

ANALOGE ELEKTRONICA

et 04-70

auteur: Ir. D.Ch. van Maaren

2e druk December 1997

Björn

Voorwoord

Een woord ter inleiding ...

Studenten die binnen de studie elektrotechniek gekozen hebben voor de hoofdrichting elektronica leren hun specialisme kennen en toepassen dank zij een uitgebreide reeks colleges en oefeningen. De opgedane kennis en ervaring brengen hen tenslotte aan de grenzen van een beroepswereld waarin hun creativiteit als elektronicus zich in volle omvang kan ontwikkelen.

Voorafgaande aan de elektronicastudie is een brede basis gelegd op het gebied van hogere wiskunde, elektriciteitsleer, signaaltheorie en netwerktheorie.

Men kan zich voorstellen welk een probleem het is als deze voorkennis grotendeels ontbreekt en toch in één college het hele gebied van de analoge elektronica moet worden behandeld. Het is absoluut niet te verwachten dat een student na dit college als ontwerper van elektronische schakelingen kan optreden. Maar dat is gelukkig ook niet de bedoeling.

Een industrieel ontwerper komt bij het uitoefenen van zijn of haar beroep ongetwijfeld met elektronica en elektronici in aanraking. Daarbij is inzicht in dit vakgebied en wat er met elektronica gedaan kan worden onontbeerlijk. En even onontbeerlijk is het vermogen om met een elektronicus te kunnen communiceren. Begrijpen van elkaars mogelijkheden en beperkingen en vooral ook van het vakjargon speelt een belangrijke rol.

De stof van dit dictaat is gericht op het verkrijgen van inzicht over de werking en de toepassingsmogelijkheden van elektronica. Maar zonder enige kennis van signalen en netwerken zou een verhaal over elektronica zinloos zijn. Vandaar dat twee hoofdstukken aan deze onderwerpen gewijd zijn. Toepassingen van schakelingen worden steeds bij wijze van voorbeeld gegeven.

In het dictaat is elf jaar ervaring in het geven van elektronica-onderwijs aan industriële ontwerpers verwerkt. De inhoud van het college sluit aan op de wensen van gezaghebbenden uit de Faculteit IO. De vorm waarin het wordt gepresenteerd is geëvalueerd uit de vele contacten die er met studenten IO zijn geweest.

...en een woord van dank

De schrijver van dit verhaal werd geconfronteerd met problemen die lijken op de hierboven genoemde. Hij is geen taalkundige, literator of graficus, maar moest wel een van tekeningen voorzien diktaat schrijven.

Het is dan ook niet verwonderlijk dat hij de hulp van anderen bij het taalkundig corrigeren en vormgeven van dit verhaal hard nodig had. Hij is in dit opzicht dank verschuldigd aan Olfien Lèfebvre die met assistentie van Yvonne Hom met haar tekstverwerker uit een grote brij letters het geheel een zeer presenteerbare vorm heeft weten te geven. En de vele fraaie tekeningen die zij langs elektronische weg in de tekst heeft ingevoerd waren er nooit op tijd gekomen zonder de noeste inspanningen van Rob Janse.

Wat is een mens zonder zijn collega's.

D.Ch. van Maaren

Inhoudsopgave

1	Elektronica in samenleving en techniek	9
1.1	Inleiding	9
1.2	Elektronica als informatieverwerker	9
1.3	Informatiedragers	10
1.3.1	Verplaatsingssnelheid van informatie	11
1.3.2	De informatie implanteerbaarheid	11
1.3.3	De bestuurbaarheid in ruimtelijke zin	12
1.3.4	De sociaal-economische aspecten	12
1.4	Signalen	13
1.5	Informatie verwerkende systemen	14
2	Signalen en signaalbeschrijvingen	17
2.1	Inleiding	17
2.2	Actieve en passieve informatie	17
2.3	Elektrische signalen	17
2.4	Periodiciteit	18
2.5	Gelijkstromen en -spanningen	18
2.6	Sinusvormige grootheden	19
2.7	Vermogen en effectieve waarde	21
2.8	Tijd domein en frequentiedomein	22
2.9	Optellen van stromen en spanningen	22
2.10	Frequentiespectrum	23
2.11	Relevante informatie en transmissiekanalen	26
2.12	Kwaliteit van informatieoverdracht	27
2.13	Continuïteit of discretisatie in signalen	29
2.13.1	Analoge signalen	29
2.13.2	Bemonsterde signalen	29
2.13.3	Gekwantiseerde signalen	31
2.13.4	Digitale signalen	31
3	Impedanties, netwerken en overdrachten	33
3.1	Inleiding	33
3.2	Eenheden	33
3.3	Netwerktheorie	34
3.4	De wetten van Ohm en Kirchhoff	34
3.5	De begrippen bron en belasting	37
3.6	Componenten	37
3.7	Impedanties	38
3.8	Inschakelverschijnselen en stationaire toestanden	39
3.9	De impedantie van een weerstand	39

3.10	De impedantie van een condensator	40
3.11	De impedantie van een spoel	41
3.12	De impedanties bij een transformator	42
3.13	Impedantie van combinaties van componenten	44
3.14	Parasitaire effecten en vervangingsschema's	48
3.15	De stellingen van Thévenin en Norton	49
3.16	Lineaire en niet-lineaire componenten	51
3.17	Statische en dynamische eigenschappen	52
3.18	Componentdata	53
3.19	Overdrachten	54
3.20	Frequentiekaracteristieken van overdrachten	55
3.21	Sprongkarakteristiek van overdrachten	56
3.22	Spanningsdelers en stroomdelers	58
3.23	Frequentie-afhankelijke overdrachten	59
3.24	De potentiometer	66
4	Halfgeleiderdioden	67
4.1	Inleiding	67
4.2	Halfgeleidertechniek	67
4.3	De statische karakteristiek	68
4.4	Zenerdiode en vari-cap	69
4.5	Grafische bepaling van het instelpunt	70
4.6	Het dynamische gedrag	71
4.7	Toepassingen	72
4.7.1	Gelijkrichting	72
4.7.2	Spanningsstabilisatie	75
4.7.3	Variabele spanningsdeler voor signalen	77
4.7.4	Afstemming	78
4.8	Parasitaire effecten in dioden	79
4.9	Componentdata	79
5	Transistoren en IC-techniek	81
5.1	Inleiding	81
5.2	De bipolaire junctie-transistor	82
5.3	Toepassingsvoorbeeld	86
5.4	De junctie-veldeffect transistor	90
5.5	De metaal-isolator-veldeffect transistor	94
5.6	De transistor als schakelaar	95
5.7	Parasitaire effecten in transistoren	97
5.8	Componentdata	99
5.9	Geïntegreerde schakelingen	99
6	Signaalbewerkingsfuncties	105
6.1	Inleiding	105
6.1.1	Het optellen	105
6.1.2	Het vermenigvuldigen	107
6.1.3	Het selekteren	111
6.2	Signaalbewerkingsfuncties	111
6.3	Versterken	111
6.3.1	Aanpassing aan bron en belasting	112
6.3.2	Versterkersymboliek	114

6.3.3	Verschilversterker	114
6.3.4	Balancering	115
6.3.5	Lineariteit en stabiliteit	117
6.3.6	Compensatie	117
6.3.7	Terugkoppeling	119
6.3.8	De niet-inverterende operationele versterker	121
6.3.9	De inverterende operationele versterker	122
6.3.10	Stabiliteit van tegengekoppelde versterkers	123
6.3.11	De decibel	124
6.3.12	Bandbreedte	125
6.3.13	Ruis, distorsie en dynamiek	126
6.4	Selektoren	127
6.5	Converteren	129
6.6	Schakelen	131
6.7	Vertragen	131
6.8	Coderen en decoderen	133
6.8.1	Amplitude-modulatie	134
6.8.2	Frequentie-modulatie	135
6.8.3	Toepassingen van AM en FM	136
6.8.4	Pulsmodulatie	137
6.8.5	Pulscode-modulatie	138
6.9	Compressie en expansie	140
6.9.1	Compressie en expansie in het amplitude-domein	141
6.9.2	Compressie en expansie in het informatie-domein	142
7	Hulpschakelingen	145
7.1	Inleiding	145
7.2	Voedingsschakelingen	145
7.2.1	Batterijen	146
7.2.2	Netvoedingen	146
7.3	Geschakelde energievoorziening	150
7.4	Het genereren van hulpsignalen	153
7.5	Harmonische oscillatoren	153
7.6	Regeneratieve oscillatoren	156
7.7	Generatoren voor test- en meetsignalen	157
8	Elektronische systemen	159
8.1	Inleiding	159
8.2	Het ontwerpproces	160
8.3	Een voorbeeld van een analoog systeemontwerp	160
8.4	Kabelverbindingen	165
9	Bouwtechnieken, meetinstrumenten en meten	169
9.1	Inleiding	169
9.2	Mechanische aspecten	169
9.2.1	Montagetechnieken	169
9.2.2	Mechanische stijfheid	170
9.2.3	Behuizingen	171
9.3	Elektrische aspecten	171
9.3.1	Voedingsproblemen	172
9.3.2	Aardrailproblemen	173

9.3.3	Elektrische en magnetische koppelingen	175
9.3.4	Thermische koppelingen	176
9.4	Samenvatting	177
9.5	Elektronische meetinstrumenten	178
9.5.1	Instrumenten voor het meten van statische instellingen van schakelingen . .	179
9.5.2	Instrumenten voor het meten van signaaleigenschappen	179
9.5.3	Instrumenten voor het meten van component- en overdrachtseigenschappen	182
9.6	Meten	183

10 Appendix

185

Hoofdstuk 1

Elektronica in samenleving en techniek

1.1 Inleiding

Het verschijnsel "elektronica" is een niet meer weg te denken onderdeel van onze cultuur geworden. Vrijwel iedereen wordt dagelijks geconfronteerd met het gebruik van apparaten of systemen die van elektronica voorzien zijn. Voor de meeste gebruikers ervan geldt eigenlijk hetzelfde als bij de omgang met andere dingen uit ons cultuurpatroon, zoals de fiets en de auto: je hoeft niet persé iets van de technische achtergrond te weten om ze te kunnen gebruiken, maar enige oppervlakkige kennis daaromtrent kan toch nuttig zijn.

Ook een industrieel ontwerper, die bij de beroepsuitoefening steeds optimale keuzen moet maken uit allerhande materialen en technieken voor zijn product, zal zeer zeker met elektronica in aanraking komen. "Enige oppervlakkige kennis" is daarbij evenwel niet voldoende. Zij of hij zal het toepassen van elektronica op waarde moeten kunnen inschatten en iets van het wezen ervan moeten kunnen doorgronden. Een echte elektronicus hoeft zij of hij niet te worden; het ontwerpen van elektronische schakelingen kan gevoeglijk worden overgelaten aan specialisten. Goed kunnen communiceren met een elektronicus is evenwel onontbeerlijk.

Zoals in elk vakgebied spreekt een elektronicus een eigen **vakjargon**. Voor een goede communicatie is het voor de industriële ontwerper belangrijk dat jargon te kunnen begrijpen en ook goed te kunnen hanteren. Dat laatste is heel belangrijk. Bijvoorbeeld: de kreten "stroom" en "spanning" worden in een gesprek al snel gebruikt. Stromen "lopen" in een geleider en spanningen "staan" tussen twee punten in een schakeling. Ook al klinkt het onbenullig, als je in aanwezigheid van een elektronicus zegt dat ergens een stroom op staat, of dat ergens een spanning loopt, dan zal hij onmiddellijk denken: daar heb je weer zo'n leek waar ik niet mee kan praten.

Wie de vraag gesteld krijgt wat elektronica precies is weet veelal niet verder te komen dan het opsommen van gebruiksapparaten die duidelijk een elektronisch stempel hebben: de video, de radio of de computer. Het is de opzet van dit hoofdstuk om tot een meer gedetailleerd antwoord op die vraag te komen en iets te vertellen over het ontstaan en de taak van de elektronica in de techniek.

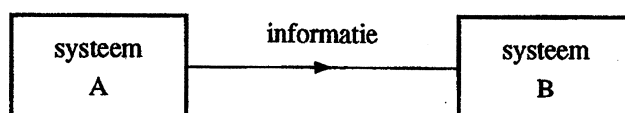
1.2 Elektronica als informatieverwerker

Filosofisch beschouwd zou je kunnen zeggen dat de mens sinds zijn oorsprong behoefte heeft getoond zijn kracht en zijn macht ten opzichte van zijn omgeving te kunnen vergroten. Voor kracht zijn **energiebronnen** nodig en voor macht bovendien nog **informatie** over wat zich rondom afspeelt. Het manipuleren van wezens en het vervaardigen en gebruiken van materialen en voorwerpen om deze doelen te bereiken ging **techniek** heten.

In de loop der geschiedenis heeft de mensheid allerlei technieken ontwikkeld om de genoemde behoeften te kunnen bevredigen. Mensen, dieren, natuurverschijnselen en delfstoffen werden en worden als energiebron gebruikt. Iedereen kan zich bij deze bewering gemakkelijk een voorstelling maken.

In het verdere verloop van dit verhaal zullen we ons hoofdzakelijk bezig houden met het deel van de techniek dat zich bezig houdt met het verwerken van informatie. En spoedig zal daarbij het woord "elektronica" opduiken. Als we evenwel iets over de menselijke informatiebehoefte willen zeggen dan dienen we voor onszelf het wat vage begrip informatie nader af te bakenen.

Informatie is een verzameling kennis en gegevens die van een bron naar een waarnemer kan vloeien, met als onveranderlijk resultaat dat de kennis van de waarnemer daardoor stijgt (zie figuur 1.1). Informatie is daarmee een dynamisch begrip; het krijgt pas betekenis als deze overdracht ook werkelijk plaats vindt. Transport van bekende feiten is geen informatieoverdracht.



Figuur 1.1: Door de informatiestroom neemt de kennis in B toe.

Wat willen we technisch gezien meestal met informatie doen?

- we willen informatie transporteren van de ene naar de andere plaats, of
- we willen informatie opslaan voor later gebruik, of
- we willen de vorm ervan beter aanpassen voor waarneming met onze zintuigen, of
- we willen uit meerdere informatiestromen nieuwe informatie doen ontstaan zoals bij het uitvoeren van berekeningen, of
- we willen puur technische systemen zichzelf intern laten controleren en regelen via interne informatieuitwisseling.

En vaak verlangen we combinaties van deze mogelijkheden.

1.3 Informatiedragers

Informatie is een abstract, niet tastbaar begrip. En als techniek ergens geen raad mee weet dan zijn het wel abstracte begrippen. Pas als informatie geïmplementeerd is op een **drager** die door ons of door een technisch systeem kan worden waargenomen en gehanteerd, kunnen we er mee uit de voeten.

Informatiewinning en overdracht vonden eeuwenlang plaats door middel van allerlei fysische verschijnselen als bijvoorbeeld geluid en licht. Transport van informatie vond plaats via de tam-tam of via rooksignalen. Voor opslag en transport van informatie werden schrift, kleitableaus, brieven en boeken uitgevonden. Voor aanpassing van informatie gebruikte men bijvoorbeeld de kwikthermometer om temperatuur te kunnen zien en een lakmoesstrookje om een zuurgraad op niet onaangename wijze met het oog waar te kunnen nemen. Rekenen deden we met een telraam en later met een mechanische rekenmachine, en stoommachines konden met behulp van een vernuftig centrifugaalregelsysteem hun eigen toerental constant houden.

Na de ontdekking van de elektriciteit zijn in toenemende mate elektrische stromen en spanningen de transporteurs van energie geworden, en in overweldigende mate de transporteurs en

verwerkers van informatie. De voor het gebruik van elektriciteit ontwikkelde technieken werden gezamenlijk de **elektrotechniek** genoemd.

Hoe komt het nu eigenlijk dat de komst van de elektrotechniek zo'n enorme invloed op de informatiewereld heeft gehad dat allerlei niet-elektrische technieken naar een bijrol werden verwezen of zelfs volledig verdwenen? Het antwoord is te vinden via een wedervraag, namelijk: waaraan zou een vrij te kiezen type informatiedrager moeten voldoen om ideaal toepasbaar te zijn? Men komt dan al snel tot de volgende wensenlijst.

- de drager moet informatie met grote snelheid kunnen verplaatsen en verwerken
- informatie moet gemakkelijk op de drager zijn te implanteren
- de drager moet in ruimtelijke zin goed bestuurbaar zijn, d.w.z. de informatie moet zich verplaatsen naar het gewenste punt en nergens anders heen
- de benodigde techniek moet vriendelijk zijn ten aanzien van milieu, energieverbruik, materiaalverbruik, kostprijs, afmetingen, gewicht, betrouwbaarheid, reproduceerbaarheid, etc.

1.3.1 Verplaatsingssnelheid van informatie

De eerstgenoemde wens is een zeer dominante. De hoogst denkbare snelheid is de **lichtsnelheid**, en er zijn in de natuur slechts 3 dragers die informatie met de lichtsnelheid of nagenoeg de lichtsnelheid kunnen transporteren. Dat zijn

- elektronen in geleidende materialen of in vacuüm
- elektro-magnetische golven in de vorm van radiogolven
- elektro-magnetische golven in de vorm van licht.

Deze indeling zou kunnen suggereren dat het gedrag van elektronen in geleiders niets te maken heeft met elektromagnetische velden. Dat is onjuist, want het zich verplaatsen van elektronen in geleidende materialen of vacuüm is onverbrekkelijk verbonden met het optreden van elektromagnetische velden. De driedelige indeling is evenwel gemaakt op puur praktische gronden omdat de optredende verschijnselen bij elektronengeleiding, radiogolven en licht van een duidelijk verschillende dimensie zijn met verschillende golflengten en verschillende verschijningsvormen en implementatie-technieken.

We kunnen nu bekijken in hoeverre deze drie dragers voldoen aan de andere genoemde wensen.

1.3.2 De informatie implanteerbaarheid

Elektronen die zich vrij door een geleider of door vacuüm kunnen verplaatsen zijn vrijwel traagheidsloos in hun gedrag te beïnvloeden met behulp van relatief zwakke elektrische en magnetische velden. Dat komt omdat ze een zeer kleine massa (9.10^{-31} kg) en een relatief grote lading ($1,6.10^{-19}$ coulomb) bezitten. Men moet overigens niet denken dat vrije elektronen zich voor overdracht van informatie ook met de lichtsnelheid door het materiaal gaan bewegen. Zij kunnen alleen veranderingen in een situatie met nagenoeg de lichtsnelheid aan elkaar doorgeven. Het valt enigszins te vergelijken met een buis vol knikkers. Als aan een uiteinde een knikker wordt toegevoegd dan valt er aan de andere zijde onmiddellijk een knikker uit. De knikkers hebben zich nauwelijks verplaatst, en toch weet de andere kant onmiddellijk dat er een knikker uit moet.

Ook radiogolven en licht zijn vrijwel traagheidsloos te beïnvloeden en kunnen grote hoeveelheden informatie per tijdseenheid verwerken.

1.3.3 De bestuurbaarheid in ruimtelijke zin

Vrije elektronen in geleidende materialen zullen zich niet kunnen verplaatsen naar een niet-geleidende omgeving. Door nu geleiders de vorm te geven van dunne buigzame *draden*, omgeven door een isolerend medium, zijn we in staat om in principe langs elke willekeurige weg een informatiebron met zijn bestemming te verbinden, zonder dat de informatie ook terecht komt op plaatsen waar dat niet gewenst is. In een klein volume zijn vele informatiestromen mogelijk die elkaar niet "zien". Elke te overbruggen afstand is denkbaar, zelfs wereldomspannende. Denk daarbij maar aan transcontinentale telefoonkabels. Grote afstanden worden evenwel moeilijk hanteerbaar en zeer kostbaar. En bij mobiel gebruik is het toepassen van draadverbindingen zelfs praktisch onmogelijk.

Radiogolven en licht kunnen zeer grote afstanden overbruggen. Hun ruimtelijke bestuurbaarheid is echter veel beperkter. Radiogolven worden via *antennes* opgewekt en planten zich in principe rechtlijnig voort. Net als bij licht kan je dan zeggen dat er alleen bij optisch zicht informatieoverdracht plaats kan vinden. Alleen bij golflengten groter dan circa 10 meter kunnen radiogolven door reflecties in de ionosfeer en onder invloed van het aardoppervlak met de ronding van de aarde meebuigen, waardoor communicatie op wereldschaal, dus veel verder dan het optische zicht, mogelijk is.

Puntvormige antennes zullen net als lichtbronnen hun energie bolvormig in alle richtingen uitzenden. Ruimtelijke besturing van radiogolven kan in beperkte mate bereikt worden door de uitgestraalde energie in een bepaalde richting te bundelen. Dat lukt beter naarmate de antenne afmetingen bezit die veel groter zijn dan de gebruikte golflengte. De rechtlijnige voortplanting blijft evenwel onbeïnvloedbaar.

Het zal duidelijk zijn dat het gescheiden houden van radiosignalen uit allerlei bronnen heel moeilijk is. Ontvangantennes ontvangen doorgaans veel meer dan alleen de gewenste informatiebron. Een duidelijke selectie van één van de waargenomen bronnen is pas weer mogelijk als we via een ontvangantenne overstappen naar het domein van de vrije elektronen in geleiders, of met andere woorden het domein van de elektrische stromen en spanningen.

Voor licht als informatiedrager geldt in feite hetzelfde als voor radiogolven. De voortplanting is rechtlijnig en bundeling is alleen mogelijk via constructies die veel groter zijn dan de golflengte. Veel problemen met de ruimtelijke bestuurbaarheid van licht zijn evenwel opgelost met de komst van de *optische glasvezels*, die zich voor licht gedragen als de koperdraad voor elektrische stromen. Het licht kan alleen via de uiteinden de vezel betreden of verlaten. Een groot voordeel van glasvezels is dat elektromagnetische golven of licht uit de omgeving geen ongewenste invloeden kunnen uitoefenen op de overdracht van informatie binnen de vezel. Dat in tegenstelling tot elektrische geleiders, waarin door elektrische en magnetische velden wel storende stromen of spanningen kunnen worden opgewekt. Door de komst van de optische glasvezel is het gebruik van licht als informatiedrager enorm in betekenis toegenomen.

1.3.4 De sociaal-economische aspecten

Elektronica hoort thuis in het gebied van de vrije ladingsdragers in geleidende materialen en in vacuüm. Informatieverwerking geschiedt met behulp van zogenaamde schakelingen. Schakelingen zijn opgebouwd uit componenten, die door draden met elkaar verbonden zijn. De beperkingen van de beschikbaar zijnde fabricagetechnieken zijn steeds bepalend geweest voor de *afmetingen*, het *gewicht*, de *behuizing* en de *kostprijs* van de schakelingen. De thans dominerende fabricagetechniek is die van de geïntegreerde schakelingen, de zogenaamde "chips". In een chip zijn vele duizenden componenten als transistoren, diodes, weerstanden en condensatoren met hun doorverbindingen aangebracht in een dun plaatje silicium van enkele vierkante millimeters. Het fabricageproces zelf is duur, doch door de goede reproduceerbaarheid zijn oplagen van miljoenen exemplaren mogelijk. Daardoor is de stuksprijs toch heel laag. De trend naar kleinere

afmetingen zet zich nog steeds voort. Moderne technologieën maken het mogelijk de afzonderlijke componenten op de chip steeds kleiner te maken, terwijl bij de fabricage de beheersbare chip-oppervlakken steeds groter worden. Dat leidt ertoe dat er steeds meer signaalbewerkingen per chip kunnen worden uitgevoerd en ook nog met een steeds grotere snelheid. De werkelijke ruimte die nodig is voor het toepassen van elektronica in een produkt is evenwel vele malen groter dan de hier genoemde. Dat komt o.a. omdat die kleine plakjes silicium moeten worden voorzien van beschermende behuizingen en aansluitpennen voor de verbinding met andere elektronische componenten, en omdat de mogelijkheid van bediening door onze vingers nu eenmaal eisen aan minimale afmetingen stelt.

Bij het gebruik van radiogolven als informatiedrager dringen zich onmiddellijk de afmetingen van antennes op. Afmetingen van optimaal werkende antennes liggen meestal in de orde van een halve tot vele malen de gebezigde golflengte, afhankelijk van het gewenste reeds genoemde bundelingsvermogen. Golflengten in het kortegolf-gebied liggen tussen 10 en 200 meter, en die in het middengolfgebied tussen 200 en 600 meter. De TV omroep gebruikt golflengten van 0,3 tot 5 meter, met in dat bereik de FM omroep met 3 meter. Men kan zelf nagaan welke afmetingen er nodig zijn om in de genoemde gebieden tot een zeker richtingseffect (bundeling) te kunnen komen. Radar en satellietcommunicatie werken met golflengten van ruwweg 10 millimeter tot 10 centimeter. Omdat bij deze toepassingen een zeer sterk richtingseffect, dus een zeer sterke bundeling gevergd wordt, bezitten de gebruikte antennes ondanks de kleine golflengten toch dikwijls enorme afmetingen. Denk maar aan de grote draaiende antennes voor lange-afstand radars en de enorme schotels voor ruimtevaartcommunicatie. Wat men voor deze inspanningen en offers terug krijgt is natuurlijk de mogelijkheid om draadloos te communiceren.

Bij het gebruik van licht als drager van informatie werkt men met golflengten van 0,3 tot 3 micrometer. Ook al wordt bundeling verkregen met lenzen of bronafmetingen bij lasers van duizenden malen de golflengte, dan nog blijven de afmetingen gering en te vergelijken met die van componenten uit het puur elektrische domein. Ook hier worden fabricageprocessen ontwikkeld die leiden tot geïntegreerde optica, waarbij vele optische componenten in een klein plakje basismateriaal worden aangebracht.

Optische informatie kan met veel minder energieverliezen door glasvezels worden getransporteerd dan elektrische informatie door geleiders. Al met al vormt licht in een aantal toepassingsgebieden van overdracht van informatie een geduchte concurrent voor de vrije elektronen.

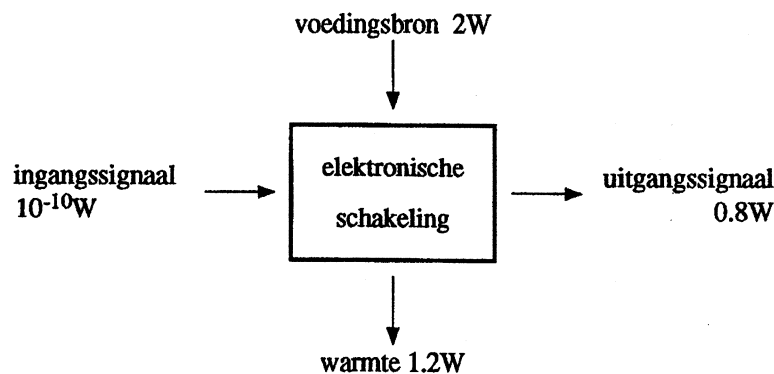
1.4 Signalen

Zoals reeds eerder opgemerkt werd is informatie een dynamisch begrip. Dat komt ook naar voren bij het feit dat informatie altijd verborgen zit in veranderingen van toestanden en niet in het statisch zijn van toestanden. In de elektrotechniek betekent dit dat informatie ingevoerd wordt of aanwezig is in de vorm van elektrische *stromen* en *spanningen* die als functie van de tijd veranderen. Deze als functie van de tijd variërende stromen en spanningen heten *signalen*. Verderop zal aan de orde komen dat signaaltvormen in enkele categorieën ingedeeld worden, waarvan de *analoge* en de *digitale* vorm de meest voorkomende zijn. Wij beperken ons in dit college tot de analoge signaaltvorm en de typisch daarbij behorende elektronica. In een apart college zal de wereld van de digitale elektronica worden geïntroduceerd. Beide colleges dragen de basiskennis aan voor een hogerejaars college waarin de mogelijkheden van het toepassen van elektronica in allerlei industriële produkten sterk wordt belicht.

Stromen en spanningen in een elektrische schakeling vertegenwoordigen een *signaalvermogen*, volgens $P = I \cdot U$, waarin P het vermogen, I de stroom en U de spanning op een bepaald punt in de schakeling is. Soms laten elektrische schakelingen het signaalvermogen onaangetaast, doch vaak wordt een deel van het signaalvermogen ongewild omgezet in warmte of een andere niet-elektrische energievorm. Men noemt dat *verliezen*.

Daardoor neemt het signaalvermogen geleidelijk af, en daarmee zoals later zal blijken ook de *betrouwbaarheid* van de informatieverwerking. Om dat te voorkomen moet ook de mogelijkheid beschikbaar zijn om tot toename van het signaalvermogen te komen. De wet tot behoud van energie geeft echter aan dat die toegevoegde energie ergens vandaan zal moeten komen. In de elektrotechniek zijn componenten beschikbaar die de beschikbare signaalvermogens kunnen vergroten, waarbij de toegevoegde energie door een *voedingsbron*, bijvoorbeeld een batterij of accu, geleverd wordt. We kunnen dan zeggen dat de informatieloze energie uit de voedingsbron wordt omgezet in informatiedragende energie van het signaal. We zijn daarmee het echte domein der *elektronica* binnen getreden. De voornaamste vertegenwoordigers van de bedoelde componenten zijn de *transistoren* en de *elektronenbuizen* (radiobuizen). Ze worden *actieve componenten* genoemd. Hun aanwezigheid is kenmerkend voor een elektronische schakeling.

Uit het voorgaande volgt dat bij een elektronische schakeling altijd een elektrische voedingsbron nodig is. De omzetting van voedingsenergie in signaalenergie geschiedt met een beperkt rendement, dat veelal onder 50% ligt. Het niet omgezette deel gaat verloren in de vorm van *warmte*. Figuur 1.2 toont een voorbeeld waarin het rendement 40% is. De overtollige warmte wordt meestal via natuurlijke koeling afgevoerd, doch soms is geforceerde koeling nodig. De warmteontwikkeling kan een beperkende factor zijn bij het streven naar een hoge graad van compactheid of miniaturisering. Het vaak onbedoeld en nutteloos verloren gaan van energie wordt *dissipatie* genoemd.



Figuur 1.2: Voorbeeld van een vermogensbalans met rendement 40%.

1.5 Informatie verwerkende systemen

Informatie uit de ons omringende wereld is bijna altijd in een niet-elektrische vorm aanwezig. Informatie kan de vorm hebben van kracht, druk, snelheid (geluid is daar ook een vorm van), licht (denk aan beelden), temperatuur, chemische samenstelling, mechanische stand, etc. Om met die informatie in de elektrotechniek iets te kunnen doen zal hij eerst in een elektrische vorm moeten worden omgezet. Zo'n omzetter die dat doet heet een *sensor*. Een sensor zet dus niet-elektrische informatie om in elektrische informatie in de vorm van stroom of spanning, waarop dan vervolgens met elektronica signaalbewerking kan worden uitgevoerd.

Het resultaat van deze elektronische bewerking heeft natuurlijk nog steeds een elektrische vorm, terwijl doorgaans voor een zintuiglijke waarneming van de bewerkte informatie een niet-elektrische vorm gewenst is, bijvoorbeeld weer een vorm van geluid, licht, mechanische beweging, etc. Een hiervoor benodigde omzetter die elektrische informatie omzet in een niet-elektrische vorm noemen we een *actuator*.

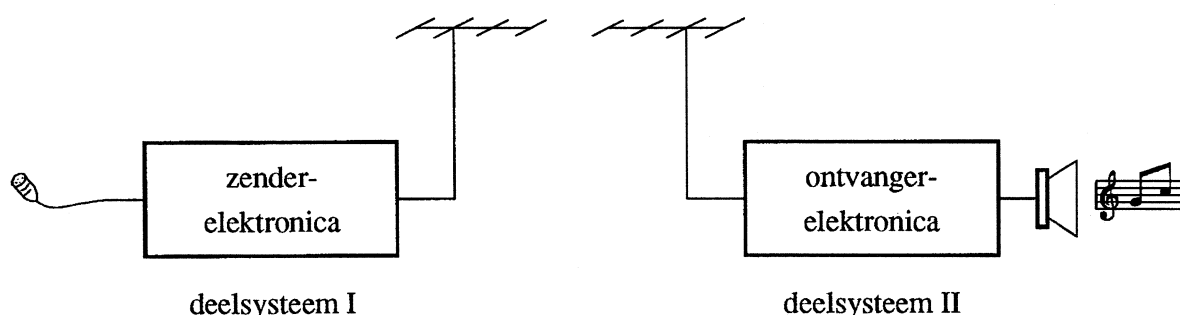
Sensoren en actuatoren worden bij elkaar ook wel *transducenten* genoemd. Figuur 1.3 toont de opbouw van een elektronisch systeem. Voorbeelden zijn niet moeilijk te vinden. Microfoons,

fotocellen, opneembuizen in tv-camera's, weergeefkoppen van een videorecorder, drukknopjes en keyboards van computers zijn allemaal sensoren.



Figuur 1.3: Algemene opbouw van een elektronisch systeem.

Luidsprekers, beeldbuizen van computers en tv's, opneemkoppen van recorders, besturingsmotoren in CD-spelers en recorders, en elektrisch bediende gaskleppen van cv-ketels zijn bekende actuatoren. Het kan ook voorkomen dat een elektronisch informatie-verwerkend systeem is opgebouwd uit twee of meer deelsystemen, waarbij in een tussenfase een andere informatiedrager wordt benut. Voorbeelden zijn een draadloos zend-ontvang systeem en een systeem voor glasvezelcommunicatie. Radiogolven en licht vormen hier het tussenmedium. Zie figuur 1.4.



Figuur 1.4: Elektronisch systeem, opgebouwd uit twee deelsystemen.

Bij het bedrijven van techniek ontstaat een behoefte om eigenschappen en werkingen van systemen te kunnen berekenen en vast te kunnen leggen met behulp van **mathematische formuleringen** en **grafische voorstellingen**. Elk technisch boek is er mee doorspekt. Het maakt eveneens deel uit van het taalgebruik van een electronicus. Ook in dit dictaat is het gebruik van deze middelen onvermijdelijk. We zullen ons evenwel tot een minimum beperken.

Berekeningen worden in de techniek altijd gemaakt aan de hand van **modellen**. Die modellen zijn zo gevormd dat ze mathematisch beschreven kunnen worden en de werkelijkheid zo goed mogelijk benaderen. Modellen die de werking van elektronische componenten en schakelingen nauwkeurig beschrijven zijn evenwel al snel zeer gecompliceerd. Dat leidt ertoe dat rekenen aan de hand van zulke modellen alleen met een computer te realiseren is. Er bestaan in de elektronica diverse **simulatie-programma's** die dat werk uitstekend verrichten. Evenwel kunnen voor het verkrijgen van een globaal inzicht in de werking van elektronische componenten en schakelingen meestal veel eenvoudiger modellen worden gebruikt, die weliswaar niet nauwkeurig zijn maar wel een eenvoudiger mathematische beschrijving mogelijk maken. Secundaire effecten worden daarbij verwaarloosd. Zulke eenvoudige modellen zullen in dit college gebruikt worden.

Hoe **nauwkeurig** elektronische schakelingen moeten werken hangt geheel van de toepassing af. Een fout van 10% bij een elektronische thermometer (instrumentele elektronica) is meestal onacceptabel, maar een tolerantie van 10% in het vermogen van een audioversterker (consumenten-elektronica) is geen probleem: 10% verandering is voor het oor nauwelijks waar-

neembaar. Zoals overal in de techniek geldt ook hier: hoe nauwkeuriger de werking moet zijn, hoe lastiger en tijdrovender het ontwerpproces wordt, hoeveel meer componenten er nodig zijn van een vaak duurder soort, en dus hoe duurder het produkt wordt.

Het college behandelt de verschijningsvormen van elektrische stromen, spanningen en vermogens, hun mathematische en grafische beschrijvingen, en manieren om er mee om te gaan en er aan te kunnen rekenen. Dit is voor een deel VWO-stof, maar voor de volledigheid geven we toch opnieuw een overzicht. Vervolgens worden de diverse basisbouwstenen zoals weerstanden, spoelen, condensatoren, transformatoren, dioden, transistoren enz. ten tonele gevoerd en behandeld hoe zij reageren op stromen en spanningen, en wat je ermee doen kan. Daarna komt een aantal veel gebruikte schakelingen voor signaalbewerking aan de orde zoals versterkers, filters en vermenigvuldigers, evenals schakelingen waarmee referentiesignalen kunnen worden opgewekt (oscillatoren) of voedingsspanningen kunnen worden gemaakt.

Door het hele verhaal heen zullen produktiemethoden, verschijningsvormen en prijsoriëntaties waar dat zinvol is aan de orde komen.

Aan het college is een practicum verbonden, waarop men kennis maakt met componenten, montagemethoden, soldeertechniek en meettechniek. Met behulp van een zogenaamde operationele versterker kunnen verschillende circuits worden gebouwd en gemeten.

Hoofdstuk 2

Signalen en signaalbeschrijvingen

2.1 Inleiding

In een techniek als de elektronica moeten zowel de signalen als de werking van schakelingen mathematisch beschreven kunnen worden teneinde te kunnen berekenen wat er tijdens het proces van elektronische informatieverwerking precies met de signalen gebeurt. De ontwerper moet zijn wensenpakket kunnen vertalen in noteerbare elektrische specificaties. In dit hoofdstuk zullen we zien hoe signalen beschreven kunnen worden en op welke manier ze grafisch getoond kunnen worden.

2.2 Actieve en passieve informatie

Signalen in de elektrotechniek zijn simpel gezegd informatie bevattende elektrische stromen en spanningen. Signalen worden aangeleverd door sensoren, die niet-elektrische informatie uit de ons omringende wereld omzetten in elektrische informatie.

Informatie in de ons omringende wereld kan in twee vormen voorkomen, namelijk als een **energetisch verschijnsel** of in de vorm van **geordende materie**.

Als we met een energetisch verschijnsel te maken hebben (bijvoorbeeld stralings-energie, mechanische energie of chemische energie), dan zal de sensor zonder meer een energie bevattend elektrisch signaal produceren. We zeggen dan dat de oorspronkelijke informatie **actief** is.

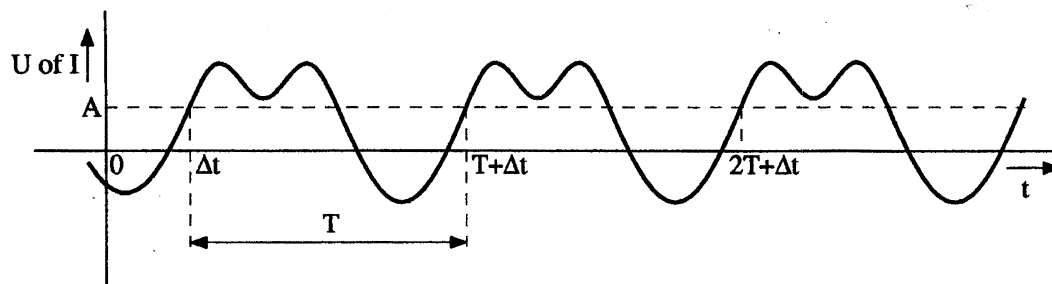
Met geordende materie bedoelen we bijvoorbeeld de groef in een gramfoonplaat, de putjes in een CD, de beeldinhoud van een foto, of de vorm van voorwerpen. Omdat informatie in deze vorm geen energie aan een sensor kan afgeven, kan een sensor deze informatie ook niet zonder meer omzetten in een elektrisch signaal. Er zal eerst hulpenergie aan de geordende materie moeten worden toegevoerd om dat te bewerkstelligen. De gramfoonplaat moet met een motor in beweging worden gebracht (mechanische energie), de CD moet eveneens gaan draaien en bovendien moet licht (stralingsenergie) worden toegevoerd om de putjes optisch te kunnen detecteren, of de foto moet belicht worden om het beeld te kunnen waarnemen. Aan geordende materie moet eerst energie worden toegevoerd om een elektrisch signaal op te kunnen leveren. Deze informatievorm noemen we daarom **passief**.

2.3 Elektrische signalen

Zoals in hoofdstuk 1 reeds is aangegeven zit informatie in het algemeen verborgen in veranderingen van toestanden. In het domein van de elektrotechniek betekent dat verandering in de grootte van stromen en spanningen. Het ligt voor de hand dat we allereerst zullen bekijken wat voor soorten signalen er zijn en hoe ze als functie van de tijd kunnen worden beschreven.

2.4 Periodiciteit

Van belang bij signaalbeschrijvingen is het begrip **periodiciteit**. Een signaal is periodiek als na een zekere tijd, de periodetijd T genaamd, het signaal in precies dezelfde vorm herhaald wordt. Dat betekent dat als op een tijdstip $t = \Delta t$, na een arbitrair gekozen starttijdstip $t = 0$, het signaal een momentane waarde A heeft (bijvoorbeeld een momentane stroom- of spanningswaarde), het signaal op de tijden $t = \Delta t + T$, $t = \Delta t + 2T$, etc. dezelfde momentane waarde A bezit. Zie figuur 2.1, waarin dan gelijk wordt getoond dat een mogelijke grafische voorstellingsmethode er één is waarin de momentane waarde van een signaal weergegeven wordt als functie van de tijd.



Figuur 2.1: Periodiciteit in een signaal.

Als de periodetijd van een signaal T seconde is, dan wordt $1/T$ maal per seconde het signaal herhaald. We zeggen nu dat $f_h = 1/T$ de **herhalingsfrequentie** van het signaal is. T kan waarden bezitten van vrijwel nul tot oneindig.

Echte periodiciteit komt in signalen die door sensoren worden afgeleid uit de ons omringende wereld bijna niet voor. Vrijwel niets herhaalt zich precies op dezelfde wijze. Periodiciteit komt eigenlijk alleen voor bij signalen die kunstmatig zijn, dat wil zeggen signalen die wij zelf opwekken met behulp van signaalgeneratoren.

Er zijn twee belangrijke toepassingsgebieden voor zelf opgewekte periodieke signalen. In de eerste plaats zijn bij een aantal signaalbewerkingstechnieken periodieke hulpsignalen nodig waarvan alle eigenschappen bekend zijn. In een later hoofdstuk komen we daarop terug. In de tweede plaats worden periodieke signalen gebruikt als meetsignalen, dus als signalen waarmee de eigenschappen van elektronische schakelingen en systemen kunnen worden gemeten. Omdat alle eigenschappen van meetsignalen bekend zijn kan precies voorspeld worden welke invloed een schakeling op deze signalen heeft. Omgekeerd kan ook uit het verwerkte meetsignaal geanalyseerd worden hoe een schakeling zich gedroeg.

Voor periodieke signalen bestaan goede mathematische beschrijvingsmethoden. Bij niet-periodieke signalen ligt de zaak gecompliceerder. In sommige gevallen kan dan zonder grove fouten te introduceren gedaan worden alsof ze periodiek zijn (quasi-periodiek), in andere gevallen moet een aangepaste beschrijvingsmethode worden gebruikt.

2.5 Gelijkstromen en -spanningen

Gelijkstromen en -spanningen zijn stromen en spanningen waarvan de momentane waarde als functie van de tijd niet verandert. Ook de stroomrichting en de spanningspolariteit (+ of -) verandert niet. Als de momentane waarde gelijk is aan I_b respectievelijk U_b dan gelden de notaties:

$$I = I_b \quad \text{en} \quad U = U_b.$$

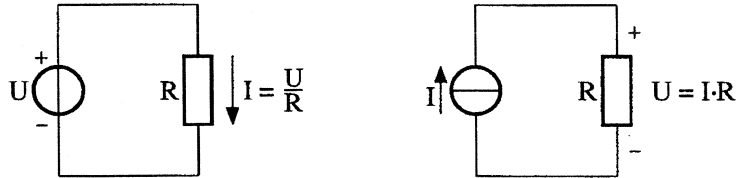
Deze notatie suggereert eigenlijk dat dit geldt over een oneindig lange tijd. Gelijkstroom en -spanning moeten immers onafhankelijk van de tijd zijn. In de praktijk komt dat natuurlijk niet

voor. Stromen en spanningen worden nu eenmaal een keer in- en uitgeschakeld. Toch mogen we, als we afzien van zekere in- en uitschakelverschijnselen, deze stromen en spanningen in het tijdsinterval dat ze ingeschakeld zijn rustig beschouwen als waren het echte constante grootheden.

Batterijen en accu's zijn voorbeelden van gelijkspanningsbronnen.

Als een gelijkspanning U op een weerstand met een weerstandswaarde R wordt aangesloten dan gaat er een stroom I (figuur 2.2) lopen waarbij geldt:

$$U = I \cdot R \text{ (de Wet van Ohm).}$$



Figuur 2.2: Verband tussen spanning, stroom en weerstand.

Hierin is U uitgedrukt in Volt, I in Ampère en R in Ohm. Oorzaak en gevolg mogen hier verwisseld worden: een stroom I door een weerstand R veroorzaakt een spanning $U = I \cdot R$, en een spanning U over een weerstand R veroorzaakt een stroom $I = U/R$.

De spanningsbron levert aan de weerstand een vermogen P volgens:

$$P = U \cdot I = I^2 \cdot R = U^2/R.$$

P wordt uitgedrukt in Watt. Het vermogen wordt in de weerstand volledig omgezet in warmte.

Niet in de tijd veranderende stromen en spanningen en de daaraan gekoppelde vermogens worden vaak aangeduid met de afkorting **DC** (direct current), terwijl de wel tijdafhankelijke varianten worden aangeduid met **AC** (alternating current).

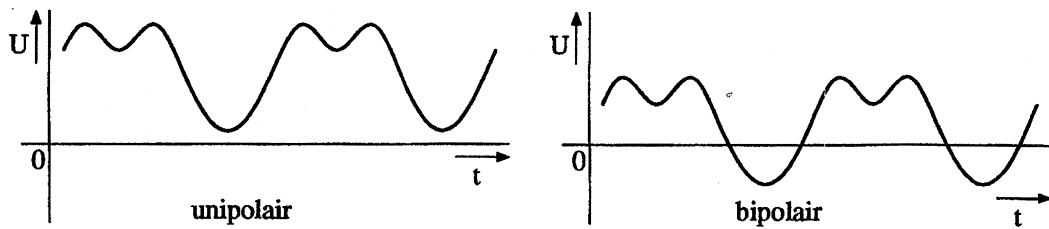
2.6 Sinusvormige grootheden

Tijdafhankelijke stromen en spanningen noemen we meestal **wisselstromen** en **wisselspanningen**. Als de richting van een stroom of de polariteit van een spanning daarbij niet van teken verandert, dan spreken we van een **unipolair** signaal. Als dat wel gebeurt en het signaal de nulwaarde passeert, dan hebben we met een **bipolair** signaal te maken. Zie figuur 2.3. Het is dan eigenlijk niet mogelijk om de stroomrichting of de polariteit van een bron symbolisch aan te geven zoals bij tijdonafhankelijke grootheden. We doen dat echter toch en maken de afspraak dat we de aangegeven richting of polariteit als positieve waarden in berekeningen zullen meenemen. Hier is dus sprake van een **teken-afpraak**: een gebruik dat we veelvuldig in getekende schema's ten behoeve van berekeningen zullen tegenkomen.

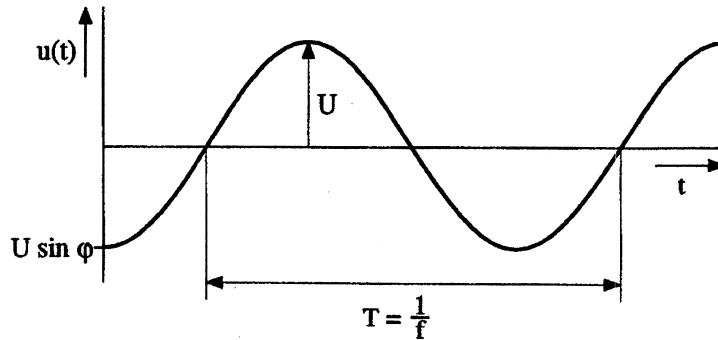
De meest eenvoudige en meest natuurlijke vorm voor tijdafhankelijke stromen en spanningen is de **sinusvorm**. Het is een vorm die een basis legt voor beschouwingen van alle andere vormen van tijdafhankelijke signalen. De algemene notatie voor een signaal dat sinusvormig met de tijd varieert is:

$$u(t) = U \cdot \sin(\omega t + \varphi) \text{ en } i(t) = I \cdot \sin(\omega t + \varphi).$$

Merk op dat hier tijdonafhankelijke stromen en spanningen met grote letters I en U worden aangegeven, en tijdafhankelijke met kleine letters i en u . Deze gewoonte zal ook in de rest van het verhaal worden gehandhaafd. De grafische weergave met langs de horizontale as de tijd



Figuur 2.3: Unipolair en bipolair signaal.



Figuur 2.4: Sinusvormig signaal $u(t) = U \cdot \sin(\omega t + \varphi)$.

en langs de verticale as de momentane waarde wordt getoond in figuur 2.4. We noemen deze voorstelling een weergave in het *tijddomein*.

Aan een doorlopende sinusvorm zit geen begin en geen eind. Om praktische redenen kunnen we een arbitrair tijdstip uitkiezen waarvoor we afspreken dat $t = 0$. Zo'n afspraak is van belang als we verschillende sinusvormige stromen en spanningen met elkaar willen vergelijken en hun onderlinge faserelatie op eenzelfde tijdstip willen bekijken.

