $g_{m5,6} = 0,58 \text{ mA/V}$. In theorie daalt de gelijkspanningsversterking A_0 een factor $1 + g_{m5,6} * R = 3,7$ en de effectieve steilheid $g_{m5,6,eff}$ stijgt een factor $1 + g_{m5,6} * R = 3,7$, waardoor de bijdrage van de stroomspiegel aan e_{n+-} een factor $1 + g_{m5,6} * R = 3,7 = 11,4 \text{ dB}$ stijgt.

Meting (c): $A_{0,b} - A_{0,c} = 12 \text{ dB}$

$$e_{n+-,c}(1 \text{ kHz}) - e_{n+-,b}(1 \text{ kHz}) = 13 \text{ dB}$$

De kleine verschillen zien we door de vingers. De meting komt overeen met de theorie. Het feit dat e_{n+-} met méér dan 12 dB stijgt betekent dat de "common mode rejection" is afgenomen door het verwijderen van de degeneratieweerstanden. De in appendix 10 gegeven formule moet dan aangevuld worden met bijdragen van andere transistoren, die in appendix 10 een verwaarloosbaar kleine bijdrage aan de equivalente ingangruis werden toegerekend.

Voor $e_{n+-,c}$ geldt dus:

$$e_{n+-,c}^2 \geq \left\{ \frac{g_{m5,6}}{g_{m1,2,eff}} \right\}^2 * (e_{n5}^2 + e_{n6}^2)$$

$$g_{m1,2,eff} = 0,53 \text{ mA/V} \quad (\text{bipolaire transistoren met } R_E = 1,8 \text{ k}\Omega)$$

$$g_{m5,6} = 0,58 \text{ mA/V}$$

zodat we vinden $e_{n5}(1 \text{ kHz}) = e_{n6}(1 \text{ kHz}) \leq 1360 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

1360 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ is meer dan de ruis van een LDMOST, bepaald uit A11.2 bij $I_D = 250 \mu\text{A}$ en $f = 1 \text{ kHz}$ (namelijk $1060 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$).

Konklusie: inderdaad is $e_{n+-,c}$ niet geheel afkomstig van T_5 en T_6 , maar ook van T_{12} en T_{13} en andere transistoren die in appendix 10 een door de "common mode rejection" verwaarloosbaar kleine bijdrage toegerekend werden.

A.11.4 Ruis, niet afkomstig van ingangspaar en stroomspiegel

Wanneer ook de gedegeneerde stroomspiegeltransistoren T_5 en T_6 worden vervangen door (relatief) laagruisende bipolaire transistoren (zonder degeneratie-

weerstand) en de degeneratieweerstanden van T_1 en T_2 worden verwijderd, wordt de equivalente 1/f ingangsruijs hoofdzakelijk bepaald door de gedegeneerde stroombrontransistoren T_{12} en T_{13} en andere transistoren die in appendix 10 een door de "common mode rejection" verwaarloosbaar kleine bijdrage aan de equivalente ingangsruijs zijn toegerekend.

Fig A11.4 (d) geeft de opgenomen ruis spanning en de versterking. De versterking is nu wel veranderd ten opzichte van vorige gevallen: de gemeten gelijkspanningsversterking bedraagt $22000 \times = 87$ dB (sic).

Duidelijk is nu de overgang van 1/f ruis naar thermische ruis te zien: de overnamefrequentie is ongeveer 600 Hz. De thermische ruis $e_{n+,d}(f \gg 600 \text{ Hz}) = 5,8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ is te verklaren als afkomstig van basisweerstand van 400 Ohm in de npn transistoren T_1 , T_2 , T_5 en T_6 . Een basisweerstand van 400 Ohm is zeer wel mogelijk in deze transistoren uit een experimentele technologie.

De 1/f ruis (voor $f \ll 600 \text{ Hz}$) van $e_{n+,d}(200 \text{ Hz}) = 9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ is afkomstig van de gedegeneerde EPMOS transistoren T_{12} en T_{13} die een bijdrage

