

# Inhoud

VOORWOORD	5
1. ANALOGE SIGNALLEN	11
1.1. Typen van informatiedragende signalen	11
1.2. Analoge signaalbewerkingsfuncties die in deze handleiding aan de orde komen	14
2. OVERDRACHTSFUNCTIES VAN LINEAIRE SIGNAALBEWERKINGS-SCHAKELINGEN	16
2.1. Inleiding	16
2.2. Overdrachtsfuncties van lineaire systemen	17
2.3. Polen en nulpunten van overdrachtsfuncties	18
2.4. Voorbeelden van enkele pn-beelden	20
2.5. Eigenschappen van pn-beelden	22
2.6. Verband met amplitude- en fasekarakteristieken	24
2.7. Verband met polaire figuren	30
2.8. Minimumfase- en niet-minimumfasenetwerken	31
2.9. Sprongkarakteristieken	33
2.10. Voorbeelden van sprongkarakteristieken	39
2.11. Verband tussen amplitudekarakteristiek en sprongkarakteristiek	41
2.12. Polen en nulpunten van teruggekoppelde systemen	44
2.13. Het Nyquistcriterium	47
2.14. Voorbeelden van schakelingen met terugkoppeling	48
3. ANALYSE EN ONTWERP VAN VERSTERKERSCHAKELINGEN	52
3.1. Inleiding	52
3.2. Versterking van informatiedragende signalen	52
3.3. Impedantie- en overdrachtskarakter van versterkerschakelingen	55
3.4. Actieve elementen in versterkerschakelingen	58
3.5. Versterkertrappen met veldeffectelementen	63
3.6. Versterkertrappen met bipolaire transistoren	69
3.7. Overdracht van de CB-configuratie	75
3.8. Overdracht van de emittervolger	76
3.9. Het gedrag van versterkerschakelingen bij lage frequenties	78

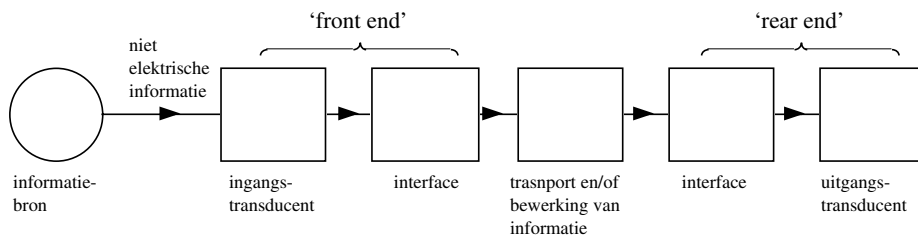
4.	LAAGDOORLATENDE VERSTERKERS MET GROTE BANDBREEDTE	83
4.1.	Inleiding	83
4.2.	Complexe koppelingen ter verbetering van het GB-produkt	86
4.3.	Complexe polen door terugkoppeling	92
4.4.	Lokaal tegengekoppelde versterkertrappen als bouwstenen van brede-band versterkers	95
4.5.	Keuze van schakelingen voor de opbouw van brede-band versterkers	99
4.6.	Versterkersynthese uitgaande van een gewenste pn-configuratie	103
4.7.	Brede-band versterkers met overall-tegenkoppeling	108
4.8.	Laddersterker	117
4.9.	Opbouw en werking van de laddersterker	117
4.10.	Laddersterkers met bipolaire transistoren	121
5.	BANDDOORLATENDE VERSTERKERS	124
5.1.	Inleiding	124
5.2.	Transformatie van laagdoorlatende netwerken in banddoorlatende netwerken	125
5.3.	Transformatie van polen en nulpunten	126
5.4.	Voorbeelden van transformatie van laagdoorlatende naar banddoorlatende schakelingen	128
5.5.	Karakterisering van actieve componenten en koppelnetwerken in banddoorlatende versterkers	132
5.6.	Neutrodynisatie	135
5.7.	Banddoorlatende koppelnetwerken en hun pn-beelden	136
5.8.	Automatische versterkingsregeling	149
5.9.	Monolithisch integreerbare selectieve schakelingen	149
6.	RUIS IN VERSTERKERSCHAKELINGEN	157
6.1.	Inleiding	157
6.2.	Beschrijving van fluctuatiesverschijnselen	157
6.3.	Autocorrelatie en kruiscorrelatie	159
6.4.	Spectrale verdeling van het ruisvermogen	160
6.5.	Fysische aspecten van ruisverschijnselen	163
6.6.	Ruis in elektronische componenten	169
6.7.	Ruis in lineaire tweepoorten	174
6.8.	Bipolaire transistor en veldeffecttransistor als ruisende tweepoort	177
6.9.	Kwalificatie van de ruis eigenschappen van versterkerschakelingen	180
6.10.	Invloed van tegenkoppeling op de ruis	189
6.11.	Ruis eigenschappen van de verschillende basisconfiguraties	193
6.12.	Iets over het meten van ruisgrootheden	196