Sinusvormige signalen worden gekenmerkt door drie constanten, namelijk een maximaalwaarde of **amplitude** I of U , een **hoekfrequentie** ω en een **fase** φ . De momentane waarden van i en u liggen altijd tussen de grenzen $+I$ en $-I$, en tussen $+U$ en $-U$. De fase φ bepaalt de waarde van i en u op het tijdstip $t = 0$. De termen ωt en φ hebben de dimensie van radialen (2π radialen = 360 graden). De grootte ω heeft de dimensie van radialen per seconde. Het geeft aan hoeveel radialen van de sinusvorm er per seconde worden doorlopen. Elke cyclus van de sinusvorm telt 2π radialen. Als we het aantal cycli per seconde f noemen, dan moet gelden:

$$f = \omega/2\pi \text{ of } \omega = 2\pi \cdot f.$$

f geeft in feite de herhalingsfrequentie van het periodieke signaal. Om redenen die verderop duidelijk zullen worden noemen we f bij sinusvormige signalen kortweg de **frequentie**. Het verband tussen frequentie f en periodeduur T wordt gegeven door:

$$f = 1/T.$$

Soms wordt voor sinusvormige signalen gewerkt met de grootte **golflengte** λ . Daarmee wordt een relatie gelegd met de snelheid waarmee een signaal zich door een medium kan voortplanten. λ geeft aan welke afstand het signaal aflegt in de periodetijd T . Als de voortplantingssnelheid van het signaal v is, dan moet gelden:

$$\lambda = v \cdot T \text{ of } \lambda = v/f.$$

Als de voortplantingssnelheid gelijk is aan de lichtsnelheid, dan is dus $v = 3 \cdot 10^8$ m/s.

Als bijvoorbeeld $f = 10^6$ Hz (1 MHz) dan is $\lambda = 300$ meter.

Als de voortplantingssnelheid gelijk is aan de geluidssnelheid, dan is $v = 333$ m/s. Als bijvoorbeeld $f = 10^3$ Hz (1 kHz) dan is in dat geval $\lambda = 0,333$ meter. Vooral bij draadloze communicatie en glasvezels is het gebruikelijk met golflengten te werken omdat, zoals in hfdst. 1 werd aangegeven, bij toepassingen van die technieken de afmetingen van constructies veelal worden bepaald door de golflengten van de signalen.

Een sinusvormig signaal is een periodiek signaal dat oneindig lang doorgaat. Maar evenmin als er echte gelijkspanningen bestaan, komen in de praktijk echte sinusvormige signalen voor. Ook die worden een keer in- en uitgeschakeld. Maar ook hier mogen we sinusvormige signalen die lang duren ten opzichte van de periodetijd en afgezien van een zeker in- en uitschakelverschijnsel beschouwen als zijnde echt sinusvormig en ze dus beschrijven als aangegeven.

2.7 Vermogen en effectieve waarde

Als een tijdafhankelijke spanning op een weerstand wordt aangesloten, dan gaat er een ook tijdafhankelijke stroom lopen. Het vermogen dat op elk tijdstip aan de weerstand wordt geleverd wordt gevonden door op elk tijdstip de momentane waarde van de spanning te vermenigvuldigen met de momentane waarde van de stroom. Ook dat vermogen is dus tijdafhankelijk. Toch drukken we bij voorkeur de grootte van tijdafhankelijke stromen, spanningen en vermogens uit in een **tijdonafhankelijke** waarde. Dat kan bereikt worden door middeling van momentane waarden over een zekere tijd. Het ligt voor de hand om bij periodieke signalen te middelen over een periodetijd, omdat daarna zich alles weer op dezelfde wijze herhaalt.

Als we een sinusvormige spanning $u = U \cdot \sin \omega t$ aansluiten op een weerstand R dan gaat er een stroom lopen die gelijk is aan $i = I \cdot \sin \omega t = (U/R) \cdot \sin \omega t$. Het gemiddelde vermogen is dan gelijk aan:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u \cdot i \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{u^2}{R} \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \frac{1}{R} \int_0^T (U \cdot \sin \omega t)^2 \cdot dt = \\ = \frac{1}{T} \cdot \frac{1}{R} \cdot U^2 \cdot \frac{T}{2} = \left(\frac{U}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot \frac{1}{R} = U_{eff}^2 \cdot \frac{1}{R}.$$

Dat is gelijk aan het vermogen dat een gelijkspanning met de waarde $U/\sqrt{2}$ aan de weerstand R levert. Men zegt dan ook dat $U/\sqrt{2}$ de **effectieve waarde** U_{eff} van de sinusvormige spanning u is. Dus de amplitude gedeeld door $\sqrt{2}$.

Een voorbeeld: de spanning op onze stopcontacten is een sinusvormige wisselspanning met een frequentie van 50 Hertz, een amplitude U van 311 volt en met een effectieve waarde $U/\sqrt{2}$ van 220 Volt. Het vermogen dat deze spanning aan een weerstand R afgeeft is dus

$$P = U_{eff}^2/R = 220^2/R \text{ Watt.}$$

Op dezelfde manier als boven kan ook berekend worden dat van een sinusvormige stroom $i = I \cdot \sin \omega t$ de **effectieve waarde** I_{eff} gelijk is aan $I/\sqrt{2}$, en dat het vermogen dat de stroom i afgeeft aan een weerstand R gelijk is aan $I_{eff}^2 \cdot R$.

We zien uit de berekening dat U_{eff} kan worden berekend uit

$$U_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T u^2 \cdot dt.$$

Evenzo kan I_{eff} worden berekend met

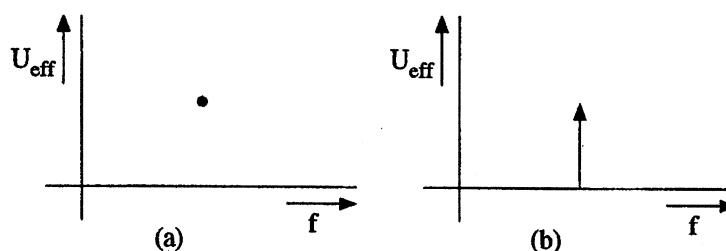
$$I_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i^2 \cdot dt.$$

Let op dat door te relateren aan een weerstand R de stroom i en de spanning u dezelfde fase bezitten. Als spanning en stroom een verschillende fase hebben dan wordt de uitkomst van de vermogensberekening anders, zoals we in een volgend hoofdstuk zullen zien.

2.8 Tijddomein en frequentiedomein

Met een grafische voorstelling van een sinusvormig signaal in het tijddomein hebben we reeds kennis gemaakt. Er is evenwel nog een ander voorstellingsdomein dat veelvuldig gebruikt wordt, namelijk het **frequentiedomein**. Daarin wordt langs de horizontale as de frequentie uitgezet en langs de verticale as een maat voor de grootte van het signaal, bijvoorbeeld de effectieve waarde. Een **sinusvormig** signaal wordt gekenmerkt door één frequentie en één effectieve waarde, en wordt in de grafiek dus als een punt weergegeven. Dit wordt in figuur 2.5a getoond. Merk op dat bij deze voorstellingswijze de informatie over de fase φ niet wordt geregistreerd.

Puntvormige grafische weergaven kunnen makkelijk verward worden met bijvoorbeeld vlekjes in een grafiek. Om dat te voorkomen wordt het algemene gebruik gehanteerd om vanaf de horizontale as een verticale pijl te tekenen waarvan de punt samenvalt met het punt dat het sinusvormige signaal weergeeft. Een sinusvormig signaal wordt in de grafiek zodoende een verticale pijl waarvan de plaats op de horizontale as de frequentie aangeeft en de lengte bijvoorbeeld de effectieve waarde. Zie figuur 2.5b.



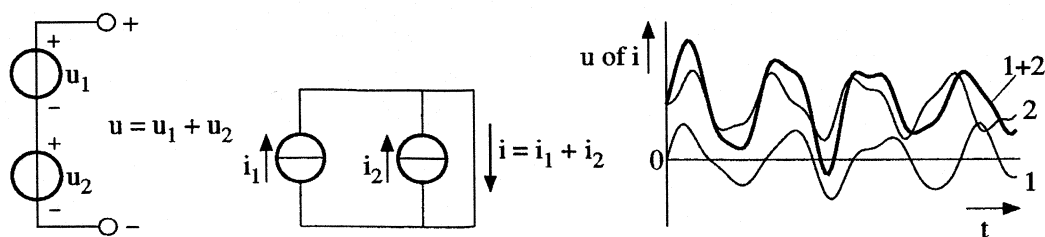
Figuur 2.5: Weergave van een sinusvormig signaal in het frequentie domein.

Bij het beschouwen van de werking van elektronische schakelingen zullen we steeds de keuze moeten maken of we het gedrag van schakelingen en de vorm van signalen in het tijddomein dan wel in het frequentiedomein zullen weergeven. In het algemeen zullen we daarbij die vorm kiezen die ons op dat moment het meeste inzicht zal geven. Soms zullen dat beide vormen zijn.

2.9 Optellen van stromen en spanningen

In de elektrotechniek bestaat de mogelijkheid om stromen bij elkaar op te tellen, en om spanningen bij elkaar op te tellen. Dat wordt getoond in figuur 2.6. Voor stroom- en spanningsbronnen worden aparte symbolen gebruikt. Het optellen van signalen wil zeggen dat op elk tijdstip de momentane waarden worden opgeteld. Daarbij is bij stromen de stroomrichting van belang en bij spanningen de polariteit.

Bij gelijkstromen en -spanningen is de zaak eenvoudig. De momentane waarden zijn niet tijdafhankelijk, en de som dus ook niet. Het resultaat van de optelling hangt af van de onderlinge stroomrichting en de onderlinge polariteit. Als de grootheden gelijk zijn in grootte maar tegengesteld in richting of polariteit dan is het resultaat zelf nul. Op dezelfde manier kunnen we ook meer dan twee stromen of spanningen bij elkaar optellen.



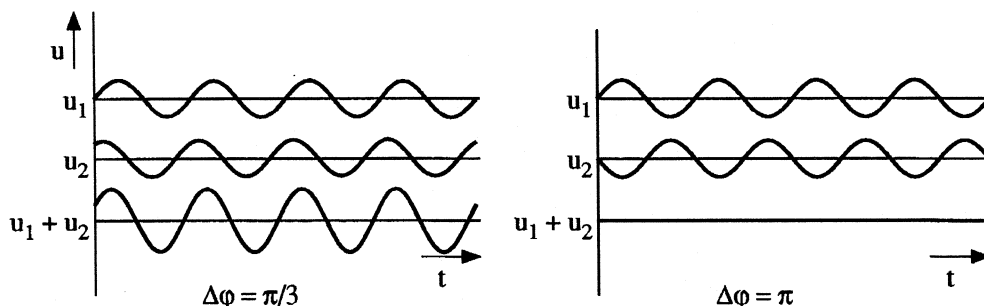
Figuur 2.6: Het optellen van stromen en spanningen.

2.10 Frequentiespectrum

Als we **sinusvormige** stromen of spanningen bij elkaar optellen dan kunnen we een paar gevallen onderscheiden.

Als de stromen i_1 en i_2 dezelfde frequentie en fase bezitten, dan vinden we bij optellen van de momentane waarden een stroom met dezelfde frequentie en fase, maar waarvan de amplitude I de som is van de amplituden I_1 en I_2 . Ook hier moet rekening worden gehouden met de stroomrichtingen. Als $I_1 = -I_2$ dan heten de signalen elkaars inverse. i_2 is de geïnverteerde van i_1 . Bij het optellen van twee signalen die elkaars inverse zijn is het resultaat nul. Dit verschijnsel wordt in de elektronica vaak toegepast om storende signaalbestanddelen kwijt te raken.

Als twee sinusvormige signalen met dezelfde frequentie doch met verschillende fase en amplitude worden opgeteld, dan is het resultaat weer een sinusvormig signaal met dezelfde frequentie, evenwel met een eigen fase en een eigen amplitude, waarvan de waarden afhangen van het faseverschil $\Delta\varphi$ tussen de twee signalen en de amplituden van ieder signaal apart. Figuur 2.7 geeft een paar voorbeelden. Als het faseverschil π (180°) is en de amplituden gelijk, dan is het resultaat nul. Dat is niet verwonderlijk, want door een faseverschil van π is de polariteit omgekeerd. Immers $\sin(\omega t + \pi) = -\sin\omega t$.

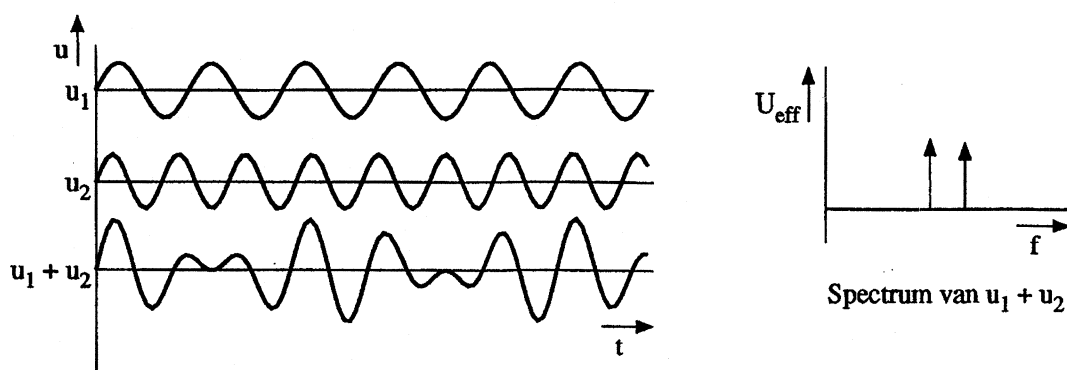


Figuur 2.7: Optellen van sinusvormige signalen met gelijke frequentie en verschillende fase.

Als we twee sinusvormige signalen met verschillende frequentie bij elkaar optellen, dan ontstaat er een signaal, zoals figuur 2.8 laat zien. Het optelresultaat is niet meer sinusvormig, maar wel periodiek. De herhalingsfrequentie van het somsignaal is gelijk aan de grootste gemene deler van de aangeboden frequenties. Als de aangeboden frequenties bijvoorbeeld 5 en 6 Hertz zijn, dan is de herhalingsfrequentie van het somsignaal 1 Hertz. De aangeboden frequenties zijn hele veelvoudenvan de ontstane herhalingsfrequentie.

Als we meerdere sinusvormige signalen optellen, dan blijft de bovenstaande bewering gelden. Bij aangeboden frequenties van 6, 8, 14 en 22 Hertz zal de herhalingsfrequentie van het somsignaal 2 Hertz zijn.

Omdat dit signaal zuiver mag worden gezien als de som van sinusvormen, zal een weergave van het somsignaal in het frequentiedomein de verschillende pijltjes bevatten van de samenstellende



Figuur 2.8: Het optellen van sinusvormige signalen met verschillende frequenties.

signalen. Het zo ontstane beeld geeft zoals we dat noemen het **frequentiespectrum** van het somsignaal weer.

Voor elke reeks van frequenties is altijd een grootste gemene deler te vinden. Elke som van sinusvormige signalen zal dus altijd een periodiek signaal opleveren.

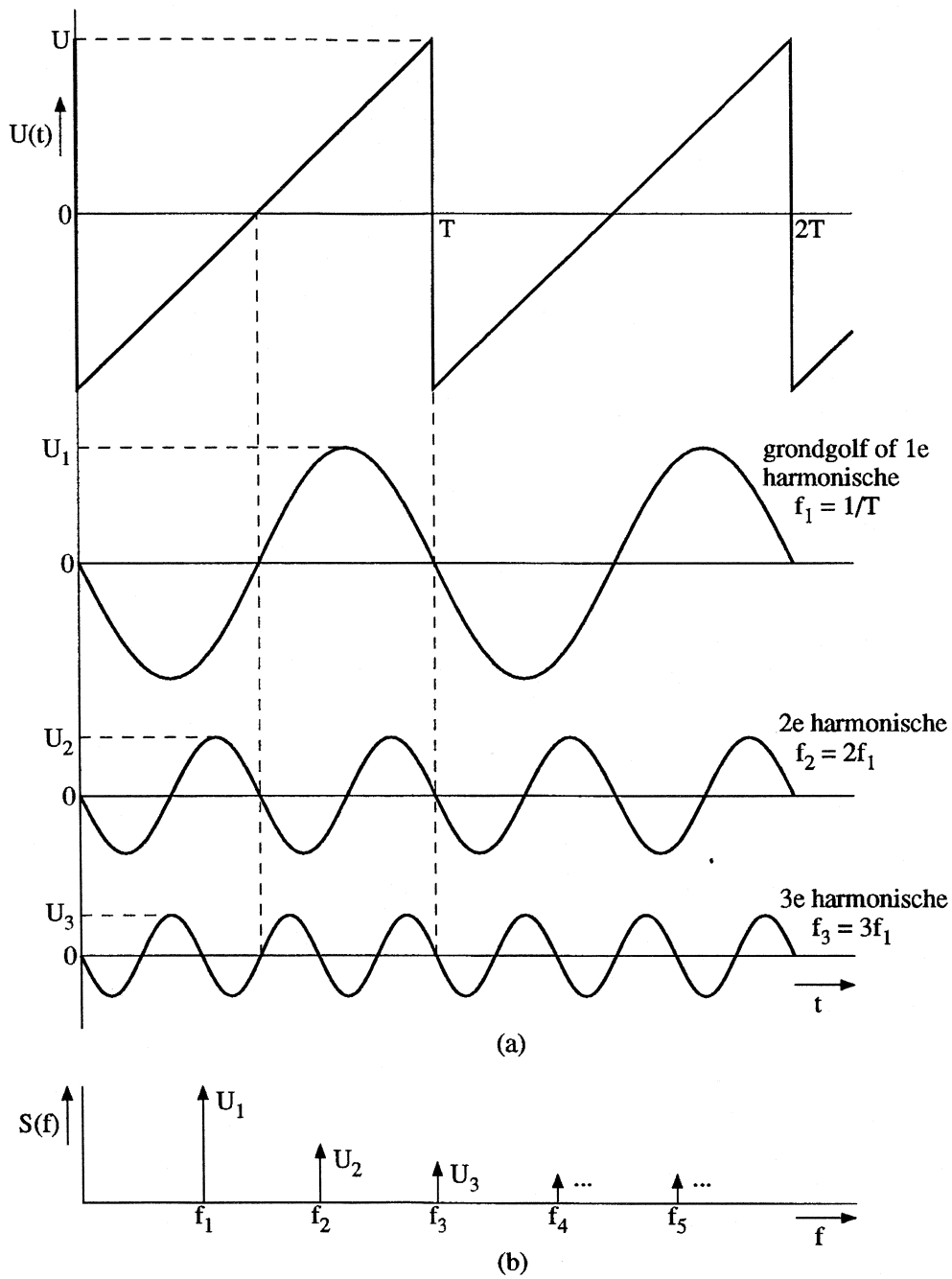
Tot nu toe zijn we steeds uitgegaan van **synthese** van signalen. We kunnen evenwel ook de omgekeerde weg bewandelen, namelijk die van **analyse**, en dan stellen dat **elk periodiek signaal moet zijn opgebouwd uit een som van sinusvormige signalen met frequenties die een heel veelvoud zijn van de herhalingsfrequentie**. De herhalingsfrequentie wordt ook wel de grondfrequentie of **grondgolf** genoemd. Het is immers de laagst voorkomende frequentie. De andere frequenties worden de **harmonischen** van de grondgolf genoemd. Niet elk veelvoud hoeft overigens in de samenstelling aanwezig te zijn.

Deze analytische beschouwing wordt de **Fourier-analyse** genoemd. In figuur 2.9 wordt een voorbeeld gegeven. Het zaagtandvormige signaal is opgebouwd uit een grote reeks sinusvormige signalen, waarvan er enkele getekend zijn. Ook het frequentiespectrum $S(f)$ is getekend. Naarmate de periodeduur T van een signaal langer wordt, zal de herhalingsfrequentie $1/T$ steeds kleiner worden, en dus ook de onderlinge frequentieafstand van de samenstellende signalen. Als bijvoorbeeld de periodeduur 1 minuut is, dan is de grondfrequentie $1/60$ Hertz en alle andere samenstellende frequenties zijn daar veelvoud van. De verschillende frequenties liggen zo dicht bij elkaar dat het karakter van een **lijnspectrum** over gaat in dat van een **continu spectrum**. Figuur 2.10 toont die overgang. Een volledig stuk muziek van langere duur kan als 1 periode van een periodiek signaal worden beschouwd en levert zo'n continu spectrum op. Het spectrum geeft in feite aan welke verzameling van frequenties in het totale signaal voorkomt en hoe de **vermogensverdeling** over het spectrum is.

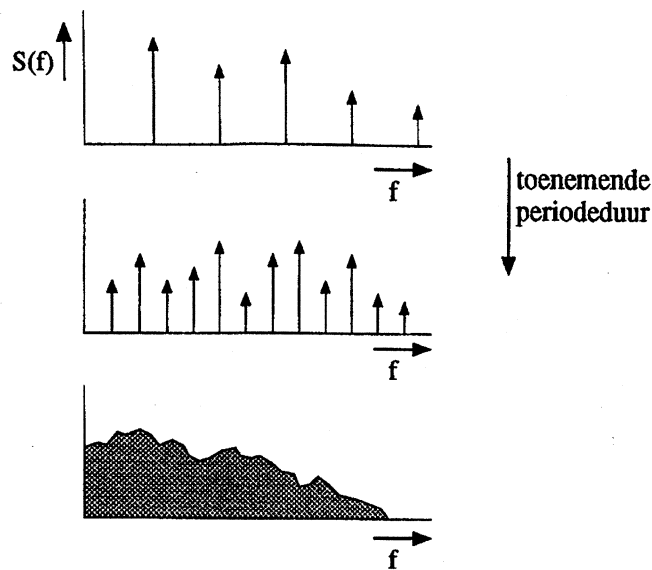
Ook voor niet-sinusvormige signalen kunnen we een effectieve waarde bepalen volgens de berekening:

$$U_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T u^2 \cdot dt \quad \text{of} \quad I_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i^2 \cdot dt.$$

Deze waarden zijn dus weer maatgevend voor het vermogen U_{eff}^2/R of $I_{eff}^2 \cdot R$ dat de signalen in een weerstand R opwekken.



Figuur 2.9: Beschrijving van een periodiek signaal (zaagtandvormig) in het tijddomein (a) en in het frequentiedomein (b).



Figuur 2.10: Spectra bij toenemende periodeduur.

2.11 Relevante informatie en transmissiekkanalen

Kennis omtrent de frequentieopbouw van een signaal is van groot belang bij het ontwerpen van elektronische schakelingen en systemen. Schakelingen hebben namelijk de eigenschap dat niet alle denkbare frequenties ermee verwerkt kunnen worden. Er is meestal een laagste en een hoogste frequentie aan te wijzen die nog voldoende door een schakeling kan worden behandeld. Het gebied tussen deze grenzen noemen we de *bandbreedte* van de schakeling.

In ruimere zin kunnen we stellen dat elk elektrisch of elektronisch informatieverwerkend systeem een begrensd frequentiegebied tot zijn beschikking heeft waarin informatie kan worden overgedragen. Dat frequentiegebied kunnen we aanduiden met de naam *transmissiekanaal*. Daarbij kan het voorkomen dat een signaalbron het volledige transmissiesignaal tot zijn beschikking krijgt, maar ook dat een aantal signaalbronnen gezamenlijk van het transmissiekanaal gebruik maakt zonder elkaar te hinderen.

Elk informatiedragend elektrisch signaal heeft een eigen frequentiespectrum. De daarin voorkomende frequenties hoeven evenwel niet allemaal van belang te zijn voor een relevante informatieoverdracht. De bandbreedte van een te gebruiken schakeling moet in ieder geval zodanig zijn dat het relevante deel van het signaalspectrum verwerkt kan worden. Het relevante deel van het frequentiespectrum van een signaal dat door een sensor wordt geproduceerd noemen we de *basisband* van het signaal.

Wat *relevant* is hangt van de vraag af. Bijvoorbeeld: de menselijke stem en muziekinstrumenten wekken via een microfoon signalen op waarvan de frequenties in het signaalspectrum liggen tussen circa 20 Hertz en 20 kiloHertz (kHz). Als al deze geluiden *natuurgetrouw* moeten worden weergegeven, dan moet een versterker deze frequentieband goed kunnen verwerken. Indien evenwel alleen de *verstaanbaarheid* van de stem van belang is, dan is alleen de band van 300 Hertz tot 3000 Hertz relevant. Bij telefoonverbindingen wordt alleen deze band overgedragen. Als muziekinstrumenten signalen produceren die boven 20 kHz liggen dan heeft overdracht daarvan geen zin omdat ons oor deze tonen toch niet horen kan.

We zullen er in het algemeen naar streven geen grotere frequentieband van een signaal over te dragen dan nodig is, omdat schakelingen met grotere bandbreedten duurder zijn, of omdat niet benutte delen van het frequentiespectrum dan voor andere informatieoverdracht gebruikt kunnen worden.

De laatste opmerking vraagt om enige toelichting. We doen dat aan de hand van een voorbeeld. Voor radiozenders in het middengolfgebied is een frequentieband beschikbaar die loopt van ongeveer 530 kHz tot 1600 kHz. Daar is plaats voor een grote verzameling zenders die ieder een eigen stukje van deze frequentieband tot hun beschikking krijgen. De eis is dat de spectra van de diverse zenders elkaar niet overlappen, want anders zijn ze als informatiebron niet goed meer te scheiden. Als de zenders het volledige muziekspectrum tot 20 kHz zouden willen uitzenden, dan zou voor elke zender een bandje gereserveerd moeten worden van circa 40 kHz breed (zie 6.8.1 en 6.8.3). Dat houdt in dat er in het middengolfgebied plaats zou zijn voor $(1600-530)/40 =$ ongeveer 26 zendkanalen. Met slechts enig verlies aan hoge tonen kunnen we evenwel het muziekspectrum beperken tot 4,5 kHz, zonder dat de kwaliteit ernstig wordt aangetast. Elke zender neemt dan genoegen met een bandje van circa 9 kHz. Het aantal beschikbare zendkanalen wordt nu $(1600-530)/9 =$ ongeveer 118. Het maatschappelijk en economisch belang van een groter aantal kanalen kan zwaarder wegen dan een hoge kwaliteit.

2.12 Kwaliteit van informatieoverdracht

In het voorgaande hebben we kennis gemaakt met twee belangrijke zaken, namelijk dat een informatiedragend signaal zoals dat door een sensor wordt afgegeven een eigen frequentiespectrum bezit waarvan we het relevante deel de basisband noemen, en dat een elektronisch systeem in het frequentiedomein een frequentieband tot zijn beschikking heeft die we aanduiden met transmissiekanaal en waarbinnen signalen bewerkt en verwerkt kunnen worden.

Een belangrijk aspect van informatieoverdracht is de *kwaliteit* ervan. Kwaliteit wil zeggen: als we een signaal aan de ingang van een transmissiekanaal als waarheid beschouwen, is het signaal dat uit het kanaal tevoorschijn komt dan nog steeds waar? Er zijn twee belangrijke redenen waarom we vaak moeten antwoorden: niet altijd.

De eerste reden kan zijn dat de elektronische schakelingen zelf ongewenste en oncontroleerbare veranderingen in de informatieinhoud aanbrengen. Voorbeelden hiervan: signaalvormaantasting (distorsie) in een audioversterker, veranderingen in de eigenschappen van schakelingen onder invloed van veranderingen in temperatuur of voedingsspanning, verandering door veroudering. Door een verstandige ontwerpstrategie kunnen deze beïnvloedingen tot een minimum worden beperkt.

De tweede reden is dat ongewenste signalen zich in het kanaal op een zodanige wijze toevoegen aan het informatiedragende signaal dat een scheiding na afloop niet meer mogelijk is. Die ongewenste signalen zijn deels van interne oorsprong en deels van externe. Van interne oorsprong zijn de willekeurige signalen die spontaan in elke elektronische schakeling worden opgewekt door componenten als weerstanden en transistoren en die we aanduiden met de naam *ruis*. In het algemeen beslaat ruis een zeer groot frequentiegebied. Het uit zich bij geluidsoverdracht als 'gesis' en in beeldoverdracht als 'sneeuw'. Van externe oorsprong zijn signalen die buiten het systeem worden opgewekt en die zich onbedoeld in het transmissiekanaal bij het gewenste signaal voegen. Ook deze stoorsignalen hebben vaak een breedbandig karakter.

Alle versturende signalen bij elkaar vertegenwoordigen een bepaald elektrisch stoorsignaalvermogen. Het ligt voor de hand dat de kwaliteit van informatieoverdracht wordt bepaald door de verhouding die er bestaat tussen het vermogen P_{sign} van het gewenste signaal en van het vermogen P_{sto} van het stoorsignaal. Deze verhouding noemen we de signaal-stoor verhouding of wel de *signaal-ruis verhouding*, in het engels de 'signal-to-noise ratio S/N '.

$$S/N = P_{sign}/P_{sto}$$

Hoe hoger de S/N , hoe hoger de kwaliteit van de overdracht. Als de transmissieweg bekend is, dan ligt ook het stoorvermogen vast. En meestal is dat stoorvermogen gelijkelijk verdeeld over

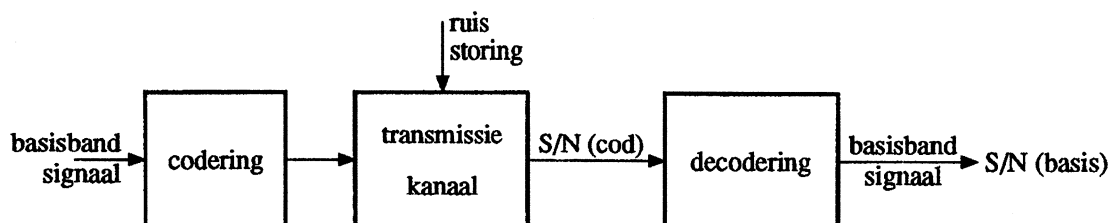
de hele kanaalbreedte. Met andere woorden, het stoorvermogen per Hertz bandbreedte ligt vast. En het signaalvermogen kunnen we vaak niet naar willekeur groter maken om een gewenste S/N te bereiken.

Wat gewenst is hangt van de toepassing af. Bij geluidsoverdracht wordt een S/N van 10^9 als hoogkwalitatief beschouwd, terwijl dat bij beeldoverdracht 10^5 is.

Het is de combinatie van eigenschappen van onze zintuigen en hersenen die bepalend is voor het formuleren van deze eisen.

Er bestaan technieken om tijdens de verwerking van signalen in een transmissiekanaal een hoge kwaliteit in de informatieoverdracht te handhaven zonder grote vermogens toe te passen. Het basisbandsignaal ondergaat daarbij een bewerking die tot resultaat heeft dat de informatie in het tijddomein of in het frequentiedomein *geëxpandeerd* wordt. Zo'n bewerking heet *codering*. Via codering van signalen kunnen eigenschappen op het gebied van kwaliteit, signaalvermogen en benodigde kanaalbreedte tegen elkaar uitgewisseld worden. Nadat overdracht van het signaal heeft plaatsgevonden dient het dan weer *gedecodeerd* te worden om het oorspronkelijke signaal in de basisband weer terug te winnen. Zie figuur 2.11. Bij deze werkwijze is er in het kanaal sprake van een signaal-ruis verhoudingen die de verhouding aangeeft van het vermogen P_{cod} van het gecodeerde signaal en P_{sto} van het stoorsignaal. We kunnen dat aangeven met

$$S/N_{(cod)} = P_{cod}/P_{sto}.$$



Figuur 2.11: Verbetering van S/N bij een overdracht door codering.

Als een relatie gelegd wordt tussen de $S/N_{(cod)}$ van het gecodeerde signaal in het transmissiekanaal en de S/N van het gedecodeerde signaal in de basisband dan zal bij een goede codering blijken dat

$$S/N_{(basis)} > S/N_{(cod)}.$$

Er is dus in het kanaal een slechtere S/N toelaatbaar om toch een goede S/N voor het basisbandsignaal te bereiken. Uit de verhouding van de twee kan een verbeteringsfactor worden gevonden.

We bekijken nu eerst wat er gebeurt bij expansie van informatie in het tijddomein. Bij deze vorm van expansie wordt informatie over een groter tijdsinterval uitgesmeerd dan waarin het is ontstaan. Een voorbeeld vinden we in het vertraagd afspelen van een geluidsband. Als er 1 minuut geluid op staat met een spectrum tot 20 kHz, dan zal het 10 maal langzamer afspelen tot resultaat hebben dat het stuk 10 minuten duurt doch dat het spectrum nog slechts tot 2 kHz loopt. Dat betekent dat we voor overdracht in een transmissiekanaal een 10 maal kleinere bandbreedte nodig hebben. Bij een gelijke hoeveelheid stoorvermogen per hertz bandbreedte in het kanaal is dus het stoorvermogen in het benutte deel van het kanaal 10 maal kleiner geworden, en bij een gelijk blijvend signaalvermogen is dus de S/N met een factor 10 verbeterd.

Deze vorm van coderen wordt vaak in de ruimtevaart toegepast als bijvoorbeeld beelden moeten worden verzonden over zeer grote afstanden. Waar normaal een beeld wordt overgebracht

in 1/25 seconde wordt daar dezelfde informatie uitgesmeerd over bijvoorbeeld 1 uur. Gedurende dat uur wordt de ontvangen informatie in een geheugen opgeslagen en vervolgens als geheel weer gereproduceerd.

Omdat er een aanzienlijke vertraging optreedt tussen het ontstaan van het oorspronkelijke signaal en het moment van reproductie spreken we van 'non-real-time' signaalverwerking. Signaalvermogen, benutte bandbreedte en kwaliteit kunnen worden uitgewisseld. De prijs die betaald moet worden bestaat uit een veel langere tijd die de informatieoverdracht vergt. Ook economisch gezien heeft dat zijn invloed.

Coderingen die gebruik maken van expansie in het frequentiedomein werken in het algemeen wel 'real-time'. Het is een kunstmatige ingreep die tot resultaat heeft dat de informatie zich over een groter deel van het frequentiegebied gaat uitstrekken. Ook hier geldt dat een slechte $S/N_{(cod)}$ tijdens transmissie toch kan leiden tot een goede $S/N_{(basis)}$ in de basisband. Bekende coderingsvormen in deze categorie zijn frequentiemodulatie, pulsmodulatie en binaire digitale codering (zie bij digitale signalen verderop in dit hoofdstuk). Vooral bij de laatste vorm van coderen kan de verbeteringsfactor spectaculair zijn. Bij zeer matige $S/N_{(cod)}$ kan toch een extreem goede $S/N_{(basis)}$ bereikt worden, en dus een zeer hoge kwaliteit.

Natuurlijk moet wel worden bedacht welke prijs daarvoor moet worden betaald. Die bestaat uit het beschikbaar stellen van een veel groter deel van het frequentiedomein dan nodig zou zijn voor het verwerken van het basissignaal. Die mogelijkheid is technisch of economisch niet altijd aanwezig of verantwoord.

2.13 Continuïteit of discretisatie in signalen

2.13.1 Analoge signalen

Tot nu toe hebben we gesproken over basisbandsignalen die continu in de tijd en in momentane grootte zijn. Dat wil zeggen: op elk tijdstip heeft het signaal betekenis en elke momentane grootte kan binnen zekere praktische grenzen voorkomen. Vrijwel alle signalen die door sensoren worden afgeleid uit natuurlijke verschijnselen uit de ons omringende wereld hebben deze vorm. Ze zijn naar analogie van deze verschijnselen en worden dan ook *analoge signalen* genoemd. Een voorbeeld is getekend in figuur 2.12a.

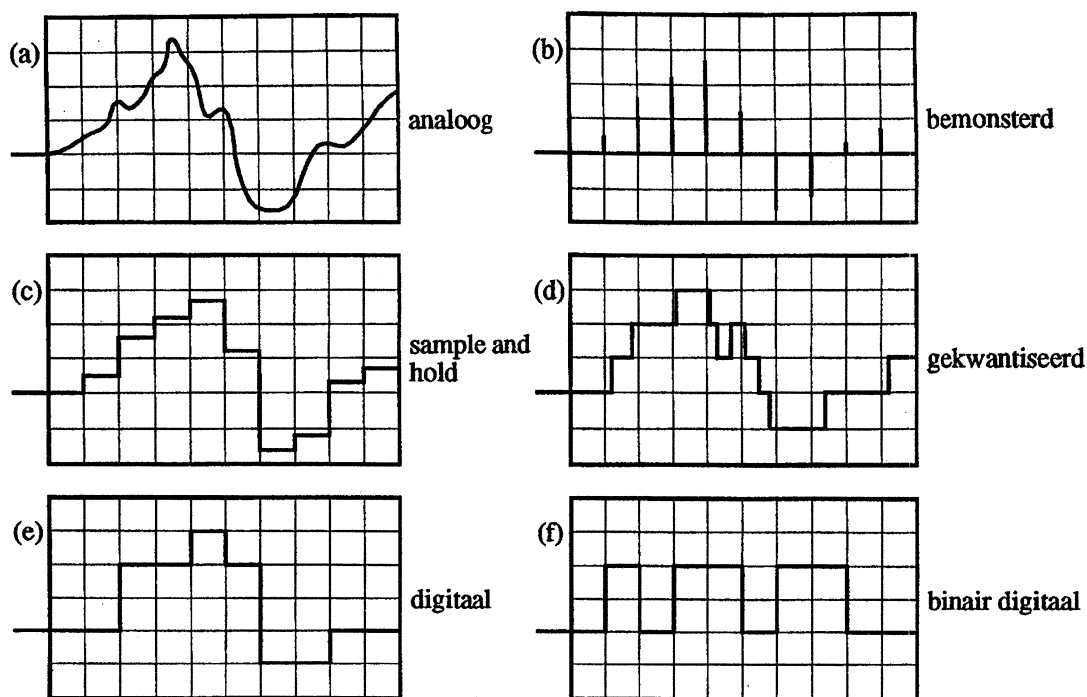
Via de elektronica beschikken we evenwel ook over mogelijkheden om kunstmatig alleen op discrete tijdstippen aan signalen een betekenis toe te kennen, of slechts een beperkt aantal discrete waarden voor de signaalgrootte toe te laten, of beide.

2.13.2 Bemonsterde signalen

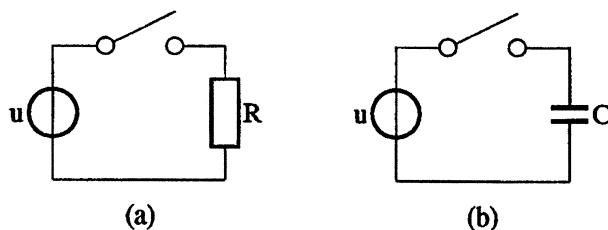
Het kan voorkomen dat we bij een analoog signaal alleen op discrete tijdstippen geïnteresseerd zijn in de dan optredende momentane waarde. We nemen dan op die tijdstippen een *monster*, terwijl we tussen de bemonstertijdstippen in het signaal bijvoorbeeld de waarde nul geven. Het zo ontstane signaal heet een *bemonsterd* of *gesampled signaal*. Het is in de tijd gediscrètiseerd doch continu in momentane waarde tijdens het bemonsteren.

De schakeling waarmee we zo'n bewerking uitvoeren heet een sample-schakeling. Figuur 2.13a laat zien wat de eenvoudigste uitvoeringsvorm is. De schakelaar wordt alleen even gesloten als we een monster nemen. Het signaalmonster verschijnt op de weerstand R, en kan er uit zien als in figuur 2.12b.

Het kan ook zijn dat we tussen twee bemonstertijdstippen in het signaal een waarde geven die gelijk is aan de laatst gevonden bemonsterwaarde. Dat noemen we dan een sample-and-hold actie, en de schakeling die het uitvoert een *sample-and-hold schakeling*. De eenvoudigste vorm daarvan bestaat uit een combinatie van een schakelaar en een condensator. Als de schakelaar



Figuur 2.12: Verschillende signaaltypen.



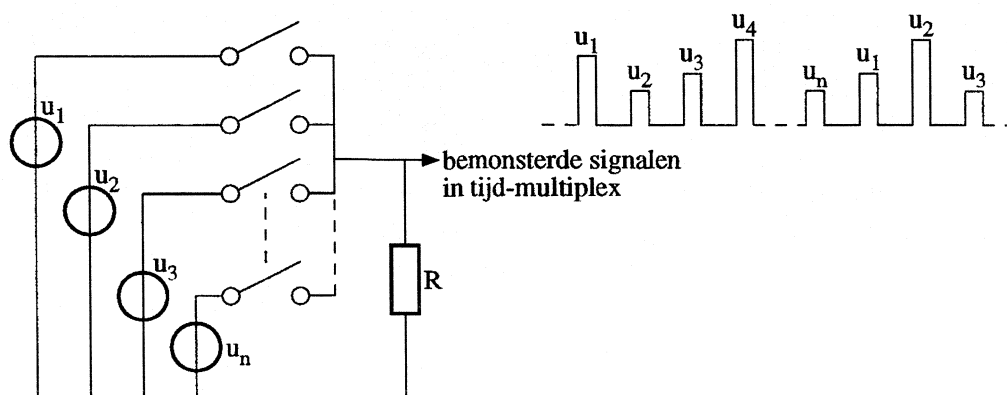
Figuur 2.13: a. Sample schakeling, b. Sample- and- hold schakeling.

even gesloten wordt voor het bemonsteren dan laadt de condensator C zich op tot de momentane waarde, en als de schakelaar weer geopend is houdt de condensator de bemonsterwaarde vast tot de volgende bemonstering. Zie figuren 2.13b en 2.12c.

Er kunnen verschillende redenen zijn om een signaal te willen bemonsteren. Het kan zijn dat we alleen op bepaalde tijdstippen geïnteresseerd zijn in de waarde van een signaal, en dat we de rest van de tijd het elektronische systeem voor het verwerken van een ander signaal willen gebruiken. Als we bijvoorbeeld slechts één maal per minuut een temperatuur elektronisch willen meten, maar liefst wel op n verschillende plaatsen en gebruikmakend van dezelfde meet-elektronica, dan kunnen we de n temperatuursensoren bemonsteren op verschillende tijdstippen en de monsters één voor één aan de meet-elektronica toevoeren. Zie figuur 2.14. Als elke sensor aan de beurt geweest is dan kan de cyclus zich weer herhalen. We moeten natuurlijk na elk monster wel de tijd gehad hebben de temperatuur voldoende nauwkeurig te kunnen bepalen en te registreren alvorens het volgende monster toe te kunnen laten.

Een systeem waarin meerdere signalen via bemonstering in tijd verschoven een zelfde transmissiekanaal delen heet een **tijd-multiplex systeem**.

Overigens wordt een systeem waarin meerdere signalen in frequentie verschoven een zelfde transmissiekanaal delen een **frequentie-multiplex systeem** genoemd. Als we het radio middengolfg gebied van 530 kHz tot 1600 kHz als een draadloos transmissiekanaal beschouwen, dan



Figuur 2.14: Sample schakeling in tijd-multiplex systeem.

vormen de aanwezige zenders die ieder een eigen stukje van het frequentiedomein bezetten gezamenlijk zo'n frequentie-multiplex systeem.

Het kan zijn dat het verwerken van een monster tijd kost en dat tijdens het verwerken de signaalwaarde niet mag veranderen. Op die plaatsen wordt dan een sample-and-hold schakeling toegepast. Een toepassing vinden we bij de behandeling van een analoog-digitaal omzetter in hoofdstuk 6.

Het is duidelijk dat een elektrisch analoog signaal na het bemonsteren een heel andere vorm heeft gekregen. Toch willen we vaak naderhand uit het bemonsterde signaal het oorspronkelijke analoge signaal weer terug kunnen vinden. Volgens het **Theorema van Shannon** is dit alleen mogelijk als er minstens $2 \cdot f_h$ monsters per seconde worden genomen, waarin f_h de hoogste in het analoge signaal voorkomende frequentie is.

Als voorbeeld kunnen we een audiosignaal nemen waarin de hoogste frequentie 20.000 Hz is. Er zijn bij bemonstering van dit signaal minstens 40.000 bemonsteringen per seconde nodig om het oorspronkelijke signaal weer terug te kunnen vinden.

2.13.3 Gekwantiseerde signalen

Signalen kunnen ook voorkomen in een vorm waarin slechts een beperkt aantal discrete waarden van de momentane grootte voorkomt. Het signaal heet nu **gekwantiseerd** en is continu in de tijd doch discreet in het momentane grootte bereik. Figuur 2.12d geeft een voorbeeld. Dergelijke signalen zijn vaak het resultaat van codeer- en decodeeracties, zoals we zullen zien in hoofdstuk 6.

2.13.4 Digitale signalen

Indien signalen zowel in tijd als in momentane grootte discreet zijn dan spreken we van **digitale signalen**. Zie figuur 2.12e. De meest voorkomende vorm is daarbij is die waarbij slechts twee niveau's in het signaal worden toegelaten. We betreden daarmee het gebied van de **binaire digitale signalen**. Het zijn de signalen waarmee computers werken. Ook wordt deze signaalvorm veelvuldig toegepast in data-communicatie systemen. In het algemeen gangbaar woordgebruik wordt met de term 'digitaal' steeds de binaire vorm bedoeld. Figuur 2.12f laat deze signaalvorm zien.

Het gebruik van de digitale signaalvorm maakt de overdracht van informatie in een transmissiekanaal bijzonder ongevoelig voor toegevoegde storingen, omdat aan de ontvangzijde bij de verdere verwerking alleen maar moet worden beslist tot welke van de twee gehanteerde niveau's het signaal op elk moment behoort. Bovendien is vaak ook bekend op welke discrete momenten het signaal van niveau kan veranderen. Een tweede voordeel van deze signaalvorm ligt in het

feit dat het door zijn tweewaardigheid erg gemakkelijk in geheugens is op te slaan. De daarvoor benodigde tweewaardige geheugencellen zijn elektronisch erg eenvoudig te realiseren. Digitale signalen zijn het resultaat van een coderingsactie. De circuits waarmee analoge signalen in een digitale vorm kunnen worden omgezet en omgekeerd heten **analoog/digitaalomzeters** (A/D converters) respectievelijk **digitaal/analoog** omzeters (D/A converters). Iets over de werking daarvan wordt verteld in hoofdstuk 6.

Hoofdstuk 3

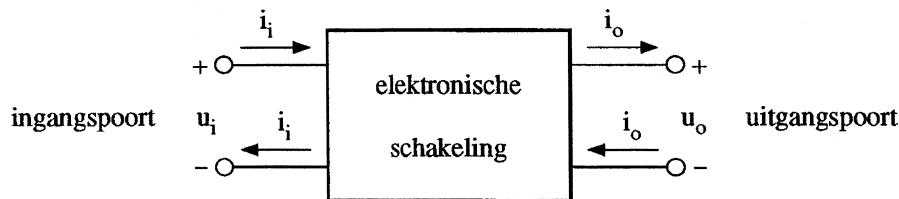
Impedanties, netwerken en overdrachten

3.1 Inleiding

Elektronische schakelingen die signalen moeten verwerken zijn opgebouwd uit **componenten** die op een bepaalde manier onderling zijn verbonden. Zo'n stelsel van doorverbonden componenten wordt in het algemeen aangeduid met de naam **netwerk**.

Het vorige hoofdstuk behandelde de eigenschappen van signalen. We zagen dat signalen opgebouwd zijn als verzamelingen van sinusvormige signalen die bij elkaar een bepaalde frequentieband beslaan. We kunnen dus inzicht krijgen in het gedrag van netwerken ten opzichte van signalen als we onderzoeken hoe netwerken zich gedragen bij sinusvormige signalen met de frequentie als variabele.

Bij schakelingen is steeds een plaats aan te wijzen waar het signaal de schakeling betreedt en een plaats waar het signaal de schakeling verlaat. Symbolisch kunnen we een schakeling tekenen als een doos ("black box") met twee aansluitdraden als **ingang** en twee aansluitdraden als **uitgang** voor de signalen. Zo'n in- of uitgang noemen we een **poort**. Zie figuur 3.1.



Figuur 3.1: Schakeling met ingangs- en uitgangspoort.

Aan de in- en uitgang van de schakeling treden stromen en spanningen op. De verhouding van een uitgangsverschijnsel tot een ingangsverschijnsel noemen we de **overdracht** van de schakeling, bijvoorbeeld u_o/u_i , i_o/i_i , u_o/i_i etc.

We zullen nu de verschillende begrippen nader gaan bekijken. Daarbij zullen we onderscheid maken tussen ideaal en niet-ideaal gedrag.

3.2 Eenheden

In de loop van de verdere beschouwingen zullen diverse eenheden worden gebruikt. We geven een korte opsomming.

naam	afkorting	eenheid	als variabele
Volt	V	eenheid van spanning	U, V, u, v
Ampère	A	eenheid van stroom	I, i
Coulomb	C	eenheid van lading	Q, q
Weber	Wb	eenheid van flux	Φ
Watt	W	eenheid van vermogen	P
Joule	J	eenheid van energie	E
Ohm	Ω	eenheid van weerstand	R, r
Siemens	S	eenheid van geleiding	G, g
Farad	F	eenheid van capaciteit	C
Henry	H	eenheid van zelfinductie	L
seconde	s	eenheid van tijd	T, t
Hertz	Hz	eenheid van frequentie	f
radiaal	rad	eenheid van hoek	φ

De onderlinge verbanden tussen de verschillende eenheden zullen in de loop van het betoog aan de orde komen.

In notaties worden veelvuldig vergrotings- en verkleiningsfactoren gebruikt.

Bijvoorbeeld: $1 \text{ MHz} = 10^6 \text{ Hz} = 1.000.000 \text{ Hertz}$.