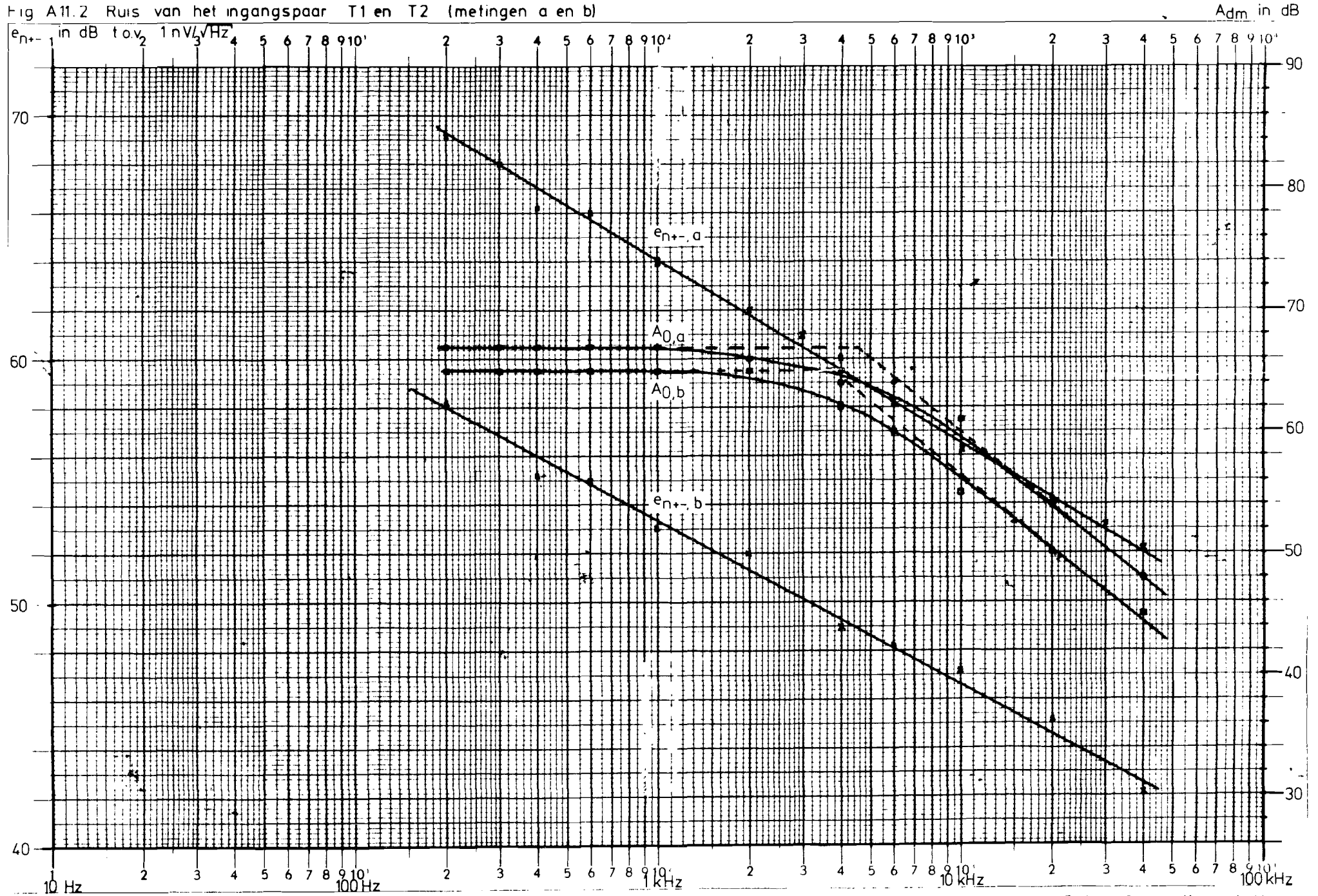
$$e_{n12,13}(200 \text{ Hz}) = \sqrt{\left\{ \frac{g_{m12,13,eff}}{g_{m1,2,eff}} \right\}^2 * (e_{n12}^2(200 \text{ Hz}) + e_{n13}^2(200 \text{ Hz}))}$$

van ongeveer $3,8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ geven, en van andere transistoren, die door de verminderde "common mode rejection" ook een bijdrage leveren aan de equivalente ingangsruijs.