7. SCHAKELINGEN VOOR MODULATIE, DEMULATIE EN FREQUENTIECONVERSIE	199
7.1. Inleiding	199
7.2. Signaalspectra; modulatieprincipes	199
7.3. Amplitudemodulatie	200
7.4. Inrichting van ontvangers	203
7.5. Gevolgen van niet-lineariteit in niet-selectieve systeemdelen	207
7.6. Algemene principes van modulatie- en mengschakelingen	210
7.7. Schakelaarmodulatoren	214
7.8. Enkelzijband-modulatoren	218
7.9. Demodulatie van AM-signalen	220
7.10. Hoekmodulatie	221
7.11. FM-modulatoren	223
7.12. FM-demodulatoren	231
8. TRANSLINEAIRE SCHAKELINGEN	237
8.1. Inleiding	237
8.2. Voorbeelden van translineaire bewerkingsschakelingen	237
8.3. Translineaire stroomversterker en analoge vermenigvuldiger	241
9. PHASELOCK LOOP	246
9.1. Inleiding	246
9.2. Algemene opbouw van de PLL	249
9.3. Overdracht van de PLL in gesynchroniseerde toestand	250
9.4. Statische fasefout van de PLL	256
9.5. Ruiseigenschappen	257
9.6. Houdgebied van de PLL	258
9.7. Vanggedrag van de PLL	261
9.8. Hulpmiddelen ter verbetering van het vanggedrag van de PLL	266
9.9. Bijzondere vormen van de PLL	269
9.10. Toepassingen en ontwerpoverwegingen	270
9.11. Lijnsynchronisatie in een TV-ontvanger	273
9.12. Detectie van het kleurensignaal in een TV-ontvanger	275
9.13. De PLL als frequentie-discriminator	277
9.14. PLL als demodulator voor stereosignalen	280
9.15. Coherente detectie van AM-signalen	282
9.16. Coherente detectie van PM-signalen	284
LITERATUUR	286
OPGAVEN	288
TREFWOORDEN	317

# 1 | Analoge signalen

## 1.1. Typen van informatiedragende signalen

Elektronica is de kunde die zich ten doel stelt informatiedragende elektrische signalen te manipuleren door middel van manipulatie van het transport van ladingsdragers, vrijwel steeds elektronen. Men kan de elektronica karakteriseren als de implementatietechniek van de elektrische informatietechniek. Figuur 1.1 schetst de algemene structuur van een informatietechnisch systeem.



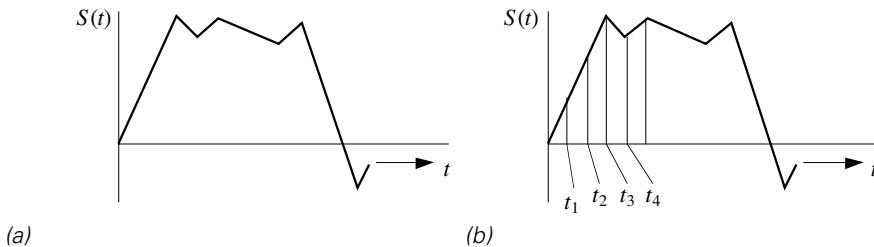
Figuur 1.1. Algemene structuur van een informatietechnisch systeem.

Bijna altijd is de primaire informatie niet beschikbaar in elektrische vorm maar, bijvoorbeeld, in optische, akoestische, thermische of chemische vorm. Om de informatie toegankelijk te maken voor elektronische signaalbewerking dient zij eerst omgezet te worden in een elektrisch signaal. De hiertoe gebruikte inrichtingen worden opneemtransducenten of sensoren genoemd. Een microfoon en een televisiecamera zijn bekende voorbeelden van zulke opneemtransducenten.

Het verkregen elektrische signaal kan langs elektronische weg op allerlei manieren bewerkt en getransporteerd worden. Aan het eind van de keten is in de regel weer omzetting in een niet-elektrische grootheid gewenst. De hiertoe gebruikte middelen worden uitgangstransducenten of actuatoren genoemd. Voorbeelden zijn een weergeefbuis in het geval van een TV-sigitaal en een luidspreker in het geval van een audiosigitaal.

In bijna alle gevallen is het door een sensor geleverde elektrische signaal een continue functie van de tijd. Het door een microfoon afgegeven signaal is een elektrisch analogon van het primaire akoestische signaal. In het geval van de TV-camera wordt via aftasting van de beeldinformatie eveneens een tijdcontinu signaal verkregen. Algemeen wordt zo'n tijdcontinu informatiedragend signaal aangeduid met de benaming *analoog signaal*. Figuur 1.2.a schetst het verloop van zo'n signaal. In een

praktisch analoog signaal zijn de signaalwaarden op dicht bij elkaar liggende tijdstippen gecorreleerd. De signaalwaarde kan niet willekeurig snel veranderen. In een spectrale signaalbeschrijving correspondeert dit met de vaststelling dat het spectrum een eindige bandbreedte bezit. Dank zij de correlatie tussen nabijgelegen signaalwaarden kan de volledige informatie-inhoud van een analoog signaal worden bepaald uit een eindig aantal equidistante bemonsteringen (figuur 1.2.b; de signaalwaarden op de tijdstippen  $t_1, t_2, \dots$  representeren de bemonsteringen). Het tijddiscrete signaal dat hiermee verkregen wordt heet een *bemonsterd analoog signaal* (*sampled data signal*). Het aantal bemonsteringen dat nodig is om de informatie-inhoud volledig vast te leggen bedraagt  $2B$  per seconde, waarbij  $B$  de bandbreedte in Hz is.



Figuur 1.2. (a) Voorbeeld van een tijdcontinu signaal, (b) Bemonstering van het signaal op discrete tijdstippen.