De meest voorkomende zijn:

naam	afkorting	factor
Tera	T	10^{12}
Giga	G	10^9
Mega	M	10^6
kilo	k	10^3
milli	m	10^{-3}
micro	μ	10^{-6}
nano	n	10^{-9}
pico	p	10^{-12}
femto	f	10^{-15}

3.3 Netwerktheorie

De leer die ons alle gereedschappen biedt om het gedrag van schakelingen te beschrijven bij de aanwezigheid van stromen en spanningen, is de **netwerktheorie**. Het grondig kennis maken met de netwerktheorie is een studie op zich. Daar komen we in de loop van dit verhaal zeker niet aan toe. We zullen ons daarom beperken tot een paar noodzakelijke begrippen en rekenregels, waarmee we in elk geval een kwalitatief inzicht in de werking van netwerken zullen krijgen.

3.4 De wetten van Ohm en Kirchhoff

Stromen en spanningen in netwerken worden veroorzaakt door elektrische **energiebronnen** die in die netwerken aanwezig zijn of er op worden aangesloten. Elektrische bronnen kunnen de vorm hebben van stroombronnen of spanningsbronnen. Zij veroorzaken spanningen over en stromen door de netwerkcomponenten.

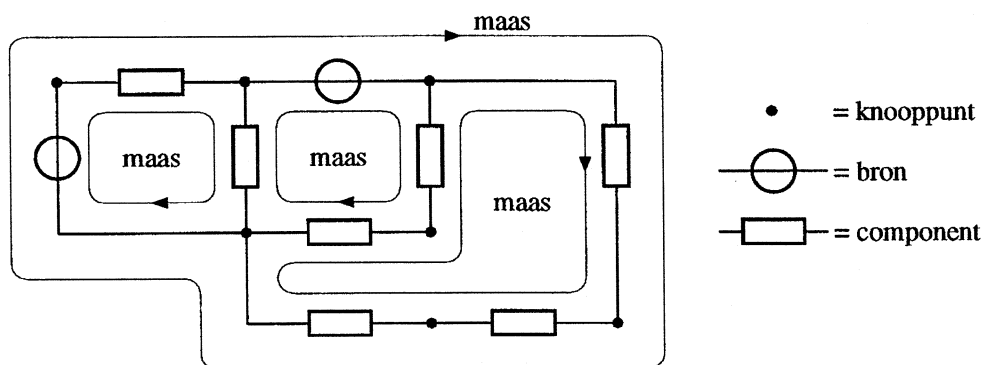
Kenmerkend voor een **spanningsbron** is dat de grootte van de gevoerde spanning onafhankelijk is van de grootte van de stroom die door de bron loopt. Kenmerkend voor de **stroombron**

is dat de grootte van de gevoerde stroom onafhankelijk is van de grootte van de spanning die over de bron staat. De in schema's gebruikte symbolen voor genoemde bronnen zijn getekend in figuur 3.2.



Figuur 3.2: Symbolen voor de spanningsbron en de stroombron.

In elk netwerk dat uit een combinatie van componenten en bronnen bestaat zijn mazen en knooppunten te onderscheiden. Een **maas** is een gesloten lus met componenten en/of bronnen die ieder voor zich een spanning kunnen voeren. Een **knooppunt** is een geleidend punt tussen de componenten en/of bronnen waar stromen samenkomen. Mazen en knooppunten zijn herkenbaar gemaakt in figuur 3.3.



Figuur 3.3: Mazen en knooppunten in een netwerk.

Als we berekenen willen welke stromen en spanningen er in een netwerk ontstaan door de aanwezigheid van bronnen dan zullen we afspraken moeten maken omtrent de polariteit van de spanningen en de richting van de stromen. We geven door middel van + en - bij spanningen en een pijl bij stromen aan wat we als positieve waarden in de berekeningen zullen opnemen.

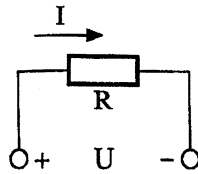
Een belangrijke rekenregel wordt gegeven door de **Wet van Ohm**. Deze wet geeft aan dat over een weerstand van $R \Omega$ waar een stroom I doorheen loopt, een spanning U ontstaat waarvoor geldt

$$U = I \cdot R$$

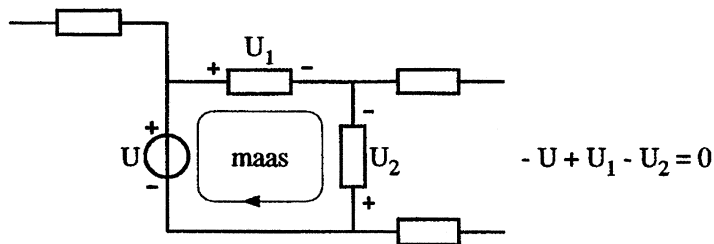
De bij elkaar behorende tekenafspraken voor polariteit en stroom zijn aangegeven in figuur 3.4.

Een belangrijke wet voor rekenen aan een maas wordt gevormd door de **Spanningswet van Kirchhoff**. Volgens deze wet is de som der spanningen van componenten en bronnen in een maas bij het rondgaan door de maas in één richting gelijk aan nul. Daarbij moet goed rekening worden gehouden met de tekenafspraken. Figuur 3.5 geeft een voorbeeld.

Voor de knooppunten geldt de **Stroomwet van Kirchhoff**. Die zegt dat in een knooppunt de som der stromen nul is. Daarbij moeten de stromen die het knooppunt naderen en de stromen die het knooppunt verlaten met tegengesteld teken gerekend worden. Hiervan geeft figuur 3.6 een voorbeeld.



Figuur 3.4: Tekenaafpraak bij de Wet van Ohm.



Figuur 3.5: Spanningswet van Kirchhoff.

Met behulp van deze drie wetten kan in elke combinatie van weerstanden en bronnen op elke plaats in het netwerk de stromen en spanningen berekend worden.

Een voorbeeld wordt gegeven in figuur 3.7. We gaan ervan uit dat de waarden van U_1 en U_2 , evenals R_1 tot en met R_5 bekend zijn. Allereerst benoemen we in het netwerk de stromen en spanningen, en geven ze naar eigen keuze een richting of polariteit. Daarmee liggen de tekenafspraken vast.

De Wet van Ohm levert ons:

$$\begin{aligned} U_{R1} &= -I_1 \cdot R_1 & U_{R2} &= -I_3 \cdot R_2 & U_{R3} &= I_1 \cdot R_3 \\ U_{R4} &= I_2 \cdot R_4 & U_{R5} &= I_2 \cdot R_5 \end{aligned}$$

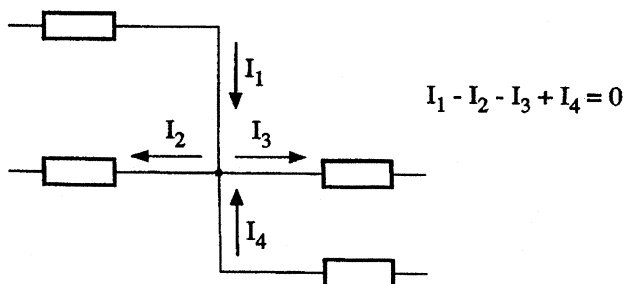
De spanningswet zegt voor de mazen

$$-U_1 - U_{R1} - U_{R2} + U_{R3} = 0 \quad \text{en} \quad U_2 + U_{R5} + U_{R4} + U_{R2} = 0$$

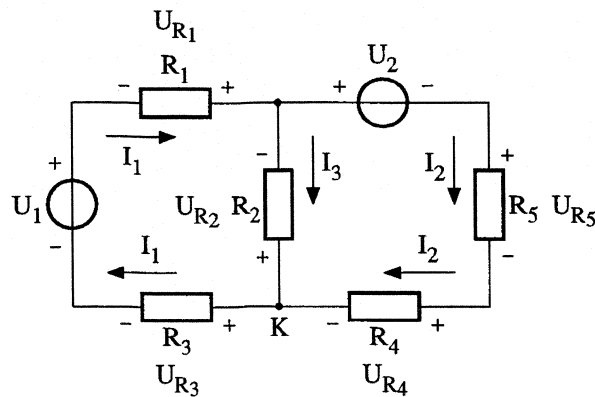
De stroomwet zegt in knooppunt K:

$$I_1 - I_2 - I_3 = 0$$

Uit deze relaties zijn alle stromen en spanningen in het netwerk op te lossen.



Figuur 3.6: Stroomwet van Kirchhoff



Figuur 3.7: Voorbeeld van een netwerkberekening.

3.5 De begrippen bron en belasting

Als we een elektrisch of een elektronisch systeem bezien dan is er steeds een richting aan te geven waarin energie of informatie zich voortplant. Bij het op een willekeurig punt in tweeën delen van zo'n systeem zal een deel als leverancier van energie of informatie optreden en het andere deel als ontvanger of verwerker. Het leverende deel vormt de **bronomgeving** en het ontvangende deel de **belastingomgeving**. De bron levert aan de belasting, en de belasting belast de bron. De termen bron en belasting zullen regelmatig opduiken.

Voorbeelden:

- als we de scheiding denken in het netsnoer van een stofzuiger, dan is het lichtnet de bron en de stofzuiger de belasting.
- als we de scheiding denken tussen een microfoon en een versterker, dan vormt de microfoon de bron en de versterker de belasting.
- als we de scheiding denken tussen een versterker en een luidspreker, dan is de versterker de bron en de luidspreker de belasting.

Bron en belasting zijn dus relatieve begrippen.

3.6 Componenten

Netwerken zijn opgebouwd uit componenten. Een component kunnen we zien als een "black box" met meestal twee, maar soms ook meer aansluitdraden (aansluitklemmen, aansluitingen), waarbij het verband tussen spanningen en stromen bij de aansluitingen volledig vast ligt.

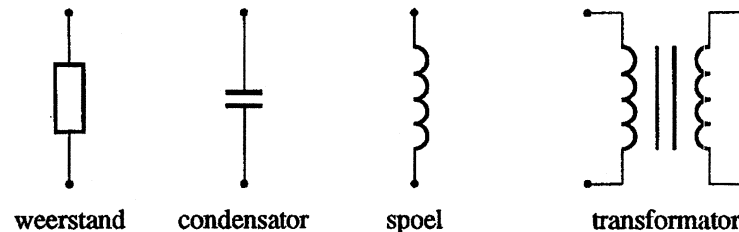
Naar hun werking worden componenten ingedeeld in twee soorten, namelijk passieve en actieve componenten.

Passieve componenten hebben de eigenschap dat ze het energieniveau van een signaal niet kunnen verhogen. Integendeel, er is eerder sprake van dat energie verloren gaat in de vorm van warmte of stralende velden. Voorbeelden zijn weerstanden, condensatoren, spoelen, transformatoren.

Actieve componenten hebben de belangrijke eigenschap dat ze het energieniveau van een signaal wel kunnen verhogen. Daarbij zetten ze energie die geleverd wordt door een informatieloze energiebron (batterij of voedingsapparaat) om in informatiedragende energie. De belangrijkste voorbeelden worden gevormd door de transistor en de elektronenbuis (radiobuis). De passieve

componenten worden behandeld in dit hoofdstuk, terwijl de actieve aan bod komen in hoofdstuk 5.

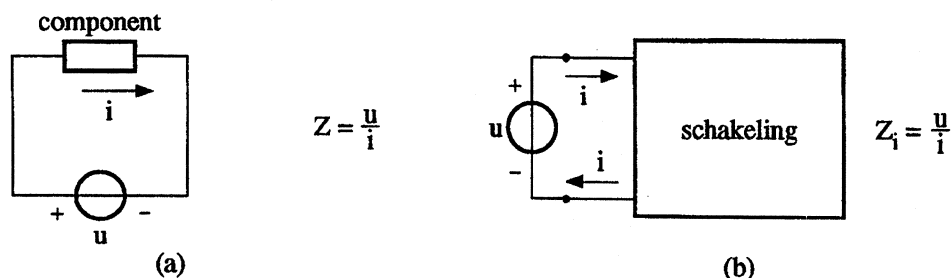
Voor de grafische aanduiding van componenten worden *symbolen* gebruikt. Figuur 3.8 geeft een overzicht van symbolen van de belangrijkste passieve componenten. De eigenschappen van deze componenten zullen verderop aan bod komen.



Figuur 3.8: Symbolen voor passieve netwerkcomponenten.

3.7 Impedanties

Als we op de aansluitdraden van een elektrische component, bijvoorbeeld een weerstand, een condensator of een spoel, een spanning u aansluiten, dan zal als gevolg daarvan door de component een stroom i gaan lopen. Het begrip *impedantie* is gedefinieerd als de verhouding u/i . Zie figuur 3.9a. Het legt daarmee de elektrische eigenschappen van de component vast. De relatie tussen stroom en spanning ligt als oorzaak en gevolg in twee richtingen vast: als we een spanning u aanbrengen dan gaat er een stroom i lopen, maar ook geldt dat er een spanning u over de component ontstaat als we er een stroom i doorheen sturen. Impedanties worden vaak aangeduid met de letter Z .



Figuur 3.9: Het begrip impedantie.

Het begrip impedantie wordt niet alleen beperkt tot componenten. In het algemeen geldt dat, als we op twee willekeurige punten in een schakeling aansluitdraden maken en er vervolgens een spanning u op aansluiten, er een stroom i gaat lopen en dat de verhouding u/i de impedantie tussen die twee punten weergeeft. Figuur 3.9b geeft dat aan. Zo kunnen we bijvoorbeeld tussen de ingangsklemmen van een versterker de *ingangs-impedantie* en tussen de uitgangsklemmen de *uitgangsimpedantie* bepalen. Het is als het ware de 'weerstand' die we tussen die klemmen aantreffen. De reciproke waarde $1/Z$ wordt *admittantie* genoemd.

Indien we de extreme waarden nul en oneindig buiten beschouwing laten en er van uitgaan dat impedanties alleen in eindige waarden voorkomen, dan houdt dat gelijk in dat het optreden van stromen en spanningen onafscheidelijk aan elkaar verbonden is. Bij het gebruiken van stromen en spanningen geldt dan: waar stroom is, is ook spanning, en waar spanning is, is ook stroom.

We zullen bij het bepalen van impedanties gebruik maken van gelijkspanningen en -stromen en van sinusvormige spanningen en stromen, waarbij we dan de frequentie ω als variabele kie-

zen. Al deze spanningen en stromen worden geleverd door bronnen. Spanningsbronnen bezitten de eigenschap dat ze een gewenste spanning afgeven ongeacht de waarde van de aangesloten componenten. Stroombronnen leveren een stroom die onafhankelijk is van de waarde van de aangesloten component.

3.8 Inschakelverschijnselen en stationaire toestanden

Bij het bepalen van het gedrag van componenten kunnen we onderscheid maken tussen een *inschakelverschijnsel* en een *stationaire toestand*. We kunnen dat duidelijk maken aan de hand van een paar voorbeelden.

Willen we de impedantie van een condensator voor gelijkspanning bepalen, dan sluiten we er een spanning U op aan. Als we er van uitgaan dat de condensator geen lading bevatte, dan zal er na het aansluiten op de gelijkspanning gedurende een korte tijd een flinke laadstroom I gaan lopen. Dat moet, want er kan alleen spanning staan op een condensator als hij lading bevat. Is het opladen achter de rug, dan is de stroom nul geworden, en dat verandert verder niet meer. Bij het inschakelen loopt er dus stroom, terwijl in de stationaire toestand daarna dat niet meer het geval is. Als we nu de definitie van impedantie gebruiken, dan zien we dat de verhouding U/I eindig is tijdens het opladen en oneindig in de stationaire toestand.

Als we voor het bepalen van de impedantie van een spoel voor gelijkstroom een stroombron I op de spoel aansluiten dan zal er gedurende korte tijd een grote spanning over de spoel ontstaan. Dat moet, want er kan alleen stroom door een spoel lopen als er zich een magnetisch veld heeft opgebouwd, en dat opbouwen gaat gepaard met spanning over de spoel. Daarna zal de spanning U over de spoel weer nul worden. Als we weer de impedantie voor gelijkstroom bepalen dan zien we dat U/I gedurende het inschakelen groot is terwijl dat in de stationaire toestand nul is geworden.

Bij het bepalen van het gedrag van componenten en schakelingen zullen we er voortaan van uit gaan dat we met de *stationaire* toestand te maken hebben. Inschakelverschijnselen komen alleen voor als voedingsbronnen van elektronische schakelingen worden ingeschakeld of als onderdelen van een signaalverwerkend systeem op elkaar worden aangesloten. Het is bijvoorbeeld te constateren als bij het inschakelen van een audioversterker een doffe bons uit de luidspreker komt, of een klik bij omzetten van de keuzeschakelaar. Ook bij het in- en uitschakelen van een TV kunnen rare geluiden en lichtverschijnselen voorkomen.

3.9 De impedantie van een weerstand

Indien we op een weerstand met de weerstandswaarde R een gelijkspanning U aansluiten, dan gaat er een stroom I lopen waarbij geldt dat $U = I \cdot R$, of wel $U/I = R$. R is dus de impedantie van de weerstand, uitgedrukt in Ohm. Overigens wordt in sommige situaties gerekend met de waarde $1/R$, die de dimensie heeft van een geleiding, uitgedrukt in Siemens. Een weerstand van 10 Ohm heeft dus een geleiding van $1/10$ Siemens.

In het vorige hoofdstuk hebben we reeds gezien dat het gedissipeerde **vermogen** wordt gevonden uit $P = U \cdot I$, of wel $P = U^2/R$ of wel $P = I^2 \cdot R$. De in een tijd Δt gedissipeerde **energie** is dan $E = P \cdot \Delta t$.

Als we op de weerstand een sinusvormige wisselspanning met een hoekfrequentie ω en een effectieve waarde U_{eff} aanbrengen, dan zullen spanning en stroom dezelfde fase φ hebben, waardoor voor de impedantie weer de waarde R gevonden wordt. De impedantie van een weerstand is onafhankelijk van de frequentie en het faseverschil tussen spanning en stroom is nul. Het gedissipeerde vermogen is nu $P = U_{eff}^2/R$.

3.10 De impedantie van een condensator

Als een gelijkspanning U op een condensator met capaciteit C wordt aangebracht, dan loopt er in de stationaire toestand geen stroom. Dat betekent dat de impedantie in dat geval oneindig is. Het gedissipeerde vermogen is nul. Er is wel energie opgeslagen in de condensator. Dat gebeurde tijdens het inschakelen. Fysisch gezien wordt het gedrag van een condensator bepaald door de volgende formules:

$$\begin{aligned} \text{voor de lading} \quad Q &= C \cdot U \quad \text{en} \quad dQ = I \cdot dt \\ \text{voor de stroom} \quad I &= C \cdot dU/dt \\ \text{voor de energie} \quad E &= 1/2 \cdot C \cdot U^2 \end{aligned}$$

Als we op de condensator nu een sinusvormige wisselspanning $u = U \cdot \sin \omega t$ plaatsen dan zal er een stroom i gaan lopen waarvoor geldt:

$$i = C \cdot du/dt = U \cdot \omega \cdot C \cdot \cos \omega t = U \cdot \omega \cdot C \cdot \sin(\omega t + \pi/2) = I \cdot \sin(\omega t + \pi/2)$$

$$\text{met } I = U \cdot \omega \cdot C$$

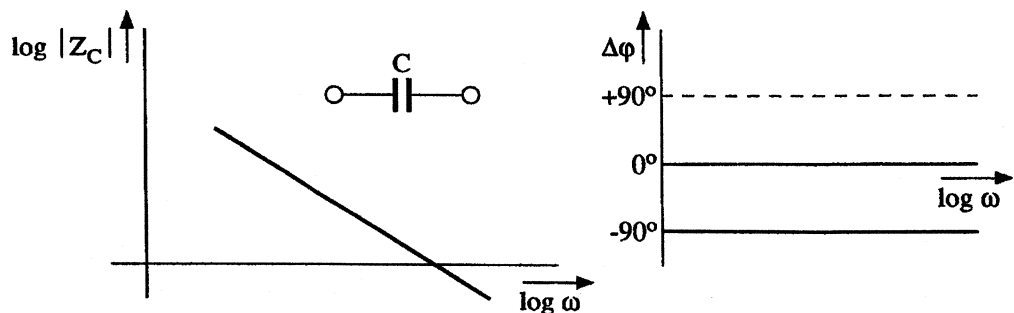
Deze stroom heeft een amplitude van $U \cdot \omega \cdot C$ en ijlt in fase 90 graden voor op de spanning. De frequentie is dezelfde als die van de spanning.

We kunnen evenwel voor het bepalen van de impedantie niet zonder meer de momentele waarde van de spanning delen door de momentele waarde van de stroom. Dat zou een tijdafhankelijke grootheid opleveren. Aangezien spanning en stroom zich onderscheiden in amplitude (en dus ook in effectieve waarde) en in fase, zijn we gewend om de waarde van de impedantie uit te drukken in twee grootheden, namelijk

$$\begin{aligned} \text{als de verhouding} \quad |u/i| &= U/I = 1/\omega C && \text{uitgedrukt in Ohm} \\ \text{en het faseverschil} \quad \Delta\varphi &= \varphi(u) - \varphi(i) = -90^\circ \end{aligned}$$

En omdat we ω als variabele hebben kunnen we $|u/i|$ en $\Delta\varphi$ grafisch weergeven als functie van ω . De verhouding U/I wordt de **modulus** $|Z_C|$ en $\Delta\varphi$ het **argument** van de impedantie genoemd. De verhouding U/I is uiteraard gelijk aan U_{eff}/I_{eff} .

Figuur 3.10 geeft deze grafieken.



Figuur 3.10: Impedantiekarakteristieken van een condensator.

Merk daarbij op dat hier **logaritmische** schalen worden gebruikt in plaats van **lineaire**. Dat wordt vaak gedaan als de weer te geven grootheden over vele decaden variëren en een **lineaire** schaal delen van het bereik te veel zou comprimeren. We zien dat de modulus van de condensatorimpedantie daalt als de frequentie stijgt. Als de frequentie naar nul gaat, dan gaat de modulus naar oneindig hetgeen aansluit op de impedantie van een condensator bij gelijkspanning. Als de frequentie naar oneindig gaat, dan gaat de modulus naar nul.

Dat betekent dat de condensator zich voor zeer hoge frequenties gaat gedragen als een weerstand van bijna nul ohm. Een electronicus zegt in zo'n geval (vakjargon!) dat de condensator voor hoge frequenties een **kortsluiting** vormt. Hij bedoelt dan een verwaarloosbaar kleine weerstand, en niet het opblazen van een zekering met rondvliegende vonken. De waarde van $\Delta\varphi$ is, onafhankelijk van de frequentie, steeds -90 graden.

Een condensator bestaat in principe uit twee metalen platen die elektrisch van elkaar geïsoleerd zijn. Er kan tussen de platen geen lading oversteken, er kan geen stroom tussen lopen. Bij de zojuist gegeven beschrijving van de impedantie van een condensator praten we toch over een stroom die "door de condensator loopt". Dat wekt vaak bevreemding. Men moet evenwel bedenken dat impedantie iets zegt over het gedrag van de component ter plaatse van de **aansluitdraden**. Bij het aanbrengen van een wisselspanning op een condensator zal een voortdurend proces van laden en ontladen plaatsvinden, hetgeen gepaard gaat met laad- en ontlaadstromen in de aansluitdraden, zonder dat er tussen de platen lading oversteekt. Tussen de aansluitdraden gedraagt een condensator zich min of meer als een frequentieafhankelijke weerstand.

Een voorbeeld: de modulus van de impedantie Z van een condensator van 10 nF bij een frequentie van 20 kHz is

$$|Z_C| = 1/\omega C = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 796 \Omega$$

Het gemiddeld vermogen dat in een condensator wordt gedissipeerd is

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T U \cdot \sin\omega t \cdot \dot{U} \cdot \omega \cdot C \cdot \cos\omega t \cdot dt = 0$$

3.11 De impedantie van een spoel

Als een gelijkstroom I door een spoel met zelfinductie L wordt gestuurd, dan staat er in de stationaire toestand geen spanning over de spoel. Dat betekent dat de impedantie in dat geval nul is. Het gedissipeerde vermogen is nul. Er is wel energie in de spoel opgeslagen. Dat is gebeurd tijdens het inschakelen. Fysisch gezien wordt het gedrag van een spoel bepaald door de volgende formules:

$$\begin{array}{lll} \text{voor de flux} & \phi = L \cdot I & \text{en } d\phi = U \cdot dt \\ \text{voor de spanning} & U = L \cdot dI/dt & \\ \text{voor de energie} & E = 1/2 \cdot L \cdot I^2 & \end{array}$$

Als we door een spoel een sinusvormige stroom $i = I \cdot \sin\omega t$ sturen dan zal er over de spoel een spanning u ontstaan waarvoor geldt:

$$u = L \cdot di/dt = I \cdot \omega \cdot L \cdot \cos\omega t = I \cdot \omega \cdot L \cdot \sin(\omega t + \pi/2) = U \cdot \sin(\omega t + \pi/2)$$

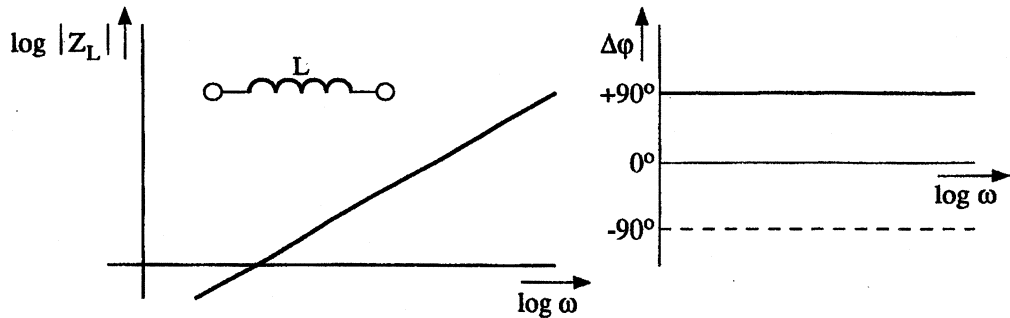
$$\text{met } U = I \cdot \omega \cdot L$$

Deze spanning heeft een amplitude van $I \cdot \omega \cdot L$ en ijlt 90 graden vóór op de stroom. Indien we net als bij de condensator de modulus $|Z_L| = |u/i|$ en het argument $\Delta\phi$ van de impedantie bepalen dan vinden we:

$$|Z_L| = |u/i| = U/I = \omega \cdot L \text{ en } \Delta\varphi = +90^\circ$$

We zien dat de impedantie van een spoel toeneemt bij stijgende frequentie, en dat het argument altijd $+90$ graden is. Figuur 3.11 geeft dat grafisch weer. Als de frequentie naar nul gaat, dan gaat de impedantie van een spoel ook naar nul. Dat sluit precies aan op de impedantie die

een spoel heeft voor gelijkstroom. Als de frequentie zeer hoog wordt, dan gaat de impedantie naar bijna oneindig. De elektronicus zegt dan (vakjargon !) dat de spoel zich gaat gedragen als een **open verbinding**. Hij bedoelt daarmee iets waar geen stroom in kan lopen, dus een verwaarloosbaar grote weerstand.



Figuur 3.11: Impedantie Karakteristieken van een spoel.

Een spoel is in principe opgebouwd uit een in spiraalvorm gewonden draad die op zich geen materiaalweerstand heeft (dus 0Ω). Daar kan in een stationaire toestand geen spanning over ontstaan. Bij het toevoeren van een wisselstroom zal evenwel een proces ontstaan van voortdurend opbouwen en afbreken van de magnetische flux in de spoel. En daarbij zal over de aansluitdraden van de spoel toch een spanning ontstaan. Ook de spoel gedraagt zich min of meer als een frequentieafhankelijke weerstand. Ook hier een voorbeeld:

de modulus van de impedantie Z van een spoel van $10 \mu H$ bij een frequentie van 500 kHz is

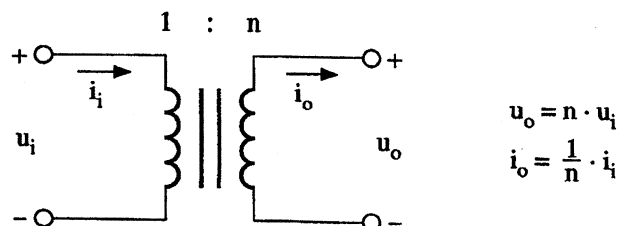
$$|Z_L| = \omega \cdot L = 2\pi \cdot 500 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 31,4 \Omega$$

Het gemiddeld gedissipeerde vermogen is

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T I \cdot \omega \cdot L \cdot \cos \omega t \cdot I \cdot \sin \omega t \cdot dt = 0$$

3.12 De impedanties bij een transformator

Een ideale transformator bestaat uit twee spoelen die elkaars magnetische flux volledig omvatten. In het frequentiegebied waarvoor ze ontworpen zijn wordt de impedantie van de spoelen verwaarloosbaar groot verondersteld t.o.v. de impedantie van bron en belasting. De aansluitingen van de spoelen vormen twee poorten, die als ingang en uitgang van de transformator worden gebruikt. De verhouding van het aantal wikkelingen van de spoelen is n . Figuur 3.12 laat de schematische voorstelling van een transformator zien.



Figuur 3.12: Transformatorvergelijkingen.

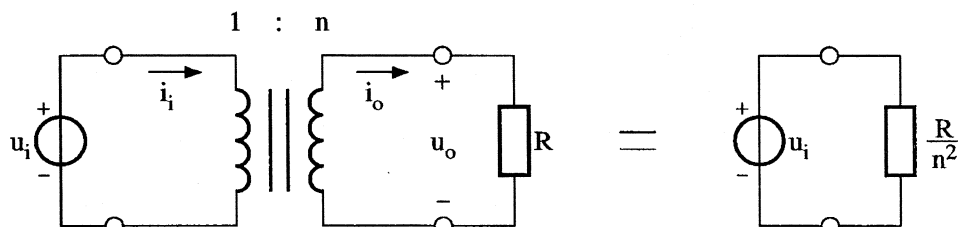
Een ideale transformator kan signalen van de ene poort doorgeven naar de andere, zonder dat in de transformator energie verloren gaat (dissipatielose signaalbehandeling). De poort waar het signaal aangeboden wordt heet de **primaire** poort, en de als uitgang gebruikte poort heet

de *secundaire* poort. Welke wikkelingen primair of secundair genoemd worden hangt dus af van de toepassing. Gelijkspanningen en stromen kunnen niet getransformeerd worden. Voor het opwekken van spanning en stroom aan secundaire zijde is immers een veranderende flux nodig. Dat verschijnsel wordt niet opgewekt door een gelijkstroom door de primaire windingen.

Aan de twee poorten komen wisselspanningen en -stromen voor zoals in de figuur aangegeven. Als de wikkelverhouding primair : secundair = $1/n$, dan is de secundaire spanning n maal zo groot als de primaire, terwijl de secundaire stroom n maal zo klein is als de primaire stroom. Het product van de stroom en spanning moet aan de twee poorten uiteraard gelijk zijn vanwege het dissipatieloze karakter van de transformator. Er komt steeds evenveel vermogen uit als er in gaat. De vermogensoverdracht P_o/P_i is steeds 1. Wel is versterking of verzwakking van de stroom (i_o/i_i) of spanning (u_o/u_i) mogelijk.

Als we een antwoord willen vinden op de vraag wat de impedantie van een transformator is, gemeten aan de poorten, dan moeten we ons laten leiden door de formules die gelden. Dan blijkt dat de impedantie van een poort afhangt van wat er aan de andere poort is aangesloten.

Stel dat aan de secundaire kant een weerstand R is aangesloten. Als aan de primaire zijde een spanningsbron u_i wordt aangesloten, dan zal de secundaire spanning $n \cdot u_i$ bedragen ($u_o = n \cdot u_i$). Zie figuur 3.13.



Figuur 3.13: Getransformeerde weerstand

De stroom door de weerstand wordt dan volgens de Wet van Ohm

$$i_o = \frac{u_o}{R} = \frac{n \cdot u_i}{R}.$$

Daarmee ligt dan ook de primaire stroom vast. Die is immers

$$i_i = n \cdot i_o = \frac{n^2 \cdot u_i}{R}.$$

Voor de impedantie aan primaire zijde wordt dan gevonden

$$Z_i = \frac{u_i}{i_i} = \frac{u_i \cdot R}{n^2 \cdot u_i} = \frac{R}{n^2}.$$

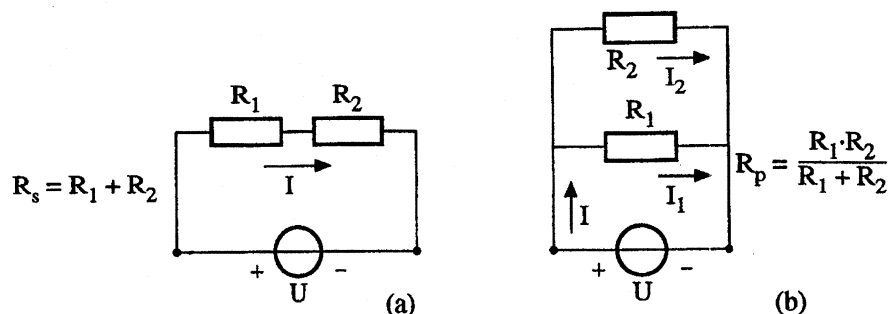
We zien dat de weerstand R getransformeerd verschijnt aan de primaire poort. We mogen bij verdere beschouwingen de combinatie van de transformator en de weerstand vervangen door een weerstand met de waarde R/n^2 .

Men kan zich afvragen waarom dan niet gelijk een weerstand met de waarde R/n^2 wordt toegepast in plaats van de dure combinatie van transformator en weerstand. Het gebruik van een transformator kan nodig zijn als bijvoorbeeld:

- we de waarde van R niet vrij kunnen kiezen en er in een schakeling toch een andere impedantie gewenst is.
- we om veiligheidsredenen gebruik willen maken van de eigenschap dat een spanningsniveau verlaagd kan worden.
- we een signaal willen scheiden van een erop gesuperponeerde gelijkspanning.
- we een galvanische scheiding tussen twee circuits willen aanbrengen.

3.13 Impedantie van combinaties van componenten

Twee weerstanden kunnen op twee manieren met elkaar verbonden worden, namelijk in *serie* geschakeld en *parallel* geschakeld. We zullen onderzoeken hoe de combinaties zich gedragen tegenover stromen en spanningen.



Figuur 3.14: Serieschakeling (a) en parallelschakeling (b) van weerstanden.

Figuur 3.14a toont de serieschakeling. We sluiten de combinatie aan op een spanning U . Daardoor gaat in beide weerstanden de stroom I lopen. Volgens de spanningswet van Kirchhoff geldt nu:

$$U = I \cdot R_1 + I \cdot R_2 = I \cdot (R_1 + R_2) = I \cdot R_s$$

We kunnen dus de serieschakeling vervangen denken door een weerstand R_s , met de waarde $R_1 + R_2$. Als de $R_1 \gg R_2$ dan zal R_s ongeveer gelijk zijn aan R_1 . We zien dat bij *serieschakeling* de *grootste weerstand domineert*.

In figuur 3.14b zien we de parallelschakeling. We plaatsen op de combinatie een spanning U . Daardoor ontstaat in de combinatie een stroom I . Volgens de stroomwet van Kirchhoff geldt dan:

$$I = I_1 + I_2 = U/R_1 + U/R_2 = U \cdot (1/R_1 + 1/R_2) = U \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2} = \frac{U}{R_p}$$

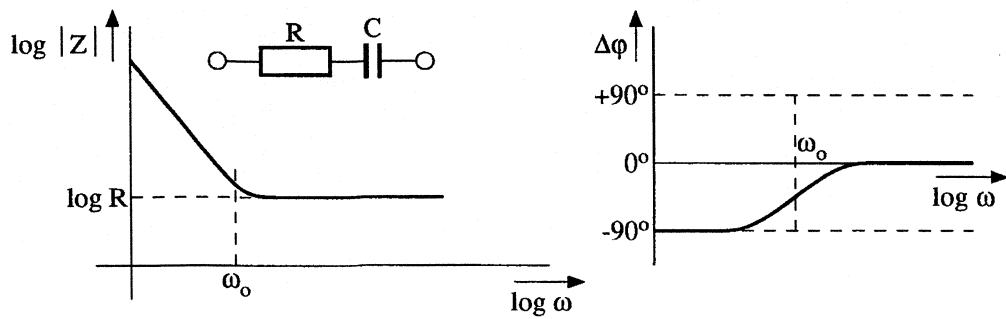
We kunnen nu dus de parallelschakeling vervangen denken door de weerstand R_p , met de waarde

$$R_p = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Als $R_1 \gg R_2$ dan zal R_p ongeveer gelijk zijn aan R_2 . We zien dat bij een *parallelschakeling* de *kleinste weerstand domineert*.

Omdat weerstanden zich ten opzichte van tijdsafhankelijke signalen net zo gedragen als tegenover gelijkspanningen, gelden de gemaakte berekeningen ook bij het gebruik van sinusvormige signalen. Als we evenwel frequentieafhankelijke componenten als spoelen en condensatoren gaan gebruiken, waarbij stromen en spanningen niet meer in fase zijn, dan worden de berekeningen gecompliceerder. Zonder daar verder op in te gaan kunnen we echter stellen dat de tendensen wat dominantie betreft dezelfde blijven. We zullen dan ook enkele combinaties van weerstanden, condensatoren en spoelen fenomenologisch behandelen. Daarbij kijken we steeds wat de combinaties doen bij $\omega = 0$ (gelijkspanning of -stroom), bij $\omega = \text{oneindig}$ en bij een waarde van ω waarvoor geldt dat de moduli van de betrokken impedanties aan elkaar gelijk zijn. Het blijkt dat bij deze frequentie de componenten van dominantie wisselen.

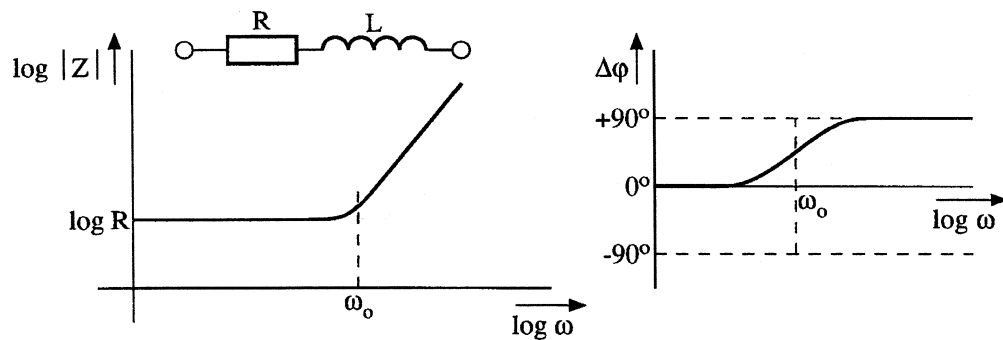
Figuur 3.15 toont de serieschakeling van een weerstand en een condensator. Voor $\omega = 0$ geldt dat Z_C oneindig is. Daar domineert dus de condensator. Bij $\omega = \text{oneindig}$ wordt $Z_C = 0$. Daar



Figuur 3.15: Impedantiekenarakteristieken van een weerstand en een condensator in serie.

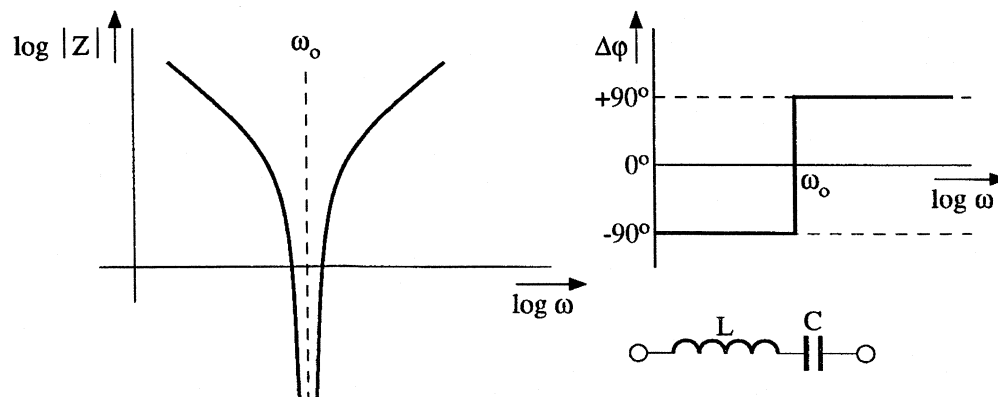
domineert dus de weerstand. $|Z_C| = 1/\omega C$ wordt gelijk aan R bij een frequentie ω_0 waarvoor geldt $\omega_0 = 1/(R \cdot C)$.

Figuur 3.16 toont de serieschakeling van een weerstand en een spoel. Voor $\omega = 0$ geldt dat $Z_L = 0$. De weerstand R domineert dan de combinatie. Bij $\omega = oneindig$ wordt Z_L oneindig. Daar domineert dus de spoel. $|Z_L| = \omega \cdot L$ wordt gelijk aan R bij een frequentie ω_0 waarvoor geldt $\omega_0 = R/L$.



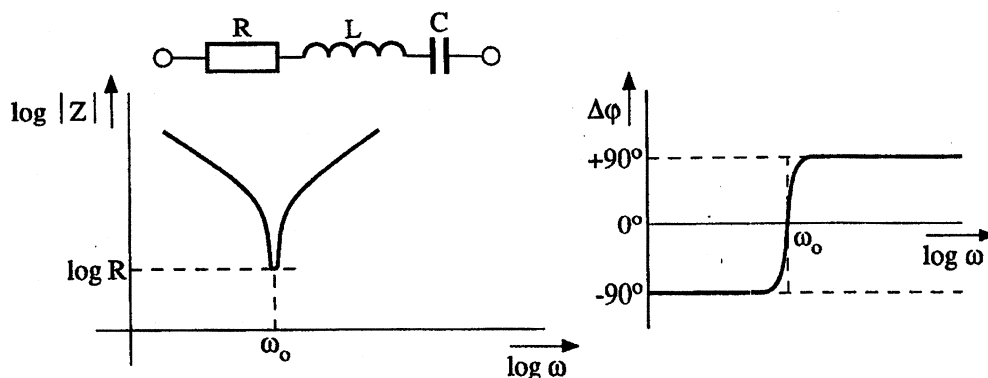
Figuur 3.16: Impedantiekenarakteristieken van een weerstand en een spoel in serie.

Iets bijzonders gebeurt als er een condensator en een spoel in serie worden geschakeld. Zowel bij $\omega = 0$ als bij $\omega = oneindig$ is bij één van de twee de waarde van $|Z|$ oneindig. Dus is de impedantie van de combinatie in beide gevallen oneindig. Door het specifieke fasegedrag van condensator en spoel zal bij een frequentie ω_0 , waarvoor geldt dat $|Z_L| = |Z_C|$, de impedantie van de combinatie **nul** worden. We noemen ω_0 de **resonantiefrequentie** van de $L - C$ seriecombinatie. We vinden uit $\omega_0 \cdot L = 1/(\omega_0 \cdot C)$ dat $\omega_0 = 1/\sqrt{L \cdot C}$. Figuur 3.17 toont het gedrag van deze serieschakeling.



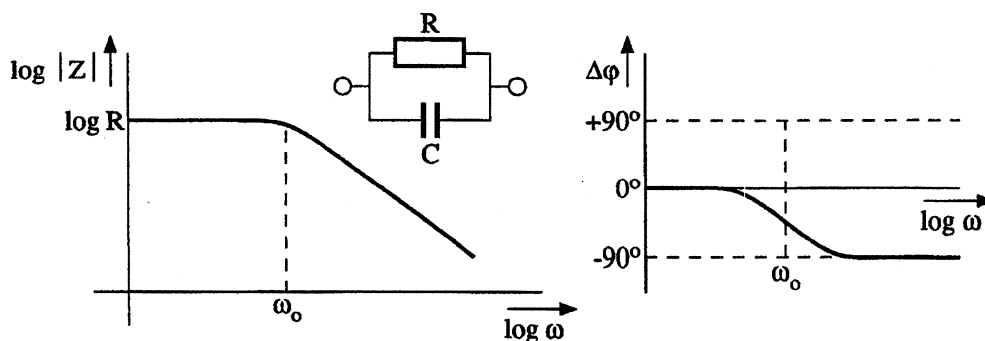
Figuur 3.17: Impedantiekenarakteristieken van een spoel en een condensator in serie.

Bij een serieschakeling van een condensator, een spoel en een weerstand zal bij voldoende lage en voldoende hoge frequenties de impedanties van de $L - C$ combinatie domineren over de weerstand. Rond de resonantiefrequentie zal evenwel in een zeker gebied de weerstand dominant zijn. Figuur 3.18 laat dat zien. Bij $\omega = \omega_0$ houden we alleen de weerstandswaarde R over.



Figuur 3.18: Impedantiekarakteristieken van een weerstand, een spoel en een condensator in serie.

Figuur 3.19 toont een parallelschakeling van een weerstand en een condensator. Bij $\omega = 0$ is $Z_C = \text{oneindig}$. Hier domineert dus de weerstand. Bij $\omega = \text{oneindig}$ wordt $Z_C = 0$. Nu is de condensator dominant. Overname van dominantie vindt plaats als $|Z_C| = R$, dus bij $\omega = \omega_0 = 1/(R \cdot C)$.

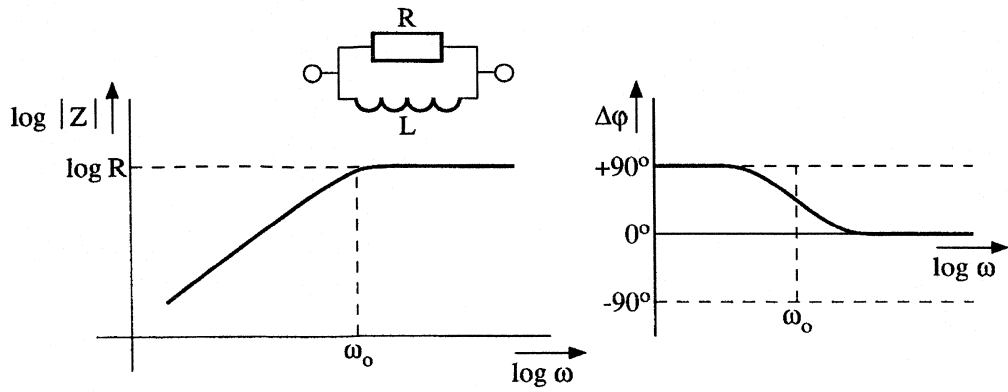


Figuur 3.19: Impedantiekarakteristieken van een weerstand en een condensator parallel.

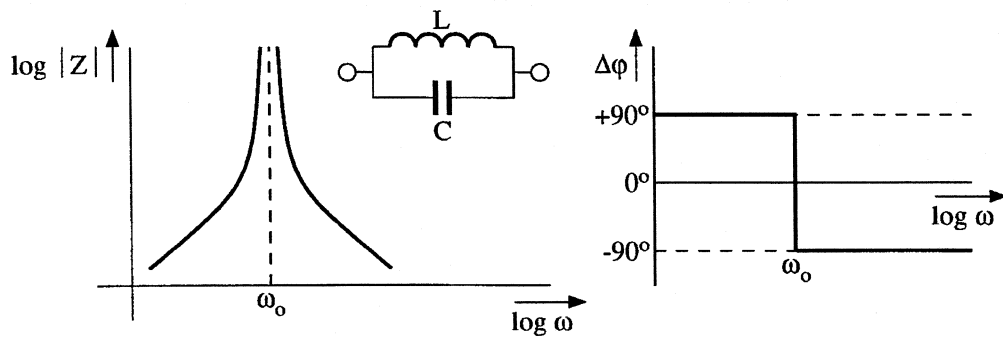
Een parallelschakeling van een weerstand en een spoel zien we in figuur 3.20. Bij $\omega = 0$ domineert de spoel, want dan is $Z_L = 0$. Bij $\omega = \text{oneindig}$ domineert de weerstand, want dan is $Z_L = \text{oneindig}$. Overname van dominantie vindt plaats als $\omega \cdot L = R$, dus bij $\omega = \omega_0 = R/L$.

Ook bij een parallelschakeling van een condensator en een spoel gebeurt iets bijzonders. Bij $\omega = 0$ en $\omega = \text{oneindig}$ zal één der beide impedanties nul zijn. Voor die frequentie is dus de impedantie van de combinatie nul. Door het specifieke fasegedrag van condensator en spoel zal bij een frequentie ω_0 , waarvoor geldt dat $|Z_C| = |Z_L|$, de impedantie van de combinatie **oneindig groot** worden. We noemen net als bij de serieschakeling nu ω_0 de **resonantiefrequentie** van de $L - C$ parallelcombinatie. We vinden uit $\omega_0 \cdot L = 1/(\omega_0 \cdot C)$ dat $\omega_0 = 1/\sqrt{L \cdot C}$. Figuur 3.21 toont het gedrag van deze parallelcombinatie.

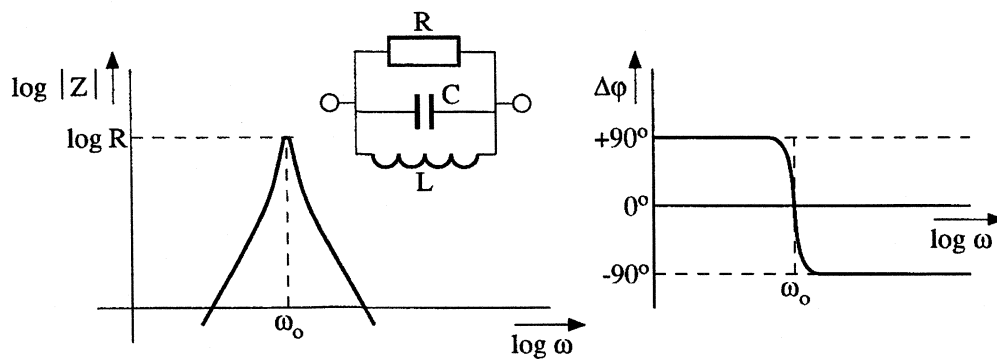
Een parallelschakeling van een condensator, een spoel en een weerstand zal bij voldoende lage en voldoende hoge frequentie een dominantie van de $L - C$ combinatie laten zien. Figuur 3.22 toont dat. Rond de resonantiefrequentie zal er evenwel een frequentiegebied zijn waarin de weerstandswaarde domineert. Bij $\omega = \omega_0$ heeft de impedantie van de gehele combinatie de waarde R .