A.11.5 Konklusie

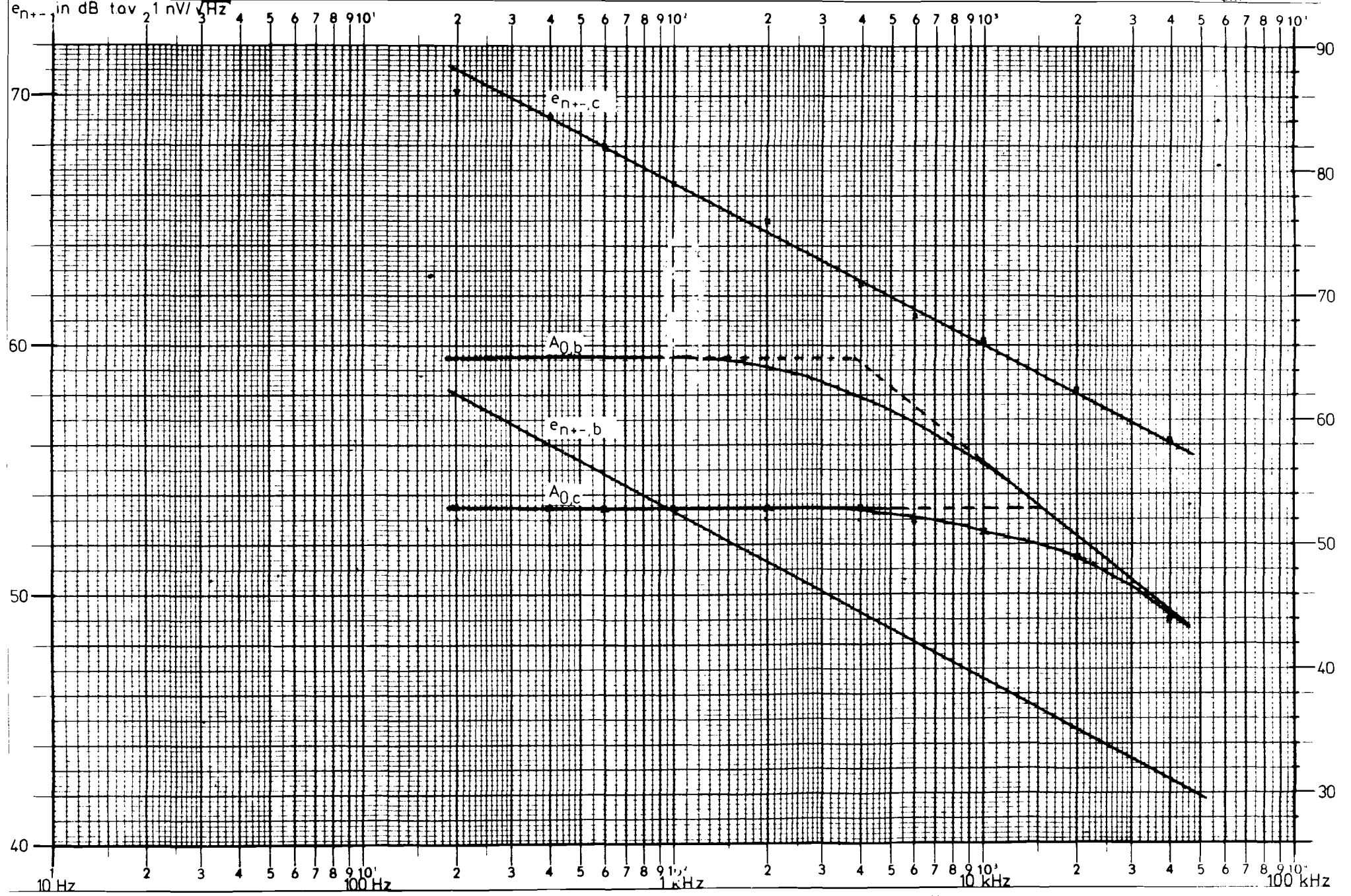
Wanneer T_1 en T_2 of T_5 en T_6 een ruis spanning hebben in de orde van grootte van, of meer dan die van de andere transistoren in de operationele versterker, beschrijft de in appendix 10 ontwikkelde formule op adequate wijze de equivalente ingangsruijs spanning.

Fig A11.2 Ruis van het ingangspaar T1 en T2 (metingen a en b)