De signaalwaarden op de bemonsterings-tijdstippen vormen een reeks numerieke grootheden. Een mogelijke volgende stap in het proces van het discretiseren van de informatiestroom is het overdragen van deze grootheden in de vorm van digitaal gecodeerde getallen. Men spreekt dan van een *digitaal signaal*. In de praktijk gebruikt men nagenoeg altijd een binaire numerieke code. Men heeft dan slechts te maken met twee signaalwaarden, 0 en 1. Dit vereenvoudigt de signaalbewerkingstechniek in hoge mate: men hoeft slechts twee toestanden te onderscheiden. Daartoe kan men gebruik maken van elementen die schakelen tussen twee gedefinieerde toestanden. In de tijd waarin de schakelingen moesten worden opgebouwd uit discrete componenten kleefde aan digitale signaalbewerking het bezwaar dat er zeer veel componenten nodig waren. De komst van de IC-techniek heeft dit bezwaar opgeheven. Digitale signaalbewerking is daarom thans in zeer vele gevallen de voor de hand liggende aanpak. Toch is en blijft analoge signaalbewerking in een aantal situaties onmisbaar, dan wel het meest doelmatig. We vatten ze hier in het kort samen:

1. De signalen die onze zintuigen ontvangen zijn continue functies van ruimte en tijd: wij onderhouden onze contacten met onze omgeving via analoge signalen. Ook technische sensoren vertalen de informatie uit de analoge omgeving in analoge signalen. De primaire signalen zijn bijna altijd zeer zwak: ze moeten beschermd worden tegen ruis en vervorming. Eerst na voldoende versterking zijn ze robuust genoeg om gedigitaliseerd te worden. Aan het begin (de 'front end interface' zie

figuur 1.1) van vele informatiesystemen is de informatie analoog en is analoge signaalbehandeling nodig. Aan de uitgangszijde (de ‘rear end interface’) van zulke systemen moet ook dikwijls de informatie in analoge vorm worden gepresenteerd.

2. Als de dynamiek van een signaal zeer groot is stuit directe digitalisering op vrijwel onoverkomenlijke problemen. Voorbeeld: het dynamisch bereik van het antennesignaal van een AM-middengolfontvanger bedraagt ongeveer 130 dB. Het minimum signaalniveau ligt in de orde van tienden van microvolts. Een digitale code zou per signaalmonster ca. 23 bit groot moeten zijn. Zelfs op een veel hoger signaalniveau ligt dit, althans bij de huidige stand van de techniek, ver buiten de mogelijkheden.
3. Als een signaal zeer snelle veranderingen vertoont moet de bemonsterfrequentie  $f_s$  zeer hoog zijn. Is de signaalbandbreedte  $B$ , dan moet  $f_s > 2B$ . Als dan ook het aantal bits  $n$  per monster nog groot moet zijn neemt de bitrate  $2nB \text{ sec}^{-1}$  al gauw excessieve waarden aan. Bijvoorbeeld met  $B = 20 \text{ MHz}$  en  $n = 10$  wordt deze 400 Mbit/sec. Natuurlijk schuift, door de snelle technologische vorderingen, de grens van het praktisch haalbare steeds verder op. Echter, in die gevallen waarin bandbreedte principieel een schaars goed is, gaat een digitale signaalcodering altijd onzuinig met dit schaarse goed om. Volgens Shannon is de capaciteit van een overdrachtskanaal  $C = B \cdot \log(1 + P_s/P_n)$  bit/sec, waarin  $P_s/P_n$  de signaal-ruis verhouding voorstelt. Men kan dus de capaciteit vergroten door  $B$  en/of  $P_s$  groot te kiezen. Bij digitale overdracht kiest men voor een grote waarde van  $B$ . Dit is zeer gunstig als het kanaal sterk met ruis is belast. Analoge overdracht kiest voor een minimale waarde van  $B$ , ten koste van de inzet van veel vermogen. Dit is de enige weg als  $B$  minimaal moet worden gehouden.
4. Elke elektronische schakeling, hetzij ten behoeve van een analoge hetzij een digitale signaalbewerkingsfunctie, kan altijd in een oneindig groot aantal toestanden verkeren. Een digitale schakeling is alleen zinvol als zij kan schakelen tussen minstens twee toestanden. Tijdens het schakelen doorloopt de schakeling een in de tijd continue reeks van toestanden, met andere woorden gedurende dit proces moet de schakeling beschreven worden als een analoge schakeling.
5. In sommige gevallen is minimaal energieverbruik een zwaarwegende eis. Of een digitale dan wel een analoge realisatie in dit opzicht optimaal is moet van geval tot geval bekeken worden. Met name als het gaat om signalen met een beperkte dynamiek blijkt de analoge realisatie op dit punt vaak in het voordeel of zelfs sterk in het voordeel.
6. Praktisch blijken sommige signaalbewerkingsfuncties met analoge middelen eleganter en eenvoudiger te kunnen worden gerealiseerd dan met digitale. Enerzijds

leidt de snelle ontwikkeling van de digitale techniek er toe dat steeds meer functies zich met voordeel in digitale uitvoering laten realiseren, anderzijds leidt de ontwikkeling van de analoge IC-techniek tot interessante nieuwe mogelijkheden voor analoge signaalbewerking.

## **1.2. Analoge signaalbewerkingsfuncties die in deze handleiding aan de orde komen**

De verreweg belangrijkste analoge signaalbewerkingsfunctie is lineaire signaalversterking. Waarom is deze functie zo belangrijk? De natuur vertoont een fundamentele tendens tot vergroting van wanorde. De hierop betrekking hebbende natuurkundige wet is de zogenaamde tweede hoofdwet van de thermodynamica. In de signaalbewerkingstechniek manifesteert deze tendens zich in twee verschijnselen. Het eerste is dat elk signaal behept is met volstrekt willekeurige stochastische variaties. Men duidt deze aan met de algemene term ‘ruis’. Ruis is alomtegenwoordig. Elke bewerking van het signaal voegt daaraan ruis toe. Het tweede verschijnsel is dissipatie: bij elke vorm van transport wordt een geordend signaal ten dele omgezet in warmte, dat is ongeordende beweging van ladingsdragers. Het signaal wordt daardoor gaandeweg verzwakt. Echter, ruis is alomtegenwoordig en bij transport van een signaal neemt dus gaandeweg de verhouding van signaalvermogen en ruisvermogen af. Als de signaal-ruis verhouding beneden een bepaalde waarde daalt, is het signaal niet meer herkenbaar, men zegt wel: het signaal is verdronken in de ruis. Vóór het zover is dient het signaal versterkt te worden en dit impliceert dat versterking op principiële gronden onmisbaar is.