Figuur 3.20: Impedantiekarakteristieken van een weerstand en een spoel parallel.



Figuur 3.21: Impedantiekarakteristieken van een spoel en een condensator parallel.



Figuur 3.22: Impedantiekarakteristieken van een weerstand, een spoel en een condensator parallel.

3.14 Parasitaire effecten en vervangingsschema's

We zijn er tot nog toe bij onze beschouwingen van uit gegaan dat componenten en bronnen ieder voor zich beschreven konden worden door één parameter, namelijk R bij de weerstand, C bij de condensator, L bij de spoel, n bij de transformator, U bij de spanningsbron en I bij de stroombron. De tot nu toe beschreven netwerken waren opgebouwd uit deze zogenaamde **ideale netwerkelementen**. Fysiek gezien bestaan deze ideale elementen evenwel niet. Niemand kan ze maken. De oorzaken daarvan zijn gemakkelijk duidelijk te maken.

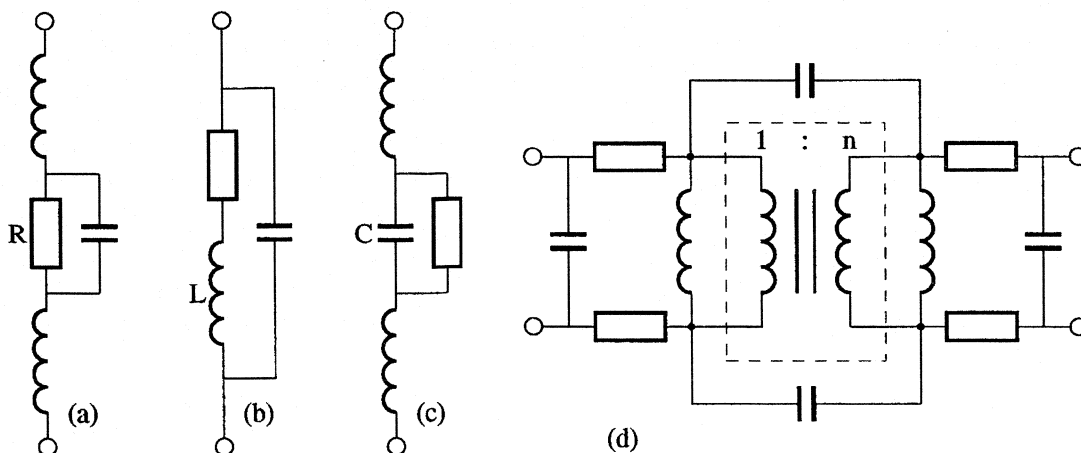
Nemen we als voorbeeld een weerstand, opgebouwd als een cilindervormig lichaam met weerstandsmateriaal en twee aansluitdraden. De aansluitdraden zijn stukjes metaal die zich in elkaars omgeving bevinden. Maar zo luidt ook de beschrijving van een condensator. Dat betekent dat de aansluitdraden onderling een capaciteit vormen die parallel staat aan de weerstand. De eigenschap zelfinductie kennen we toe aan spoelen die opgebouwd zijn uit een aantal draadwikkelingen. Maar ook als het aantal wikkelingen kleiner is dan 1, ja zelfs bij een klein recht stukje draad, is er sprake van zelfinductie. Dus ook de aansluitdraden van een weerstand hebben zelfinducties die in serie met de weerstand staan. De genoemde parallelcondensator en seriespoeltjes worden **parasitaire** componenten genoemd. Ze zijn ongewenst maar ook onvermijdelijk.

De werkelijke weerstand gedraagt zich dus als een schakeling waarvan in figuur 3.23a het schema is getekend. Men noemt dit het **vervangingsschema** van de weerstand. Een vervangingsschema is een netwerk, opgebouwd uit ideale componenten, die gezamenlijk het werkelijk gedrag van een fysiek bestaande component weergeven.

Ook de andere componenten worden vergezeld van parasitaire verschijnselen. Spoelen zijn gewikkeld van draad dat niet volledig weerstandsloos is en een bij het materiaal behorende soortelijke weerstand bezit. Het effect daarvan kan worden vertolkt door een weerstand in serie met de spoel. En ook bij deze component hebben de aansluitdraden capaciteit ten opzichte van elkaar. Figuur 3.23b laat een vervangingsschema voor een spoel zien. Figuur 3.23c toont een vervangingsschema voor een condensator. We herkennen weer de zelfinductie van de aansluitdraden, terwijl het niet ideaal zijn van het diëlectricum (waardoor b.v. lading weg kan lekken) wordt vertolkt door een parallelweerstand over de condensator. Bij transformatoren is er een frequentie aan te geven waar beneden het niet langer waar is dat de impedantie van de primaire en de secundaire spoel verwaarloosbaar groot is t.o.v. de impedantie van bron en belasting. De aansluitdraden hebben capaciteit t.o.v. elkaar, en dat geldt ook voor de primaire en secundaire wikkelingen onderling. Bovendien bezit het wikkeldraad een eindige Ohmse weerstand. Zie figuur 3.23d.

Met parasitaire effecten hoeven we gelukkig niet altijd rekening te houden. Ze hebben alleen invloed in frequentiegebieden waar ze als parallel of in serie geschakelde component dominant worden. Als voorbeeld kunnen we een weerstand van bijvoorbeeld $100\text{ k}\Omega$ nemen. De parasitaire capaciteit kan in de orde van 50 fF zijn, dus $5 \cdot 10^{-14}$ Farad. Voor rechte draden geldt dat de parasitaire zelfinductie ruwweg 8 nH/cm is. Als onze weerstand inclusief aansluitdraden bijvoorbeeld 3 cm lang is, dan vinden we voor de parasitaire zelfinductie $24\text{ nH} = 24 \cdot 10^{-9}$ Henry. De parallelcapaciteit wordt dominant als de frequenties liggen boven $\omega_0 = 2\pi \cdot f_0 = 1/(R \cdot C)$. Voor f_0 vinden we $31,8\text{ MHz}$. De parasitaire zelfinductie wordt dominant als de frequenties liggen boven $\omega_0 = 2\pi \cdot f_0 = R/L$. Hier vinden we $f_0 = 663\text{ GHz}$. De conclusie is dat we in dit geval beneden circa 600 GHz de parasitaire spoel beneden circa 30 MHz bovendien de parasitaire condensator mogen verwaarlozen.

Bij een condensator ontstaat door de parasitaire zelfinductie een resonante seriekring als $1/(\omega_0 \cdot C) = \omega_0 \cdot L$. Bij ω_0 is de impedantie nul geworden, terwijl de condensator zich boven ω_0 gaat gedragen als een spoel! Een voorbeeld: als de lengte van een condensator van 47 nF inclusief de aansluitdraden 4 cm is, dan toont het vervangingsschema dus een parasitaire seriespoel van 32 nH . We vinden als resonantiefrequentie $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC} = 4,1\text{ MHz}$.



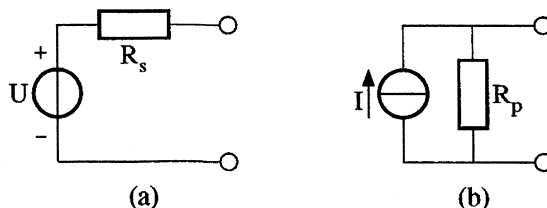
Figuur 3.23: Netwerkkomponenten met parasitaire effecten.

Bij een spoel veroorzaakt de parasitaire capaciteit een parallelresonantie. Boven de resonantiefrequentie zal de spoel zich als condensator gaan gedragen! Als voorbeeld: een spoel van 1 mH met een parasitaire capaciteit van 100 fF vertoont parallelresonantie bij $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC} = 15,9$ MHz

Per toepassing en per frequentiegebied moet altijd bezien worden welke parasitaire effecten een rol kunnen spelen en welk vervangingsschema dus gehanteerd moet worden bij het rekenen aan de schakelingen. In de nog volgende hoofdstukken, zullen we zien dat ook voor dioden en transistoren vervangingsschema's worden gebruikt, waarin met behulp van ideale netwerkelementen hun reële signaalgedrag wordt weergegeven.

Ideale spannings- en stroombronnen bestaan ook niet. Bij een ideale spanningsbron is de spanning U onafhankelijk van de belasting. Dus ook als de belasting 0Ω is. Maar dan gaat volgens de Wet van Ohm een oneindig grote stroom lopen. Dat kan in werkelijkheid niet. Het vervangingsschema voor een werkelijke spanningsbron vertoont een serie weerstand R_s , zoals figuur 3.24a laat zien. De stroom kan nu bij een kortsluiting (= belastingsweerstand 0) nooit groter worden dan U/R_s .

De ideale stroombron levert een stroom I onafhankelijk van de waarde van de belastingsweerstand. Als de belasting wordt gevormd door een oneindig hoge weerstand (dus een open verbinding, niets aangesloten) dan wordt de spanning over de stroombron $U = I \cdot R$ oneindig hoog. Ook dat kan in werkelijkheid niet. Een werkelijke stroombron wordt dan ook uitgebeeld met het vervangingsschema uit figuur 3.24b waarin de parallel weerstand R_p er voor zorgt dat de spanning over de bron nooit groter kan worden dan $U = I \cdot R_p$.



Figuur 3.24: Vervangingsschema's voor niet-ideale bronnen.

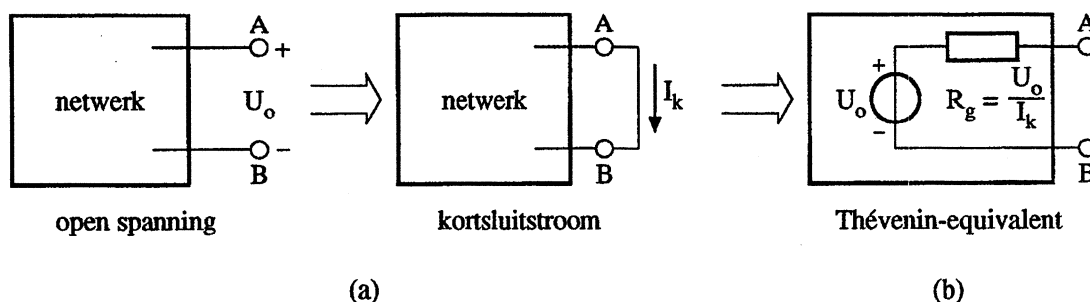
3.15 De stellingen van Thévenin en Norton

Uit het voorgaande blijkt dat we DC- en AC-bronnen soms hanteren in de vorm van een spanningsbron en soms in de vorm van een stroombron. Een wezenlijk verschil zit daar niet tussen.

Volgens de netwerktheorie is het zelfs mogelijk om in vervangingschema's de twee vormen in elkaar om te zetten.

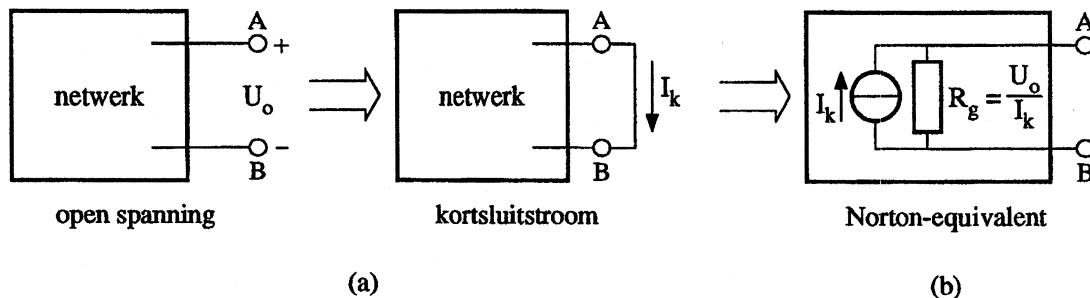
Stel dat we te maken hebben met een netwerk met een willekeurig aantal componenten en bronnen. We kunnen op dat netwerk op twee willekeurige punten een aansluiting maken en die aansluiting samen beschouwen als de externe toegang tot het netwerk. Als we deze aansluiting verder niet belasten, dan zullen we als gevolg van de in het netwerk aanwezige bronnen tussen de gemaakte aansluitklemmen een spanning U_o meten. Vervolgens kunnen we de aansluitklemmen doorverbinden met een weerstandsloze draad (0Ω) en in die draad de dan optredende stroom I_k (de kortsluitstroom) bepalen. Het quotient U_o/I_k heeft de dimensie van een weerstand die we aanduiden met R_g . Dus $R_g = U_o/I_k$.

De **stelling van Thévenin** geeft nu aan dat het netwerk zich aan de aansluitklemmen precies eender gedraagt als een enkele spanningsbron met de waarde U_o gecombineerd met een serieweerstand met de waarde R_g . Het zo ontstane schema noemen we het **equivalente vervangingschema van Thévenin**. Zie figuur 3.25b.



Figuur 3.25: De stelling van Thévenin.

De **stelling van Norton** zegt daarentegen dat het netwerk zich aan de aansluitklemmen precies eender gedraagt als een enkele stroombron met de waarde I_k gecombineerd met een parallelweerstand met de waarde R_g . Zie figuur 3.26. Het nu ontstane schema wordt het **equivalente vervangingschema van Norton** genoemd.

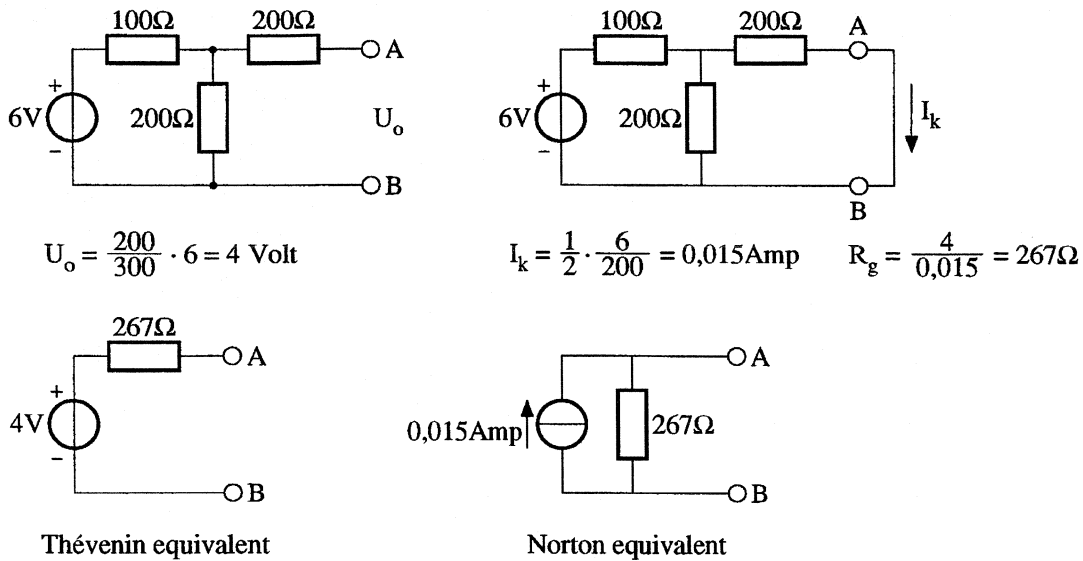


Figuur 3.26: De stelling van Norton.

Omdat beide stellingen waar zijn moeten we tot de conclusie komen dat beide equivalenten gelijkwaardig zijn. Elke stroom- of spanningsbron is dus via het bepalen van de "open spanning" en de "kortsluitstroom" om te zetten in de andere vorm. Figuur 3.27 laat daar iets van zien.

De stellingen van Thévenin en Norton worden toegepast om berekeningen aan schakelingen te kunnen vereenvoudigen. Men moet er wel op letten dat de in de equivalente schema's op-

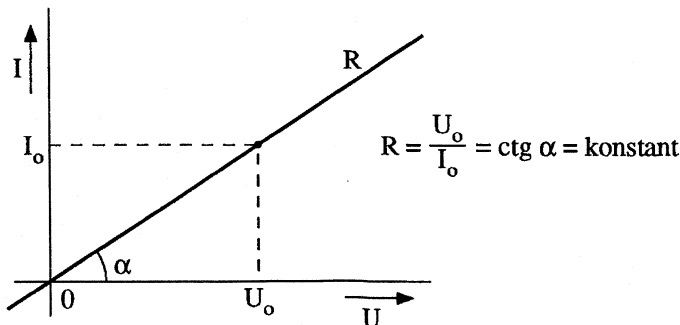
trekende spanningsbron of stroombron in waarde zal afhangen van de waarde van de aanwezige componenten. Bij de in het oorspronkelijke netwerk aanwezige bronnen was dat in het algemeen niet het geval.



Figuur 3.27: Voorbeeld van het berekenen van de Thévenin en Norton equivalenten.

3.16 Lineaire en niet-lineaire componenten

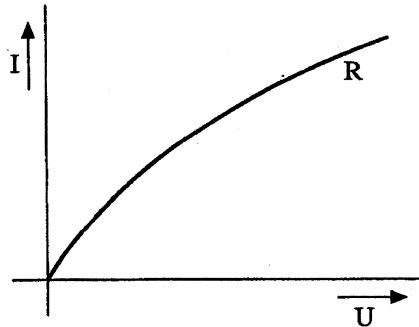
Tot nu toe hebben we aangenomen dat de waarde R , C en L van respectievelijk de weerstand, de condensator en de spoel **onafhankelijk** was van de grootte van de stroom of de spanning. Dat houdt in dat de grootte van de stroom door de component steeds evenredig is met de aangebrachte spanning. De karakteristiek waarin de stroom door de component is uitgezet tegen de spanning over de component is dan een rechte lijn, zoals figuur 3.28 toont. Het verband tussen stroom en spanning is **lineair**. We hebben te maken met **lineaire componenten**. Als we een sinusvormige spanning aanbrengen, dan zal ook de stroom sinusvormig zijn, zonder enige vervorming.



Figuur 3.28: Stroom- spanningskarakteristiek van een lineaire weerstand.

De nieuwsgierige lezer voelt al waar het heen gaat: er zijn ook componenten die zich **niet lineair** gedragen. Een voorbeeld van een stroom- spanningskarakteristiek van een niet-lineaire weerstand is getekend in figuur 3.29. De weerstand is niet meer te beschrijven door een grootte

R. Brengen we op deze weerstand een sinusvormige spanning aan dan zal de stroom zeker niet sinusvormig zijn maar vervormd. De spanning die slechts één frequentie bevat veroorzaakt een stroom die behalve de grondfrequentie een hele reeks hogere harmonischen bevat. Bij de meeste signaalbewerkingen is dat verschijnsel beslist ongewenst. Het tast de waarheidsgetrouwheid van informatie aan.



Figuur 3.29: Voorbeeld van een stroom- spanningskarakteristiek van een niet- lineaire weerstand.

3.17 Statische en dynamische eigenschappen

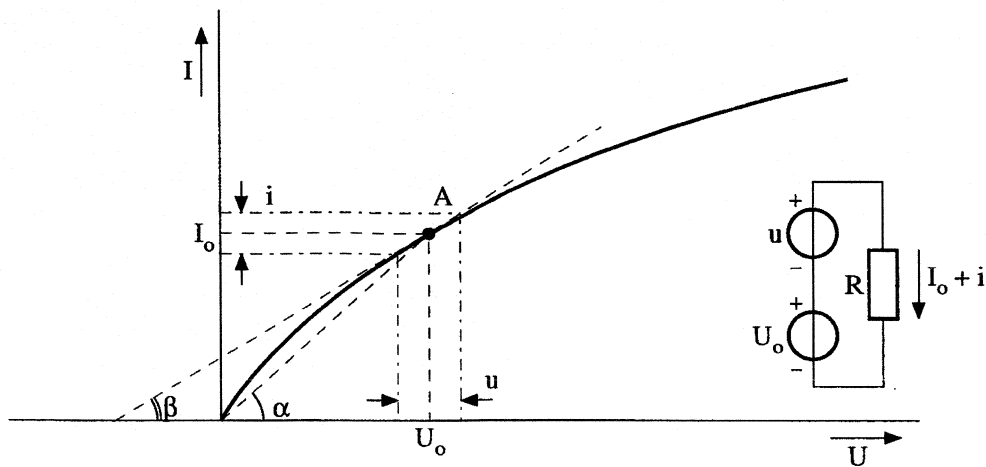
Indien de stroom- spanningskarakteristiek van een component niet-lineair is, dan kunnen we een lineair gedrag toch benaderen door in een toepassing slechts een *klein traject* van de karakteristiek te benutten. Dat geschiedt in het algemeen door met behulp van een gelijkstroom of een gelijkspanning de component in te stellen in een zogenaamd *werkpunt*, en vervolgens het signaal, voor de bewerking waarvan we uiteindelijk de component gebruiken, als een variatie op de instelgrootte aan te brengen.

Figuur 3.30 laat een stroom- spanningskarakteristiek van een niet-lineaire weerstand zien die met behulp van een instelspanning U_o is ingesteld in het werkpunt *A*. Daarbij gaat dan de instelstroom I_o lopen. Vervolgens kunnen we een tijdafhankelijk signaal u bij U_o optellen, waardoor de stroom verandert met de waarde i . Als u niet te groot is dan doorloopt het signaal een stuk van de karakteristiek dat benaderd kan worden door een raaklijn in punt *A*. *Ten opzichte van het signaal* gedraagt de component zich nu als een weerstand met de waarde $u/i = dU/dI$. We noemen deze weerstand *differentiaalweerstand* of *dynamische weerstand* r . De statische tijdonafhankelijke instelling met U_o en I_o bepaalt de statische weerstand $R = U_o/I_o$. In de figuur is te zien dat R gelijk is aan $\text{ctg } \alpha$, terwijl r gelijk is aan $\text{ctg } \beta$.

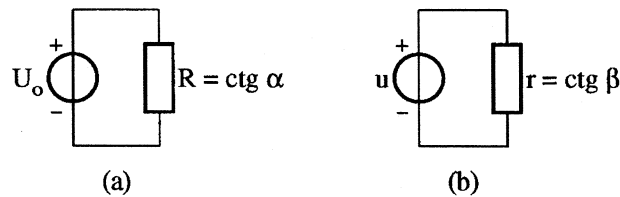
Merk op dat in analogie met het gebruik bij signalen een statische grootte als R wordt aangegeven met een hoofdletter en een dynamische grootte als r met een kleine letter.

Voor de statische en de dynamische situaties kunnen aparte vervangingsschema's worden opgesteld. We kunnen dat laten zien voor het juist behandelde geval. Figuur 3.31a toont het statische vervangingsschema, dat wordt gebruikt voor het bepalen van het instelpunt en waarin tijdafhankelijke signalen geen rol spelen. Eventueel aanwezige frequentieafhankelijke componenten worden vervangen door hun gelijkspannings-weerstandswaarde. Figuur 3.31b laat daarentegen het dynamische vervangingsschema zien, dat wordt gebruikt om het signaalgedrag te bepalen en waarin alle voorkomende elementen zijn vertegenwoordigd door hun differentiaal-grootte.

Dit laatste vergt enige toelichting. Als we het signaalgedrag van een schakeling willen bepalen, dan moet het signaalgedrag van alle aanwezige netwerkelementen bezien worden. Dus ook dat van eventueel aanwezige instelbronnen. Voor een ideale gelijkspanningsbron geldt dat de spanning onafhankelijk van de stroom is. Een stroomverandering veroorzaakt dus geen spanningsverandering.



Figuur 3.30: Statische en dynamische weerstand in instelpunt A.



Figuur 3.31: Statische en dynamische vervangingschema's behorende bij de situatie in figuur 3.30.

De dynamische weerstand van de bron dU/dI is dus nul. In een dynamisch vervangingschema komt hij dus voor als een weerstand van nul ohm, dus als een doorverbinding.

Voor een ideale stroombron geldt dat de stroom onafhankelijk van de spanning is. Een spanningsverandering veroorzaakt dus geen stroomverandering. De dynamische weerstand dU/dI is oneindig. In een dynamisch vervangingschema komt deze bron dus voor als een oneindig grote weerstand, dus als een open verbinding.

In de elektronica komt men veelvuldig met situaties in aanraking waarbij stromen en spanningen zijn opgebouwd uit twee bestanddelen, namelijk een DC-gedeelte dat de instelling in een werkpunt verzorgt, en een AC-gedeelte dat het signaal vertegenwoordigt. Er worden dan twee vervangingschema's gebruikt, namelijk een **statisch schema** waarin alle netwerkelementen met hun DC-gedrag aanwezig zijn en waarin signalen de waarde nul bezitten, en een **dynamisch schema** waarin alle netwerkelementen met hun dynamisch gedrag aanwezig zijn en de signalen hun normale waarden hebben.

3.18 Componentdata

Tot nu toe hebben we over elektrische componenten en hun elektrische eigenschappen geschreven in zeer algemene termen. Wie met deze componenten daadwerkelijk iets wil ontwerpen en maken zal tot de ontdekking komen dat ze in allerlei typen voorkomen. Ze kunnen onderling verschillen in opbouw, afmeting, fabricagetechniek, materiaalkeuze, nauwkeurigheid, temperatuurafhankelijkheid, maximale warmtedissipatie, maximale toelaatbare stromen en spanningen, lineariteit, enz. Het is ondoenlijk om in het kader van dit verhaal alle typen de revue te laten passeren. Fabrikanten van elektrische en elektronische componenten geven echter **databoeken** uit waarin een goed overzicht wordt gegeven van hun leveringsprogramma's en waarin meestal uitvoerig

wordt ingegaan op de meeste van de bovenstaande aspecten. Aan de hand van deze databoeken kan men doorgaans een verstandige keuze maken.

Een paar algemene aspecten zullen we hier wel behandelen. Fabrikanten kunnen hun componenten niet in elke willekeurige waarde in de handel brengen. Dat zou economisch gezien ondoenlijk zijn. Bij weerstanden, condensatoren en spoelen is het een gangbaar gebruik dat het bereik van een decade in waarde wordt opgedeeld in een meetkundige reeks waarin elke volgende waarde wordt gevonden door de vorige met een constante factor te vermenigvuldigen. Daarbij zal voor de componentwaarden een bepaalde nauwkeurigheid worden opgegeven, die niet slechter zal zijn dan de relatieve verschillen tussen de opeenvolgende waarden. Veel voorkomend zijn de zogeheten e12-reeks en de e24-reeks. Bij de e12-reeks is een decade ingedeeld in 12 stappen, die dus elk een factor $\sqrt[12]{10} = 1,212$ verschillen. De reeks bevat de waarde 1 - 1,2 - 1,5 - 1,8 - 2,2 - 2,7 - 3,3 - 3,9 - 4,7 - 5,6 - 6,8 - 8,2 - 10 - 12 - 15 - 18 - 22 enz. Men kan bijvoorbeeld weerstanden kopen van 1 Ω , 1,2 Ω , 1,5 Ω , etc. De tolerantie is vaak naar keuze 10% of 5%.

Bij de e24-reeks is de verschilfactor 1,01.

Componentwaarden en toleranties worden soms in getalvorm op de componenten afgedrukt. Maar dikwijls wordt een kleurcode gebruikt bestaande uit kleurringen. Figuur 3.32 geeft hier informatie over.

In het algemeen zijn componentwaarden afhankelijk van de temperatuur. Vaak wordt de afhankelijkheid uitgedrukt in miljoenen per graad celsius (*parts per million = ppm*). Een weerstand kan bijvoorbeeld een temperatuurcoëfficiënt bezitten van 100 ppm, dus een weerstandsverandering van 0,01% per graad celsius. **Temperatuurcoëfficiënten** kunnen positieve en negatieve waarden hebben. In het eerste geval stijgt de waarde bij toenemende temperatuur, in het andere geval daalt de waarde. Meestal is temperatuurafhankelijkheid ongewenst. In bijzondere toepassingen buit men een hoge temperatuurcoëfficiënt evenwel uit, bijvoorbeeld bij het gebruik van weerstanden als temperatuursensoren, of om een schakeling tijdens het inschakelen kortstondig andere eigenschappen te geven dan bij continu gebruik, of om andere ongewenste temperatuureffecten te compenseren.

De belangrijkste gebruiksbegrenzingswaarden worden bij weerstanden gegeven in de vorm van maximale dissipatie bij natuurlijke koeling, bij condensatoren in de vorm van de maximaal toelaatbare spanning en bij spoelen en transformatoren als de maximale stroom of flux. In de appendix worden als voorbeeld enkele fragmenten uit databoeken getoond.

Enkele algemene tendensen bij componenten zijn voor weerstanden :

- hoe hoger de maximale dissipatie, hoe groter in afmeting .
- hoe stabiel en nauwkeuriger , hoe duurder.

voor condensatoren:

- hoe groter de capaciteitswaarde, hoe groter in afmeting.
- hoe hoger de maximaal toelaatbare spanning, hoe groter de afmeting.
- hoe stabiel en verliesarmer, hoe duurder.

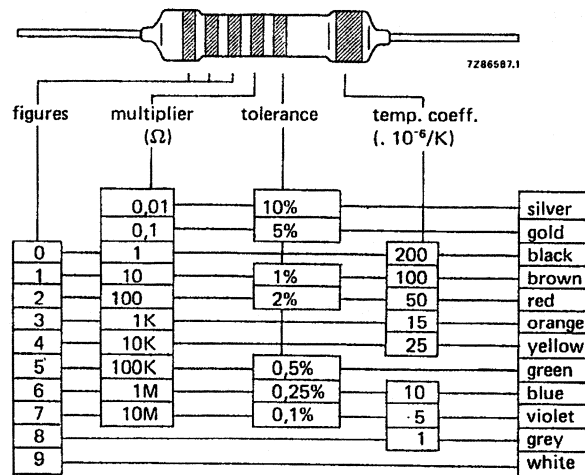
3.19 Overdrachten

Zoals aan het begin van dit hoofdstuk al is aangeduid is er sprake van een **overdracht** als in een netwerk een ingangspoort en een uitgangspoort is aan te geven. De verhouding tussen een elektrische grootte aan de uitgangspoort en een elektrische grootte aan de ingangspoort geeft

Marking

The resistors are either colour coded or provided with an identification stamp. The colour code consists of a number of coloured bands according to IEC publication 62: "Colour code for fixed resistors". See also IEC 115-1 clause 4.5. The coloured bands indicate the *nominal resistance*, the *tolerance* on the resistance and, if applicable, the *temperature coefficient*. A maximum of bands may be used, but in some instances there are fewer, e.g. if the products are too small. The *resistance code* consists of either 3 or 4 bands and is followed by a band representing the *tolerance*. The temperature coefficient is to the right of the tolerance band and usually positioned on the cap (MRS types), as a wide band. When in total 5 or 6 bands are used, the last band will always be the wider one.

The *resistance code* includes the first two or three *significant figures* of the resistance value (in ohms), followed by a *multiplier*. This is a factor by which the significant-figure value must be multiplied to find the relevant resistance value. Whether two or three significant figures are represented depends on the tolerance: $\pm 2\%$ and higher requires two bands; $\pm 1\%$ and lower requires three bands.



The "figures" refer to the first two or three digits of the resistance value of the standard series of values in a decade, according to IEC publication 63 and as indicated in the relevant data sheet and printed at the back of this book.

Figuur 3.32: Kleurcode

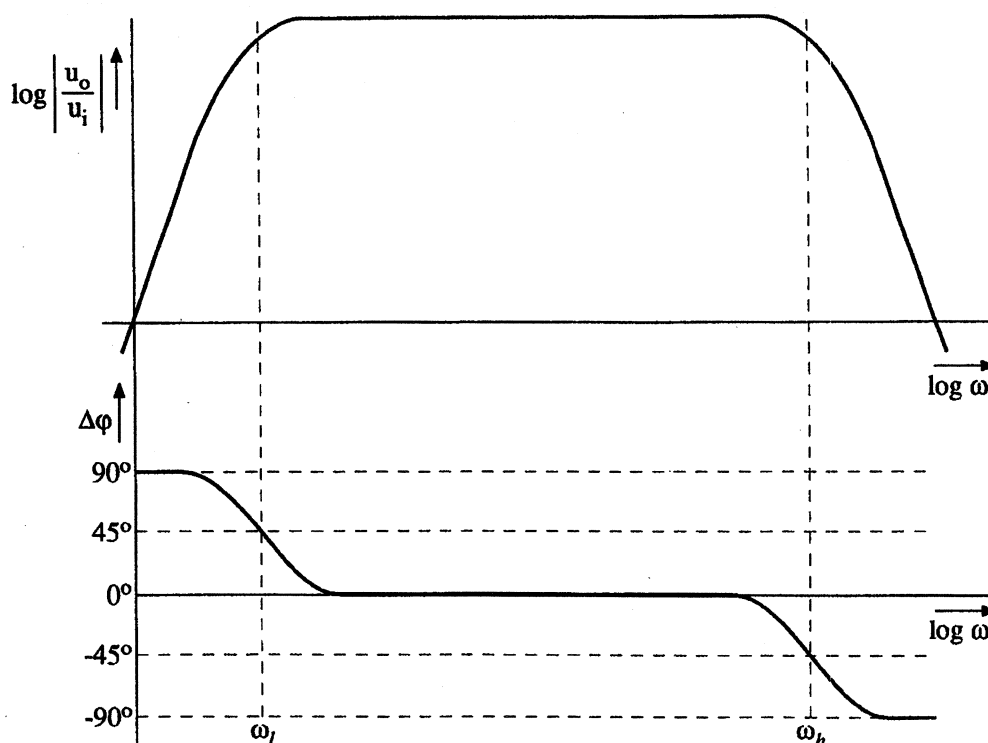
de waarde van de overdracht weer. De elektrische grootheden kunnen spanningen, stromen en vermogens zijn.

Om de overdrachtseigenschappen van een netwerk te kunnen bepalen wordt aan het netwerk een signaal aangeboden waarvan de eigenschappen volkomen bekend zijn. Daarbij kunnen twee signaaltypen gebruikt worden, namelijk een **sinusvormig signaal** waarvan de frequentie wordt gevarieerd, of een constante spanning die op een bepaald tijdstip $t = 0$ plotseling van waarde verandert (een **stapvormig signaal**).

3.20 Frequentiekaracteristieken van overdrachten

Bij het aanbieden van een sinusvormig signaal aan een ingangspoort zal bij een zich lineair gedragend netwerk het signaal aan de uitgangspoort ook sinusvormig zijn. In- en uitgangssignaal bezitten dezelfde frequentie doch kunnen verschillen in amplitude en fase. Die verschillen zullen in het algemeen van de frequentie afhankelijk zijn. We zullen nu, net zoals we dat bij impedanties deden, de verhouding van de amplitude van uitgangs- en ingangssignaal - dus de verhouding

van de moduli- en het faseverschil van uitgangs- en ingangssignaal als functie van een frequentie in twee grafieken weergegeven. We noemen deze grafieken de **amplitudekarakteristiek** en de **fasekarakteristiek** van de overdracht. Figuur 3.33 geeft een voorbeeld. In de amplitudekarakteristiek is dikwijls een vlak gedeelte te vinden met aan de laagfrequente zijde een frequentie ω_l waar beneden de overdracht gaat afnemen en aan de hoogfrequente zijde een frequentie ω_h waar boven de overdracht eveneens afneemt. We noemen deze frequenties dan de laagfrequente respectievelijk de hoogfrequente **kantelfrequentie**. Het vlakke gedeelte geeft de doorlaat-band aan, terwijl de helling waarmee de amplitude-karakteristiek beneden ω_l en boven ω_h daalt wordt aangeduid met de term **flanksteilheid**. Flanksteilheden worden uitgedrukt als relatieve amplitudeverandering per octaaf (factor 2 in frequentie) of per decade (factor 10 in frequentie). **Amplitude- en fasekarakteristieken geven de eigenschappen van een overdracht in het frequentie- domein.**



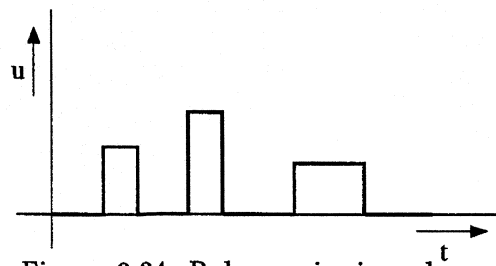
Figuur 3.33: Voorbeeld van een amplitude- en fasekarakteristiek.

3.21 Sprongkarakteristiek van overdrachten

Bij het verwerken van signalen waarin stap- of pulsvormige gedeelten voorkomen is het in een aantal toepassingen van belang te weten of die stapvormige gedeelten zonder ongewenste vormaantasting worden behandeld. Dat vormaantasting van niet-sinusvormige signalen in een lineair netwerk kan plaats vinden is als volgt duidelijk te maken.

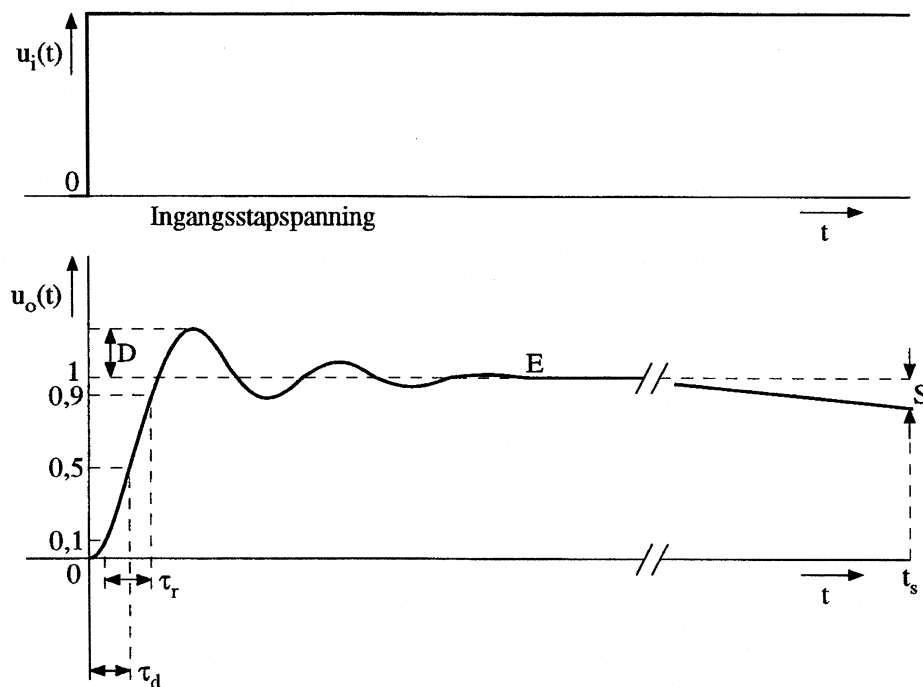
Een pulsvormig signaal zoals getekend in figuur 3.34 is opgebouwd uit een reeks van sinusvormige termen, bij elkaar de grondfrequentie en de hogere harmonischen genoemd. Bij overdracht in een netwerk kan voor al deze frequenties de amplitude- en faserelatie tussen ingangs- en uitgangssignaal verschillend zijn. Als we dus aan de uitgang alle frequentiecomponenten weer bij elkaar opgeteld denken, dan kan de som er als tijdsfunctie anders uitzien dan het ingangssignaal.

Figuur 3.35 geeft een voorbeeld. Het ingangssignaal is stapvormig, het uitgangssignaal heeft door de verschillende behandeling van de afzonderlijke frequentiecomponenten een veranderde



Figuur 3.34: Pulsvormig signaal

vorm. De zogenaamde *sprongkarakteristiek of stapresponsie geeft de eigenschappen van een overdracht weer in het tijd-domein.*



Figuur 3.35: Stapresponsie of sprongkarakteristiek van een overdracht.

Aan de verschillende soorten afwijkingen in de signaalvorm zijn benamingen toegekend. Zo noemen we :

τ_d de vertragingstijd of 'delay time'. Het is de tijd die verloopt tussen de stap in het ingangssignaal en het bereiken van 50% van de eindwaarde in het uitgangssignaal.

τ_r de stijgtijd of 'rise time'. Het is de tijd die nodig is om het uitgangssignaal van 10% van de eindwaarde te brengen tot 90 % van de eindwaarde.

D het doorschot of 'overshoot', uitgedrukt in % van de eindwaarde.

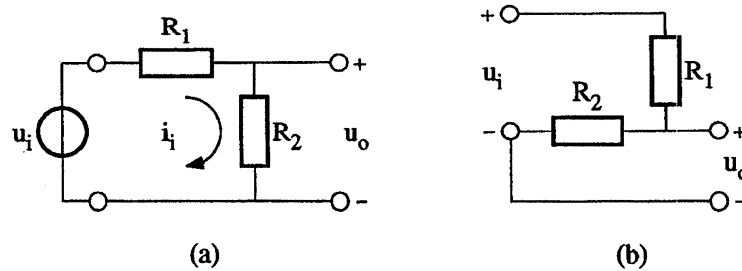
E de eindwaarde. Dit is de grootte van het signaal op het moment dat het doorschotverschijnsel met eventuele uitslissingen verdwenen is.

S de doorzakking of "sag", "droop" of "tilt", uitgedrukt in % van de eindwaarde op een aan te geven tijdstip t_s .

Tussen de frequentie-karakteristieken en de sprong-karakteristiek bestaat een eenduidig verband. Beiden bevatten dezelfde informatie over een overdracht. Als de frequentie-karakteristieken bekend zijn, dan is daar eenduidig het spronggedrag uit af te leiden, en omgekeerd. Welke beschouwing we zullen hanteren hangt af van de te verwerken signaalvorm en van de beschikbaar zijnde meetmethode.

3.22 Spanningsdelers en stroomdelers

Frequentie-onafhankelijke overdrachten kunnen worden gemaakt met behulp van weerstanden. Twee voorbeelden van een eenvoudige vorm worden getoond in figuur 3.36.

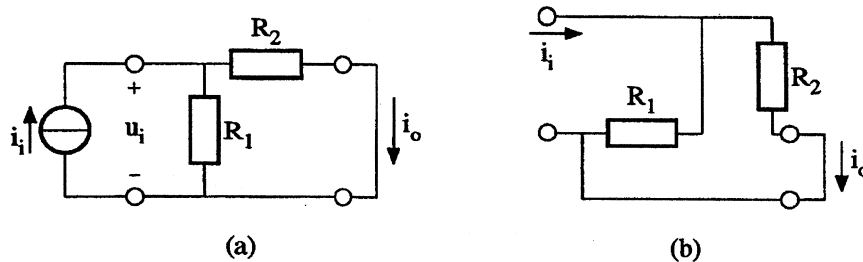


Figuur 3.36: Frequentie- onafhankelijke spanningsdeler.

In figuur 3.36a bepalen we de spanningsoverdracht u_o/u_i . We herkennen een lus waarin we de stroom i_i noemen. Nu geldt dat $u_i = i_i \cdot (R_1 + R_2)$, dus $i_i = u_i/(R_1 + R_2)$. Voor de uitgangsspanning geldt $u_o = i_i \cdot R_2 = u_i \cdot R_2/(R_1 + R_2)$. De overdracht is nu

$$u_o/u_i = R_2/(R_1 + R_2).$$

De ingangsspanning verschijnt met een deelfactor verkleind aan de uitgang. Men noemt de schakeling ook wel een *spanningsdeler*. Als $R_1 \ll R_2$, dan gaat de overdracht naar de waarde 1. In geval $R_1 \gg R_2$, dan gaat de overdracht naar de waarde R_2/R_1 . Spanningsdeling komt veelvuldig in elektronische schakelingen voor. Men moet zich bij het herkennen niet in de war laten brengen door de manier waarop het schema getekend is. Het schema in figuur 3.36b is bijvoorbeeld volkomen identiek aan dat van figuur 3.36a.



Figuur 3.37: Frequentie-onafhankelijke stroomdeler.

Figuur 3.37a behandelt een stroomoverdracht i_o/i_i . De schakeling wordt in dit geval gestuurd vanuit een stroombron i_i en de uitgangspoort wordt kortgesloten. Als we aannemen dat over de ingangspoort een spanning u_i ontstaat dan moet gelden dat

$$i_i = u_i/R_1 + u_i/R_2 = u_i \cdot (R_1 + R_2)/(R_1 \cdot R_2) \text{ en } i_o = u_i/R_2.$$

Daaruit volgt voor de overdracht

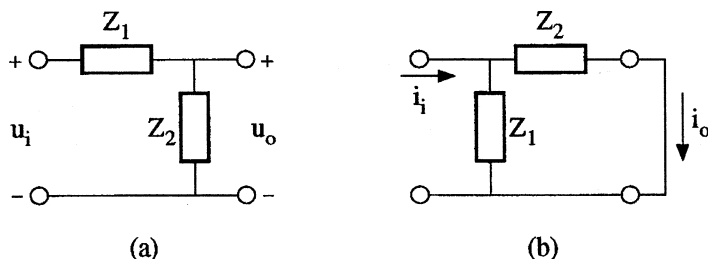
$$i_o/i_i = R_1/(R_1 + R_2)$$

De ingangsstroom verschijnt met een deelfactor verkleind aan de uitgang. De schakeling wordt ook wel een *stroomdeler* genoemd. Als $R_1 \gg R_2$, dan gaat de overdracht naar de waarde 1. In geval $R_1 \ll R_2$, dan gaat de overdracht naar R_1/R_2 . Ook stroomdeling komt vaak voor. En ook hier kan herkenning wel eens lastig zijn door een andere tekenwijze. De situatie in figuur 3.37b is identiek aan die in figuur 3.37a.

Omdat bij weerstanden geen faseverschillen optreden gelden de getoonde formules zowel voor DC als voor AC signalen. De amplitude van de overdracht is onafhankelijk van de frequentie en het faseverschil is steeds nul. Daarom zal bij het bepalen van de stapresponsie het uitgangssignaal dezelfde vorm hebben als het ingangssignaal.

3.23 Frequentie-afhankelijke overdrachten

Zodra er condensatoren en/of spoelen in een overdrachtnetwerk voorkomen zullen stromen en spanningen in het algemeen niet meer dezelfde fase bezitten. Net als bij de behandeling van impedanties wordt het berekenen van overdrachten dan gecompliceerder. Ook hier zullen we ons beperken tot een fenomenologische benadering, waarbij we de in het netwerk voorkomende impedanties aanduiden met Z_1 en Z_2 , zoals getoond in figuur 3.38.

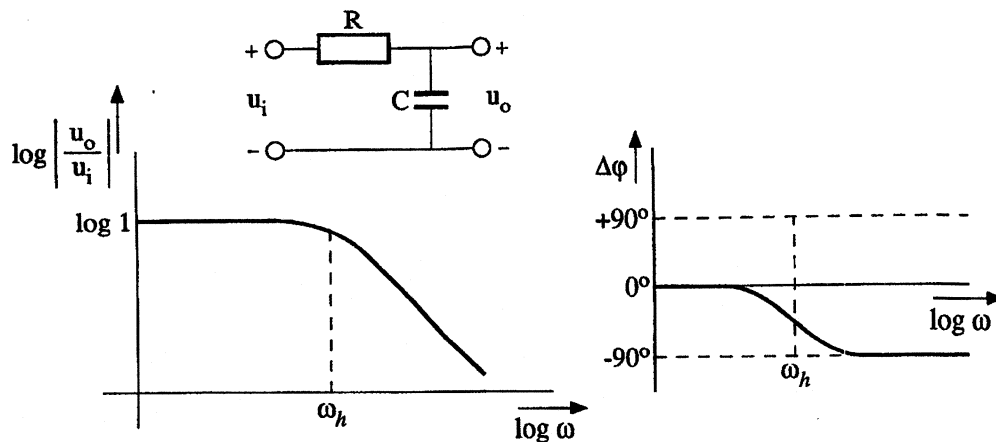


Figuur 3.38: Overdrachtnetwerken waarin Z_1 en Z_2 frequentieafhankelijk kunnen zijn (spoelen, condensatoren of combinaties daarvan).

We beschouwen de overdracht weer bij zeer lage frequenties, bij zeer hoge frequenties en bij de frequentie waarbij de moduli van de impedanties Z_1 en Z_2 gelijk zijn. Net als in het weerstandsgeval zal de overdracht in figuur 3.38a naar 1 gaan als $|Z_1| \ll |Z_2|$, en $|Z_2/Z_1|$ worden als $|Z_1| \gg |Z_2|$. Zo zal ook de overdracht in figuur 3.38b naar de waarde 1 gaan als $|Z_1| \gg |Z_2|$, en naar $|Z_1/Z_2|$ als $|Z_1| \ll |Z_2|$.

Door logisch redeneren kunnen nu de overdrachten van allerlei combinaties voor Z_1 en Z_2 gevonden worden. We zullen er een aantal van behandelen.