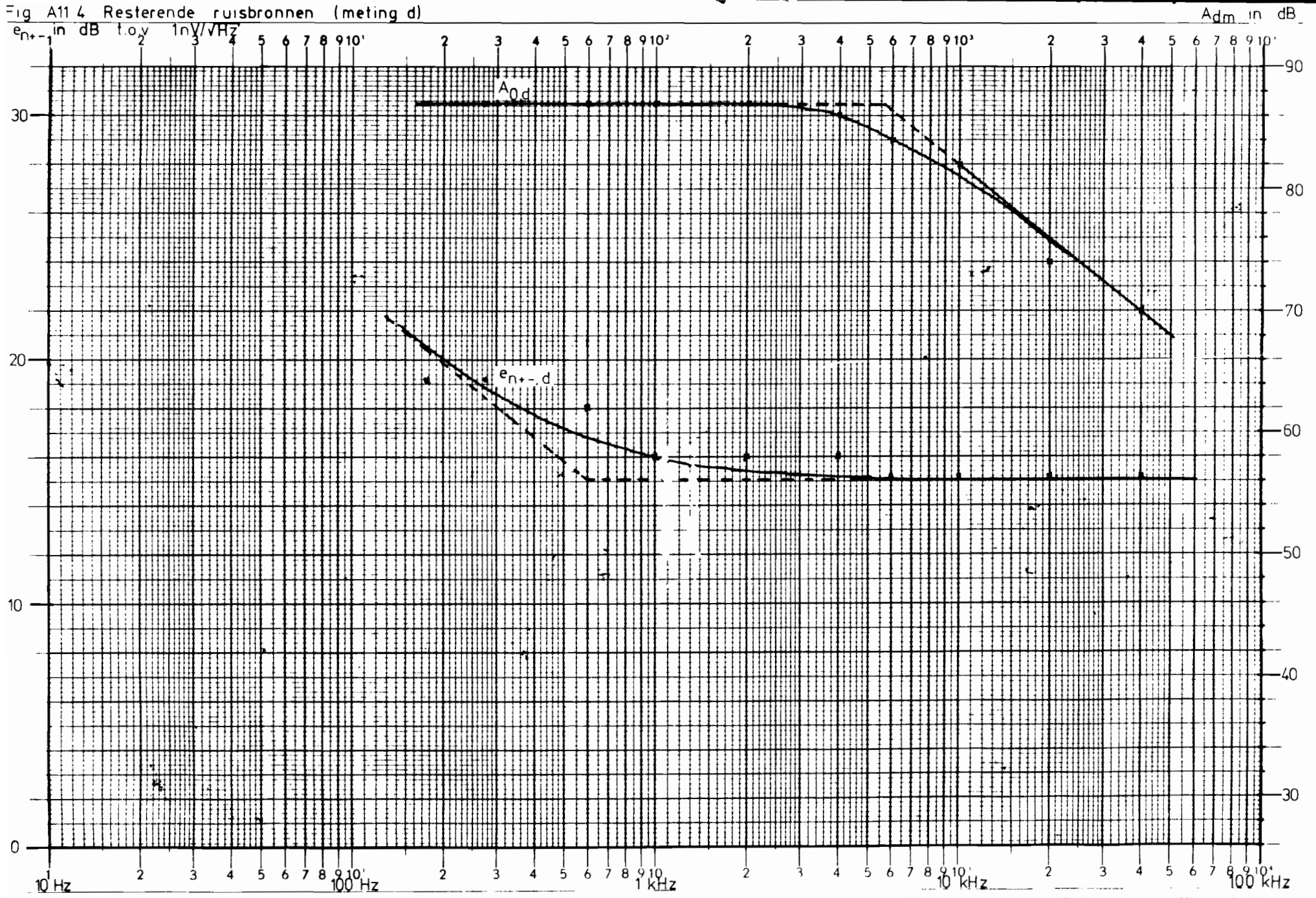
Aanzet tot een geïntegreerde MOST-audioversterker

Fig A11.3 Ruis van de stroomspiegel (meting c).



Aanzet tot een geïntegreerde MOST-audioversterker

Fig A11.4 Resterende ruisbronnen (meting d)



Literatuurlijst

- [1] Tihanyi J., "MOS power devices - trends and results". In: Solid State Devices 1980, nine invited papers presented at the tenth European Solid State Device Research Conference (ESSDERC) and the fifth symposium on Solid State Device Technology, Univ. of New York, 15 - 18 september 1980, editor J.E. Carroll.
Conference series number 57. The Institute of Physics. Bristol and London.
- [2] Ludikhuizen A.W., Memo ECI N162, 07-01-1981. Philips' Natuurkundig Laboratorium.
- [3] Ludikhuizen A.W., Interne mededeling: "Eerste resultaten HV-DMOS proces (ECI N162)", 25-05-1981. Philips' Natuurkundig Laboratorium.
- [4] Appels J.A. et al, "Thin layer high voltage devices (resurf devices)", Philips J Res, vol 35, 1980, pl - 13.
- [5] Klaassen F.M., Halfgeleiderelektronika, diktaat 5.516 van de afdeling der Elektrotechniek van de Technische Hogeschool Eindhoven.
- [6] Gray P.R. and Meyer R.G., Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, Wiley, New York, p268 - 319.
- [7] Carmichael R.D. and Smith E.R., Mathematical Tables and Formulas, Dover Publications Inc, New York, p269.
- [8] Takagi K. and Van der Ziel A., "Flicker noise in MOSFETS made by the DMOS process", Solid State Electronics, 1979, vol 22, pl - 2.