Van de gebruiker van deze handleiding wordt verwacht dat hij of zij bekend is met de elementaire versterkerconfiguraties. Geschikte handleidingen ter zake zijn: ‘Inleiding in de Elektronica’ door C. Wissenburgh (Delftse Uitgevers Maatschappij, 1991) en de collegehandleiding ‘Elektronica III’ van G.C.M. Meijer. In de voor u liggende handleiding wordt de kennis van de versterkertechniek verder uitgebouwd. Eerst komen nog enkele aspecten van de elementaire schakelingen aan de orde, waarna de behandeling volgt van de versterkertechniek voor breedbandige signalen. Bij de behandeling van deze schakelingen wordt ruimschoots gebruik gemaakt van de beschrijving van overdrachtsfuncties met behulp van hun polen- en nulpuntenbeelden. Ten behoeve van gebruikers die dit onderwerp niet in voldoende mate beheersen, geeft hoofdstuk 2 een samenvattend overzicht, waarbij ook het gebruik van de Laplace-transformatie in het kort wordt uiteengezet.

In het voorgaande is reeds gebleken dat ruis een permanente bedreiging vormt voor de nauwkeurigheid waarmee een signaal herkend kan worden. Kennis van de oorzaak van ruisverschijnselen, hun beschrijvingswijze en van technieken om de invloed er van op de signaaloverdracht te minimaliseren, is dan ook volstrekt onmisbaar. Dit onderwerp, waarvan de betekenis overigens niet zelden onderschat wordt, komt dan

ook uitgebreid aan de orde.

Een belangrijke klasse van schakelingen heeft betrekking op de technieken om signalen te moduleren op een draaggolf alsmede de demodulatie van zulke gemoduleerde signalen. Modulatie, demodulatie en de hiermee verwante techniek van frequentieconversie, dat is spectrale verschuiving van de signaalinhoud, zijn niet-lineaire signaalbewerkingstechnieken. Een andere niet-lineaire signaalbewerkingstechniek vindt men in de klasse van de zogenaamde *translineaire schakelingen*, een type schakelingen dat praktisch alleen in de monolithische IC-techniek realiseerbaar is. De behandeling van deze klasse van schakelingen beperkt zich tot de principes en enkele belangrijke representanten.

Tenslotte is een hoofdstuk gewijd aan de phaselock-loop en de toepassingen daarvan. De phaselock-loop is met name in de moderne communicatie-elektronica een onmisbare configuratie, met name voor de behandeling van signalen waarbij informatie wordt overgedragen door middel van faserelaties.

# 8 | Translineaire schakelingen

## 8.1. Inleiding

Dit hoofdstuk beoogt een inleiding te geven in een klasse van schakelingen die hun specifieke eigenschappen ontleen aan het exponentiële verband tussen stroom en spanning dat kenmerkend is voor bipolaire componenten. Deze klasse van schakelingen wordt aangeduid met de algemene benaming van translineaire schakelingen. Voor een deel van deze schakelingen is deze benaming passend, namelijk die waarbij via onderling compenserende niet-lineaire overdrachten een lineaire overdracht tussen in- en uitgangsgrootheden wordt gerealiseerd. Het algemene principe leent zich echter ook voor de realisatie van allerlei niet-lineaire overdrachtsfuncties. Deze zijn wat later tot ontwikkeling gekomen en omdat ze op hetzelfde algemene principe berusten rekent men ze gemakshalve toch tot de translineaire schakelingen. In de meeste gevallen bevatten de schakelingen een gesloten lus van spanningen over in de doorlaatrichting ingestelde pn-juncties en ontleen ze hun eigenschappen aan het feit dat de algebraïsche som van deze junctiespanningen nul bedraagt. Soms bevat de lus ook nog weerstanden. Men spreekt dan wel van het ‘modified translinear principle’.

## 8.2. Voorbeelden van translineaire bewerkingschakelingen

Figuur 8.1 toont een gegeneraliseerd translineair circuit.

De componenten en stromen in de linkerhelft van de lus zijn aangeduid met oneven nummers, die in de rechterhelft met even nummers. Uit  $\sum U_{BE} = 0$  volgt, als we de invloed der basisstromen verwaarlozen,