Stel Z_1 is een weerstand R en Z_2 een condensator met capaciteit C . Zie figuur 3.39. $|Z_1| = R$ en $|Z_2| = 1/(\omega \cdot C)$. Bij lage frequenties is $|Z_2| \gg |Z_1|$, en dus de overdracht 1. De uitgangsspanning is gelijk aan de ingangsspanning, zowel in amplitude als fase. Bij hoge frequenties is $|Z_2| \ll |Z_1|$, en dus de overdracht $|Z_2|/|Z_1| = 1/(\omega \cdot R \cdot C)$. De overdracht neemt af met toenemende frequentie. Bij $\omega = 1/(R \cdot C) = \omega_h$ zet de daling van de overdracht in. Boven ω_h is de weerstand de dominerende impedantie in de maas. De stroom door de maas is dan in fase met u_i . De spanning u_o over de condensator loopt 90 graden achter op de stroom, en dus op u_i . Van alle frequenties die worden aangeboden worden alleen die beneden ω_h doorgelaten. Er boven worden ze in toenemende mate verzwakt. Het netwerk wordt daarom ook wel een *laagdoorlatend* netwerk genoemd. Met dit netwerk zijn we onder andere in staat om de DC-component



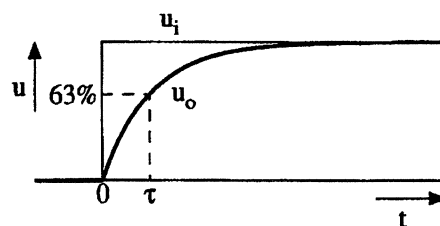
Figuur 3.39: Overdrachtskarakteristiek van een laagdoorlatend netwerk.

van een signaal wel door te laten en de AC-componenten niet. De frequentie $f_h = \omega_h/2\pi$ is de kantelfrequentie van het netwerk.

Bij het aanbrengen van een stapvormige spanning ter grootte U zal de uitgangsspanning een verloop vertonen volgens:

$$u_o = U \cdot (1 - e^{-t/RC}).$$

Figuur 3.40 toont deze vorm. De uitgangsspanning kan de snelle stap niet volgen, doch bereikt via een e -macht curve wel de eindwaarde. Een laagdoorlatend circuit wordt in het tijddomein ook wel een *integrerend* circuit genoemd. Na een tijdsinterval $\tau = R \cdot C$ (de *tijdconstante* van het netwerk genoemd) is de eindwaarde tot op een factor $(1 - \frac{1}{e})$ (63%) genaderd.

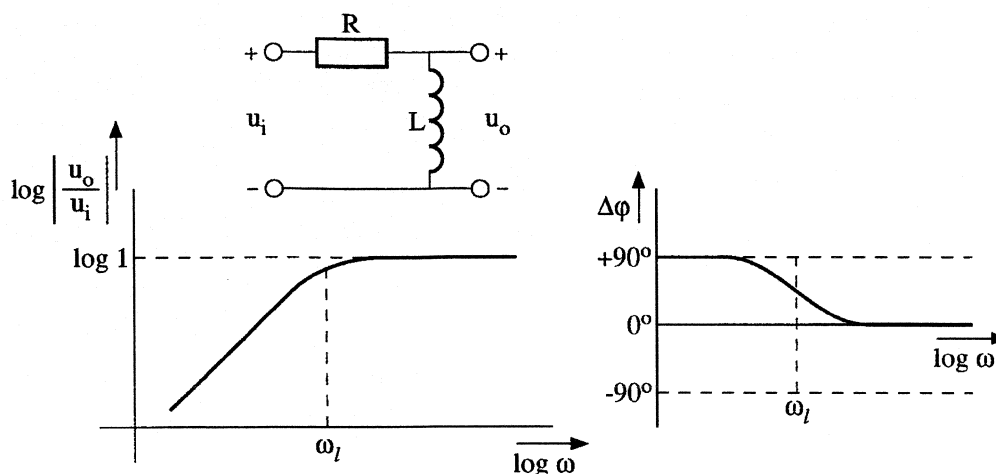


Figuur 3.40: Sprongkarakteristiek van een laagdoorlatend netwerk.

Stel Z_1 is een weerstand R en Z_2 een spoel met zelfinductie L . Zie figuur 3.41. $|Z_1| = R$ en $|Z_2| = \omega \cdot L$. Bij hoge frequenties is $|Z_2| \gg |Z_1|$, en dus de overdracht 1. De uitgangsspanning is gelijk aan de ingangsspanning, zowel in amplitude als fase. Bij lage frequenties is $|Z_2| \ll |Z_1|$, en dus de overdracht $|Z_2|/|Z_1| = \omega \cdot L/R$. De overdracht neemt af met dalende frequentie. Bij $\omega = R/L = \omega_l$ zet de daling van de overdracht in. Beneden ω_l is de weerstand de dominerende impedantie in de maas. De stroom door de maas is dan in fase met u_i . De spanning u_o over de spoel loopt 90° vóór op de stroom, en dus op u_i . Van alle frequenties die worden aangeboden worden alleen die boven ω_l doorgelaten. Er beneden worden ze in toenemende mate verzwakt. Het netwerk wordt daarom ook wel een *hoogdoorlatend* netwerk genoemd. Met een dergelijk netwerk zijn we bijvoorbeeld in staat om de DC-component van een signaal niet door te laten en de AC-componenten wel. De frequentie $f_l = \omega_l/2\pi$ is de kantelfrequentie van het netwerk.

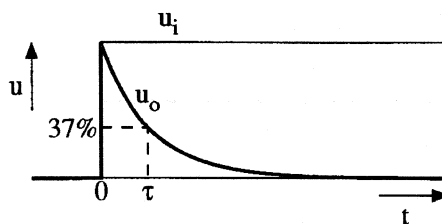
Bij het aanbrengen van een stapvormige spanning ter grootte U zal nu de uitgangsspanning een verloop vertonen volgens

$$u_o = U \cdot e^{-tR/L}.$$



Figuur 3.41: Overdrachtskarakteristiek van een hoogdoorlatend netwerk.

Figuur 3.42 toont deze vorm. De uitgangsspanning kan de snelle stap wel volgen, doch verlaat de eindwaarde weer via een e-macht. Een hoogdoorlatend circuit wordt in het tijddomein ook wel een **differentiërend** circuit genoemd. Na een tijdsinterval $\tau = L/R$ (de **tijdconstante** van dit netwerk genoemd) is van de eindwaarde weer een factor $(1 - \frac{1}{e})$ (63%) verloren gegaan.



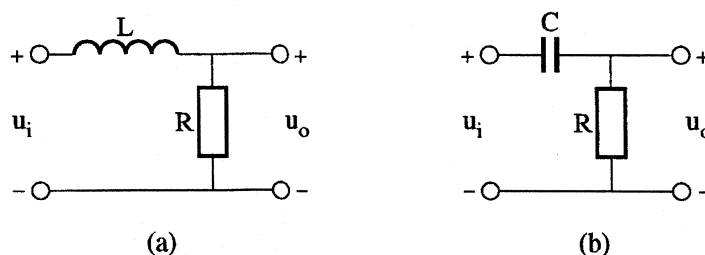
Figuur 3.42: Sprongkarakteristiek van een hoogdoorlatend netwerk.

Met een zelfde redeneertrant vinden we dat het netwerk in figuur 3.43a laagdoorlatend is. De kantelfrequentie en de tijdconstante worden gegeven door

$$\omega_h = R/L \text{ en } \tau = L/R$$

En voor het netwerk in figuur 3.43b geldt dat het hoogdoorlatend is met

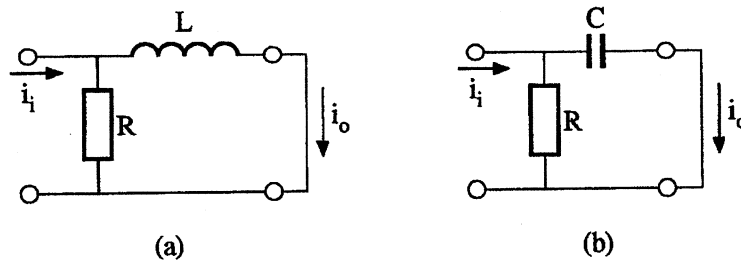
$$\omega_l = 1/(R \cdot C) \text{ en } \tau = R \cdot C$$



Figuur 3.43: Laagdoorlatend netwerk (a) en hoogdoorlatend netwerk (b).

Het valt op dat de overdrachten van de netwerken uit de figuren 3.39 en 3.43a volkomen identiek zijn. Maakt het dan niets uit welk van de twee we kiezen? Toch wel. Als we naar een

andere eigenschap kijken, bijvoorbeeld de ingangsimpedantie, dan gedragen de twee schakelingen zich totaal verschillend. In figuur 3.39 bestaat de ingangsimpedantie uit een serieschakeling van een weerstand en een condensator, en bij figuur 3.43a uit een spoel en een weerstand in serie. Het impedantiegedrag vinden we dus uit de figuren 3.15 en 3.16. Een keus wordt soms gemaakt op grond van deze verschillen doch meestal wordt de voorkeur gegeven aan het $R-C$ type omdat men het toepassen van spoelen vaak wil vermijden vanwege hun prijs, de sterke parasitaire effecten en het feit dat ze niet integreerbaar zijn op "chips".



Figuur 3.44: Laagdoorlatend (a) en hoogdoorlatend (b) stroomoverdragend netwerk.

De stroomoverdracht in figuur 3.44a heeft een laagdoorlatend karakter. Beneden ω_h loopt de stroom i_i vrijwel geheel door L , terwijl door het impedantiegedrag van de spoel boven ω_h de stroom in toenemende mate door R zal lopen. Hier geldt:

$$\omega_h = R/L \text{ en } \tau = L/R$$

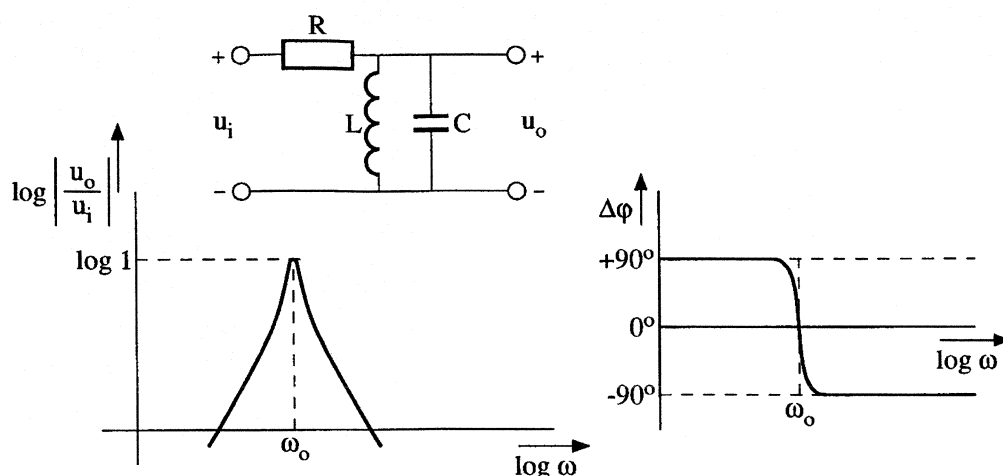
De stroomoverdracht in figuur 3.44b heeft een hoogdoorlatend karakter. Beneden de kantelfrequentie ω_l zal de stroom i_i in toenemende mate door R lopen, omdat de impedantie van C bij dalende frequentie alsmaar groter wordt. Boven ω_l is de situatie omgekeerd en zal de stroom vrijwel volledig door C lopen. Er geldt hier:

$$\omega_l = 1/(R \cdot C) \text{ en } \tau = R \cdot C$$

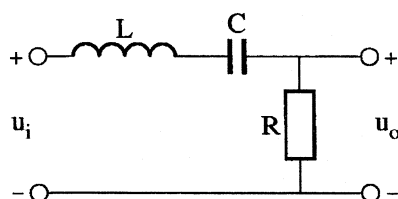
Wat er gebeurt als in de figuren 3.44a en 3.44b de impedanties van plaats wisselen, kan men nu zelf wel nagaan. Ook hier kan het impedantiegedrag aan de poorten heel verschillend zijn bij gelijke overdrachten, en worden keuzen gemaakt op de al eerder genoemde gronden.

In figuur 3.45 is een schakeling te zien waarbij voor Z_1 een weerstand is genomen en voor Z_2 een parallelschakeling van een spoel en een condensator. Uit de behandeling van impedanties weten we dat de impedantie van de parallelkring bij de resonantiefrequentie $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ oneindig hoog wordt. Het zal duidelijk zijn dat de overdracht van het netwerk dan 1 is. Zowel bij dalende als bij stijgende frequenties ten opzicht van ω_0 neemt de impedantie van de kring constant af, zodat als gevolg daarvan ook de overdracht zal afnemen. Figuur 3.45 toont de frequentiekaracteristieken van de overdracht. Signaalcomponenten met frequenties rond ω_0 worden doorgelaten, de componenten met hogere en lagere frequenties worden in toenemende mate verzwakt. Het netwerk wordt daarom een *banddoorlatend* netwerk genoemd. Het kan bijvoorbeeld worden gebruikt in radio's waar van de vele zendersignalen die via de antenne binnen komen en die ieder een eigen stukje in het frequentiespectrum beslaan, er één geselecteerd moet worden.

Een schakeling die zich eveneens banddoorlatend gedraagt is getekend in figuur 3.46. Hier is voor Z_1 een serieschakeling van een spoel en een condensator gekozen, en voor Z_2 een weerstand. Op grond van het impedantiegedrag van de $L-C$ seriecombinatie ($Z_1 = 0$ bij $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$) is weer te concluderen dat bij $\omega = \omega_0$ de overdracht 1 is. Beneden en boven deze frequentie neemt de impedantie van de seriekring toe en dus de overdracht af. Het impedantiegedrag aan de poorten is wel weer sterk verschillend van dat van het vorige circuit. Men kan dat zelf nagaan.

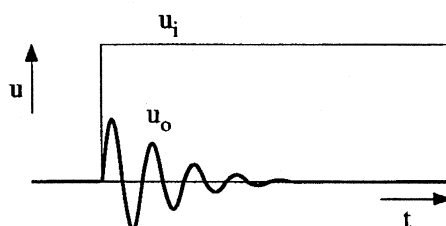


Figuur 3.45: Overdrachtskarakteristiek van een banddoorlatend netwerk.



Figuur 3.46: Banddoorlatend netwerk.

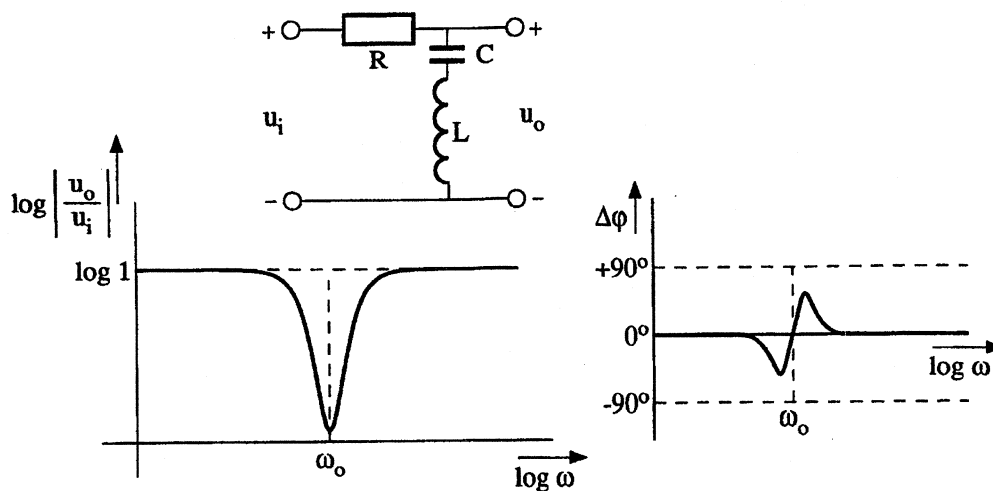
De responsie van de twee banddoorlatende netwerken op een stapspanning is getekend in figuur 3.47. De snelle stap kan niet gevolgd worden en ook de eindwaarde wordt niet vastgehouden. Wel is te zien dat de resonantiekring door de stap een energiestoot ontvangt en daarna een uitslingerverschijnsel vertoont waarvan de periodetijd in de buurt ligt van de periodetijd die bij de resonantiefrequentie hoort. De amplitude van de uitslingeringen neemt af volgens een e-macht.



Figuur 3.47: Sprongkarakteristiek van een banddoorlatend netwerk.

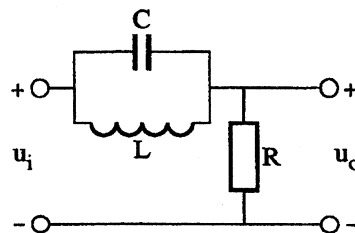
Figuur 3.48 vertoont een situatie waarin Z_1 een weerstand en Z_2 een serieschakeling van een spoel en een condensator is. De impedantie van Z_2 wordt nul bij de resonantiefrequentie $\omega = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$. Boven en beneden deze frequentie neemt $|Z_2|$ continu toe naarmate we verder van ω_0 af komen. De overdracht is dus nul bij de frequentie ω_0 en keert boven en beneden ω_0 geleidelijk terug naar 1. De overdrachtskarakteristieken in het frequentiedomein zijn eveneens getekend in figuur 3.48. Alle aan de ingang aangeboden frequenties worden doorgelaten, behalve de frequenties rondom ω_0 . We noemen dit netwerk daarom een bandsperrend netwerk. Het kan toegepast worden als men bijvoorbeeld uit een signaalspectrum een storend gedeelte wil verwijderen.

Een eveneens bandsperrend netwerk is getekend in figuur 3.49. Nu is Z_2 een weerstand en Z_1 een parallelschakeling van een spoel en een condensator. Op de resonantiefrequentie $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$



Figuur 3.48: Overdrachtskarakteristiek van een bandsperrend netwerk.

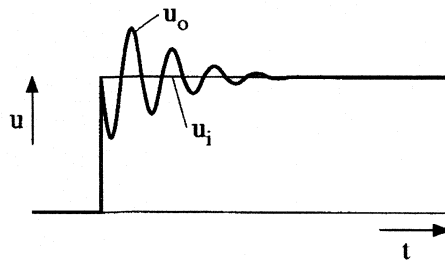
zal de impedantie van de parallelschakeling oneindig worden, en dus de overdracht nul. Boven en beneden ω_0 daalt de impedantie van de $L - C$ combinatie continu, en dus zal de overdracht terugkeren naar 1, zoals getekend in figuur 3.48. Uiteraard is het impedantiegedrag aan de poorten van beide bandsperrende netwerken weer verschillend.



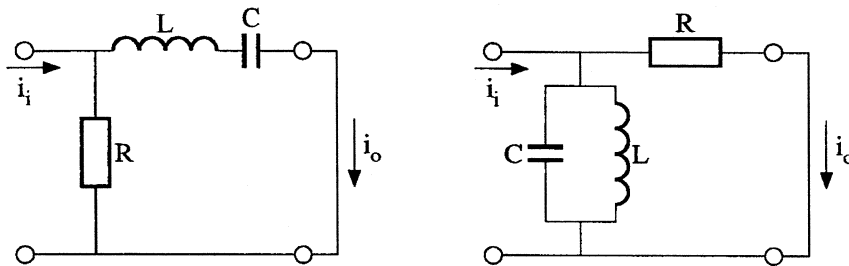
Figuur 3.49: Bandsperrend netwerk.

De responsie van de twee bandsperrende netwerken op een stapspanning is getekend in figuur 3.50. De snelle stap kan goed gevolgd worden en ook de eindwaarde wordt vastgehouden. Ook is te zien dat de resonantiekring door de stap een energiestoot ontvangt en daarna een uitslingerverschijnsel vertoont waarvan de periodetijd in de buurt ligt van de periodetijd die bij de resonantiefrequentie hoort. De amplitude van de uitslingeringen neemt af volgens een e -macht.

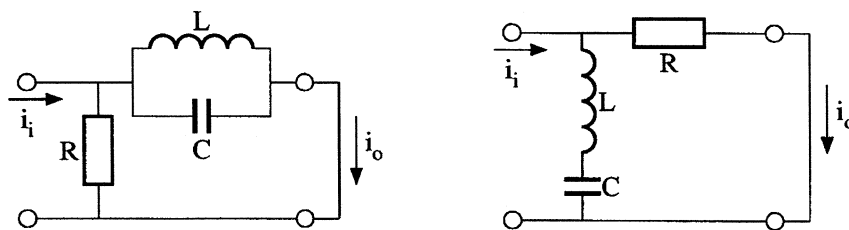
Ook bij stroomoverdrachten bestaan banddoorlatende en bandsperrende versies. De figuren 3.51 en 3.52 tonen twee banddoorlatende versies, en figuur 3.52 twee bandsperrende. De frequentie- en sprongkarakteristieken zijn geheel gelijk aan die van de spanning-overdragende variant.



Figuur 3.50: Sprongkarakteristiek van een bandsperrend netwerk.



Figuur 3.51: Banddoorlatende stroomoverdrachtsnetwerken.



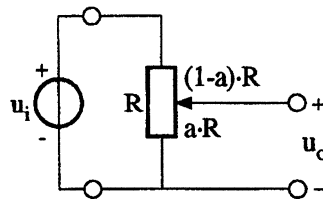
Figuur 3.52: Bandsperrende stroomoverdrachtsnetwerken.

3.24 De potentiometer

Een veelvuldig toegepaste component die een regelbare frequentie-onafhankelijke overdracht realiseert is de *potentiometer*. Het is een weerstand waarbij op het weerstandslichaam een verplaatsbare aftakking is aangebracht. Dat verplaatsen kan in de vorm van een draaibeweging of een schuifbeweging. In figuur 3.53 is te zien dat de schuif de weerstand R verdeelt in een deel $a \cdot R$ en een deel $(1 - a) \cdot R$. Hierin kan a een lineaire of een logaritmische functie van de draaiing of de verplaatsing zijn. Voor de overdracht vinden we

$$\frac{u_o}{u_i} = \frac{a \cdot R}{(1 - a) \cdot R + a \cdot R} = a.$$

De potentiometer wordt overal toegepast waar een signaalsterkte of een DC spannings- of stroomwaarde instelbaar moet zijn. De draaias of de schuif kan van een bedieningsknop zijn voorzien. Een voorbeeld is de volumeregelaar van een audioversterker. Voor eenmalige interne instellingen van spanningen of stromen in schakelingen worden potentiometers gebruikt die met een schroevendraaier worden bediend. Door het ontbreken van de eis tot externe bedienbaarheid kunnen zulke *instelpotentiometers* sterk geminiaturiseerd worden.



Figuur 3.53: De potentiometer.

Hoofdstuk 4

Halfgeleiderdioden

4.1 Inleiding

Een belangrijke component in de elektrotechniek is de **diode**. Populair gezegd is een diode een component die slechts stroom kan voeren in één richting. De richting waarin stroom kan lopen heet de **doorlaatrichting**. De richting waarin dat niet het geval is heet de **sperrichting**. Het is als het ware een stroomrichtings-afhankelijke weerstand, waarvan de waarde in doorlaatrichting klein is en in sperrichting zeer groot.

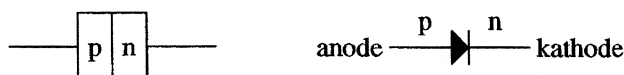
4.2 Halfgeleidertechniek

Een belangrijke techniek voor het vervaardigen van dioden is er één waarbij gebruik wordt gemaakt van halfgeleider-materialen. Halfgeleider-materialen zoals zuiver (intrinsiek) silicium en germanium hebben de eigenschap bij kamertemperatuur (circa 300 Kelvin) slechte elektrische geleiders te zijn. Er zijn relatief weinig vrije ladingdragers in het materiaal aanwezig die aan het geleidingsproces kunnen deelnemen. Het geleidingsvermogen neemt wel toe als van buiten af energie wordt toegevoerd in de vorm van b.v. warmte of licht.

Als we uitgaan van zuiver silicium -op dit moment het belangrijkste halfgeleidermateriaal in de elektronica- dan kunnen we met behulp van speciale technieken de geleidende eigenschappen aanzienlijk verbeteren door in het kristalrooster vreemde atomen in een geringe concentratie aan te brengen.

Afhankelijk van het gebruikte materiaal voor de "verontreinigende" atomen ontstaan op deze manier twee nieuwe materialen, die we **p-silicium** en **n-silicium** noemen.

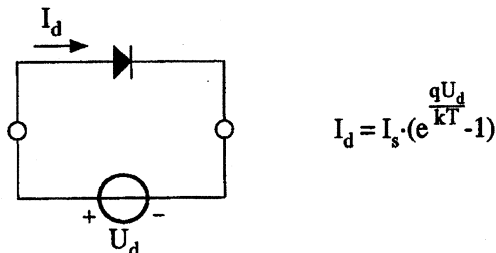
Dat verontreinigen met vreemde atomen kan heel plaatselijk geschieden. Uitgaande van een dun plaatje intrinsiek silicium kan één helft veranderd worden in p-silicium en de andere helft in n-silicium. Waar het ene materiaal overgaat in het andere spreken we van een p-n overgang of **p-n junctie**. Het p-gebied heet de **anode** en het **n-gebied** de kathode. Als we ieder gebied voorzien van een aansluitdraad dan is een component ontstaan die diode wordt genoemd. Figuur 4.1 toont de schematische opbouw en het tekensymbool.



Figuur 4.1: Schematische opbouw van een diode en diode tekensymbool.

4.3 De statische karakteristiek

We kunnen nu een gelijkspanning U_d op deze diode aanbrengen waardoor er een stroom I_d gaat lopen. We zijn dan in feite de impedantie aan het meten. We rekenen de spanning positief als de anodespanning positief is ten opzichte van de kathodespanning. Zie figuur 4.2.



Figuur 4.2: Diodevergelijking met tekenafspraken.

Zonder verder in te gaan op de fysische achtergronden stellen we dat het verband tussen spanning en stroom wordt gegeven door

$$I_d = I_s \cdot \left(e^{\frac{qU_d}{kT}} - 1 \right).$$

Deze vergelijking heet de **diode-vergelijking**. I_s heet de theoretische **verzadigingsstroom** (saturation current) van de diode en hangt in grootte af van de materiaaleigenschappen. I_s ligt bij veel toegepaste uitvoeringen in de orde van 10^{-15} tot 10^{-13} A, doch neemt in waarde snel toe als energie in de vorm van warmte of licht bij de junctie wordt toegevoerd. In de formule is voorts:

- q de lading van het elektron = $1,60 \cdot 10^{-19}$ Coulomb
- k de constante van Boltzmann = $1,38 \cdot 10^{-23}$
- T de temperatuur in Kelvin

Bij 300 K ligt het quotiënt kT/q in de orde van 25 mV. Als we dit quotiënt U_T noemen, dan wordt de diodevergelijking

$$I_d = I_s \cdot \left(e^{\frac{U_d}{U_T}} - 1 \right),$$

en als $U_d \gg U_T$

$$I_d = I_s \cdot e^{\frac{U_d}{U_T}}.$$

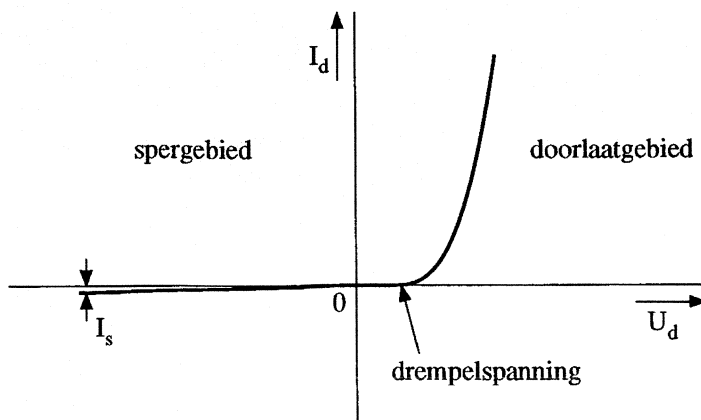
In figuur 4.3 is de statische diodekarakteristiek in beeld gebracht. De stroom neemt vanwege het exponentiële karakter snel toe als de spanning stijgt. We bevinden ons in het doorlaatgebied van de diode. Omdat I_s zo klein is moet de spanning U_d echter circa 600 mV bedragen om een stroom van 0,1 mA te laten lopen.

Met stromen die kleiner zijn dan 0,1 mA wordt in sommige toepassingen van dioden geen rekening meer gehouden. Daar is men gewend om te zeggen dat een diode pas stroom gaat voeren als de spanning boven de **drempelspanning** van 600 mV komt. In feite loopt er natuurlijk stroom zodra U_d ongelijk 0 is.

Bij kamertemperatuur verdubbelt de stroom als U_d toeneemt met 17 mV en vertienvoudigt de stroom als U_d 58 mV stijgt. Dat is eenvoudig af te leiden uit het exponentiële verband.

Uit de diode-vergelijking zou men in eerste instantie kunnen afleiden dat bij constante U_d en toenemende T de stroom I_d zou afnemen. De positieve temperatuur-afhankelijkheid van I_s is evenwel zo groot dat dit effect in de diode dominant is. Om I_d constant te houden zal daarom bij toenemende T de spanning U_d moeten afnemen met ongeveer 2 mV/graad C.

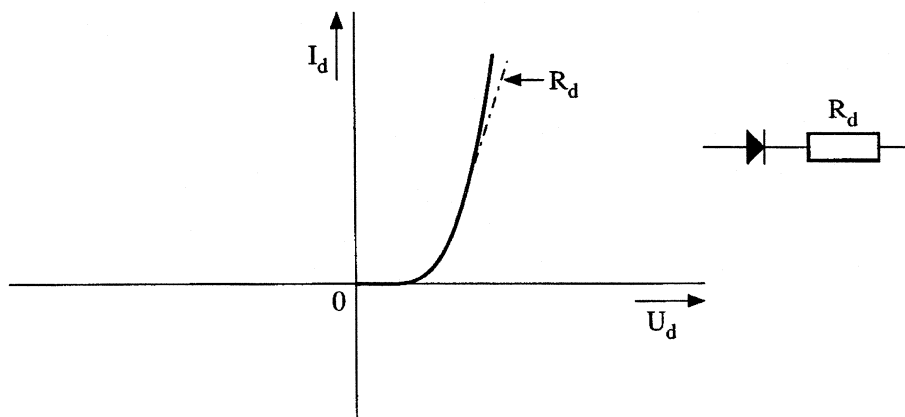
Als we voor U_d negatieve waarden invullen, dan zal al snel de diodevergelijking over gaan in $I_d = -I_s$. We bevinden ons nu in het spergebied van de diode. Er gaat een **sperstroom** lopen,



Figuur 4.3: Diodekarakteristiek.

die weliswaar zeer klein is, doch snel in grootte kan toenemen als de temperatuur stijgt of als licht aan de junctie wordt toegevoerd.

De diode-vergelijking beschrijft eigenlijk alleen het gedrag van de diode in het smalle junctiegebied. De stroom die door de diode loopt moet echter ook het p- en n-materiaal dat zich tussen de junctie en de aansluitdraden bevindt doorlopen. En aangezien dat materiaal geen ideale geleider is doch een eigen, zij het geringe weerstandswaarde bezit, zal het gedrag van de diode in werkelijkheid af kunnen wijken van de gegeven formule. We kunnen de invloed van de materiaalweerstand in rekening brengen middels een parasitaire weerstand R_d in serie met de diode. In de praktijk liggen de waarden van R_d meestal tussen 0,1 en 10 ohm. Pas bij grote stroomwaarden gaat de serie weerstand een rol spelen. In figuur 4.4 is te zien wat de invloed van R_d op de statische karakteristiek is.



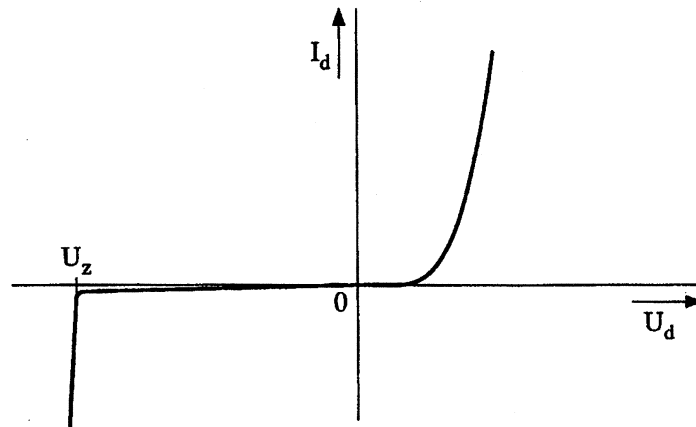
Figuur 4.4: Invloed van de parasitaire materiaalweerstand op de diodekarakteristiek.

4.4 Zenerdiode en vari-cap

Dioden die in sperrichting zijn aangesloten vertonen twee effecten waar speciaal aandacht aan moet worden besteed en waar ook in bepaalde toepassingen gebruik van wordt gemaakt.

Bij het opvoeren van de sperspanning zal bij een bepaalde grootte van deze spanning de elektrische veldsterkte over de junctie zo groot worden dat de diode een soort **doorslag**-verschijnsel vertoont. Als bij een lawine-verschijnsel zal de sperstroom bij verder vergroten van de sperspanning extreem gaan toenemen. De sperspanning waarbij dit verschijnsel inzet wordt de **zener-spanning** U_z van de diode genoemd. Figuur 4.5 laat zien hoe het verschijnsel in de karakteristiek

van stroom en spanning terug te vinden is. Over een groot stroomtraject verandert in het doorslaggebied de spanning over de diode nauwelijks. Dioden die speciaal zijn ontworpen om van dit effect gebruik te kunnen maken heten **zener-dioden**. Bij het vervaardigen van dioden is bekend hoe de grootte van de optredende zenerspanning beïnvloed kan worden, zodat ook dioden met een gewenste zenerspanning te produceren zijn. Gangbare waarden voor U_z liggen tussen 2 en 75 Volt, doch ook hogere waarden komen voor.



Figuur 4.5: Diodekarakteristiek met doorslag-effect.

Zolang we bij een in sperrichting aangesloten diode de zenerspanning niet overschrijden kunnen we de diode zien als twee stukjes goed geleidend materiaal die gescheiden zijn door een smalle junctie waar slechts een zeer geringe sperstroom door loopt. Maar deze beschrijving kan ook bij een condensator behoren. Het p-gebied en het n-gebied vormen samen een capaciteit, de **junctie-capaciteit** genaamd. Het junctiegebied heeft een zeer geringe dikte, die evenwel toeneemt als de sperspanning stijgt. Dat betekent dat bij stijgende sperspanning de geleidende delen van de diode verder van elkaar komen te liggen. De capaciteit van de condensator zal dan dalen. De capaciteit is dus variabel en hangt af van de grootte van de sperspanning. Dioden die speciaal voor het toepassen van dit verschijnsel zijn ontworpen worden **vari-cap dioden** genoemd. Capaciteitswaarden van 0,1 tot 100 pF kunnen zo gerealiseerd worden.

Figuur 4.6 toont gangbare symbolen voor de zenerdiode en de vari-cap.



Figuur 4.6: Symbolen voor een zener-diode (a) en een vari-cap (b).

4.5 Grafische bepaling van het instelpunt

Uit de diodevergelijking $I_d = I_s(e^{\frac{qU_d}{kT}} - 1)$ kunnen we rechtstreeks de stroom I_d bepalen als de spanning U_d gegeven wordt. Na een eenvoudige mathematische omwerking kunnen we de vergelijking ook schrijven als $U_d = kT/q \cdot \ln\{(I_d + I_s)/I_s\}$, waaruit dan U_d is te bepalen als I_d bekend is.

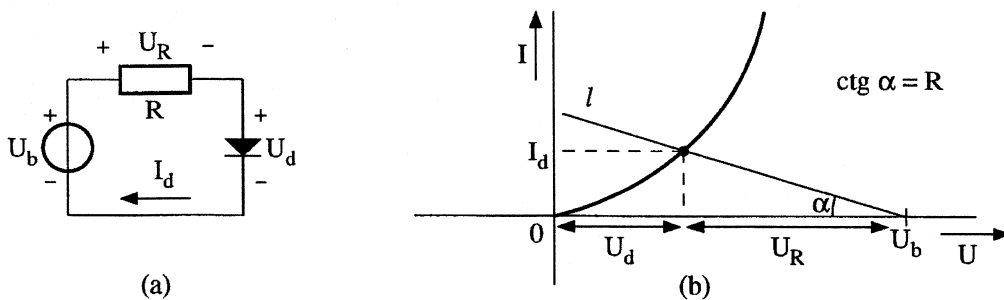
In een aantal toepassingen is de diode via een weerstand R op een spanning U_b aangesloten. Dat is getekend in figuur 4.7a. Er geldt nu dat

$$U_b = U_R + U_d = I_d \cdot R + kT/q \cdot \ln\{(I_d + I_s)/I_s\}.$$

Het is niet mogelijk om deze vergelijking om te werken in een expliciete vergelijking voor U_d of I_d . Voor het bepalen van het instelpunt worden in deze situatie twee methoden gebruikt, namelijk een methode met reeksontwikkelingen en een grafische methode.

De eerste manier vergt een flinke hoeveelheid rekenwerk. De reeks wordt afgebroken op het moment dat een voldoende nauwkeurigheid van de oplossing is bereikt. Computer simulatieprogramma's werken met deze methode.

Bij de tweede methode worden de statische karakteristiek van de diode en een karakteristiek die de spanning over de weerstand aangeeft in één gemeenschappelijke spannings-stroom karakteristiek uitgezet. Het snijpunt van de karakteristieken geeft dan het instelpunt aan. De methode heeft een beperkte nauwkeurigheid, doch werkt tamelijk snel.



Figuur 4.7: Grafische bepaling van het instelpunt.

Figuur 4.7b toont de karakteristieken. Vanuit het spanningspunt U_b op de U -as wordt een rechte lijn l uitgezet waarbij de cotangens van de hoek die de lijn maakt met de negatieve U -as gelijk is aan R . Voor elke waarde van de stroom kan de spanning U_R over de weerstand ten opzichte van het punt U_b worden afgelezen. De lijn l wordt vaak **belastinglijn** of **werklijn** genoemd. Aangezien de diode en de weerstand dezelfde stroom voeren, en de som van U_d en U_R steeds gelijk zal moeten zijn aan U_b , zal het instelpunt eenvoudig worden gevonden in het snijpunt van de twee karakteristieken.

4.6 Het dynamische gedrag

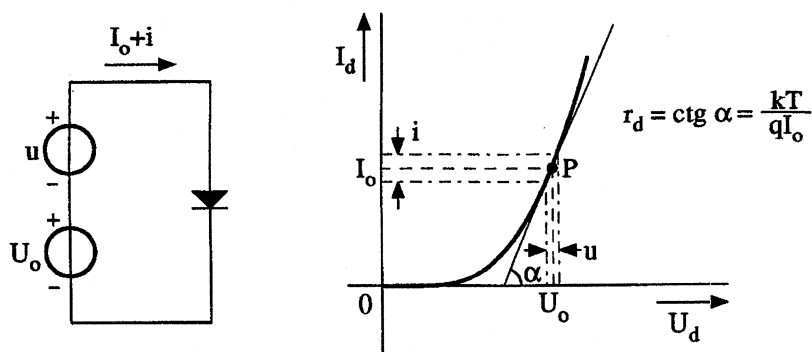
Aan de statische karakteristiek van een diode is te zien dat deze component zich sterk niet-lineair gedraagt. Als in de aangeboden spanningen grote variaties optreden zullen we de werking van dioden moeten bestuderen aan de hand van de statische karakteristiek. Indien we evenwel uit zijn op een lineaire werking van een diode dan zullen we ons, zoals reeds behandeld in hoofdstuk 3, moeten beperken tot zodanig kleine spannings- of stroomvariatiën (signalen) dat het doorlopen deel van de karakteristiek lineair benaderd kan worden. Met behulp van een DC spanning of stroom stellen we de diode dan in een werkpunt in.

In figuur 4.8 is in de statische karakteristiek in het doorlaatgebied een werkpunt P ingesteld met behulp van een instelspanning U_0 . Daardoor gaat er een instelstroom I_0 lopen. Als bij U_0 kleine spanningsvariatiën (signalen) worden opgeteld dan gedraagt de diode zich ten opzichte van deze variatiën als een dynamische weerstand

$$r_d = \left(\frac{u}{i}\right)_P = \frac{dU_0}{dI_0} = \frac{kT}{q \cdot I_0}.$$

Bij $T = 300$ K gaat dit over in ongeveer

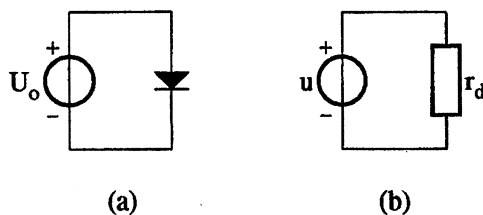
$$r_d = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{I_0}.$$



Figuur 4.8: Bepaling van het dynamische gedrag van een diode in het instelpunt P.

De dynamische weerstand in P is omgekeerd evenredig met I_0 . Bij $I_0 = 1 \text{ mA}$ vinden we dat $r_d = 25 \Omega$. De diode gedraagt zich bij kleine signalen als een weerstand r_d waarvan de grootte met behulp van de instelstroom I_0 kan worden gevarieerd.

Als op deze manier van het lineaire klein-sigitaal gedrag van een diode gebruik wordt gemaakt, dan moeten we dus twee vervangingsschema's opstellen, namelijk één voor de instelling en één voor het dynamische gedrag. Figuur 4.9 toont beide schema's.



Figuur 4.9: Statisch (a) en dynamisch (b) vervangingsschema bij de situatie in figuur 4.8.

Omdat de signalen klein blijven ten opzichte van de instelgrootheden zal de warmteontwikkeling in de diode in het instelpunt nagenoeg gelijk zijn aan $U_0 \cdot I_0$.

4.7 Toepassingen

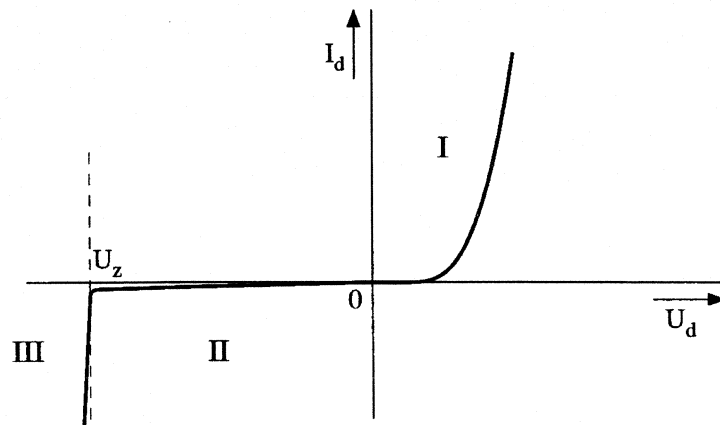
In figuur 4.10 is de statische stroom-spanningskarakteristiek van de diode opnieuw getekend. We onderscheiden daarin drie zone's:

het doorlaatgebied	I,	met $U_d > 0$.	De dynamische weerstand is variabel
het spergebied	II,	met $U_z < U_d < 0$.	De dynamische weerstand is zeer hoog
het doorslaggebied	III,	met $U_d < U_z$.	De dynamische weerstand is zeer laag

Toepassingen waarbij gebruik wordt gemaakt van de specifieke, onderling verschillende eigenschappen van de diode in de drie zone's, liggen vooral op het terrein van de energievoorziening en de signaalbewerking. Hierna volgen een paar voorbeelden.

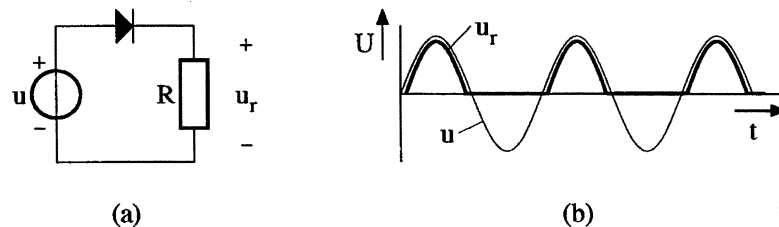
4.7.1 Gelijkrichting

Kenmerkend voor elektronische schakelingen is dat er gelijkspanningbronnen nodig zijn voor de noodzakelijke energievoorziening. Soms wordt de energie geleverd door een batterij, maar in verreweg de meeste gevallen wordt de energie geleverd door het lichtnet. Dat lichtnet levert evenwel een wisselspanning, ongeveer sinusvormig met een frequentie van 50 Hz (in de USA 60 Hz) en een effectieve waarde van 220 Volt (in de USA 110 of 127 Volt).



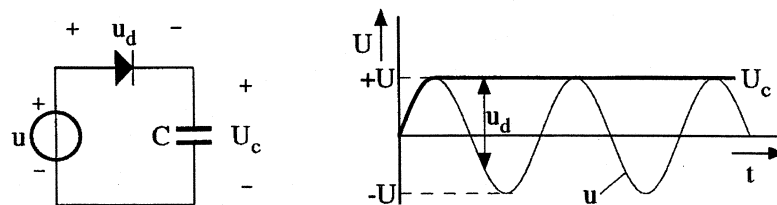
Figuur 4.10: Doorlaatgebied (I), spergebied (II) en doorslaggebied (III) bij een diode.

Toepassing van dioden in zone's I en II biedt de mogelijkheid om van een wisselspanning via gelijkrichting een gelijkspanning te maken. Het principe van gelijkrichting wordt getoond in figuur 4.11a. Een spanningsbron u levert een sinusvormige wisselspanning met amplitude U . We sluiten nu deze bron via een diode aan op een weerstand R . Alleen tijdens de positieve helft van de sinusvormige spanning zal de diode in doorlaatrichting zijn gepolariseerd, zodat er een stroom door R kan lopen. Tijdens de negatieve helft is de diode gesperd en loopt er geen stroom door R . In figuur 4.11b is te zien dat de spanning op R unipolair is. De momentane waarden in de halve sinusvorm zijn circa 600 mV lager dan in de spanning u , omdat er over de diode in doorlaat ongeveer 600 mV staat.



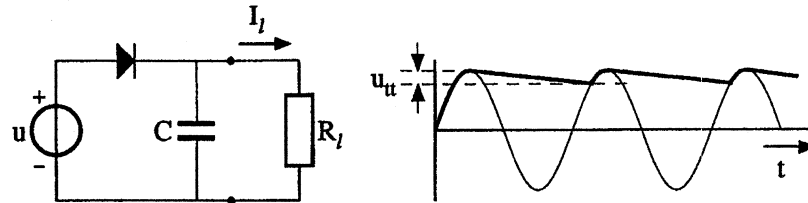
Figuur 4.11: Gelijkrichting met een diode en een weerstand.

Vervolgens vervangen we de weerstand R door een condensator C . Zie figuur 4.12. Een condensator die alleen stroom in één richting krijgt toegevoerd laadt zich op. Dat gaat in ons voorbeeld door tot de diode niet meer in doorlaat kan komen. Dat gebeurt als de condensator zich heeft opgeladen tot een spanning gelijk aan $+U$. We hebben dan de situatie gekregen dat op de kathode van de diode een gelijkspanning $+U$ staat en op de anode een wisselspanning waarvan de momentane waarde varieert tussen $+U$ en $-U$. Over de diode staan dus spanningen die wisselen tussen 0 en $-2U$, en die dus liggen in zone II. We moeten er op letten dat we daarbij niet in het doorslaggebied belanden.



Figuur 4.12: Gelijkrichting met een diode en een condensator.

De gelijkspanning U op de condensator kunnen we gebruiken om bijvoorbeeld een elektronische schakeling te voeden. Indien die schakeling bij de spanning U een stroom I_l trekt, dan kunnen we een weerstand R_l met de waarde U/I_l de rol van de schakeling laten vertolken (we modelleren de te voeden schakeling dus met een weerstand R_l). Zie figuur 4.13. In de periode dat over de diode een sperspanning staat zal de condensator de stroom I_l moeten leveren en daardoor enigszins ontladen. Maar telkens als de wisselspanning de topwaarde $+U$ weer bereikt zal de diode even gaan geleiden en de lading weer aanvullen. De spanning over de condensator zal wat we noemen "een zaagtandvormige rimpel" vertonen.



Figuur 4.13: Rimpelspanning door het belasten van de gelijkgerichte spanning.

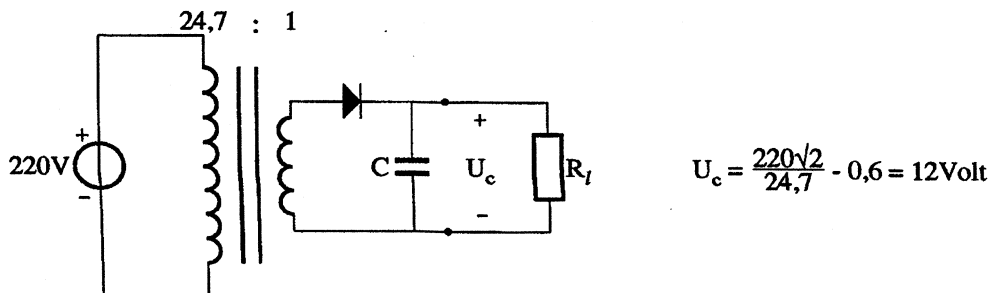
In het algemeen moet deze rimpel klein gehouden worden. Stel dat $U = 12 \text{ V}$, $I_l = 10 \text{ mA}$, $C = 250 \mu \text{ F}$ en de periodetijd van de wisselspanning 20 ms (50 Hz). De top-top waarde van de rimpel vinden we dan uit

$$u_{tt} = \frac{I_l \cdot dt}{C} = 0,8 \text{ Volt.}$$

Dat is ongeveer $6,9 \%$ van de gemiddelde condensatorspanning. De gevonden waarde kan verkleind worden door C te vergroten of door de periodetijd te verkorten. Dat laatste gaat niet zonder meer als we met het lichtnet te maken hebben. Zoals we echter verderop zullen zien kunnen we met behulp van meer dan één diode ook gebruik maken van de negatieve delen van de wisselspanning, zodat de in de formule voorkomende tijd is te reduceren met een factor 2.