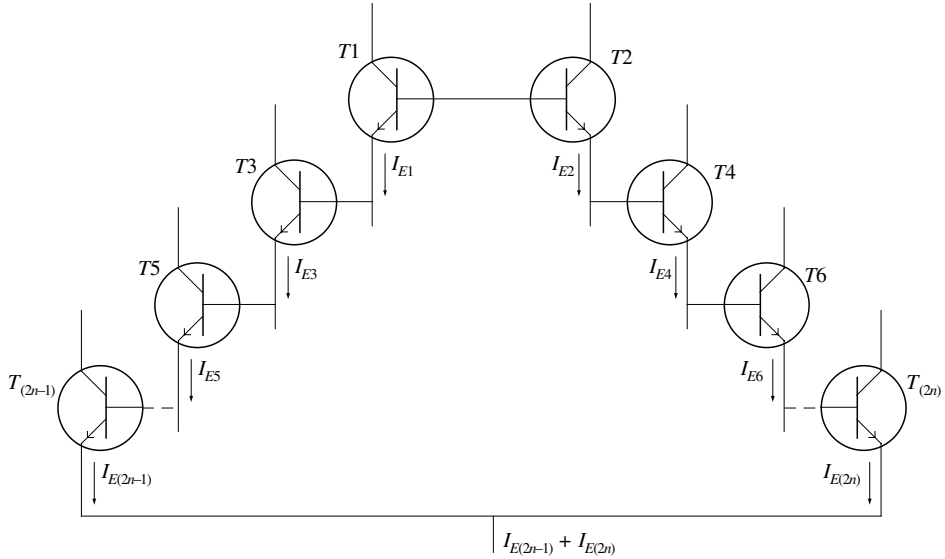
$$\frac{kT}{q} \left[ \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} + \ln \frac{I_{C3}}{I_{S3}} + \dots + \ln \frac{I_{C(2n-1)}}{I_{S(2n-1)}} - \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} - \dots - \ln \frac{I_{C(2n)}}{I_{S(2n)}} \right] = 0,$$

waaruit volgt

$$\frac{I_{C1} \cdot I_{C3} \dots I_{C(2n-1)}}{I_{C2} \cdot I_{C4} \dots I_{C(2n)}} = \frac{I_{S1} \cdot I_{S3} \dots I_{S(2n-1)}}{I_{S2} \cdot I_{S4} \dots I_{S(2n)}}. \quad (8.1)$$

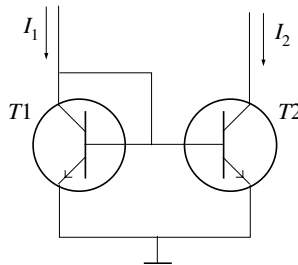
Als alle transistoren in hetzelfde proces vervaardigd zijn, zoals in een monolithische schakeling het geval is, en ze zich alle op dezelfde temperatuur bevinden, zijn alle sperstromen  $I_S$  per eenheid van oppervlak van de junctie gelijk. Worden in de schakeling van figuur 8.1 bijvoorbeeld alle stromen, behalve één der ‘even’ en één der

‘oneven’ stromen, op een bepaalde waarde ingesteld, dan volgt uit (8.1) dat elke verandering van de ‘even stroom’ een daarmee evenredige verandering der ‘oneven stroom’ teweeg brengt en andersom.



Figuur 8.1. Gegeneraliseerd translineair circuit.

Figuur 8.2 toont een zeer eenvoudige en zeer algemeen gebruikte translineaire schakeling bestaande uit twee transistoren.

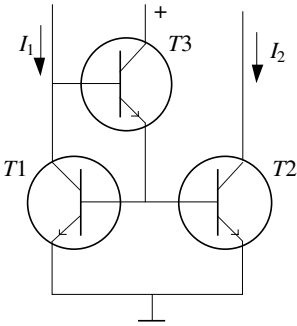


Figuur 8.2. Eenvoudige stroomspiegel.

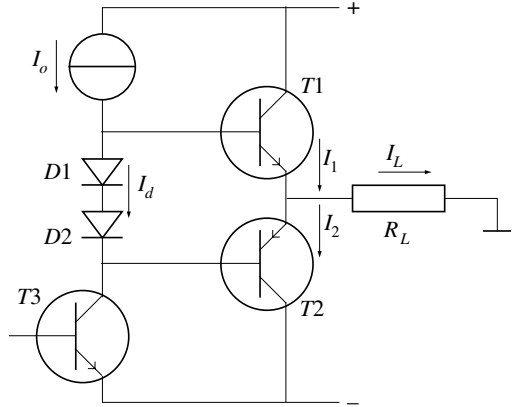
Als de basisstromen verwaarloosd worden volgt uit  $U_{BE}(T_1) = U_{BE}(T_2)$  bij gelijke transistoren  $I_2 = I_1$ . Als het oppervlak van de emitterjunctie van  $T_2$   $n$  maal zo groot is als dat van  $T_1$ , dan is  $I_2 = nI_1$ . Onder andere als gevolg van de eindige basisstromen is de stroomspiegelwerking niet ideaal. Zoals bekend is het mogelijk de invloed der basisstromen te compenseren. Figuur 8.3 toont een veel gebruikte uitvoering. De basisstromen worden nu geleverd door de emittervolger  $T_3$ . Als alle transistoren identiek zijn vindt men voor de overdracht  $I_2/I_1$

$$\frac{I_2}{I_1} = 1 - \frac{2}{2 + a_{e1}a_{e3}}, \quad (8.2)$$

waarin  $a_{e1}$  en  $a_{e3}$  de CE-stroomversterkingsfactoren van respectievelijk T1 (en T2) en T3 voorstellen. Omdat T1,2 en T3 verschillende stromen voeren zal in het algemeen  $a_{e1,2} \neq a_{e3}$ .



Figuur 8.3. Verbeterde stroomspiegel.



Figuur 8.4. Translineaire instelmethode voor een eindtrap.