Ook bij aanwezigheid van de belasting R_l zal in stationaire toestand de gemiddelde stroom in de condensator nul zijn, omdat anders sprake zou zijn van een zich doorzettende op- of ontlading van de condensator. De belastingsstroom I_l wordt dus gemiddeld geheel door de wisselspanningsbron geleverd. De condensatorspanning loopt tijdens het periodieke bijladen niet verder op dan tot de waarde $(U - 0,6) \text{ V}$.

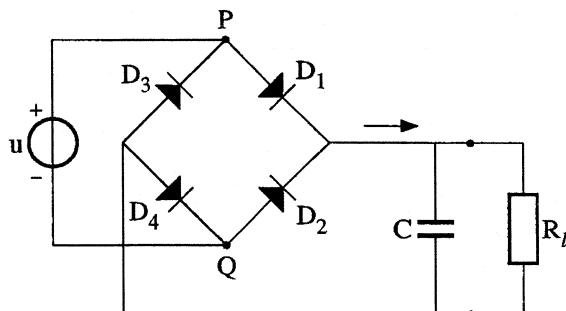
De spanning uit ons stopcontact heeft een amplitude van ongeveer 311 Volt . Een rechtstreekse gelijkrichting levert dan steeds een gelijkspanning van deze waarde op. We kunnen dat veranderen in elke andere gewenste waarde door een transformator toe te passen vóór de gelijkrichting, zoals figuur 4.14 dat toont. Stel dat we 12 Volt gelijkspanning over de belasting willen. Met een wikkerverhouding van $24,7:1$ is de secundaire amplitude $12,6 \text{ Volt}$ en dus de gelijkspanning over de condensator ongeveer 12 Volt .



Figuur 4.14: Voedinggelijkrichter met transformator.

Gelijkrichting waarbij slechts één helft van de wisselspanning wordt benut noemt men **enkelfasige** gelijkrichting.

Figuur 4.15 laat zien dat met behulp van een zogenaamde **diodebrug** met vier dioden ook de negatieve delen van de wisselspanning kunnen worden benut. Als punt P positief is ten opzichte van Q dan kan de condensator opladen via de weg $D1 - C - D4$. $D2$ en $D3$ zijn dan gesperd. Als in de andere halve periode de polariteit op P en Q omgekeerd is, dan kan er stroom lopen via de weg $D2 - C - D3$ en zijn $D1$ en $D4$ gesperd. De stromen lopen wel steeds in dezelfde richting door C . Bij een belasting van U_c door R_l wordt de condensator nu twee maal per periode van de wisselspanning bijgeladen. We verliezen evenwel 2 maal de drempelspanning in de diodebrug.



Figuur 4.15: Gelijkrichtschakeling met diodebrug (dubbelfasige gelijkrichting).

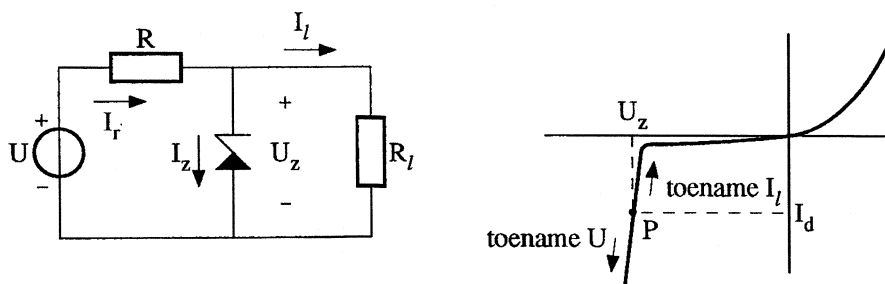
Gelijkrichting waarbij zowel de positieve als de negatieve helft van de wisselspanning wordt benut noemt men **dubbelfasige** gelijkrichting.

In alle gegeven voorbeelden keert de polariteit van de condensatorspanning om als de dioden omgedraaid worden. Verder verandert er niets in het betoog.

4.7.2 Spanningsstabilisatie

Een gelijkspanning die we gemaakt hebben zoals hiervoor werd besproken zal in waarde veranderen als de wisselspanning in amplitude varieert, en als de belasting in waarde varieert en er dus meer of minder stroom geleverd moet worden.

Om deze invloeden te bestrijden kunnen we gebruik maken van een zenerdiode die ingesteld staat in zone III. Figuur 4.16 toont hoe dat kan. De zenerdiode wordt via een weerstand R aangesloten op de in grootte variërende gelijkspanning U . De waarde van U is zodanig dat de diode daardoor in het zenergebied wordt gebracht. De belastingsweerstand R_l is parallel geschakeld aan de zenerdiode.



Figuur 4.16: Spanningsstabilisatie met een zenerdiode en een weerstand R .

Als de zenerspanning van de diode U_z is, dan loopt er door de weerstand R een stroom I_r , die we vinden uit

$$I_r = (U - U_z)/R.$$

De stroom I_l door R_l is $I_l = U_z/R_l$, en de stroom I_z door de diode is dan

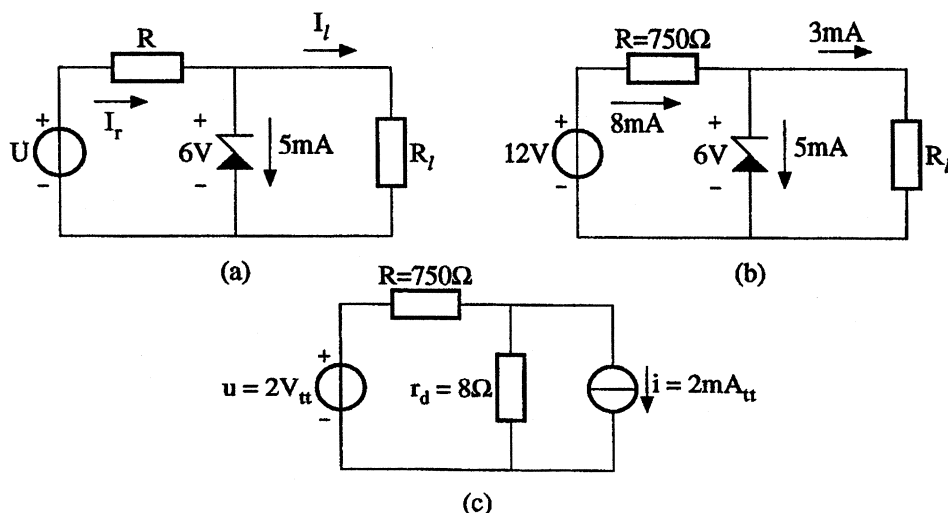
$$I_z = I_r - I_l.$$

Stel dat de zenerdiode daardoor ingesteld is in punt P . Bij toenemende waarde van U en gelijkblijvende belastingsstroom I_l zullen I_r en I_z in gelijke mate toenemen. Het werkpunt P zal in de grafiek omlaag gaan. De spanning U_z verandert daardoor echter nauwelijks. Bij toename van I_l verandert I_r nauwelijks, omdat de spanning over R nauwelijks verandert. Dus zal I_z met een zelfde bedrag afnemen als I_l toeneemt. Het werkpunt P gaat in de grafiek omhoog. Maar ook dat heeft niet veel invloed op de spanning op de zenerdiode.

Een voorbeeld: we willen een tussen 11 en 13 Volt variërende gelijkgerichte spanning stabiliseren op 6 Volt. De op de zenerdiode aangesloten belasting vergt een stroom die varieert tussen 2 en 4 mA.

Uit een databoek kiezen we een zenerdiode voor 6 Volt. Daarvan wordt opgegeven dat de differentiaalweerstand r_d bij een zenerstroom van 5 mA gelijk is aan 8Ω (1 mA stroomverandering resulteert dus in 8 mV verandering in U_z). De situatie is in schema gebracht in figuur 4.17a. Vervolgens tekenen we twee vervangingsschema's, namelijk één voor de statische instelling en één voor het dynamische gedrag. De variërende spanning denken we ons opgebouwd uit een constante spanning U van 12 Volt met daarbij opgeteld een wisselspanning u die varieert met een top-top waarde van 2 Volt. De belasting denken we ons op een soortgelijke manier opgebouwd uit een constante stroom I_l van 3 mA met daarbij opgeteld een wisselstroom i_l met een top-top waarde van 2 mA.

Met het statische vervangingsschema in figuur 4.17b dimensioneren we de schakeling. Over de weerstand R staat $12-6=6$ Volt, en als instelstroom van de zenerdiode kiezen we 5 mA. De stroom door R is daarmee bepaald op $5+3=8$ mA. Voor R vinden we dan $\frac{6}{8 \cdot 10^{-3}} = 750 \Omega$.



Figuur 4.17: Voorbeeld van een berekening.

Met het dynamische vervangingsschema in figuur 4.17c kunnen we berekenen welke variaties op de zenerdiodespanning ontstaan onder invloed van de variërende spanning en belastingsstroom. Alle componenten en bronnen zijn nu vervangen door hun differentiaalwaarden. De

constante bronnen zijn verdwenen en de zenerdiode gedraagt zich als een weerstand van 8Ω . Ten gevolge van u varieert de spanning over de zenerdiode nu nog $(8/758) \times 2 = 0,021$ Volt, en ten gevolge van i_i slechts $2 \cdot 10^{-3} \times 8 = 0,016$ Volt.

De schakeling heeft dus duidelijk een stabiliserende werking. Dat kost echter wel vermogen. De bron U levert gemiddeld $12,8 \cdot 10^{-3} = 0,096$ Watt, waarvan slechts $6,3 \cdot 10^{-3} = 0,018$ Watt in de belasting komt. De rest gaat verloren in de weerstand (0,048 Watt) en in de zenerdiode (0,030 Watt). Bij lage vermogens is een slecht rendement vaak niet zo erg. Bij spanningsstabilisatoren voor grotere vermogens kan gebruik worden gemaakt van principes die een veel beter rendement opleveren. In een volgend hoofdstuk wordt daar enige aandacht aan besteed.

Zenerdioden worden in de literatuur ook wel aangeduid als **referentiedioden** of **spanningsregulerende dioden** (voltage regulator diodes).

4.7.3 Variabele spanningsdeler voor signalen

Figuur 4.18a toont een schema waarmee het principe van een variabele signaal-spanningsdeler wordt gedemonstreerd. Daarmee kunnen we met behulp van een diode, waarvan de instelstroom gevarieerd wordt, de overdracht van een spanningsdeler beïnvloeden. De taak van de gelijkspanningsbron U_b is het verzorgen van een instelstroom door de diode. De signaalspanning u_i verschijnt verzwakt als u_o aan de uitgangspoort. We gaan er daarbij van uit dat de signaalspanning die, als gevolg van het aansluiten van een bron u_i , over de diode komt te staan voldoende klein is om de diode te mogen beschouwen als een lineaire differentiaalweerstand r_d .

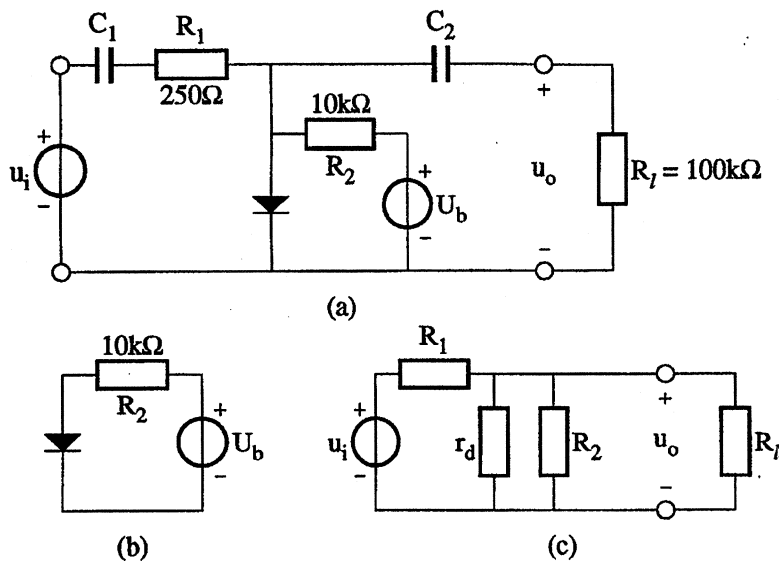
De condensatoren C_1 en C_2 hebben de taak te voorkomen dat gelijkstroom die door de bron U_b wordt veroorzaakt niet door de ingangs- en uitgangspoort kan lopen. Wel moet hun capaciteitswaarde zo groot zijn dat hun impedantie voor de in het signaal voorkomende frequenties verwaarloosbaar klein is. De condensatoren bewerkstelligen in feite een hoogdoorlatend karakter voor het signaalcircuit. Ze laten wel het signaal door, maar niet een gelijkstroom. Condensatoren met een dergelijke taak noemt men ook wel **koppelcondensatoren**.

Figuur 4.18b geeft het statische vervangingsschema, nodig om de instelling van de diode te kunnen bepalen. Als we de gelijkspanningsbron U_b variëren van ongeveer 1,6 tot 25,6 Volt dan zal de stroom I_d variëren van ongeveer 0,1 tot 2,5 mA. (De spanning over de diode bedraagt voor deze stroomwaarden immers ongeveer 600 mV, dus de spanning over de weerstand R_2 varieert van ongeveer 1 tot 25 Volt).

In figuur 4.18c is het dynamische vervangingsschema getekend. Daarin is de impedantie van C_1 verwaarloosd ten opzichte van R_1 en de impedantie van C_2 ten opzichte van R_l . De diode is vertegenwoordigd door de dynamische weerstand r_d waarvan de waarde zal variëren van 250Ω (als $I_d = 0,1$ mA) tot 10Ω (als $I_d = 2,5$ mA). De weerstanden R_2 en R_l staan parallel aan r_d . Omdat hun weerstandwaarde echter steeds veel groter is dan r_d mogen we ze in de berekening verwaarlozen. De overdracht van de regelbare spanningsdeler bedraagt dan $r_d / (R_1 + r_d)$ en zal variëren tussen de waarden $250/500 = 0,5$ en $10/260 = 0,0385$, hetgeen een variatie inhoudt van 13:1. Als $u_i = 20$ mV dan zal de wisselspanning over de diode nooit meer zijn dan 10 mV.

We komen nog even terug op de condensatoren C_1 en C_2 . Stel dat de laagste signaalfrequentie 100 Hz is. Dan zullen de impedanties van C_1 en C_2 te verwaarlozen zijn als $1/\omega C_1 = 0,3R_1$ en $1/\omega C_2 = 0,3R_l$, met $\omega = 2\pi \cdot 100$ rad/s. Dat is het geval als $C_1 = 21,2 \mu\text{F}$ en $C_2 = 0,053 \mu\text{F}$ (praktisch: $22 \mu\text{F}$ en 56 nF uit de e12-reeks).

We zien aan dit voorbeeld dat we een overdrachtsfactor van een schakeling kunnen regelen door middel van een gelijkspanning. Dergelijke volledig elektrische regelingen zijn interessant als we afstandbediening willen toepassen, omdat de waarde van een gelijkspanning zeer eenvoudig in een geheugen is op te slaan.



Figuur 4.18: Diode in een variabele spanningsdeler voor signalen.

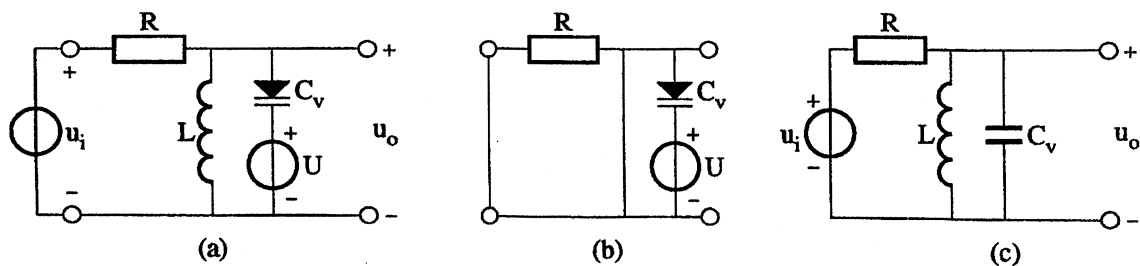
4.7.4 Afstemming

Eveneens interessant voor afstandbediening is de toepassing van een varicap in een resonantiekring. Als voorbeeld kiezen we de schakeling getekend in figuur 4.19a, die zich gedraagt als een banddoorlatend netwerk. De resonantiefrequentie wordt gevonden uit $f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_v}}$. In serie met de spannings-afhankelijke capaciteit C_v is een variabele gelijkspanningsbron U aangebracht. De spanning U stelt de varicap in sperrichting in. Als U varieert dan varieert C_v en daarmee tevens de resonantiefrequentie. Met behulp van een gelijkspanning kunnen we dus de resonantiefrequentie van de banddoorlaat veranderen.

Nemen we aan dat $R = 100k\Omega$ en $L = 250\mu H$. In een databoek vinden we dat een bepaald type varicap een capaciteit bezit die varieert van 500 tot 25 pF als de instelspanning verandert van 1 tot 8 Volt. Uit een berekening vinden we dan dat de resonantiefrequentie varieert van 450 kHz tot 2 MHz.

Het vervangingschema voor de statische toestand is getekend in figuur 4.19b. De spoel en de signaalbron u_i zijn vervangen door hun DC-impedantiewaarde van nul Ω . Er is te zien dat de instelspanning U volledig als sperspanning over de condensator staat.

Het dynamische vervangingschema, waarin de bron U is vervangen door zijn dynamische impedantie van nul Ω , is getekend in figuur 4.19c. Het circuit uit dit voorbeeld zou in principe gebruikt kunnen worden om in een radio-ontvanger zenders, die op verschillende frequenties werken, te selecteren.



Figuur 4.19: Afstemmen d.m.v. een vari-cap diode.

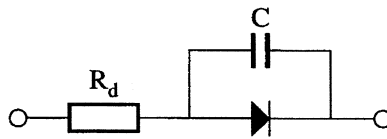
4.8 Parasitaire effecten in dioden

Het gedrag van de ideale diode wordt beschreven met de bekende diode-vergelijking. Tijdfanhankelijke effecten komen hier niet in voor. Dat zou betekenen dat het gedrag van een diode volkomen frequentie-onafhankelijk zou zijn.

Inmiddels hebben we al kennis gemaakt met het feit dat een diode een capacitief effect tussen anode en kathode bevat. Bij de vari-cap maken we er opzettelijk gebruik van. Bij andere toepassingen zal deze capaciteit evenwel ongewenste eigenschappen veroorzaken. Als een diode door een signaal zeer snel van het doorlaatgebied naar het spergebied moet worden geschakeld, of omgekeerd, dan zal het herladen van de parasitaire capaciteit tijd vergen. Net als bij de stapresponsie van een laagdoorlatend R-C netwerk zal het omschakelen een eindige tijd vergen en vertraagd optreden ten opzichte van het sturende signaal. Bij het verwerken van hoogfrequente signalen kan dit problemen met zich meebrengen.

Een tweede parasitair effect dat een rol speelt wordt veroorzaakt door het feit dat het halfgeleidermateriaal tussen de junctie en het aanhechtingspunt van de aansluitdraden van de diode een zekere weerstand bezit die in serie staat met de junctie. In het elektrische beschrijvingschema van de diode verschijnt deze parasitaire weerstand R_d in serie met de ideale diode. Meestal is de waarde van R_d gering: in de orde van 0,1 tot 10 Ω . De aanwezigheid van R_d zal in de statische karakteristiek een afwijking veroorzaken van de zuivere e-macht, hetgeen op zal treden bij grotere stromen, omdat dan de door de stroom veroorzaakte spanningsval over R_d niet meer verwaarloosbaar klein zal zijn. Het effect van de aanwezigheid van R_d was te zien in figuur 4.4.

In het klein-signaal vervangingsschema moet R_d worden opgenomen in serie met de dynamische weerstand r_d . De parasitaire capaciteit staat over de junctie. Zie figuur 4.20.



Figuur 4.20: Parasitaire effecten in een diode.

4.9 Componentdata

In de appendix worden enkele datasheets getoond van dioden voor de verschillende toepassingen. Ze zijn alleen bedoeld als voorbeelden.

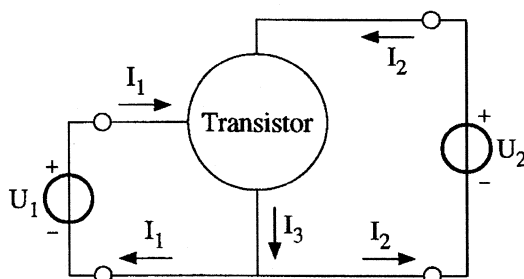
Hoofdstuk 5

Transistoren en IC-techniek

5.1 Inleiding

Met een behandeling van de werking en de toepassing van transistoren dringen we in de kern van de elektronica door. De aanwezigheid van transistoren in een schakeling is immers kenmerkend voor elektronica: het zijn de componenten die een **signaalvermogen kunnen vergroten**.

Transistoren zijn componenten met drie aansluitdraden. In figuur 5.1 hebben we een transistor symbolisch weergegeven door een cirkel. Op de getekende manier is er met de transistor een tweepoort gemaakt door één der aansluitingen zowel naar de ingangs- als naar de uitgangsklemmen te voeren.



Figuur 5.1: Transistor als tweepoort.

Op de ingangsklemmen sluiten we een spanningsbron U_1 aan en op de uitgangsklemmen een spanningsbron U_2 . De spanning U_1 veroorzaakt in de ingang een stroom I_1 , terwijl in de uitgang een stroom I_2 gaat lopen. Uit de figuur blijkt dat in de linker aansluiting van de transistor de stroom I_1 loopt, in de bovenste aansluiting de stroom I_2 en in de onderste een stroom I_3 waarvoor geldt dat $I_3 = I_1 + I_2$.

Er kan een bepaald verband bestaan tussen de grootte van I_1 en I_2 . Bij transistoren zullen we vinden dat $I_2 \gg I_1$ en dat als gevolg daarvan I_2 en I_3 ongeveer gelijk zijn.

Zonder nog op de interne opbouw van een transistor in te gaan kunnen we stellen dat er een verband bestaat tussen de spanning U_1 en de stroom I_2 , zodanig dat

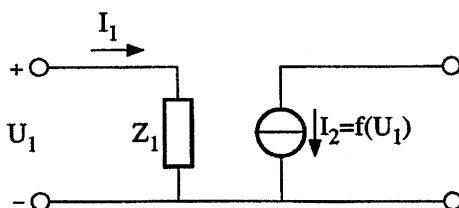
$$I_2 = f(U_1).$$

Bij de verderop te behandelen typen transistoren zal het verloop van de functie blijken af te hangen van de fysische opbouw.

De spanningsbron U_2 is de leverancier van energie die nodig is om vermogensversterking met een transistor te kunnen bereiken. De grootte ervan heeft in eerste orde geen invloed op het gedrag van de transistor, mits de grootte voldoet aan zekere randvoorwaarden.

Omdat in het uitgangscircuit een stroom loopt die in eerste orde niet afhangt van de spanning over de uitgang, gedraagt de uitgang van de transistor zich als een stroombron. De grootte van de stroom hangt af van de ingangsspanning. We kunnen dus zeggen dat een transistor zich gedraagt als een spannings-gestuurde stroombron. In het ingangscircuit loopt een stroom I_1 . Over de ingangsklemmen staat een spanning U_1 , zodat we van een ingangsimpedantie Z_1 ter waarde U_1/I_1 kunnen spreken. De waarde van Z_1 zal bij de verschillende soorten transistoren verschillend zijn.

Uit het voorgaande betoog kunnen we nu een eenvoudig netwerk destilleren dat het elektrische gedrag van een transistor beschrijft. Zie figuur 5.2. We hebben gezegd dat de stroom I_2 in eerste orde onafhankelijk is van U_2 . In werkelijkheid zal er toch een lichte afhankelijkheid optreden, hetgeen duidt op het niet helemaal ideaal zijn van de stroombron. We komen bij de beschrijving van het signaalgedrag van de transistor daarop terug.



Figuur 5.2: Het elektrische gedrag van een transistor.

In de hierna volgende paragrafen zullen we behandelen hoe de waarden van Z_1 en de functie f afhangen van de fysische opbouw van de transistor. We zullen ons bepalen tot bipolaire junctie-transistoren, junctie-veldeffect transistoren en metaal-isolator-veldeffect transistoren. Omdat transistoren niet-lineair werkende componenten zijn, zullen zowel het statische gedrag als het dynamische signaal-gedrag bij de verschillende typen worden behandeld. Het statische gedrag zal worden gegeven in de vorm van statische stroom/spannings-karakteristieken, en het dynamische gedrag in de vorm van klein-sigitaal vervangingsschema's. Ook zal een voorbeeld worden gegeven van de toepassing van een transistor als versterkerelement. Ook de toepassing als schakelaar zal genoemd worden.

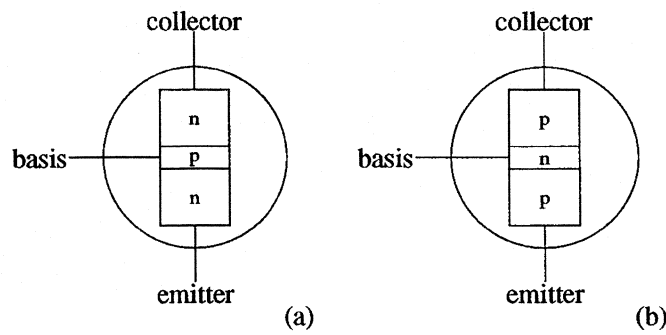
In het vakjargon worden transistoren vaak *torren* genoemd.

5.2 De bipolaire junctie-transistor

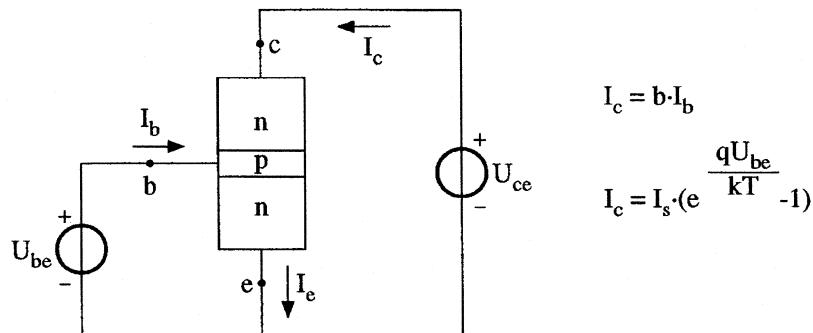
Een bipolaire junctie-transistor (BJT), of ook wel kortweg *bipolaire transistor* genoemd, is opgebouwd uit drie gebieden van n-silicium of p-silicium zoals schematisch is aangegeven in figuur 5.3. Bij de opbouw uit figuur 5.3a spreken we van een n-p-n transistor, en bij de opbouw uit figuur 5.3b van een p-n-p transistor. Er komen twee juncties in deze opbouw voor. Van de middelste laag materiaal wordt verondersteld dat hij zeer dun is: hooguit enkele microns.

We plaatsen nu de n-p-n transistor in de cirkel van figuur 5.1. Zo ontstaat figuur 5.4. De onderste aansluiting noemen we de *emitter*, de linker aansluiting de *basis* en de bovenste aansluiting de *collector*. Bijgevolg noemen we de stroom I_1 de *basisstroom* (aangeduid met I_b), de stroom I_2 de *collectorstroom* (aangeduid met I_c) en de stroom I_3 de *emitterstroom* (aangeduid met I_e). Bij normaal gebruik van de transistor moeten U_1 en U_2 een zodanige grootte en polariteit bezitten dat de basis-emitter junctie in *doorlaat* is ingesteld (basis positief t.o.v. de emitter) en de basis-collector junctie in *sperrichting* (collector positief t.o.v. basis). Aan de laatste voorwaarde is voldaan als $U_2 > U_1$. De spanning U_1 zullen we logischerwijs U_{be} gaan noemen en de spanning U_2 gaat U_{ce} heten.

Voor de aldus ingestelde bipolaire transistor gelden nu de volgende verbanden die het *statische gedrag* bepalen:



Figuur 5.3: Opbouw van de bipolaire junctie-transistor (BJT).



Figuur 5.4: Instelling van een n-p-n transistor.

$$I_c = b \cdot I_b$$

$$I_c = I_s \cdot \left(e^{\frac{qU_{be}}{kT}} - 1 \right).$$

Afhankelijk van het type bipolaire transistor zal de waarde van b meestal liggen tussen 50 en 500. Net als bij de diode is bij kamertemperatuur de waarde van kT/q ongeveer 25 mV. Als we kT/q ook weer schrijven als U_T , dan gaat de tweede vergelijking, als $U_{be} \gg U_T$, over in

$$I_c = I_s \cdot e^{\frac{U_{be}}{U_T}}.$$

En omdat $I_b = I_c/b$ kunnen we schrijven

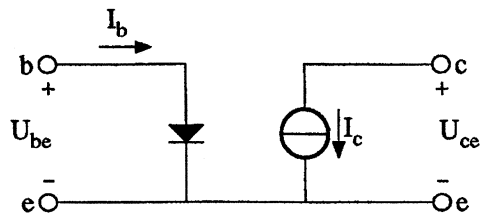
$$I_b = (I_s/b) \cdot e^{\frac{U_{be}}{U_T}}.$$

Met deze gegevens gaat het statische vervangingsschema van een bipolaire transistor er uit zien als in figuur 5.5. Tussen basis en emitter "zien" we een diode waarin de door de spanning U_{be} veroorzaakte stroom I_b een factor b kleiner is dan dat men op grond van de diodevergelijking zou verwachten. Tussen collector en emitter is de spannings-gestuurde stroombron I_c aanwezig.

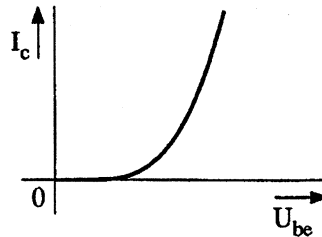
Omdat een transistor een component is met meer dan twee aansluitdraden kunnen we meerdere statische karakteristieken tekenen die het gedrag tussen de aansluitingen weergeven. In zo'n karakteristiek worden twee elektrische grootheden tegen elkaar uitgezet, waarbij een derde elektrische grootheid als parameter kan optreden (hetgeen leidt tot karakteristieken-scharen) of waarbij andere in het geding zijnde grootheden constant worden verondersteld.

Figuur 5.6 toont de $I_c - U_{be}$ karakteristiek. Duidelijk is het e-macht verloop te herkennen.

Figuur 5.7 toont het verband tussen I_c en I_b . Als b constant en onafhankelijk van de grootte van de stromen is dan leidt dat uiteraard tot een rechte lijn.



Figuur 5.5: Het statische vervangingscircuit van een bipolaire transistor.



Figuur 5.6: Statische $I_c - U_{be}$ karakteristiek van een bipolaire transistor.

Figuur 5.8 laat de $I_c - U_{ce}$ karakteristiek (de zogenaamde **uitgangskarakteristiek**) van de bipolaire transistor zien. Hierin treedt U_{be} als parameter op. Voor waarden van U_{ce} waarvoor geldt dat de collector-basis junctie in sperrichting is ingesteld zien we de karakteristieken bijna horizontaal lopen. We noemen dit het **actieve gebied** van het karakteristiekenveld. I_c is weinig afhankelijk van U_{ce} , hetgeen het stroombron-karakter weergeeft. Als U_{ce} beneden een zekere waarde komt dan buigen de karakteristieken met een steile helling af naar de oorsprong.

In dit gebied, dat het **verzadigingsgebied** wordt genoemd (saturation region), gedraagt de transistor zich tussen collector en emitter als een laagohmige weerstand.

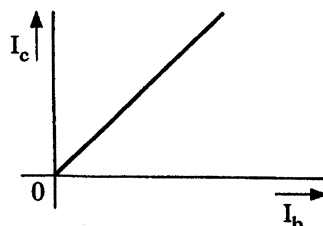
Figuur 5.9 tenslotte toont de zogenaamde **ingangskarakteristiek**, waarin I_b tegen U_{be} is uitgezet. De grafiek verschilt in de stroom een factor $1/b$ met die uit figuur 5.6.

De hierboven gegeven beschrijving kan gebruikt worden om een statische instelling voor een transistor te kunnen bepalen. Het verband tussen I_c en U_{be} is sterk niet-lineair. Als we nu het signaalgedrag van een transistor willen bekijken en wensen dat de transistor zich als een lineaire component gedraagt, dan moeten we weer, zoals eerder is besproken, signalen beschouwen als kleine variaties op de statische spanningen en stromen. Voor het maken van berekeningen hebben we dan een klein-sigitaal dynamisch vervangingscircuit voor de transistor nodig waarin alleen differentiaalgrootheden voorkomen. Die differentiaalgrootheden kunnen worden afgeleid uit de statische karakteristieken. Duiden we de differentiaalgrootheden aan met kleine letters, dan vinden we het verband tussen collector-sigitaalstroom i_c en basis-sigitaalstroom i_b uit

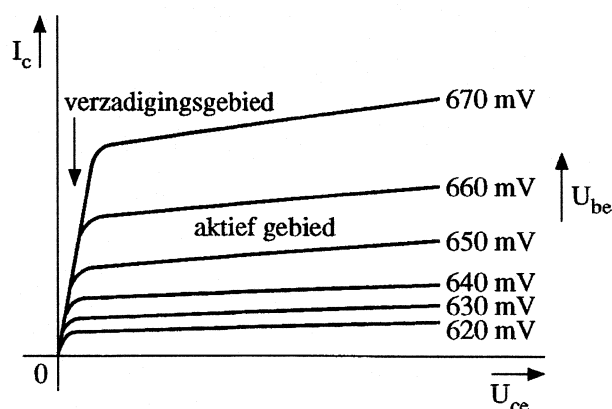
$$dI_c/dI_b = i_c/i_b = \beta.$$

In eerste benadering geldt dat de **stroomversterkingsfactor** β gelijk is aan b .

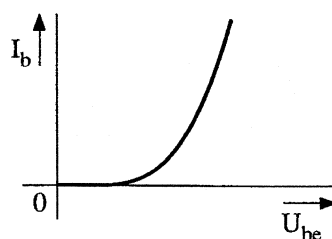
Het verband g_m tussen collector-sigitaalstroom en ingangssigitaalspanning halen we uit



Figuur 5.7: Statische $I_c - I_b$ karakteristiek van een bipolaire transistor.



Figuur 5.8: Statische $I_c - U_{ce}$ karakteristiek van een bipolaire transistor.



Figuur 5.9: Statische $I_b - U_{be}$ karakteristiek van een bipolaire transistor.

$$g_m = dI_c/dU_{be} = i_c/u_{be} = d(I_s \cdot e^{\frac{U_{be}}{U_T}})/dU_{be} = qI_c/kT = I_c/U_T.$$

De dimensie van g_m is ampère-per-volt. Soms wordt ook gewerkt met de reciproke waarde $r_e = 1/g_m = U_T/I_c$ die grote overeenkomst vertoont met de differentiaalweerstand r_d van een diode.

De formule voor g_m is van bijzondere betekenis, omdat hierin een verband wordt gelegd tussen de statische grootheden I_c en U_T enerzijds en de dynamische grootheid g_m anderzijds. Op deze wijze ligt de koppeling tussen de statische en de dynamische eigenschappen vast.

De ingangsdifferentiaalweerstand r_{be} tussen basis en emitteraansluitingen vinden we met

$$r_{be} = dU_{be}/dI_b = \beta/g_m = \beta \cdot r_e.$$

Uit de berekening van g_m volgt dat

$$i_c = g_m \cdot u_{be}.$$

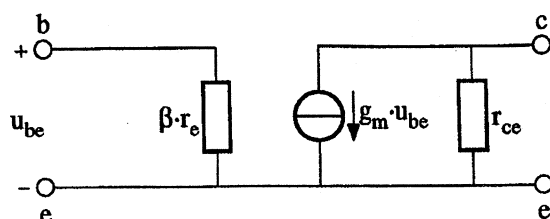
Het niet-ideaal zijn van de uitgangsstroombron $g_m \cdot u_{be}$ wordt weergegeven door een inwendige weerstand r_{ce} . De waarde daarvan wordt bepaald door de uitdrukking

$$r_{ce} = (U_a + U_{ce})/I_c.$$

Daarin is U_a de zogenaamde "early voltage": een rekenkundige, niet echt bestaande grootheid die meestal tussen 30 en 100 Volt ligt.

Voor het signaalgedrag van de bipolaire transistor kunnen we met de gevonden waarden het signaal-vervangingschema in figuur 5.10 opstellen.

In de bovenstaande beschouwing is een n-p-n transistor gebruikt. Voor de instelling van de transistor werden twee spanningen U_1 en U_2 gebruikt die positief waren t.o.v. de emitteraansluiting. Als we nu een p-n-p transistor nemen, dan moeten U_1 en U_2 negatief zijn t.o.v. de

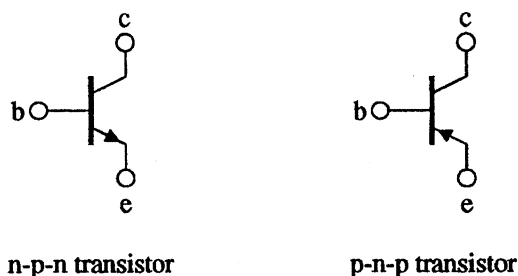


Figuur 5.10: Klein-sigitaal vervangingschema van een bipolaire transistor.

emitteraansluiting om er voor te zorgen dat wordt voldaan aan de voorwaarde dat de basis-emitter overgang in doorlaat en de collector-basis overgang in sperrichting moet zijn ingesteld.

Het werkingsprincipe van een p-n-p transistor is hetzelfde als van de n-p-n transistor. Alle statische stromen zijn alleen van richting omgekeerd. De statische karakteristieken hebben hetzelfde verloop. Alleen staan er negatieve spanningen langs de assen in plaats van positieve. In het klein-sigitaal vervangingschema verandert niets.

In schakelschema's worden voor transistoren speciale symbolen gebruikt. In figuur 5.11 zijn gangbare symbolen getekend voor bipolaire transistoren van zowel het n-p-n als van het p-n-p type.



Figuur 5.11: Tekensymbolen voor bipolaire transistoren.

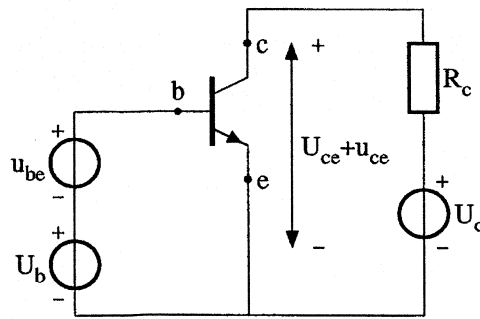
5.3 Toepassingsvoorbeeld

Om de lezer nu niet met raadsels te laten zitten omtrent het nut en de toepassing van dit alles lijkt het op zijn plaats, nog vóór dat de andere typen transistoren aan bod komen, een voorbeeld te geven van de toepassing van een transistor als signaalversterker.

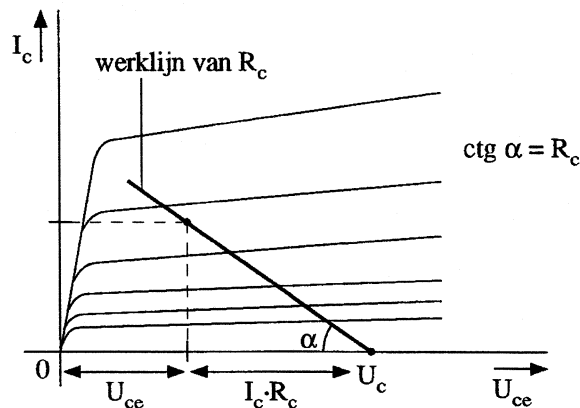
In figuur 5.12 hebben we een bipolaire n-p-n transistor getekend waarop tussen de basis en de emitter een instelbron U_{be} met daarmee in serie een signaalbron u_{be} zijn aangesloten. Tussen de collector en de emitter is een instelbron U_c met daarmee in serie een weerstand R_c aangesloten.

Allereerst bepalen we de statische instelling van de schakeling. We veronderstellen daarbij dat $u_{be} = 0$. De instelspanning U_b zal een collector-instelstroom I_c veroorzaken, waardoor over de weerstand R_c een gelijkspanning ontstaat ter grootte van $I_c R_c$. Daardoor zal de instelspanning U_{ce} tussen de collector en de emitter de waarde $U_c - I_c R_c$ krijgen. Deze spanning is kleiner dan de spanning U_c , en we moeten er op letten dat voor een goede instelling moet blijven gelden dat U_{ce} groter blijft dan U_{be} .

Net zoals we dat hebben gedaan bij een serieschakeling van een diode en een weerstand kunnen we in de $I_c - U_{ce}$ karakteristiek een *werklijn* of *belastinglijn* tekenen. Dat is te zien in figuur 5.13. Vanuit het punt U_c is een lijn getrokken die een hoek α maakt met de negatieve asrichting waarvoor geldt $\text{ctg} \alpha = R_c$. Het instelpunt voor U_{ce} vinden we op de plaats waar de werklijn de door U_{be} bepaalde waarde van I_c doorsnijdt.



Figuur 5.12: Bipolaire transistor als signaalversterker.



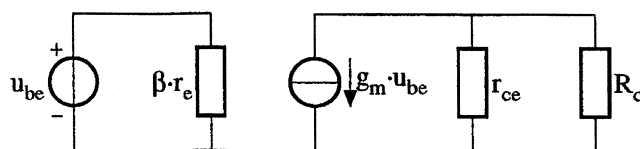
Figuur 5.13: Uitgangskarakteristiek met werklijn.

Veronderstel nu dat $U_{be} = 625 \text{ mV}$ en dat we uit de statische $I_c - U_{be}$ karakteristiek vinden dat $I_c = 2 \text{ mA}$. Als voorts $U_c = 20 \text{ V}$ en $R_c = 5 \text{ k}\Omega$, dan berekenen we dat $U_{ce} = U_c - I_c R_c = 20 - 2 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3 = 10 \text{ V}$. We voldoen aan de voorwaarde $U_{ce} > U_{be}$. Het instelpunt in de uitgangskarakteristiek ligt in het actieve gebied.

Om het signaalgedrag van de schakeling te bepalen wordt u_{be} weer aanwezig verondersteld. u_{be} kan worden gezien als een variatie op U_{be} . Dat veroorzaakt een variatie i_c in I_c , met als gevolg een variatie u_{ce} op U_{ce} . Als we u_{be} zien als een ingangssignaal van de schakeling en u_{ce} als het uitgangssignaal, dan kunnen we spreken van een spanningsversterking $A_v = u_{ce}/u_{be}$.

We berekenen nu het dynamische signaalgedrag van de schakeling. Het signaal wordt op de waarde u_{be} verondersteld en alle componenten in de schakeling worden vervangen door hun differentiaalwaarden. Zo ontstaat het klein-signaal vervangingschema in figuur 5.14. Uit dit schema vinden we dat

$$u_{ce} = -g_m \cdot u_{be} \cdot R'_c$$



Figuur 5.14: Klein-signaal vervangingschema van de schakeling uit figuur 5.12.

Hierin is R'_c de vervangende waarde voor de parallelschakeling van R_c en r_{ce} .

$$R'_c = (R_c \cdot r_{ce}) / (R_c + r_{ce}).$$

Het min-teken komt voort uit de in het schema gehanteerde tekenafspraken voor u_{ce} . Het betekent dat u_{ce} de omgekeerde polariteit van u_{be} bezit. Als u_{be} sinusvormig is, dan is u_{ce} ook sinusvormig, doch 180 graden gedraaid. Voor de spanningsversterking vinden we dus

$$A_v = u_{ce}/u_{be} = -g_m \cdot R'_c.$$

In veel toepassingen is $r_{ce} \gg R_c$, waardoor R'_c nagenoeg gelijk is aan R_c . We mogen dan de aanwezigheid van r_{ce} verwaarlozen, hetgeen we ook in het onderhavige voorbeeld verder zullen doen. We mogen dan schrijven dat

$$A_v = -g_m \cdot R_c.$$

(De aanwezigheid van r_{ce} legt wel beperkingen op aan de maximaal te halen versterking. Het heeft geen zin om R_c groter te maken dan r_{ce} , omdat de waarde van R'_c dan vrijwel geheel wordt bepaald door r_{ce}).

Interessant is ook de vermogensversterking van de schakeling. Het door de bron u_{be} aan de ingangsweerstand $\beta \cdot r_e$ afgegeven signaalvermogen P_i is

$$P_i = u_{be}^2 / (\beta \cdot r_e).$$

Het door de transistor aan de belastingsweerstand R_c afgegeven signaalvermogen P_o is

$$P_o = u_{ce}^2 / R_c = (g_m \cdot u_{be} \cdot R_c)^2 / R_c.$$

Voor de signaalvermogensversterking $A_p = P_o/P_i$ vinden we dan

$$A_p = P_o/P_i = \beta \cdot g_m \cdot R_c.$$

Zoals gezegd wordt het verband met het statische gedrag gegeven door $g_m = I_c/U_T$. Als $U_T = 25$ mV en $I_c = 2$ mA, dan wordt $g_m = 2 \cdot 10^{-3} / 25 \cdot 10^{-3} = 80 \cdot 10^{-3} \text{ A/V} = 80 \text{ mA/V}$, en dus $r_e = 1/g_m = 12,5 \Omega$. Voor de spanningsversterking vinden we:

$$A_v = -80 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3 = -400.$$

Als we verder veronderstellen dat $\beta = 200$, dan volgt voor de vermogensversterking A_p :

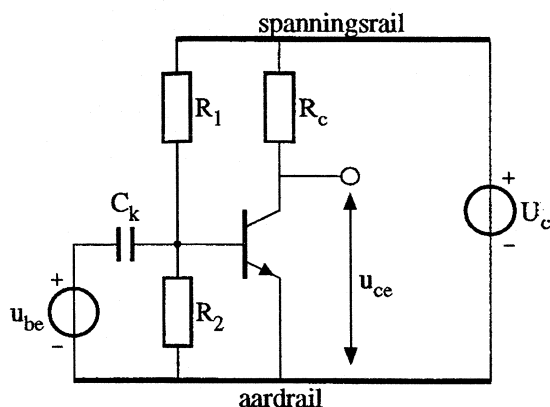
$$A_p = 200 \cdot 80 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3 = 80000.$$

Bij eeningangssignaal $u_{be} = 5mV_{eff}$ wordt het uitgangssignaal $u_{ce} = 2V_{eff}$. Het ingangsvermogen is dan $P_i = 25 \cdot 10^{-6} / 2500 = 10^{-8} \text{ W} = 10 \text{ nW}$, en het uitgangsvermogen $P_o = 10^{-8} \cdot 8 \cdot 10^4 = 8 \cdot 10^{-4} \text{ W}$.

De batterij U_c levert aan de schakeling een vermogen van $20 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 40 \text{ mW}$. Bij een signaaluitgangsvermogen van $0,8 \text{ mW}$ is het rendement dus 2%. De resterende 98% wordt omgezet in warmte in de transistor en in de weerstand R_c . In ons voorbeeld gaat het om een laag vermogen en vinden we een slecht rendement. Zonder daar verder op in te gaan kunnen we evenwel stellen dat door betere dimensionering en signaaluitsturing van de schakeling veel grotere vermogens kunnen worden afgeleverd bij betere rendementen.

Als we de schakeling uit het voorbeeld werkelijk willen bouwen, dan komen we enkele onpraktische zaken tegen. Allereerst zijn er twee instel-spanningsbronnen U_c en U_{be} nodig, terwijl we eigenlijk het liefst alles met één bron in willen stellen. Verder is het om redenen van veiligheid en storingsongevoeligheid wenselijk dat de ingangs-signaalbron, de uitgangspoort en de instel/voedingsbron één aansluiting gemeenschappelijk hebben (die dan bijvoorbeeld kan worden

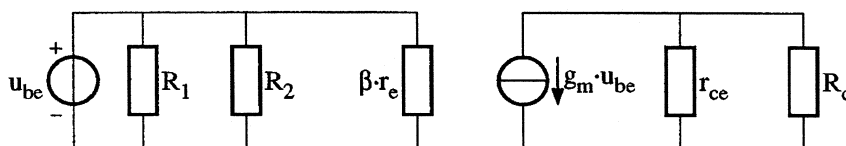
geaard). Dat kan door de spanning U_{be} af te leiden van de spanning U_c door middel van een spanningsdeler met twee weerstanden R_1 en R_2 , zoals te zien is in figuur 5.15. In ons voorbeeld sluiten we de bron U_c dan met de - aan op de zogenaamde gemeenschappelijke **aardrail** en de + op een zogeheten **spanningsrail**. Via de verstandig gekozen spanningsdeling $R_2/R_1 + R_2$ tussen de spanningsrail en de aardrail kunnen we de basis-emitterspanning precies op de gewenste waarde brengen.



Figuur 5.15: Praktische opbouw met één voedingsbron.