Figuur 8.4 toont een translineaire schakeling voor de instelling in klasse AB van een complementaire eindtrap. Bij afwezigheid van een via T3 toegevoerd sturend signaal is  $I_L = 0$ , dus  $I_1 = I_2$ . Uit de lusvergelijking voor de vier junctiespanningen volgt dan

$$\frac{2kT}{q} \ln \frac{I_o}{I_{sd}} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_1 I_2}{I_{s1} I_{s2}}, \quad (8.3)$$

dus

$$I_1 = I_2 = I_o \frac{\sqrt{I_{s1} I_{s2}}}{I_{sd}}. \quad (8.4)$$

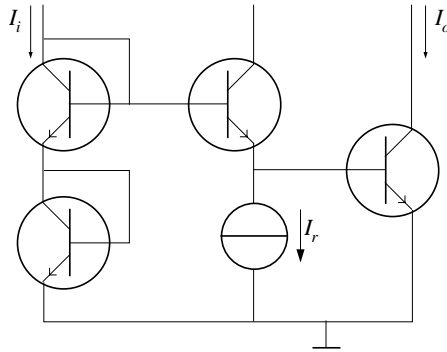
Als D1, D2, T1 en T2 thermisch goed gekoppeld zijn, is de ruststroom onafhankelijk van de temperatuur en alleen bepaald door  $I_o$  en de verhouding der junctieoppervlakken. Bij aanwezigheid van een ingangssignaal is  $I_L = I_1 - I_2 \neq 0$ . Als de basisstromen klein zijn ten opzichte van  $I_o$  blijft (8.3) in eerste benadering gelden, zodat

$$I_1 I_2 = I_o^2 \frac{I_{s1} I_{s2}}{I_{sd}^2}. \quad (8.5)$$

Het produkt van  $I_1$  en  $I_2$  is in eerste benadering constant en onafhankelijk van het stuursignaal. Dit impliceert een milde vorm van stroomovername (AB-instelling); geen der beide transistoren wordt bij sturing volledig afgeknepen. Als, bijvoorbeeld,  $I_1$  ten gevolge van de werking van het stuursignaal met een factor 10 toeneemt, neemt

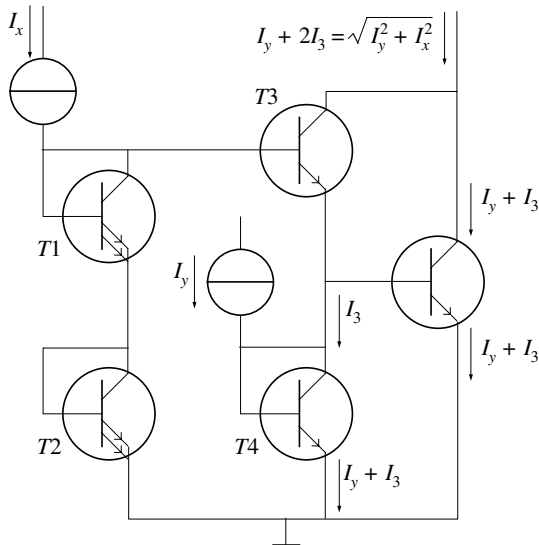
$I_2$  met dezelfde factor af.

Figuur 8.5 toont een schakeling voor een niet-lineaire signaalbewerking. De uitgangsstroom is evenredig met het kwadraat van de ingangsstroom, immers uit  $I_i^2 = I_r I_o$  volgt  $I_o = I_i^2 / I_r$ . Als de functies van  $I_i$  en de referentiestroom  $I_r$  worden omgewisseld is  $I_o = I_r^2 / I_i$ , zodat de uitgangsstroom omgekeerd evenredig is met de ingangsstroom.



Figuur 8.5. Translineaire schakeling waarbij  $I_o$  evenredig is met  $I_i^2$ .

Figuur 8.6. toont een combinatie die een uitgangsstroom levert die de vectorsom is van twee ingangsstromen  $I_x$  en  $I_y$ , dus  $I_o = \sqrt{I_x^2 + I_y^2}$ . Uit  $U_{BE1} + U_{BE2} = U_{BE3} + U_{BE4}$  volgt  $I_3^2 + I_y I_3 - \frac{1}{4} I_x^2 = 0$ , zodat  $I_3 = \frac{1}{2} (-I_y + \sqrt{I_x^2 + I_y^2})$ . De uitgangsstroom is  $I_o = I_y + 2I_3 = \sqrt{I_x^2 + I_y^2}$ .

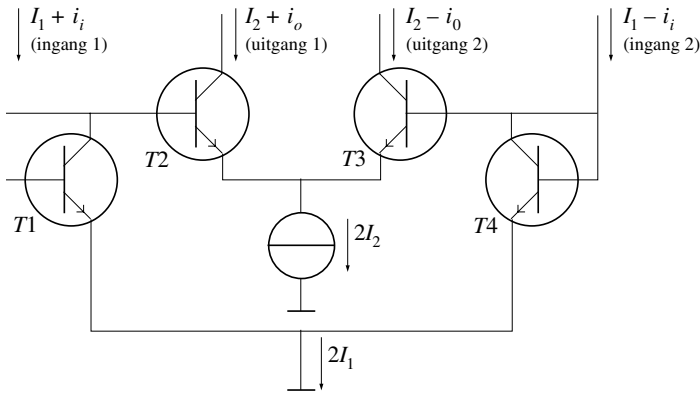


Figuur 8.6. Schakeling voor vectorische optelling van stromen.

Er moet op gewezen worden dat de beschouwde schakelingen de beoogde overdracht niet nauwkeurig realiseren; bij de berekening van de overdracht is de invloed der basisstromen verwaarloosd, alsmede ook de invloed van de ohmse weerstanden van het basis- en het emittergebied der transistoren. Bij signalen die hoogfrequente bestanddelen bevatten gaan al gauw ook de parasitaire capaciteiten der transistoren een rol spelen. Voor een aantal van deze storende invloeden kan men redelijk goed werkende compenserende maatregelen treffen. Voor met name de invloed van parasitaire capaciteiten is dit nauwelijks mogelijk.

### 8.3. Translineaire stroomversterker en analoge vermenigvuldiger

Figuur 8.7 toont een belangrijke translineaire schakeling die een lineaire stroomoverdracht realiseert over een groot gebied van stroomwaarden. De schakeling gedraagt zich als een verschilversterker voor stromen. De ingangsstromen zijn  $I_1 + i_i$  en  $I_1 - i_i$ , waarin  $i_i$  de signaalstroom voorstelt. Uit de lusvergelijking voor de lus, gevormd door de vier b-e juncties volgt  $i_o/i_i = I_2/I_1$ . De stroomversterking wordt dus bepaald door de verhouding van twee instelstromen en is derhalve regelbaar met behulp van  $I_2$ .



Figuur 8.7. Translineaire stroomversterker.

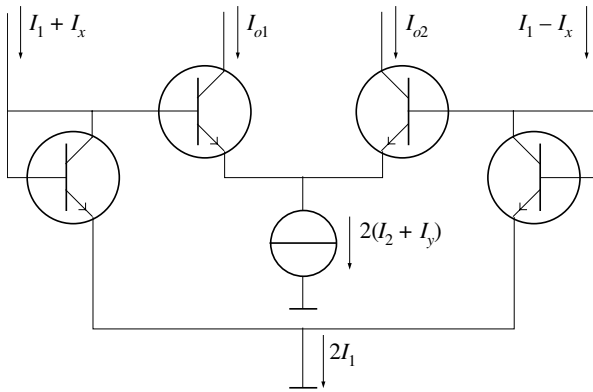
Als we  $I_2$  nu opvatten als een tweede ingangssignaal ontstaat een uitgangssignaal dat het product is van de beide ingangssignalen. Het spreekt vanzelf dat  $I_2$  wel positief moet zijn. In vele gevallen zal het gewenst zijn dat de beide te vermenigvuldigen ingangssignalen zowel positieve als negatieve waarden kunnen aannemen. Men spreekt dan van een vier-kwadrant-vermenigvuldiger. Daartoe kunnen we, net als  $I_1$ , ook  $I_2$  moduleren met het te vermenigvuldigen signaal. Noemen we de beide te vermenigvuldigen signalen  $I_x$  en  $I_y$ , zoals aangegeven in figuur 8.8, dan verkrijgen we als uitgangssignalen

$$I_{o1} = I_2 + I_y + \frac{I_x I_y}{I_1} + \frac{I_2}{I_1} I_x, \tag{8.6a}$$

en

$$I_{o2} = I_2 + I_y - \frac{I_x I_y}{I_1} - \frac{I_2}{I_1} I_x. \tag{8.6b}$$

Uit (8.6a) en (8.6b) blijkt dat de uitgangsströmen naast het gewenste product ook de beide ingangssignalen bevatten. Trekken we  $I_{o1}$  en  $I_{o2}$  van elkaar af, bijvoorbeeld met behulp van een stroomspiegel, dan blijft nog altijd het ingangssignaal  $I_x$  als een storende term in het uitgangssignaal over. Om deze in het algemeen ongewenste component te elimineren voegen we een tweede multiplicator toe, waaraan het signaal  $I_y$  in tegenfase wordt toegevoerd.



Figuur 8.8. Translineaire stroomversterker als analoge vermenigvuldiger.

Dit levert op

$$I'_{o1} = -I_y + I_2 - \frac{I_x I_y}{I_1} + \frac{I_2}{I_1} I_x, \tag{8.7a}$$

en

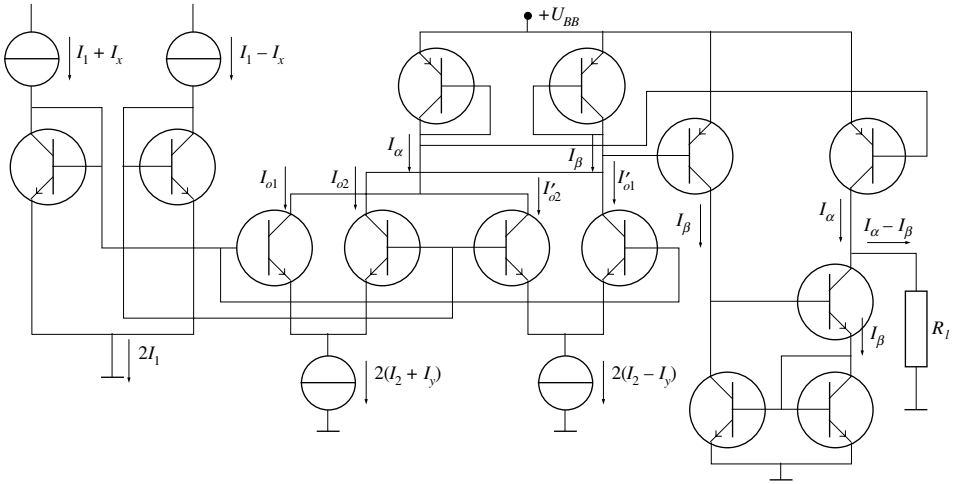
$$I'_{o2} = -I_y + I_2 + \frac{I_x I_y}{I_1} - \frac{I_2}{I_1} I_x. \tag{8.7b}$$

Nu is

$$I'_{o2} - I'_{o1} = 2 \frac{I_x I_y}{I_1} - 2 \frac{I_2}{I_1} I_x. \tag{8.8}$$

Sommeren van de signalen  $(I_{o1} - I_{o2})$  en  $(I'_{o2} - I'_{o1})$  levert dan een uitkomst op die alleen het gewenste product  $I_x I_y / I_1$  bevat.