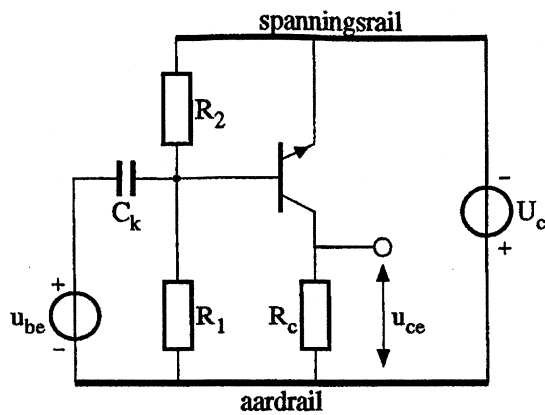
Het aanbrengen van de signaalbron u_{be} tussen basis en emitter mag geen invloed hebben op de statische instelling. Dat bereiken we door hem aan te sluiten via een zgn. **koppelcondensator** C_k die een zodanig grote capaciteitswaarde bezit dat de impedantie ervan voor de te verwerken frequenties verwaarloosbaar klein is. Op het statische gedrag heeft C_k uiteraard geen invloed.

Het dynamische vervangingschema wordt nu als getekend in figuur 5.16. R_1 en R_2 verschijnen parallel aan de ingangsweerstand $\beta \cdot r_e$ van de transistor. Als R_1 en R_2 evenwel duidelijk groter in weerstandswaarde zijn dan $\beta \cdot r_e$, dan hebben ze weinig invloed op de grootte van het door u_{be} te leveren ingangsvermogen.



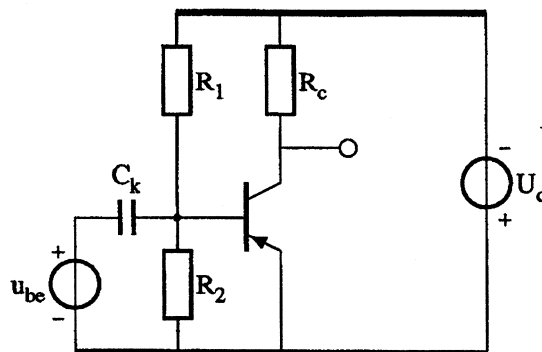
Figuur 5.16: Klein-sigitaal vervangingschema van de schakeling uit figuur 5.15.

Merk op dat bij het beschouwen van het signaalgedrag van de schakeling de spanningsrail en de aardrail doorverbonden zijn omdat de dynamische weerstand van de bron U_c nul is. Wie daarom het statische en het dynamische gedrag van de schakeling uit figuur 5.17 bestudeert zal tot de conclusie komen dat de werking volkomen identiek is aan die van de schakeling van figuur 5.15. We hebben de schakeling alleen aangepast voor een negatieve spanning op de spanningsrail in plaats van een positieve.

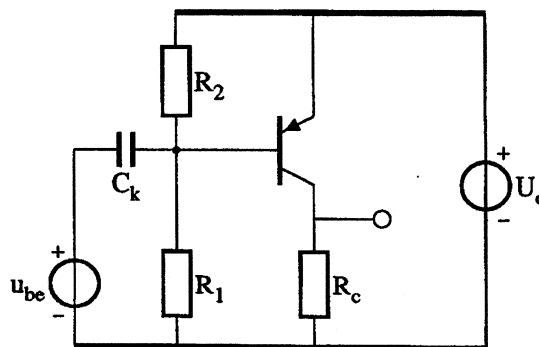


Figuur 5.17: Schakeling uit figuur 5.15 met geïnverteerde voedingsspanning.

De schakeling uit figuur 5.15, maar dan uitgevoerd met een p-n-p transistor, ziet er uit als in figuur 5.18. De spanning op de voedingsrail is nu negatief t.o.v. de spanning op de aardrail. De werking is verder gelijkwaardig. En deze schakeling is op zijn beurt weer aan te passen voor een positieve voedingsspanning. Dat toont figuur 5.19.



Figuur 5.18: Versterkerschakeling met een p-n-p transistor.



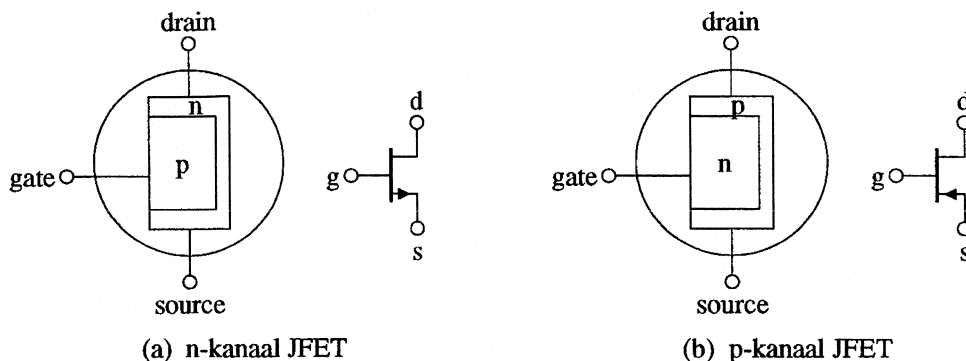
Figuur 5.19: Schakeling uit figuur 5.18 met geïnverteerde voedingsspanning.

5.4 De junctie-veldeffect transistor

Een junctie-veldeffect transistor (JFET) heeft een andere opbouw dan een bipolaire junctie transistor. Evenals bij de BJT onderscheiden we twee uitvoeringen, namelijk de n-kanaal JFET en de p-kanaal JFET. Zoals figuur 5.20a laat zien is de n-kanaal JFET opgebouwd uit een zgn. ka-

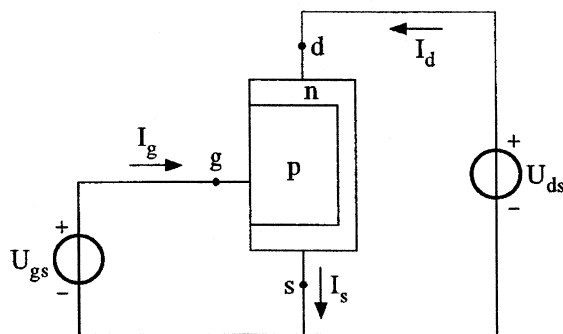
naal van n-silicium met twee aansluitingen die **drain** en **source** heten, en een p-silicium gebied waarvan de aansluiting de **gate** wordt genoemd. Tevens laat de figuur het schemasymbool zien.

De p-kanaal JFET heeft een soortgelijke opbouw. Alleen hebben p-silicium en n-silicium van plaats gewisseld. Figuur 5.20b geeft de opbouw en het schemasymbool.



Figuur 5.20: Opbouw en tekensymbolen van JFET's.

In beide typen is er sprake van een junctie tussen de gate en het kanaal. Bij normaal gebruik van de JFET moet deze junctie in **sperrichting** worden ingesteld.



Figuur 5.21: Instelling van een JFET.

Als we de n-kanaal JFET plaatsen in het schema van figuur 5.1 dan ontstaat de schakeling in figuur 5.21. De bron U_1 moet de gate negatief maken t.o.v. het kanaal, terwijl U_2 moet zorgen dat de drain positief is ingesteld t.o.v. de source. U_1 zullen we U_{gs} noemen en U_2 wordt U_{ds} . De stroom in de gate-aansluiting noemen we I_g en de stroom in de drain-aansluiting I_d .

Het verband tussen de stroom I_d en de spanning U_{gs} wordt nu gegeven door

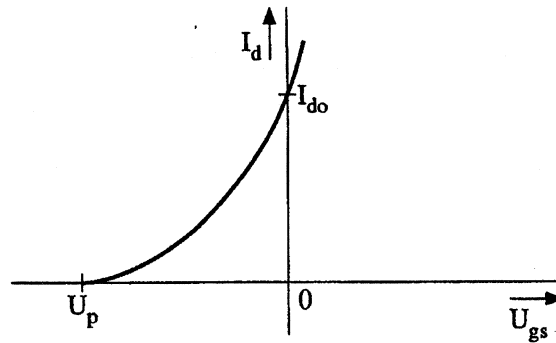
$$I_d = \frac{I_{do}}{U_p^n} \cdot (U_{gs} - U_p)^n \text{ voor } U_{gs} \geq U_p \text{ en}$$

$$I_d = 0 \text{ voor } U_{gs} < U_p$$

Hierin is U_p de **pinch-off** spanning die afhangt van de dimensies en van de materiaaleigenschappen van de JFET en waarvan de waarde meestal ligt tussen -1 en -10 V. De waarde van n is ongeveer 2, zodat het verband tussen I_d en U_{gs} vanaf $U_{gs} = U_p$ nagenoeg kwadratisch is. I_{do} is de waarde van I_d als $U_{gs} = 0$.

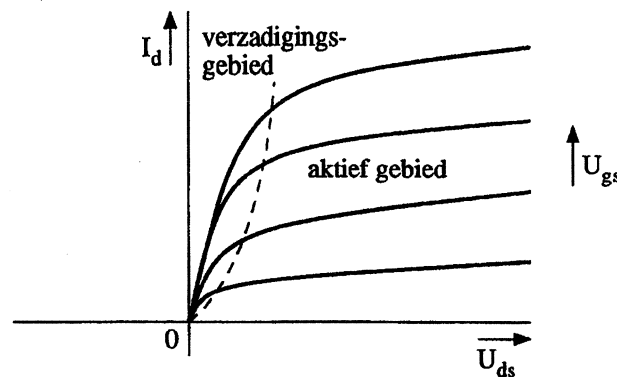
Het statische verband tussen I_d en U_{gs} zien we in figuur 5.22. We herkennen de spanning U_p en het kwadratische verloop.

De gate-kanaal junctie is in sperrichting aangesloten, zodat I_g slechts een zeer kleine sperrstroom is, te vergelijken met die van een diode. Er is geen relatie tussen de stromen I_d en I_g . Net als bij de BJT heeft de grootte van U_d slechts een geringe invloed op de waarde van I_d .



Figuur 5.22: Statische $I_d - U_{gs}$ karakteristiek van een JFET.

In de **uitgangskarakteristieken** in figuur 5.23 herkennen we het karakter van de spanningsgestuurde stroombron I_d . Het gebied waar de karakteristieken nagenoeg vlak lopen heet weer het **actieve gebied** (stroombronkarakter), terwijl het gebied waar de karakteristieken steil vanuit de oorsprong lopen weer het **verzadigingsgebied** (saturation region) heet. De JFET gedraagt zich hier tussen drain en source als een laagohmige weerstand.



Figuur 5.23: Statische $I_d - U_{ds}$ karakteristiek van een JFET.

Variaties u_{gs} op de instelspanning U_{gs} veroorzaken variaties i_d op de statische stroom I_d . Het verband tussen i_d en u_{gs} wordt gevonden uit:

$$g_m = dI_d/dU_{gs} = i_d/u_{gs} = \frac{I_{do}}{U_p^2} \cdot 2 \cdot (U_{gs} - U_p).$$

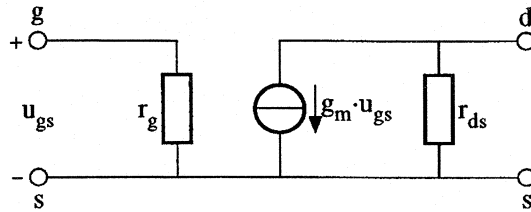
Het **dynamische** vervangingschema van de JFET is te zien in figuur 5.24. Vanwege het sperkarakter van de gate-kanaal junctie heeft de ingangsweerstand r_g een zeer hoge waarde. Het niet ideaal zijn van de uitgangsstroombron wordt weergegeven met de inwendige weerstand r_{ds} . Op soortgelijke wijze als bij de BJT wordt de waarde ervan bepaald door

$$r_{ds} = (U_a + U_{ds})/I_d$$

waarin U_a weer een rekenkundige grootheid is waarvan de praktische waarde lager ligt dan bij de BJT, namelijk tussen 10 en 50 Volt. Daarmee is r_{ds} dus in het algemeen kleiner dan r_{ce} bij de BJT.

Figuur 5.25a geeft een voorbeeld van een versterkerschakeling met een JFET. Uit de statische karakteristieken kunnen we U_p en I_{do} vinden. Veronderstel dat $U_p = -3,5$ V en $I_{do} = 12$ mA. Als we voor $U_{gs} = -1$ V kiezen, dan vinden we

$$I_d = \frac{12 \cdot 10^{-3}}{(-3,5)^2} \cdot (-1 + 3,5)^2 = 6,12 \text{ mA.}$$



Figuur 5.24: Klein-sigitaal vervangingsschema van een JFET.

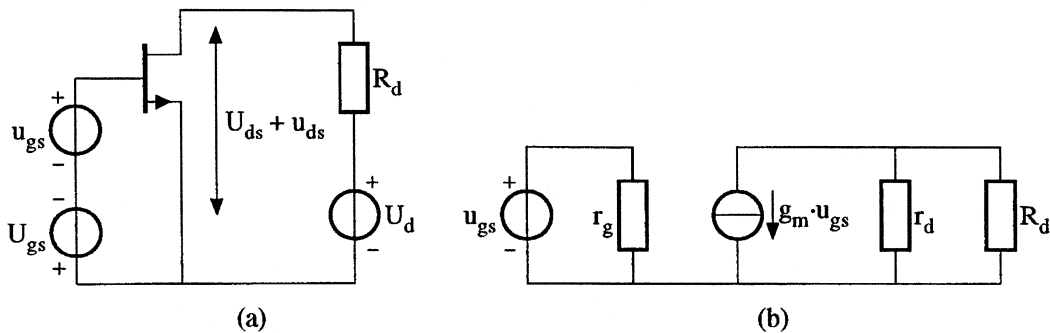
Is $U_d = 20\text{ V}$ en $R_d = 2200\Omega$, dan volgt daaruit voor U_{ds}

$$U_{ds} = U_d - I_d \cdot R_d = 20 - 2200 \cdot 6,12 \cdot 10^{-3} = 6,54\text{V}.$$

Daarmee is de instelling bepaald.

Het dynamische vervangingsschema is getekend in figuur 5.25b. We nemen aan dat r_{ds} verwaarloosd mag worden t.o.v. R_d . Voor g_m vinden we

$$g_m = \frac{12 \cdot 10^{-3}}{(-3,5)^2} \cdot 2 \cdot (-1 + 3,5) = 4,9\text{mA/V}.$$



Figuur 5.25: Voorbeeld van een versterkerschakeling met een JFET.

De spanningsversterking A_v is

$$A_v = u_{ds}/u_{gs} = -g_m \cdot R_d = -10,78.$$

A_v is veel kleiner dan bij een BJT met eenzelfde instelstroom en belastingsweerstand. De vermogensversterking is echter veel groter. Het ingangsvermogen $P_i = u_{gs}^2/r_g$ en het uitgangsvermogen $P_o = (u_{gs} \cdot g_m \cdot R_d)^2/R_d$. Dus vinden we voor de vermogensversterking

$$A_p = P_o/P_i = g_m^2 \cdot R_d \cdot r_g.$$

Stel dat $r_g = 2 \cdot 10^7\Omega$. Dan vinden we

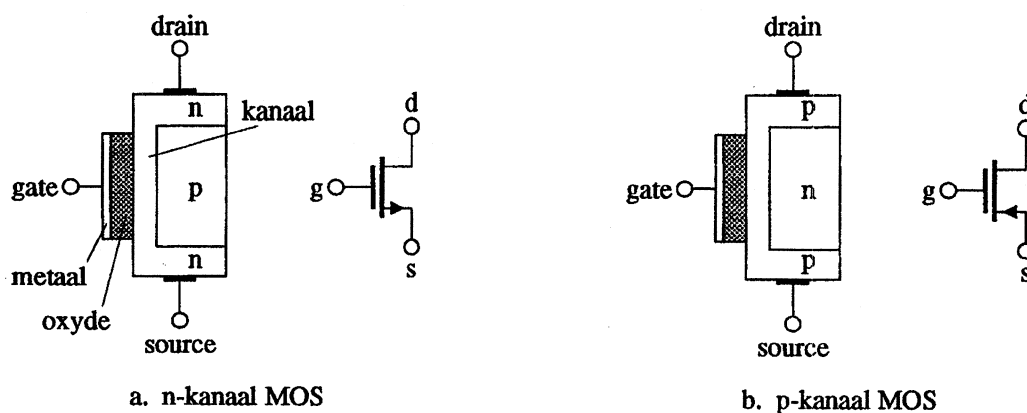
$$A_p = (4,9 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 2200 \cdot 2 \cdot 10^7 = 1056440.$$

Vergelijken we een BJT en een JFET dan zien we dat de BJT bij eenzelfde instelstroom I_c en I_d een veel grotere waarde van g_m bezit en bijgevolg tot een grotere spanningsversterking komt. Bij een gelijk signaal-uitgangsvermogen heeft de JFET evenwel veel minder signaal-ingangsvermogen nodig dan de BJT.

Voor een p-kanaal JFET geldt dat de drain negatief moet worden ingesteld t.o.v. de source en de gate positief t.o.v. de source. De gate-kanaal junctie staat daarmee weer in sperrichting ingesteld. Het dynamisch gedrag verschilt niet van dat van de n-kanaal JFET.

5.5 De metaal-isolator-veldeffect transistor

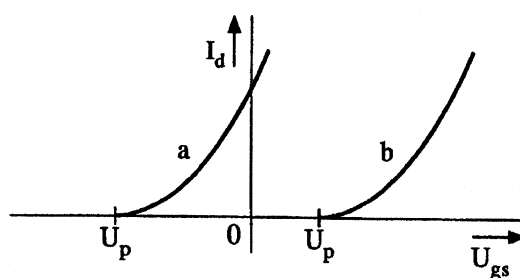
Deze transistoren, ook wel aangeduid als *MOS-transistoren*, lijken in opbouw op JFET transistoren. De gate bestaat echter uit een metaallaag die door een *isolerend* materiaal (een oxyde) gescheiden is van het kanaal. Figuur 5.26 geeft het opbouwprincipe. We onderscheiden weer een n-kanaal type en een p-kanaal type. Figuur 5.26 laat tevens de schemasymbolen zien. Net als bij de JFET heten de aansluitingen *drain*, *source* en *gate*.



Figuur 5.26: Opbouw en tekensymbolen van MOS-transistoren.

Omdat de gate door een isolator van het kanaal is gescheiden kan er nooit een gate ingangsstroom lopen. De gate mag in principe zowel positief als negatief t.o.v. het kanaal worden.

Het verschil met de JFET uit zich in de statische $I_d - U_{gs}$ karakteristiek. Zie figuur 5.27. Afhankelijk van de dimensie en de materiaalkeuze is zowel de karakteristiek a als b realiseerbaar. Het is gebruikelijk om in geval a te spreken van een "*normally-on*" type en in geval b van een "*normally-off*" type. De term geeft aan of er bij $U_{gs} = 0$ wel of geen drainstroom loopt. (Als we de uitdrukking ook zouden willen gebruiken voor JFET's en BJT's dan is dus een JFET altijd van het 'normally-on' type en een BJT altijd 'normally-off': geen collectorstroom als $U_{be} = 0$).



Figuur 5.27: Statische $I_d - U_{gs}$ karakteristieken van MOS-transistoren: (a) normally-on of depletion, (b) normally-off of enhancement.

Voor "*normally-on*" wordt ook wel de uitdrukking "*depletion*" gebruikt, en voor "*normally-off*" de uitdrukking "*enhancement*".

Wat het statische gedrag betreft zijn er dus vier typen MOS-transistoren:

- n-kanaal normally-on (depletion)
- n-kanaal normally-off (enhancement)
- p-kanaal normally-on (depletion)

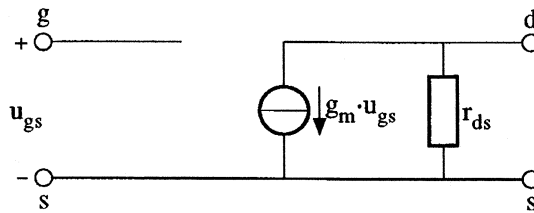
- p-kanaal normally-off (enhancement)

Het verband tussen U_{gs} en I_d wordt gegeven door de uitdrukking

$$I_d = \frac{1}{2}\beta \cdot (U_{gs} - U_p)^2.$$

Zoals in figuur 5.27 is te zien kan U_p zowel positief als negatief zijn. Net als bij U_p hangt ook de waarde van β af van de dimensies en de materiaaleigenschappen van de MOS transistor.

De uitgangskarakteristiek laat weer een (niet-ideaal) stroombron-karakter zien, ongeveer gelijk aan die van een JFET.



Figuur 5.28: Klein-sigitaal vervangingsschema van een MOS-transistor.

Figuur 5.28 laat het klein-sigitaal vervangingsschema van de MOS transistor zien. Vanwege het geïsoleerde karakter van de gate is de ingangsimpedantie tussen gate en source oneindig groot. Voor de steilheid g_m van de MOS transistor wordt gevonden

$$g_m = dI_d/dU_{gs} = i_d/u_{gs} = \beta \cdot (U_{gs} - U_p)$$

Net als bij de JFET beperkt g_m zich in de praktijk tot waarden die meestal 10 mA/V niet overschrijden. De waarde van r_{ds} wordt weer bepaald door

$$r_{ds} = (U_a + U_{ds})/I_d$$

met voor U_a dezelfde praktische waarden als bij de JFET.

Ook bij de MOS transistor is slechts een beperkte spanningsversterking mogelijk. Het gevraagde ingangs-stuurvermogen is evenwel vrijwel nihil.

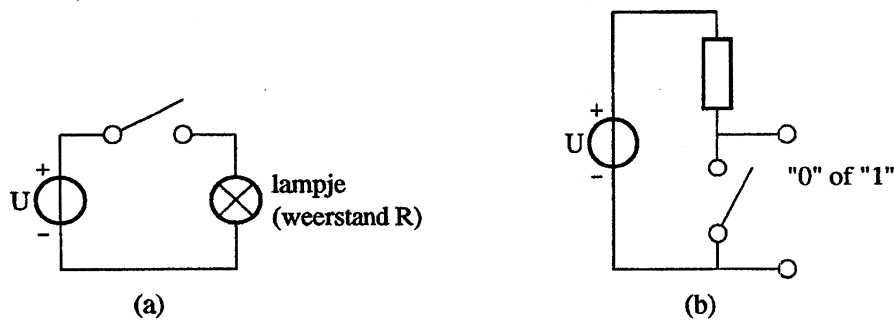
5.6 De transistor als schakelaar

Schakelaars spelen in de elektrotechniek in het algemeen en in de informatieverwerking in het bijzonder een belangrijke rol. Elektrisch gezien kent een schakelaar twee toestanden, namelijk een **open** toestand waarin de schakelaar zich gedraagt als een zeer hoge weerstand, en een **gesloten** toestand waarin de schakelaar zich gedraagt als een zeer kleine weerstand. In de open toestand kan er wel spanning over de schakelaar staan maar er kan geen stroom lopen, en in de gesloten toestand staat er geen spanning over de schakelaar maar er kan wel stroom door de schakelaar lopen.

Onder de vele toepassingsmogelijkheden zullen we er twee nader bezien. De eerste is een toepassing waarin bijvoorbeeld een lampje (of een apparaat) wordt aan- en uitgeschakeld. Figuur 5.29a geeft een schema voor dit voorbeeld. Als de schakelaar open is dan staat de batterijspanning U volledig over de schakelaar maar er loopt geen stroom. Bij gesloten schakelaar staat de spanning U volledig over het lampje en loopt er een stroom U/R als R de vervangende weerstand van het lampje voorstelt. Over de schakelaar staat geen spanning. Opvallend is dat of de stroom door de schakelaar nul is of de spanning over de schakelaar nul is, hetgeen betekent dat er nooit

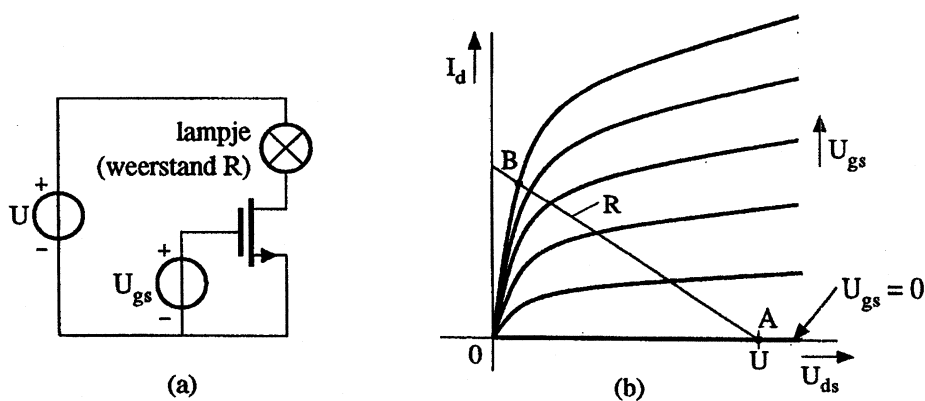
energie in de schakelaar wordt gedissipeerd. Alle door de batterij geleverde energie gaat naar het lampje.

Het tweede voorbeeld is er één uit de binaire digitale informatieverwerking, kortweg aangeduid met digitale informatieverwerking. Digitale signalen kennen maar twee niveau's of toestanden, behorende bij de digitale waarden "1" en "0". Elektrisch gezien zijn die toestanden: een hoge spanning (bijvoorbeeld de batterijspanning) en een lage spanning (bijvoorbeeld een spanning nul), of een hoge stroom (bijvoorbeeld U/R) en een lage stroom (bijvoorbeeld een stroom nul). Figuur 5.29b laat zien dat met een batterij, een weerstand R en een schakelaar de twee toestanden op te roepen zijn door de schakelaar te openen of te sluiten. De spanning over de schakelaar is of U , of 0.



Figuur 5.29: Toepassing van schakelaars.

De in de voorbeelden gebruikte schakelaars zijn mechanisch bediende schakelaars. Willen we overstappen op elektrisch bediende schakelaars dan komen de transistoren in beeld. Figuur 5.30a geeft het voorbeeld van het lampje, maar nu met een transistor als schakelaar. We gebruiken in het voorbeeld een n-kanaal "normally-off" type MOS transistor, doch in principe is elk ander type transistor ook bruikbaar. Als we het lampje voorstellen als een weerstand R dan kunnen we in het uitgangskarakteristiekennveld van de transistor zien wat er gebeurt. De weerstand R kunnen we in figuur 5.30b weergeven als belastingslijn.



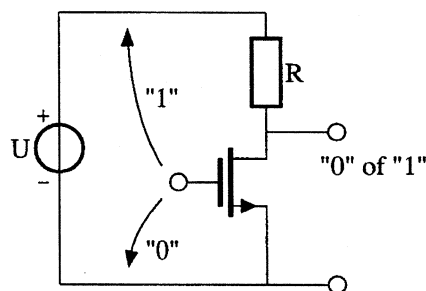
Figuur 5.30: MOS-transistor als schakelaar.

Is de gate-source spanning $U_{gs} = 0$ V, dan loopt er geen stroom in de transistor en het lampje, en de spanning tussen drain en source van de transistor is gelijk aan de waarde U . Het instelpunt ligt in de grafiek in A. Als we nu tussen gate en source een positieve spanning toevoeren, dan zal er een drainstroom I_d gaan lopen waardoor het instelpunt langs de belastingslijn naar links verschuift. Als U_{gs} voldoende groot is dan belanden we in het verzadigingsgebied van de transistor. Het werkpunt ligt dan in B. De transistor gedraagt zich hier als een laagohmige

weerstand. De spanning tussen drain en source is nog slechts gering, en de spanning U staat bijna volledig over het lampje. Het ontstane schakelgedrag is vrijwel identiek aan dat bij de mechanische schakelaar. De transistor-schakelaar wordt vanwege de hoogohmige impedantie tussen gate en source energieloos bediend door een tussen twee niveau's wisselende spanning U_{gs} .

Een toepassing van de transistor als schakelaar bij digitale signaalverwerking is getekend in figuur 5.31. Bij $U_{gs} = 0$ V zal er geen drainstroom lopen en zal dus gelden $U_{ds} = U$. We kunnen voorts de schakeling zo dimensioneren dat het instelpunt van de transistor in het verzadigingsgebied komt als $U_{gs} = U$.

Indien we nu de voedingsspanning U als een logische "1" beschouwen en de spanning nul als een logische "0", dan zien we dat bij het aanbieden van een "1" op de gate er een "0" verschijnt op de drain. En bij het aanbieden van een "0" op de gate verschijnt er een "1" op de drain. De optredende instelpunten liggen op de uiteinden van de werklijn in de uitgangskarakteristiek van de transistor. De vorm van de werklijn is niet van belang. Een spannings- of stroomafhankelijke weerstand die een kromme werklijn zou opleveren doet niets aan de logische werking van de schakeling af.



Figuur 5.31: MOS-transistor als logische schakelaar.

Omdat digitale signaalverwerking niet binnen het kader van dit boek valt gaan we verder niet in op de toepassing van het getoonde schakelprincipe.

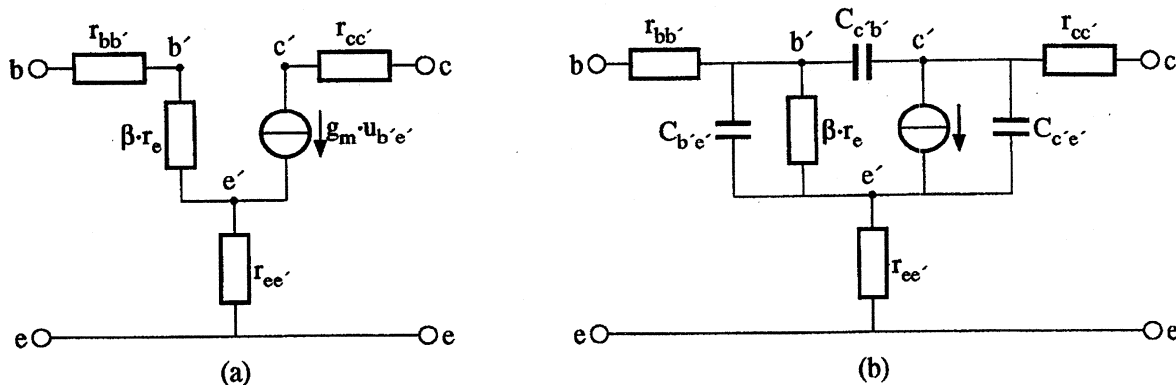
5.7 Parasitaire effecten in transistoren

In de tot nu toe gebruikte schema's die de werking van de transistor beschrijven komen alleen weerstanden en bronnen voor, terwijl frequentie-afhankelijke elementen volledig ontbreken. Dat suggereert dat, in het frequentiedomein gezien, het gedrag van de transistor volledig frequentie-onafhankelijk zou zijn. Elke frequentie in het aangeboden signaal, hoe hoog ook, zou op dezelfde wijze verwerkt worden. En in het tijddomein gezien zou een sprong-signaal zonder vormverandering en zonder enige vertraging worden doorgegeven.

De realiteit is anders. Elke fysiek bestaande component is behept met parasitaire elementen. Bij de behandeling van de diode is reeds opgemerkt dat elke p-n junctie een parasitaire capaciteit bevat. Het p- of n-materiaal is weliswaar laagohmig van karakter, doch het materiaal tussen de inwendige junctie in een transistor en de plaats van de uitwendige aansluitingen vertegenwoordigt toch een niet altijd te verwaarlozen serieweerstand.

In de statische karakteristieken -die het DC-gedrag van de transistor weergeven- spelen alleen de frequentie-onafhankelijke parasitaire weerstanden een rol. Als we de BJT als voorbeeld nemen, dan moeten de parasitaire materiaalweerstand in het elektrische beschrijvingscircuit worden opgenomen zoals getekend in figuur 5.32a. De parasitaire capaciteiten zullen een rol gaan spelen in het signaalgedrag van de transistor en zullen samen met de parasitaire weerstanden verschijnen in het signaal-vervangingscircuit. Zie figuur 5.32b. Hierin stellen r'_{bb} , r'_{ee} en r'_{cc} de

materiaalweerstand van respectievelijk de basis, de emitter en de collector voor. $C_{b'e'}$ is de paracitaire capaciteit van de basis-emitter junctie en $C_{c'b'}$ die van de collector-basis junctie. $C_{c'e'}$ is de paracitaire capaciteit van de collector-emitter aansluiting.

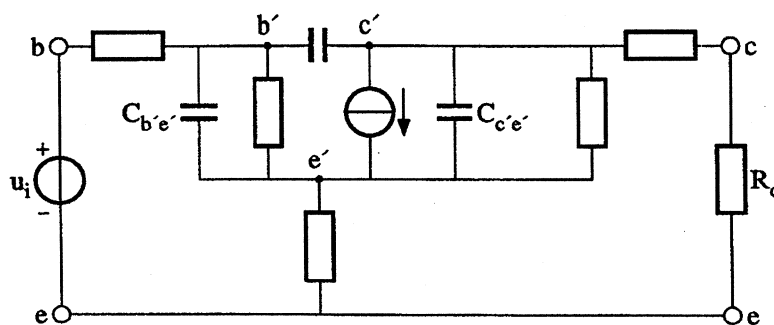


Figuur 5.32: Vervangingsschema van een BJT met parasitaire weerstanden en capaciteiten.

We zullen geen berekeningen aan schakelingen gaan uitvoeren waarbij gebruik wordt gemaakt van dit uitgebreide vervangingsschema. We zullen wel bezien wat de consequenties zijn van de aanwezigheid van parasitaire elementen in het schema.

In het statische gedrag van een BJT zal de aanwezigheid van serieweerstanden in hoofdzaak terug te vinden zijn in het verloop van de $I_c - U_{be}$ karakteristiek. Net als bij een diode treden er afwijkingen in het e -macht verloop op bij grotere stromen.

In figuur 5.33 is het klein-sigitaal vervangingsschema getekend van de versterker uit figuur 5.12, maar nu met toevoeging van de parasitaire elementen. Als we nu op de aansluitdraden van de transistor tussen basis en emitter een wisselspanning u_i aanbieden, dan zal de overdracht van u_i naar $u_{b'e'}$ vanwege de aanwezigheid van $C_{b'e'}$ een laagdoorlatend karakter in het frequentiedomein bezitten. Boven een bepaalde kantelfrequentie zullen de signalen in toenemende mate verzwakt op de inwendige basis-emitter junctie tussen b' en e' verschijnen. En omdat de uitgangsstroombron $g_m \cdot u_{b'e'}$ gerelateerd is aan $u_{b'e'}$, zal deze bron ook een verzwakt signaal voor hogere frequenties voeren.



Figuur 5.33: Vervangingsschema van een BJT als versterker geschakeld, incl. parasitaire elementen die het frequentiebereik beperken.

Ook de overdracht van de stroom i_c naar de spanning u_{ce} zal vanwege de aanwezigheid van $C_{c'e'}$ een laagdoorlatend karakter vertonen.

De actuele waarden van de kantelfrequenties hangen af van de instelling van de transistor en de verdere dimensionering van de schakeling. Als algemene conclusie kunnen we constateren dat er bij de signaalverwerking door transistoren steeds een hoogste frequentie is aan te geven waarboven een toenemende verzwakking gaat plaats vinden. Bij allerlei toepassingen moet daar

terdege rekening mee worden gehouden.

Bij het verwerken van stap- of pulsvormige signalen is vooral de stap-responsie in het tijddomein van belang. Het zoeven geconstateerde laagdoorlaatgedrag heeft in het tijddomein tot gevolg dat aan de ingang van de schakeling aangeboden stapvormige spanningsveranderingen resulteren in uitgangssignalen met een duidelijk aanwezige stijgtijd en een zekere vertraging t.o.v. het ingangssignaal. Vooral bij het verwerken van digitale signalen spelen deze verschijnselen een dikwijls niet te verwaarlozen rol.

Parasitaire zelfinducties in transistoren spelen doorgaans pas een rol bij frequenties die veel hoger zijn dan die waarbij de parasitaire capaciteiten hun invloed gaan vertonen.

5.8 Componentdata

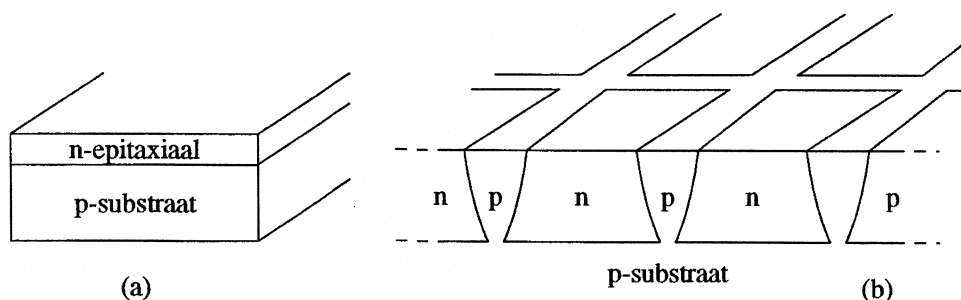
In de appendix worden als voorbeeld enige fragmenten getoond van transistor-gegevens zoals die te vinden zijn in databoeken. Stroomversterkingsfactoren β worden ook wel genoteerd als h_{fe} .

5.9 Geïntegreerde schakelingen

Tot nu toe hebben we geschreven over componenten die, fysiek gezien, afzonderlijke voorwerpen zijn met eigen aansluitdraden. Die aansluitdraden kunnen door middel van soldeertechnieken onderling worden verbonden om zo elektronische schakelingen te vormen. Omdat zulke componenten gehanteerd moeten kunnen worden en daarbij een zekere mechanische sterkte moeten bezitten, zijn hun afmetingen (en daarmee hun gewicht en prijs) veel groter dan elektrisch gezien strikt noodzakelijk is. Het opbouwen van schakelingen uit discrete componenten is bovendien tijdrovend en dus kostbaar.

Een vergaande graad van miniaturisatie kan worden bereikt door alle componenten inclusief hun onderlinge doorverbindingen gelijktijdig en onscheidbaar te vervaardigen uit één basismateriaal met behulp van één vervaardigingstechniek. Een voorwaarde daarbij is dat alle componenten in het basismateriaal elektrisch geïsoleerd van elkaar zijn en hun onderlinge verbindingen alleen verlopen via de daartoe met opzet aangebrachte geleidingsstructuren.

Al spoedig na het invoeren van halfgeleiderstechnieken bleek dat transistoren, dioden, weerstanden en condensatoren konden worden vervaardigd uit p- en n-silicium, en dat elektrische isolatie kon worden verkregen middels p-n juncties, die in sperrichting zijn aangesloten, of door het toepassen van het niet-geleidende silicium-dioxyde SiO_2 . Toen men bovendien in staat bleek te zijn om in het silicium basismateriaal lokaal de samenstelling te kunnen veranderen in p- en n-silicium en SiO_2 , was de basis voor de halfgeleider integratietechniek gelegd.



Figuur 5.34: Waferopbouw (a) en eilandvorming in de epitaxiale laag (b).

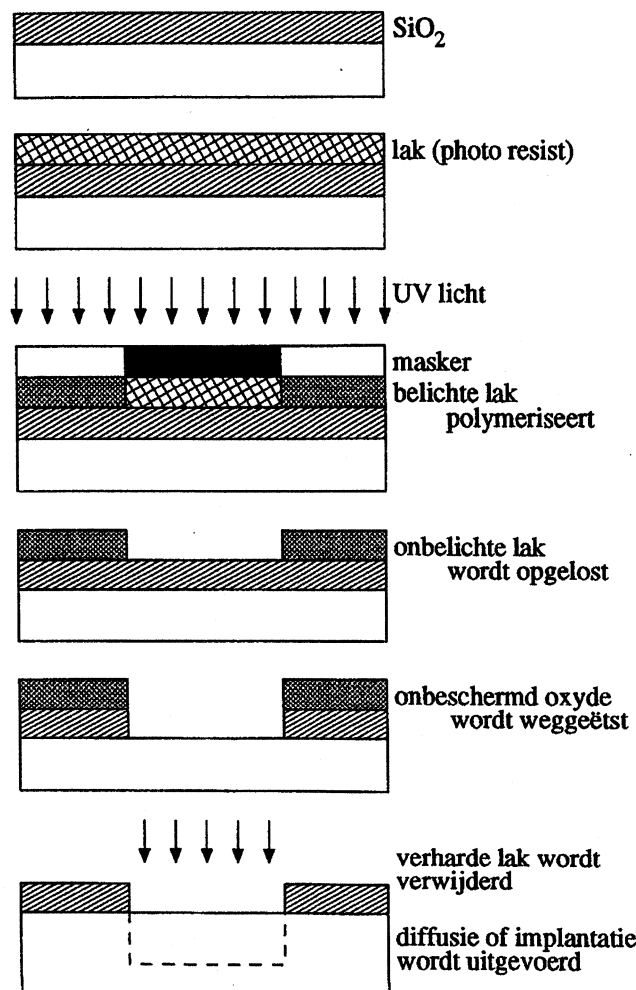
De opbouw van een geïntegreerde schakeling (chip) kan het best worden uitgelegd aan de hand van de tekening in figuur 5.34a. Er wordt uitgegaan van een dunne plaat silicium die opgebouwd is uit een p-laag en een n-laag en die een **wafer** wordt genoemd. De p-laag, die

ongeveer 500μ dik is, dient als drager (*substraat*). Hij levert de mechanische sterkte voor de chip en vervult een functie bij het onderling elektrisch isoleren van de componenten. De n-laag (epitaxiale laag), die veel dunner is (2 tot 5μ) levert het gebied waarin aan het oppervlak de componenten worden vervaardigd (planaire techniek). Die vervaardiging is mogelijk doordat we in staat zijn om lokaal n-silicium te veranderen in p-silicium, en omgekeerd. Aan het oppervlak kan tevens door oxydatie of andere technieken het isolerende SiO_2 worden verkregen.

De twee gangbare technieken om de aard van het silicium te veranderen zijn die van de *diffusie* en de *ionenimplantatie*.

Bij de behandeling van de diode hebben we reeds opgemerkt dat p- of n-silicium ontstaat door in het materiaal silicium in geringe concentraties vreemde atomen aan te brengen. Verontreiniging met bijvoorbeeld fosfor of arseen levert het n-silicium en met borium het p-silicium.

Diffusie is een techniek waarbij het silicium bij zeer hoge temperatuur (1200°C) in aanraking wordt gebracht met gasvormig verontreinigend materiaal (gasvormig fosfor, arseen of borium). Door diffusie dringen de vreemde atomen het materiaal binnen. Hoe langer de diffusie duurt, hoe dieper de vreemde atomen doordringen. Bij temperaturen lager dan de genoemde diffusietemperatuur neemt het verplaatsingsvermogen van de vreemde atomen snel af. Bij kamertemperatuur is van verplaatsing geen sprake meer.



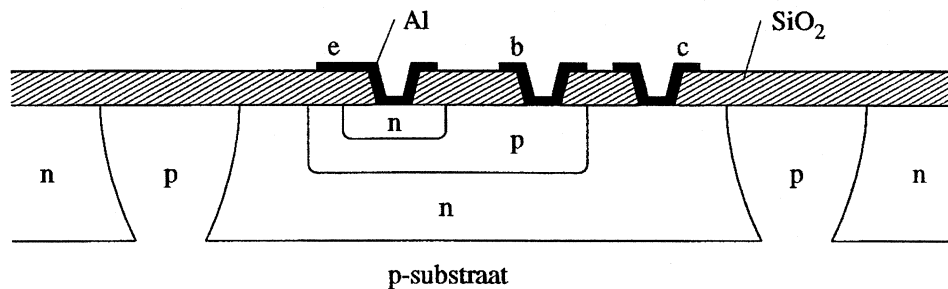
Figuur 5.35: Foto-lithografische processtappen.

Ionenimplantatie is een techniek waarbij ionen van het verontreinigende materiaal door hoge elektrische veldsterkten worden versneld en in het silicium geschoten. Dat gebeurt bij normale temperaturen. Hoe hoger de snelheid van de ionen, hoe dieper ze doordringen.

Om verontreinigingen lokaal aan te kunnen brengen maakt men doorgaans gebruik van *fotolithografische* technieken. Zoals in de fotografie negatieven uitmaken waar bij het belichten van het fotopapier wel of geen licht valt, zo maken *maskers* bij diffusie of ionenimplantatie van het silicium uit waar wel of niet verontreinigend materiaal mag doordringen. Deze maskers worden vervaardigd met behulp van speciale computergestuurde apparatuur.

Figuur 5.35 toont de verschillende processtappen die nodig zijn om tot lokale diffusie of implantatie te komen. Op de wafer worden achtereenvolgens SiO₂ en een fotogevoelige lak (photo resist) aangebracht. Na het positioneren van het masker wordt de fotolak met ultraviolet belicht, waardoor de belichte delen van de lak polymeriseren. De niet belichte lak wordt vervolgens opgelost. De achtergebleven lak dient nu als masker bij het weetsen van het SiO₂. Waar een gat in de lak zit ontstaat nu ook een gat in de oxydelaag. De resterende lak wordt verwijderd. Het overgebleven SiO₂ dient bij de tenslotte volgende diffusie of implantatie als masker. Dat kan omdat het oxyde ondoordringbaar is voor de verontreinigende atomen. Het hier beschreven proces kan verscheidene malen herhaald worden om op verschillende plaatsen verschillende materiaalveranderingen te kunnen uitvoeren. Er is dan natuurlijk wel steeds een ander masker nodig.

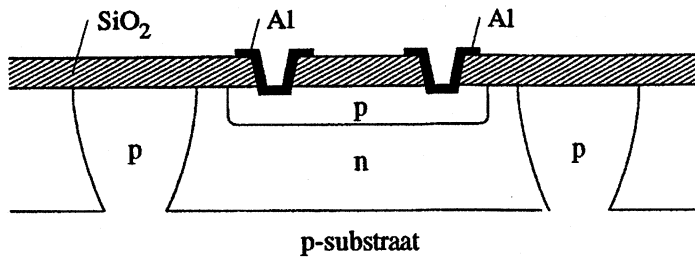
Het principe om een chip te vervaardigen is als volgt. In de epitaxiale laag wordt met één van de beschreven technieken plaatselijk het n-silicium veranderd in p-silicium en wel zo diep dat men doordringt tot de substraatlaag. In figuur 5.34b is te zien dat daardoor een structuur ontstaat waarin als het ware n-eilandjes drijven in een p-zee.



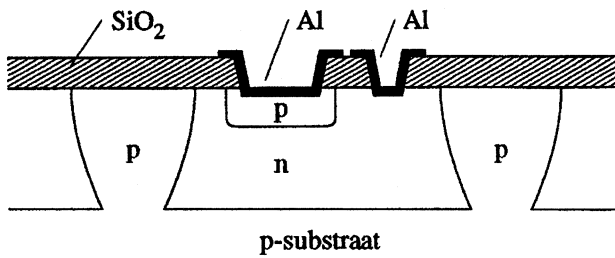
Figuur 5.36: Doorsnee van een eenvoudige geïntegreerde n-p-n transistor.

In die eilandjes worden nu de verschillende componenten vervaardigd via opeenvolgende diffusie- of implantatiestappen. Figuur 5.36 toont de opbouw van een n-p-n transistor. Eerst vindt een p-diffusie plaats die het basisgebied van de transistor vormt. Vervolgens wordt in dit basisgebied weer een n-diffusie aangebracht om zo het emittergebied te vormen. Het oorspronkelijke eilandmateriaal vormt de collector. Het geheel wordt afgedekt met het isolerende SiO₂, waarin weer gaten worden gemaakt om collector, basis en emitter elektrisch aan te kunnen sluiten. Dat gebeurt door een geleidend materiaal als aluminium plaatselijk op te dampen waardoor structuren ontstaan (*interconnectie-patronen*) die gelijk worden gebruikt om de verschillende componenten elektrisch volgens het gewenste patroon door te verbinden zodat een complete schakeling kan ontstaan.

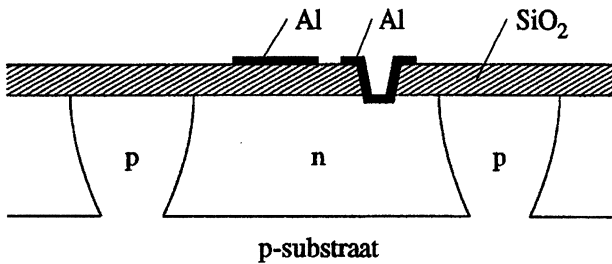
Figuur 5.37 laat zien hoe enkele andere componenten zijn opgebouwd. Voor elke diffusie- of implantatiestap is een apart masker nodig. Maskers zijn kostbaar en processtappen tijdrovend. Daarom tracht men het aantal stappen zo klein mogelijk te houden. Zo wordt bijvoorbeeld de diffusiestap om het basismateriaal van een n-p-n transistor te vormen tegelijk gebruikt om het weerstandmateriaal voor een geïntegreerde weerstand te krijgen. Toch zijn er voor het vervaardigen van een geïntegreerde schakeling vaak 12 tot 20 maskers nodig.



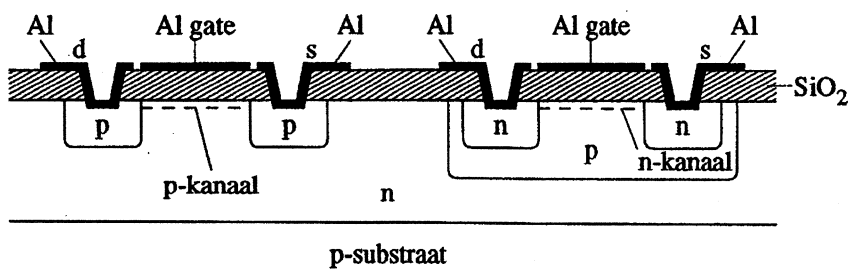
Basisgebied als weerstand.



Als condensator toegepaste pn-overgang.



Condensator met SiO_2 als diëlektricum.



Eenvoudige p-kanaal en n-kanaal MOS-transistor.

Figuur 5.37: Opbouw mogelijkheden voor geïntegreerde weerstand, condensator en MOS-transistor.