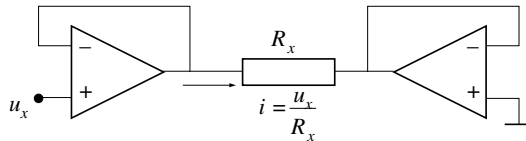
Figuur 8.9 toont een schakeling die de gehele beschreven operatie uitvoert. In deze schakeling worden de signalen  $I_{o1}$  en  $I'_{o2}$  samengevoegd tot de stroom  $I_\alpha$ , terwijl  $I_{o2}$  en  $I'_{o1}$  worden samengevoegd tot de stroom  $I_\beta$ . Via twee stroomspiegels worden deze signalen toegevoerd aan een derde stroomspiegel, die  $I_\alpha$  en  $I_\beta$  van elkaar aftrekt.



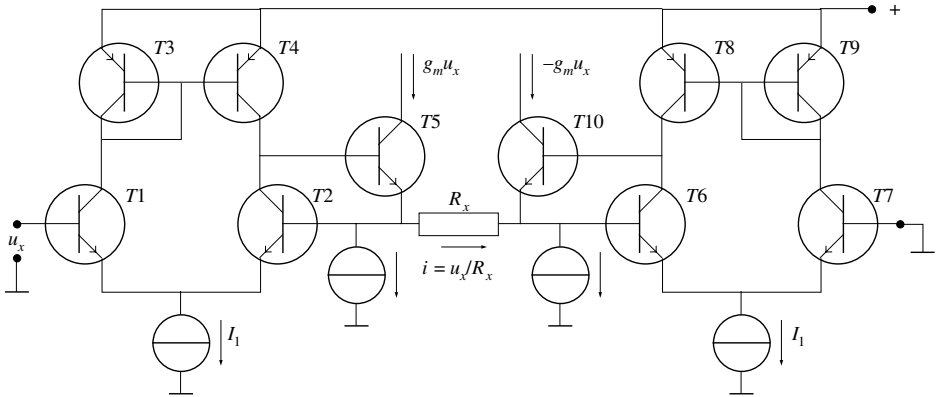
Figuur 8.9. Analoge vermenigvuldiger voor positieve en negatieve stromen.

Zowel de translineaire stroomversterker als de daaruit afgeleide analoge vermenigvuldiger worden gestuurd met stromen. In veel praktische situaties zijn de signaalgrootheden echter beschikbaar in de vorm van spanningen. Om de gewenste signaalbewerking tot stand te brengen moeten de spanningen dan eerst met behulp van een spanning-stroomomzetter in stromen worden omgezet. Men kan hiervoor eenvoudig een verschilpaar gebruiken, maar de overdracht van zo'n paar is slechts over een klein uitstuurgebied redelijk lineair. Het aardige van de analoge vermenigvuldiger is nu juist dat deze bruikbaar is binnen het gehele uitsturbereik der transistoren. Met behulp van een als spanningsvolger geschakelde operationele versterker kan een nagenoeg lineaire spanning-stroomomzetter worden gerealiseerd.

Figuur 8.10 toont de inrichting van een schakeling, waarmee de benodigde tegenfasige stromen kunnen worden verkregen, figuur 8.11 een goed bruikbare uitvoeringsvorm, waarbij T1 tot en met T5 en T6 tot en met T10 eenvoudige opamps vormen. De stroom door  $R_x$  bedraagt  $i = u_x/R_x$ ; de transconductantie van de omzetter bedraagt dus  $g_m = 1/R_x$ .

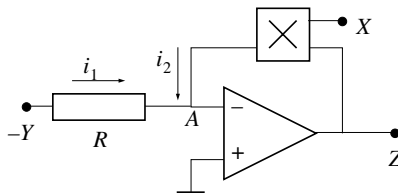


Figuur 8.10. Principe van een lineaire spanning-stroom omzetter.



Figuur 8.11. Eenvoudige uitvoering van een nauwkeurige spanning-stroom omzetter.

De analoge vermenigvuldiger kan ook gebruikt worden om het quotiënt van twee ingangssignalen te vormen. Daartoe wordt de vermenigvuldiger gebruikt als teruggekoppeldelement in een schakeling met een operationele versterker, zoals aangegeven in figuur 8.12.



Figuur 8.12. Schakeling die het quotiënt vormt van twee ingangssignalen.

De vermenigvuldiger levert een uitgangsstroom die evenredig is met het product van de beide ingangssignalen  $X$  en  $Z$ , dus  $i_2 = kXZ$ . Omdat punt  $A$  een virtueel aardpunt is, is  $i_1 = -i_2$ , zodat

$$-\frac{Y}{R} = -kXZ, \text{ of } Z = \frac{1}{Rk} \frac{Y}{X}. \tag{8.9}$$

We merken op dat  $X$  positief dient te zijn, daar anders de terugkoppeling zou verkeren in meekoppeling. Als we de beide ingangen van de vermenigvuldiger onderling verbinden, zodat  $X = Z$ , verkrijgen we

$$\frac{Y}{R} = kX^2, \text{ dus } Z = \sqrt{\frac{Y}{kR}}. \tag{8.10}$$

Het uitgangssignaal  $Z$  is nu evenredig met de wortel uit het ingangssignaal  $Y$ .