Onderlinge isolatie van de verschillende componenten kan worden verkregen door er voor te zorgen dat de spanning op de substraat altijd negatief is ten opzichte van de spanning op het n-materiaal van de eilanden. De p-n junctie tussen substraat en eilanden is dan altijd gesperd. Er kunnen dan door het materiaal geen stromen lopen van het ene eiland naar het andere. Vandaar dat de diffusie of implantatie die de eilanden vormt de *scheidingsdiffusie* of -implantatie wordt genoemd.

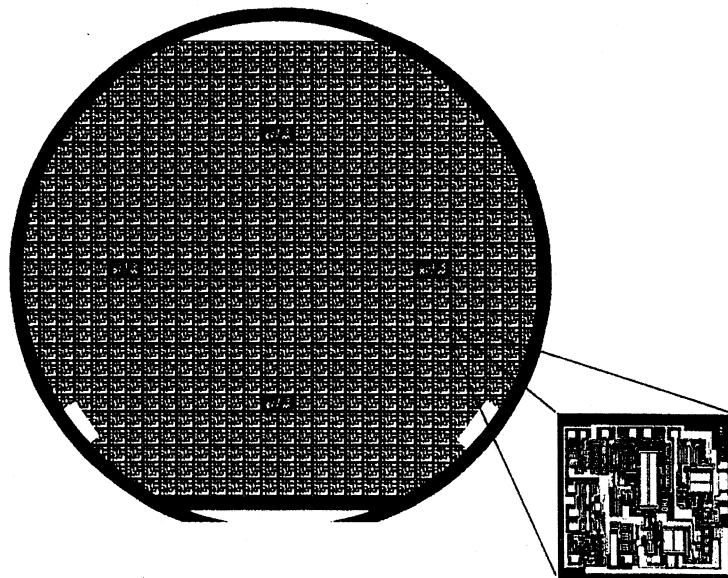
Bij MOS transistoren ontstaat alleen een transistor onder het gebied waar de metaal-gate op een oxydelaag is aangebracht. Bij IC's waarop alleen MOS componenten voorkomen is een aparte isolatiediffusie niet nodig. Ook een epitaxiale laag is daardoor in principe niet nodig. Men kan de transistoren rechtstreeks in de substraat maken. Omdat MOS transistoren weinig oppervlak vergen en de scheidingsdiffusie niet nodig is kan een hoge graad van miniaturisatie bereikt worden.

Vooral bij digitale signaalbewerking, waar meestal zeer grote aantallen transistoren nodig zijn, is dat van belang.

Het bovenstaande betoog geeft een eenvoudige voorstelling van zaken. In realiteit worden door de diverse IC-fabrikanten allerlei min of meer ingewikkelde varianten bedacht om de elektrische eigenschappen van de componenten in een gewenste richting te kunnen verbeteren.

De kleinste afmetingen van structuren liggen in de orde van enkele vierkante microns (bijvoorbeeld het emitteroppervlak). Kleine MOS transistoren kunnen 10 tot 100 vierkante microns vergen, terwijl dat voor kleine bipolaire transistoren 100 tot 1000 μm^2 is. Componenten komen ook in grotere vormen voor, als er bijvoorbeeld meer vermogen verwerkt moet kunnen worden.

Bij analoge geïntegreerde schakelingen hebben de chips vaak oppervlakken van enkele mm^2 . Bij grote digitale geheugenschakelingen kan dat oplopen tot enkele cm^2 . De plaat silicium waarin de schakelingen worden vervaardigd heeft een diameter van 4 tot 8 inch. Dat betekent dat op zo'n wafer in één keer honderden tot duizenden identieke chips kunnen worden vervaardigd, die na de fabricage via een zaag- en breekproces van elkaar kunnen worden gescheiden. Zie figuur 5.38.



Figuur 5.38: Afbeelding van een wafer Si met honderden schakelingen.

Het ontwerpen van een chip en het produceren van een wafer zijn kostbare processen. Zonder dat de kosten daarbij beduidend toenemen kunnen evenwel meerdere wafers gelijktijdig verwerkt worden, waardoor de prijs per chip uiteindelijk lager kan zijn dan van een overeenkomstige schakeling die opgebouwd is uit discrete componenten. De reproduceerbaarheid van geïntegreerde schakelingen is groot, de onderlinge spreiding in eigenschappen gering.

Hoofdstuk 6

Signaalbewerkingsfuncties

6.1 Inleiding

Met behulp van elektronische schakelingen kunnen we bewerkingen uitvoeren op signalen. Met enkele van die bewerkingen hebben we reeds kennis gemaakt. Zo hebben we gezien dat signalen versterkt kunnen worden en dat delen van een signaalspectrum wel of niet doorgelaten kunnen worden.

Men kan zich afvragen hoeveel principieel verschillende soorten signaalbewerkingen men met elektronica kan uitvoeren. Bij inventarisatie blijken er dat maar heel weinig te zijn. Eigenlijk komt het er op neer dat we signalen kunnen *optellen en aftrekken*, en dat we signalen met een zekere factor kunnen *vermenigvuldigen*. Toch zijn we in staat om met deze beperking de meest ingewikkelde elektronische systemen op te bouwen.

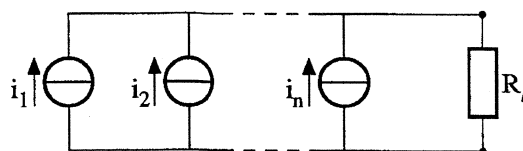
Deze bewerking vraagt om een nadere toelichting. In dit hoofdstuk zullen we nader op de soorten *signaalbewerksfuncties* ingaan, terwijl we in een volgend hoofdstuk aan de hand van een paar bekende voorbeelden laten zien dat daar inderdaad complete systemen mee op te bouwen zijn.

6.1.1 Het optellen

In hoofdstuk 2 hebben we reeds gezien dat somsignalen ontstaan door op elk moment de momentele waarden van de verschillende signalen bij elkaar op te tellen. Tussen optellen en aftrekken van signalen bestaat geen principieel verschil. Het is alleen een polariteitskwestie: als we in een optelschakeling, die ontworpen is om twee signalen op te tellen, de polariteit van één der signalen inverteren, dan ontstaat na de optelling het verschil van de twee signalen.

Bij het optellen van signalen worden ook hun signaalspectra opgeteld. Daarbij kan het voorkomen dat gemeenschappelijke spectraaltermen elkaar versterken of verzwakken, of elkaar geheel opheffen.

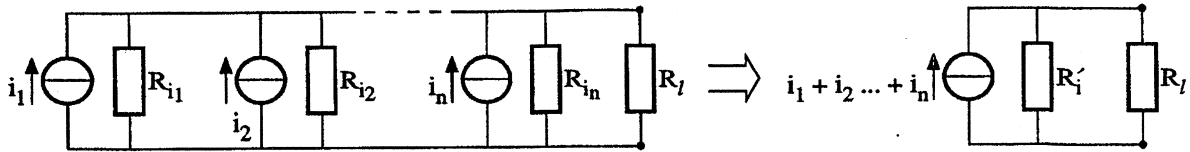
Het *optellen van stromen* kunnen we eenvoudig bereiken door de stroombronnen parallel op een belastingsweerstand R_l aan te sluiten. De stroom door de weerstand is dan de som van de stromen van elke bron. Het ideale geval is getekend in figuur 6.1.



Figuur 6.1: Het optellen van stromen uit ideale bronnen.

In werkelijkheid hebben we echter te maken met stroombronnen die een eindige inwendige

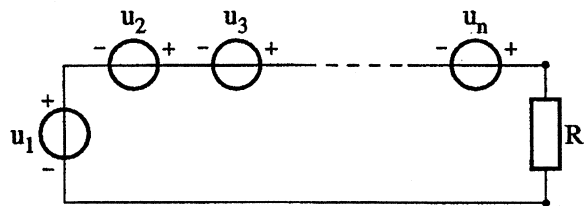
weerstand bezitten, zodat de stroom van elke bron zich verdeelt over de belastingsweerstand en alle inwendige weerstanden. Zie figuur 6.2. Toch verandert de optelactie daardoor niet wezenlijk. Alle inwendige weerstanden kunnen samen vervangen worden door één vervangende waarde R'_i . Het resultaat is dat van elke stroom eenzelfde fractie $R_l/(R_l + R'_i)$ verloren gaat in R'_i . De onderlinge verhouding van de verschillende stromen in R_l wordt daardoor niet aangetast.



Figuur 6.2: Het optellen van stromen uit niet-ideale bronnen.

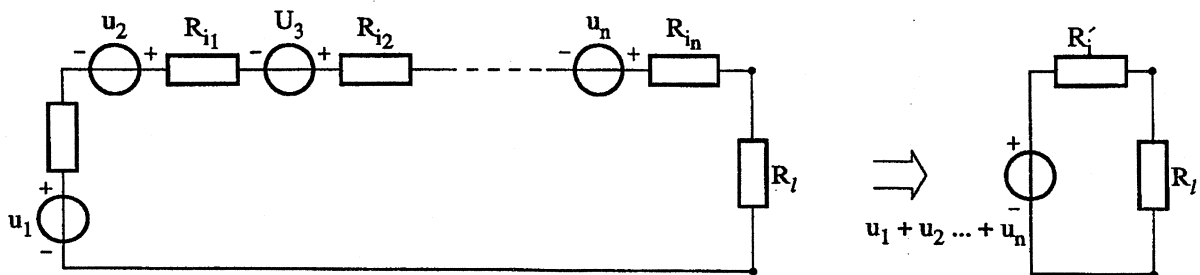
In hoofdstuk 5 hebben we reeds opgemerkt dat we om een aantal redenen vaak willen dat bronnen en belastingen in een schakeling steeds één aansluiting gemeenschappelijk hebben, die dan bijvoorbeeld geaard kan worden. De schakeling in figuur 6.2 voldoet aan deze wens.

Iets lastiger ligt het bij het **optellen van signaalspanningen**. In het ideale geval is het eenvoudig. Figuur 6.3 laat zien dat een somspanning ontstaat door de spanningsbronnen in serie geschakeld op een belasting R_l aan te sluiten.



Figuur 6.3: Het optellen van spanningen uit ideale bronnen.

In het niet-ideale geval zal elke bron een eindige inwendige weerstand bezitten. Dat toont figuur 6.4. Omdat in de netwerktheorie de in serie geschakelde elementen van een tak van plaats mogen worden gewisseld, kunnen we alle inwendige weerstanden bij elkaar plaatsen en vervangen door één waarde R'_i . Door de spanningsdeler, gevormd door R'_i en R_l zal iedere bronspanning met een zelfde factor $R_l/(R_l + R'_i)$ verzwakt op R_l verschijnen. De onderlinge verhouding van de verschillende spanningen op R_l wordt niet aangetast.



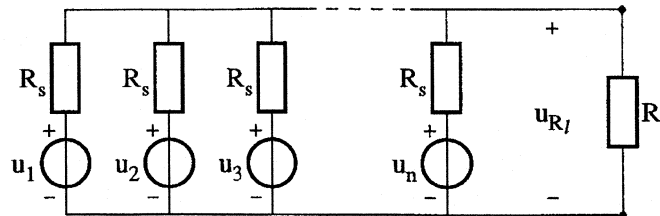
Figuur 6.4: Het optellen van spanningen uit niet-ideale bronnen.

De spannings-optelschakeling voldoet evenwel niet aan de wensen betreffende het gemeen hebben van een aardbare aansluiting. Om dat te bereiken kunnen we eerst elke spanning omzetten in een stroom, waarna de stromen kunnen worden opgeteld. Het omzetten van spanning in stroom kan gebeuren door in serie met elke spanningbron een weerstand R_s te plaatsen die groot is t.o.v.

de belastingsweerstand R_l . Figuur 6.5 toont dat elke spanningsbron dan bij benadering wordt belast met een serieschakeling van R_s en R_l , waarvan de somwaarde nagenoeg gelijk is aan die van R_s . Elke spanning u wordt zo omgezet in een stroom $i = u/R_s$. De som van deze stromen loopt door R_l , zodat de spanning over R_l gelijk is aan

$$u_{R_l} = \{(u_1 + u_2 + u_3 + \dots)/R_s\} \cdot R_l = (R_l/R_s) \cdot (u_1 + u_2 + u_3 + \dots).$$

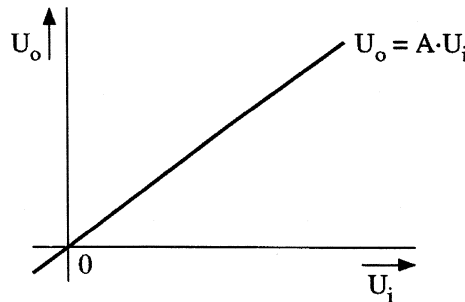
Het nadeel is dat elke spanning wordt verzwakt met een aanzienlijke factor R_l/R_s . Door het toepassen van een elektronische versterker kan dit nadeel worden opgevangen.



Figuur 6.5: Het optellen van spanningen via spanning-stroom omzetting.

6.1.2 Het vermenigvuldigen

In hoofdstuk 5 zagen we dat bij een transistorversterker het uitgangssignaal bestaat uit het ingangssignaal, vermenigvuldigd met een factor $g_m \cdot R_l$. We kunnen bij dit versterken verschillende gevallen onderscheiden, die we aan de hand van hun statische overdrachtskarakteristieken kunnen toelichten.



Figuur 6.6: Karakteristiek van een lineaire overdracht.

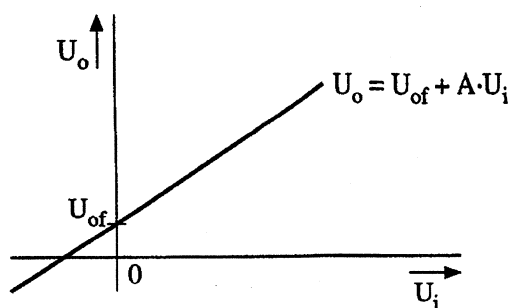
Figuur 6.6 laat een overdrachtskarakteristiek van een versterker zien die kan worden beschreven met de uitdrukking

$$U_o = A \cdot U_i.$$

Hierin is A constant en onafhankelijk van U_i . De dynamische signaaloverdracht $u_o/u_i = dU_o/dU_i$ is gelijk aan A . De grafiek is een rechte lijn en we spreken van **lineaire** spanningsversterking. Als u_i sinusvormig is dan zal ook u_o sinusvormig zijn.

Figuur 6.7 vertoont eveneens een rechte overdrachtskarakteristiek, doch deze gaat in tegenstelling tot het vorige geval niet door de oorsprong. De overdracht kan geschreven worden als

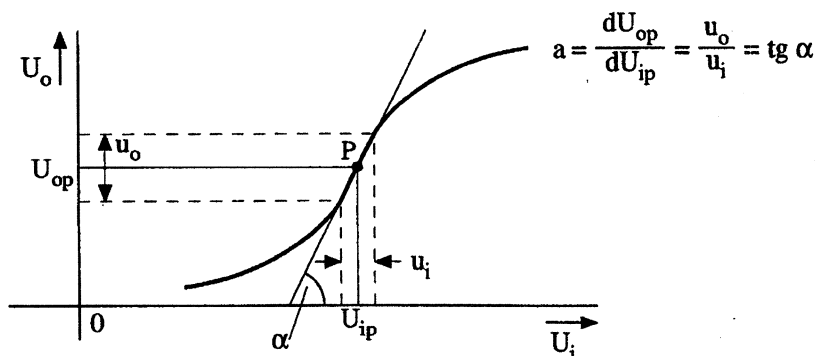
$$U_o = U_{of} + A \cdot U_i.$$



Figuur 6.7: Overdrachtskarakteristiek met "offset".

Bij een ingangsspanning $U_i = 0$ is er een uitgangsspanning $U_o = U_{of}$. En we moeten de ingangsspanning de waarde $-U_{of}/A$ geven om de uitgangsspanning nul te maken. We noemen dat de "offset" van de overdracht. De dynamische signaaloverdracht dU_o/dU_i is evenwel net als in het vorige geval lineair en gelijk aan A .

Anders wordt de situatie als de factor A niet constant is maar afhankelijk van de waarde van U_i . De overdrachtskarakteristiek is dan niet meer lineair en kan er uit zien als in figuur 6.8. Een sinusvormig ingangssignaal veroorzaakt een niet-sinusvormig uitgangssignaal. Er treedt **vervorming** op.



Figuur 6.8: Niet-lineaire overdrachtskarakteristiek.

Een lineaire werking kan benaderd worden door met behulp van een instelspanning U_{ip} de overdracht in het punt P in te stellen, en het ingangssignaal u_i bij de instelspanning U_{ip} op te tellen met een zodanig kleine amplitude, dat door het signaal slechts een klein deel van de karakteristiek rond P wordt doorlopen. De overdracht $dU_o/dU_i = u_o/u_i$ is bij benadering gelijk aan a , waarbij a de tangens van de hoek is die de raaklijn in P maakt met de horizontale as van de grafiek.

De overdracht rond het punt P is niet echt lineair. In het algemeen kan de signaaloverdracht rond P worden beschreven met de reeks

$$u_o = a \cdot u_i + b \cdot u_i^2 + c \cdot u_i^3 + d \cdot u_i^4 + \dots$$

waarin a, b, c , enz. constanten zijn. De waarden van deze coëfficiënten hangen af van de aard van de niet-lineariteit. Bij milde vormen van niet-lineariteit neemt de waarde van coëfficiënten van de hogere machtstermen snel af en kan de reeks praktisch na enkele termen worden afgebroken. Als de overdrachtskarakteristiek symmetrisch is rond P dan ontbreken de even-machtstermen. Als de overdracht spiegelsymmetrisch is t.o.v. een verticale as in P dan ontbreken de oneven-machtstermen.

Wat gebeurt er nu als u_i een sinusvormig signaal is dat wordt beschreven met $u_i = U \cdot \sin\omega t$? Door invulling in de formule vinden we voor u_o

$$u_o = a \cdot U \cdot \sin\omega t + b \cdot (U \cdot \sin\omega t)^2 + c \cdot (U \cdot \sin\omega t)^3 + \dots$$

De eerste term levert de gewenste lineaire overdracht.

De tweede term levert na een mathematische uitwerking

$$b \cdot (U \cdot \sin\omega t)^2 = \frac{1}{2} \cdot b \cdot U^2 - \frac{1}{2} \cdot b \cdot U^2 \cdot \cos 2\omega t.$$

We zien een gelijkspanning ter grootte $\frac{1}{2} \cdot b \cdot U^2$ ontstaan, evenals een signaal met dubbele frequentie 2ω en 90 graden verschoven (cosinus).

De derde term resulteert na uitwerking in

$$c \cdot (U \cdot \sin\omega t)^3 = \frac{3}{4} \cdot c \cdot U^3 \cdot \sin\omega t - \frac{1}{4} \cdot c \cdot U^3 \cdot \sin 3\omega t.$$

Naast een term met $\sin\omega t$ verschijnt een signaal met hoekfrequentie 3ω .

We zien een reeks van hogere harmonischen ontstaan, hetgeen bij een optredende vervorming ook te verwachten is.

Wat gebeurt er als u_i een niet-sinusvormig signaal is? We weten dat zulke signalen kunnen worden beschouwd als verzamelingen van sinusvormige signalen. We zullen, om het eenvoudig te houden, onderzoeken wat er gebeurt als u_i is samengesteld uit twee sinusvormige signalen met hoekfrequenties ω_1 en ω_2 .

$$u_i = U_1 \cdot \sin\omega_1 t + U_2 \cdot \sin\omega_2 t.$$

Als we u_i invullen in de formule van de niet-lineaire overdracht, dan volgt

$$u_o = a \cdot (U_1 \cdot \sin\omega_1 t + U_2 \cdot \sin\omega_2 t) + b \cdot (U_1 \cdot \sin\omega_1 t + U_2 \cdot \sin\omega_2 t)^2 + c \cdot (U_1 \cdot \sin\omega_1 t + U_2 \cdot \sin\omega_2 t)^3 + \dots$$

De eerste term levert weer een lineaire overdracht. Beide signalen worden vermenigvuldigd met een constante factor a .

De tweede term levert bij uitwerking

$$b \cdot (U_1 \cdot \sin\omega_1 t + U_2 \cdot \sin\omega_2 t)^2 = b \cdot (U_1 \cdot \sin\omega_1 t)^2 + b \cdot (U_2 \cdot \sin\omega_2 t)^2 + 2b \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \sin\omega_1 t \cdot \sin\omega_2 t.$$

De eerste twee termen van de laatste uitdrukking leveren na uitwerking elk een gelijkspanning en cosinusvormige signalen met de dubbele frequenties $2\omega_1$ en $2\omega_2$. De term $2b \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \sin\omega_1 t \cdot \sin\omega_2 t$ kunnen we nader omzetten in

$$2b \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \sin\omega_1 t \cdot \sin\omega_2 t = b \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \cos(\omega_1 - \omega_2)t - b \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \cos(\omega_1 + \omega_2)t.$$

Er zijn cosinusvormige signalen ontstaan met twee nieuwe frequenties, namelijk de verschilfrequentie $\omega_1 - \omega_2$ en de somfrequentie $\omega_1 + \omega_2$. Als bijvoorbeeld $\omega_1 = 500$ rad/s en $\omega_2 = 600$ rad/s, dan ontstaan de hoekfrequenties 100 rad/s en 1100 rad/s. Bedenk daarbij dat in het geval $\omega_1 < \omega_2$ er geen probleem ontstaat omdat $\cos(-\omega t) = \cos\omega t$. In algemene zin vinden we bij het vermenigvuldigen van twee sinus- of cosinusvormige signalen steeds twee nieuwe frequenties, namelijk de verschil- en de somfrequentie. Dit verschijnsel wordt **intermodulatie** genoemd.

Het uitwerken van de term $c \cdot (U_1 \cdot \sin\omega_1 t + U_2 \cdot \sin\omega_2 t)^3$ is een zeer omvangrijk werk. Wie dat uitvoert zal ontdekken dat sinus- of cosinusvormige signalen ontstaan met hoekfrequenties ω_1 en

$\omega_2, 3\omega_1$ en $3\omega_2, 2\omega_1 + \omega_2$ en $\omega_1 + 2\omega_2, |2\omega_1 - \omega_2|$ en $|\omega_1 - 2\omega_2|$. Alle door de niet-lineariteit ontstane signalen die geen zuivere harmonischen zijn van de ingangssignalen, worden **mengproducten** genoemd.

Als reële signalen zijn opgebouwd uit vele sinusvormige termen, dan ontstaan door niet-lineariteiten schier eindeloze reeksen van mengproducten, die het frequentiespectrum van het signaal aanzienlijk kunnen beïnvloeden. Bij het bewerken van analoge signalen (denk aan audio) is dat zeer ongewenst.

In de praktijk wordt dit soort aantasting van de waarheidsgetrouwheid van informatie bestreden door het verbeteren van de lineariteit van schakelingen óf door het kiezen van een signaalcodering waarbij de lineariteit van de overdrachtsketen niet van primair belang is.

Niet-lineariteit in een overdracht leidt tot vervorming of distorsie van een signaal. Als bij een sinusvormig ingangssignaal $U \sin \omega t$ het uitgangssignaal is opgebouwd uit de reeks $U_1 \cdot \sin \omega t, U_2 \cdot \sin 2\omega t, U_3 \cdot \sin 3\omega t, U_4 \cdot \sin 4\omega t$, enz. dan wordt de **totale distorsie** d gedefinieerd als

$$d = \sqrt{(U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots)/U_1^2}.$$

Ook kan de distorsie worden gegeven per harmonische, bijvoorbeeld als de **derde harmonische distorsie**

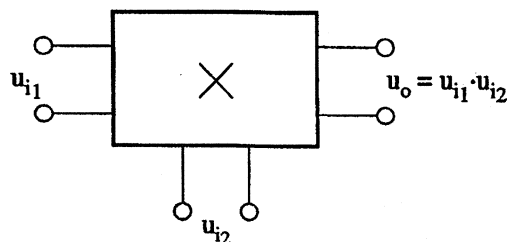
$$d_3 = \sqrt{U_3^2/U_1^2} = U_3/U_1.$$

Dikwijls wordt d uitgedrukt in procenten. Distorsie is immers een verhoudingsmaat.

De tot hier toe beschreven effecten van niet-lineariteiten in overdrachten hebben we steeds behandeld als zijnde ongewenst. Het is evenwel ook mogelijk om met opzet gebruik te maken van sommige van de geconstateerde verschijnselen. We zagen dat sommige distorsie termen ontstonden uit het product van twee sinus- en cosinusvormige termen, waarbij nieuwe frequenties ontstaan. Soms wil men in de signaalverwerking juist met opzet van dit effect gebruik maken. Het is mogelijk om elektronische schakelingen te ontwerpen waarin twee signalen van verschillende oorsprong met elkaar kunnen worden vermenigvuldigd. Zulke zogeheten "**multipliers**" of "**mixers**" hebben een overdracht in de vorm van

$$u_o = u_{i1} \cdot u_{i2}$$

waarin u_{i1} en u_{i2} twee onafhankelijke ingangssignalen zijn en u_o het uitgangssignaal. Zie figuur 6.9. Zo'n overdracht ontstaat door bij een versterker met overdracht $u_o = A \cdot u_i$ de overdrachtsfactor A lineair afhankelijk te maken van een tweede ingangssignaal. We weten uit het voorgaande reeds dat u_o frequenties zal bevatten die gelijk zijn aan het verschil en de som van de frequenties uit u_{i1} en u_{i2} . Verderop zullen we zien hoe deze schakelingen worden toegepast.



Figuur 6.9: Blokschema van een vermenigvuldiger (mixer).

De naam "mixer" kan verwarring oproepen. In de audio- en videowereld wordt deze term namelijk vaak gebruikt om aan te geven dat meerdere signalen in een bepaalde verhouding bij elkaar worden opgeteld.

6.1.3 Het selekteren

In hoofdstuk 3 hebben we gezien dat we met behulp van spoelen en condensatoren overdrachten kunnen creëren waarin delen van een frequentiespectrum wel of niet worden doorgelaten. Als de gebruikte componenten zich lineair gedragen, d.w.z. als hun componentwaarden onafhankelijk van de signalen zijn, dan zullen door de bewerking geen nieuwe frequentiecomponenten ontstaan.

6.2 Signaalbewerkingsfuncties

Hoewel het indelen van functies en schakelingen in categorieën in zekere zin arbitrair is, zullen we op basis van onze kennis omtrent optelling, vermenigvuldiging en selectie van signalen toch een indeling maken in signaalbewerkingsfuncties die de basis leggen voor de opbouw van elektronische systemen. We onderscheiden:

- *Optellen*
- *Versterken*
- *Selekteren*
- *Converteren*
- *Schakelen*
- *Vertragen*
- *Coderen en decoderen*

We zullen nu elk van deze functies nader bezien. Over het optellen van signalen is reeds het nodige opgemerkt. Onze aandacht gaat dan ook vervolgens naar het versterken.

6.3 Versterken

Versterken gebeurt met behulp van een versterkerschakeling. Een ingangssignaal kan met een versterker op een hoger vermogens-niveau worden gebracht. De daarvoor benodigde energie wordt geleverd door een voedingsbron. Het zo goed mogelijk handhaven van de integriteit van de informatie staat voorop. Dat betekent dat:

1. de overdracht van een bronssignaal naar de versterker en van het versterkte signaal naar de belasting betrouwbaar moet zijn,
2. de overdracht lineair moet zijn (vervormingsarm),
3. de overdrachtsfactor stabiel moet zijn (geen verloop als functie van de tijd, temperatuur of de voedingsspanning),
4. het relevante deel van het frequentiespectrum van het aangeboden signaal verwerkt moet kunnen worden, en
5. de toevoeging van ongewenste signalen als ruis en storingen tot een minimum beperkt dient te worden.

We lichten deze aspecten nader toe.

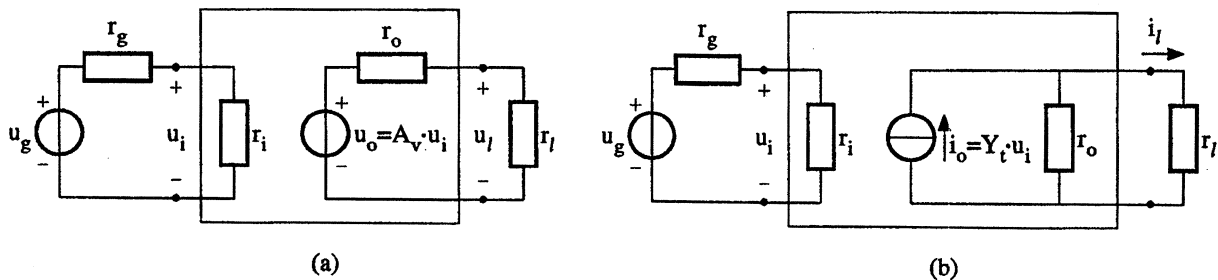
6.3.1 Aanpassing aan bron en belasting

Als we een blokschema tekenen van een versterker met bron en belasting dan zullen we daarin twee signaalbronnen kunnen herkennen, namelijk de signaalbron die het te versterken signaal aan de ingang van de versterker levert, en een elektrisch gestuurde signaalbron aan de uitgang van de versterker die het versterkte signaal aan de belasting afgeeft. Deze laatste bron heeft een waarde gelijk aan het ingangssignaal vermenigvuldigd met de overdrachtsfactor A . Beide signaalbronnen kunnen zowel het karakter van een spanningsbron als van een stroombron bezitten, elk met hun eigen inwendige weerstand. Tussen de ingangsklemmen bezit de versterker steeds een eigen inwendige ingangsweerstand r_i .

We kunnen nu vier situaties onderscheiden die getekend zijn in de figuren 6.10a t/m 6.11b.

In de figuren 6.10a en 6.10b is de ingangssignaalbron een spanningsbron u_g met inwendige weerstand r_g . Daarbij is verondersteld dat u_g een nauwkeurige maat is voor de te verwerken informatie. Door de spanningsdeling via r_g en r_i komt slechts een deel u_i van u_g op de ingang van de versterker te staan.

$$u_i = \{r_i / (r_g + r_i)\} \cdot u_g.$$



Figuur 6.10: Spanningsversterker (a) en transadmittantieverstker (b).

Bij veel signaalbronnen (vooral sensorbronnen) is de inwendige weerstand r_g onstabiel en in zekere mate niet-lineair. Vanwege de waarheidsgetrouwheid van de signaaloverdracht van bron naar versterker moeten we de invloed van r_g in de overdracht minimaliseren. Dat kan door er voor te zorgen dat $r_i \gg r_g$, want dan gaat de formule over in $u_i = u_g$. De informatiedragende grootte is de **ingangsspanning**.

In de figuren 6.11a en 6.11b is de ingangssignaalbron een stroombron i_g met inwendige weerstand r_g . Daarbij is verondersteld dat i_g een nauwkeurige maat is voor de te verwerken informatie. Door de stroomdeling met r_g en r_i komt slechts een deel i_i van i_g in de ingang van de versterker te lopen.

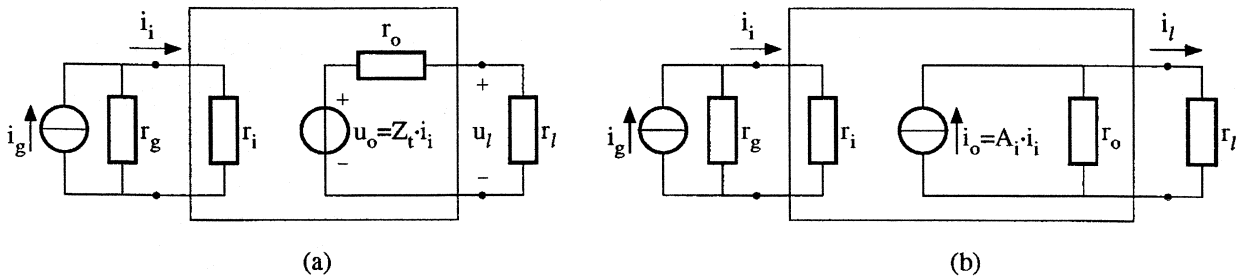
$$i_i = \{r_g / (r_g + r_i)\} \cdot i_g.$$

Ook hier kan de inwendige weerstand r_g onstabiel en niet-lineair zijn, en ook hier zullen we er naar streven de invloed van r_g in de signaaloverdracht van bron naar versterker te minimaliseren. Dat kan door er voor te zorgen dat $r_i \ll r_g$, want dan gaat de formule over in $i_i = i_g$. De informatiedragende grootte is de **ingangsstroom**.

In de figuren 6.10a en 6.11a is de uitgangssignaalbron een spanningsbron u_o met inwendige weerstand r_o . Er wordt verondersteld dat de spanning u_l over de belastingsweerstand r_l de voor de informatie-overdracht belangrijke grootte is. Door de spanningsdeling via r_o en r_l komt slechts een deel u_l van u_o op de belastingsweerstand te staan.

$$u_l = \{r_l / (r_o + r_l)\} \cdot u_o.$$

Als nu r_l veranderlijk of niet-lineair gedrag vertoont, dan moet de invloed van de waarde van r_l in de overdracht geminimaliseerd worden. Dat kan door er voor te zorgen dat $r_o \ll r_l$, want dan gaat de formule over in $u_l = u_o$. De informatiedragende grootheid is de **uitgangsspanning** van de versterker.



Figuur 6.11: Transimpedantieversterker (a) en stroomversterker (b).

In de figuren 6.10b en 6.11b tenslotte is de uitgangssignaalbron een stroombron i_o met inwendige weerstand r_o . Er wordt verondersteld dat de stroom i_l door de belastingsweerstand r_l de voor de informatie-overdracht belangrijke grootheid is. Door de stroomdeling met r_o en r_l loopt slechts een deel i_l van i_o door de belastingsweerstand.

$$i_l = \{r_o / (r_o + r_l)\} \cdot i_o.$$

Als nu r_l veranderlijk of niet-lineair gedrag vertoont, dan moet de invloed van de waarde van r_l in de overdracht geminimaliseerd worden. Dat kan door er voor te zorgen dat $r_o \gg r_l$, want dan gaat de formule over in $i_l = i_o$. De informatiedragende grootheid is de **uitgangsstroom** van de versterker.

Is in een elektronisch systeem versterking nodig, dan zal de ontwerper steeds aan de hand van de eigenschappen van de bron en de belasting moeten bepalen welke van de vier typen versterkers hij nodig heeft of gebruiken kan.

Bij de versterker in figuur 6.10a is r_i groot en r_o klein. De ingangsspanning en de uitgangsspanning zijn de belangrijke grootheden. De overdracht $A = A_v$ is dimensieloos en heet spanningsversterking. De schakeling heet een **spanningsversterker**.

Bij de versterker in figuur 6.10b is r_i groot en r_o groot. De ingangsspanning en de uitgangsstroom zijn de belangrijke grootheden. De overdracht $A = Y_t$ heeft de dimensie van 1/weerstand en heet trans-admittantie. De schakeling heet een **trans-admittantieversterker**.

Bij de versterker in figuur 6.11a is r_i klein en r_o klein. De ingangsstroom en de uitgangsspanning zijn de belangrijke grootheden. De overdracht $A = Z_t$ heeft de dimensie van weerstand en heet trans-impedantie. De schakeling heet een **trans-impedantieversterker**.

Bij de versterker in figuur 6.11b is r_i klein en r_o groot. De ingangsstroom en de uitgangsstroom zijn de belangrijke grootheden. De overdracht $A = A_i$ is dimensieloos en heet stroomversterking. De schakeling heet een **stroomversterker**.

De bovenstaande indeling is gemaakt op grond van het onvolmaakte gedrag van r_g en r_l . Als r_g en r_l wel onveranderlijk stabiel en lineair zijn, dan kan in principe elk type versterker gebruikt worden. De keuze wordt dan bepaald door andere van belang zijnde aspecten bij de overdracht, zoals optimale bandbreedte, vlakke overdrachtskarakteristiek of optimale signaal-ruis verhouding. Het komt ook voor dat versterkers nodig zijn waarvan r_i en r_o nauwkeurig vastgestelde waarden moeten bezitten. Vooral bij transmissie van hoogfrequente signalen via transmissiekabels is dat van belang.

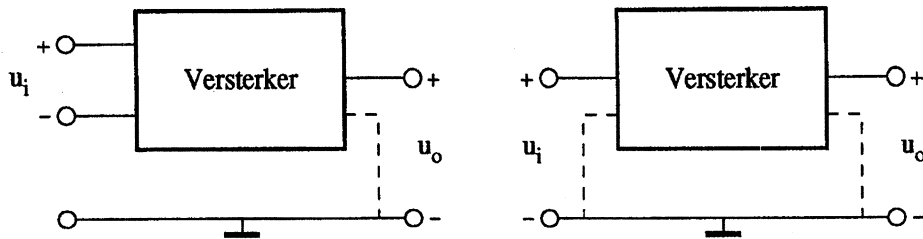
6.3.2 Versterkersymboliek

Elektronische schakelingen die een overdracht verzorgen worden vaak symbolisch getekend als een blokje met 2 ingangsklemmen en twee uitgangsklemmen, waartussen resp. de ingangs- en de uitgangssignalen aanwezig zijn. Dat is ook bij versterkers het geval. Zie figuur 6.12.



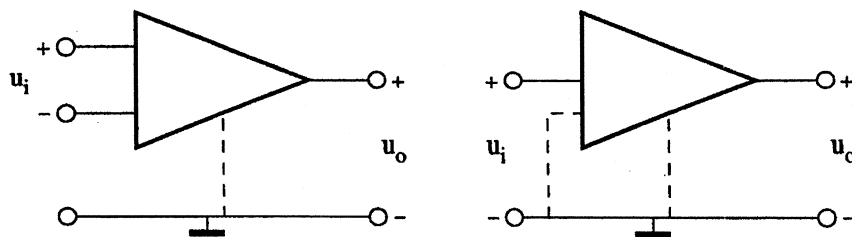
Figuur 6.12: Blokschema versterker met 2 ingangs- en uitgangsklemmen.

Soms wordt echter slechts 1 ingangsklem of 1 uitgangsklem getekend, of beide. Er is dan stilzwijgend aangenomen dat de niet getekende klem of klemmen zijn verbonden met een *gemeenschappelijke referentieaansluiting zoals massa of aarde*. Zie de voorbeelden in figuur 6.13. Het is verstandig om die in de tekening ontbrekende verbindingen er toch bij te tekenen, om misverstanden te voorkomen.



Figuur 6.13: Alternatieve blokschema's voor versterkers.

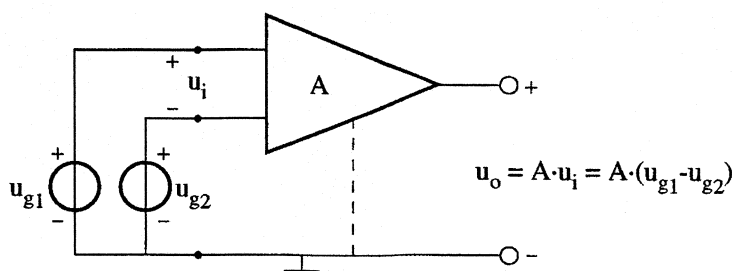
Voor versterkers wordt ook vaak een driehoek als symbool gebruikt, waarbij de verticale zijde de ingang voorstelt en de tegenoverliggende punt de uitgang. De tweede uitgangsklem wordt nooit getekend, maar hij moet er natuurlijk wel zijn. Zie figuur 6.14.



Figuur 6.14: Alternatieve blokschema's voor versterkers.

6.3.3 Verschilversterker

Een veel toegepaste versterkerconfiguratie is die van de *verschilversterker*. Daarbij wordt gebruik gemaakt, zoals getekend in figuur 6.15, van een gemeenschappelijke massa of aarding die aan ingang en uitgang beschikbaar is. In- en uitgangssignalen worden dan beschouwd ten opzichte van deze aansluiting. Het stelt ons in staat om alle bronnen en belastingen een gemeenschappelijke aansluiting te laten hebben, uit overweging van storingsonderdrukking en veiligheid.



Figuur 6.15: Verschilversterker.

Tussen de ingangsklemmen en massa zijn nu twee verschillende signaalbronnen aangebracht, terwijl één der uitgangsklemmen aan massa wordt gelegd. De spanning tussen de ingangsklemmen is nu $u_{g1} - u_{g2}$, en de uitgangsspanning van de versterker dus $A \cdot (u_{g1} - u_{g2})$, als A de spanningsversterking is. Omdat het verschil van twee signalen wordt versterkt spreken we van een verschilversterker.

Een belangrijke toepassing van deze configuratie is die waarbij een te versterken klein signaal u_s vergezeld gaat van een veel groter ongewenst signaal of stoorsignaal u_{st} . Het signaal kan dan worden geschreven als

$$u_{g1} = a \cdot u_s + u_{st}.$$

Als we nu de beschikking hebben over een tweede signaal u_{g2} dat dezelfde, even grote storing bevat maar het gewenste signaal met een andere amplitude of een andere polariteit, dan zal in het verschilsignaal de storende term wegvallen. We kunnen schrijven

$$u_{g2} = b \cdot u_s + u_{st}.$$

zodat

$$u_{g1} - u_{g2} = (a - b) \cdot u_s$$

waarbij natuurlijk a ongelijk moet zijn aan b .

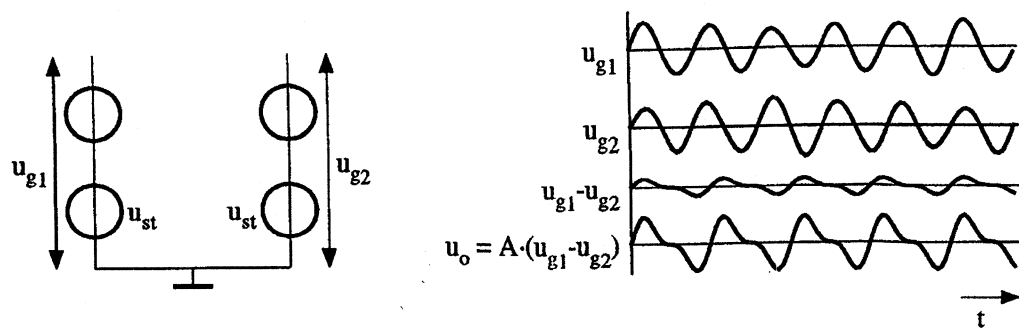
Een bekende toepassing is die waarbij EEG of ECG signalen worden opgenomen. Op de op de huid aangebrachte elektroden vinden we naast de kleine gewenste meetsignalen zeer grote stoorsignalen die in hoofdzaak afkomstig zijn van de 50 Hertz velden van het energienet. Gebruik makend van een referentie-elektrode op het lichaam en een paar signaalelektroden die verschillende posities innemen t.o.v. de fysieke signaalbron kunnen we met een verschilversterker het signaal grotendeels ontdoen van de storing.

In figuur 6.16 is een voorbeeld getekend waarbij het gewenste signaal 20 maal kleiner is dan het stoorsignaal. Na aftrekking en versterking van het verschil verschijnt het gewenste signaal, ontdaan van de storing.

6.3.4 Balancerings

Versterkers bezitten ten opzichte van hun directe omgeving verscheidene aansluitpunten. Dat zijn de ingangs- en de uitgangsklemmen, maar ook de aansluitpunten van de voedingsspanning. In het tot nu toe gehouden betoog spraken we steeds over het **signaalgedrag** van versterkers en sloten we zonder meer bronnen en belastingen aan op de in- en uitgangen en op de gemeenschappelijke massarail.

Vanuit de statische beschouwingen van versterkerschakelingen weten we evenwel dat al deze klemmen t.o.v. elkaar verschillende **gelijkspanningen** kunnen voeren die afkomstig zijn van

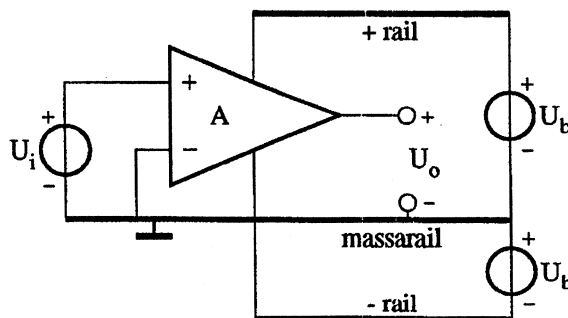


Figuur 6.16: Stoorsignaal verdwijnt na verschilversterking.

de benodigde statische instellingen. Bij de behandeling van een eenvoudige versterkerschakeling in hoofdstuk 5 zagen we dat tussen basis en emitter, tussen collector en emitter en tussen emitter en voedingsbron drie verschillende gelijkspanningen aanwezig waren. Bij het aansluiten van signaalbronnen en belastingen zullen dus naast signaalstromen ook gelijkstromen door deze bronnen en belastingen gaan lopen, hetgeen de statische instelling nadelig kan beïnvloeden en bovendien in bronnen en belastingen ongewenst is. In het algemeen wil men aan de ingang en de uitgang van een signaalversterker alleen signaalspanningen en -stromen zonder onnodige gelijkspanningen en -stromen.

We kunnen natuurlijk bij alle in- en uitgangsklemmen koppelcondensatoren toepassen die een DC-weg blokkeren doch het signaal doorlaten. Maar in het geval dat het signaal zélf een DC-component bevat zal deze onbedoeld verloren gaan.

De oplossing van het probleem vinden we in het gebruik van *gebalanceerde* schakelingen en het toepassen van *twee voedingsspanningen*, te weten een voedingsspanning $+U_b$ die positief is t.o.v. de massarail en een voedingsspanning $-U_b$ die negatief is t.o.v. de massarail. Zie figuur 6.17. We gaan verder niet in op wat balanceringsprecies is, omdat ons dat te ver in details zou voeren. Het resultaat is evenwel dat, als de ingangsklemmen met de massarail worden verbonden, de uitgangsklem van de schakeling ook dezelfde spanning als de massarail voert. Als er tussen de ingangsklemmen een symmetrische wisselspanning rond de massapotentiaal wordt aangebracht dan zal ook de uitgangsspanning symmetrisch rond deze potentiaal zijn.

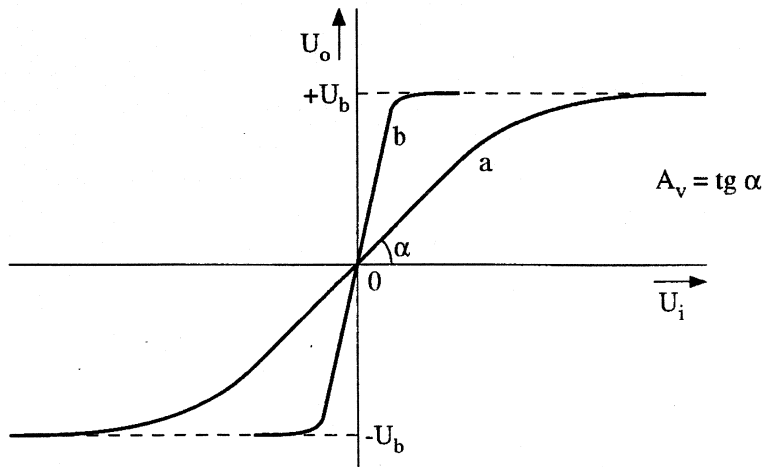


Figuur 6.17: Gebalanceerde versterker met twee voedingsbronnen.

De overdracht van de gebalanceerde versterker zal er uitzien als getekend in figuur 6.18. Er zal een lineair verband kunnen bestaan tussen in- en uitgangsspanning tot aan de situatie dat de uitgangsspanning de voedingsspanning nadert. De uitgangsspanning kan niet groter dan de voedingsspanning worden. Dat geldt voor zowel de positieve als de negatieve voedingsspanning. Bij verdere toename van de ingangsspanning zal *begrenzing* optreden. In de figuur 6.18 geldt voor de bij overdrachtskarakteristiek a behorende versterking A_v

$$A_v = U_o/U_i = \operatorname{tg} \alpha.$$

Bij toenemende waarde van A_v zal de karakteristiek steeds steiler gaan lopen (karakteristiek b).



Figuur 6.18: Overdracht van een gebalanceerde spanningsversterker.

In het verdere betoog, en zeker daar waar versterkers worden gebruikt, zal stilzwijgend worden aangenomen dat we te maken hebben met gebalanceerde schakelingen die gevoed worden uit een positieve en een negatieve voedingsspanning.

6.3.5 Lineariteit en stabiliteit

Niet-lineariteit en instabiliteit kunnen de waarheidsgetrouwheid van analoge informatieoverdracht in ernstige mate aantasten. Helaas zijn dat precies de verschijnselen waar transistoren ruim van voorzien zijn. De overdracht is alleen en slechts bij benadering lineair bij kleine signalen, terwijl we vaak juist grote signalen willen verwerken. De overdracht hangt sterk af van het meestal door de voedingsspanning bepaalde instelpunt. Ook temperatuursveranderingen hebben grote invloed.

Gelukkig bezitten we de mogelijkheden om de effecten van genoemde verschijnselen in sterke mate te kunnen bestrijden. De belangrijkste daarvan zijn *compensatie* en *terugkoppeling* ("feedback").

6.3.6 Compensatie

Bij *compensatie* laten we een signaal twee maal een ongewenste beïnvloeding (niet-lineariteit) ondergaan, echter elk met een tegengesteld effect. De ongewenste verschijnselen heffen elkaar dan bij optellen of aftrekken van de resultaten min of meer op. Zonder er diep op in te gaan kunnen we de toepassing van compensatie toelichten aan de hand van enkele situaties.

Veronderstel dat we te maken hebben met een niet-lineaire overdracht in de vorm van

$$u_{o1} = a_1 \cdot u_i + b_1 \cdot u_i^2 + c_1 \cdot u_i^3 + d_1 \cdot u_i^4 + e_1 \cdot u_i^5,$$

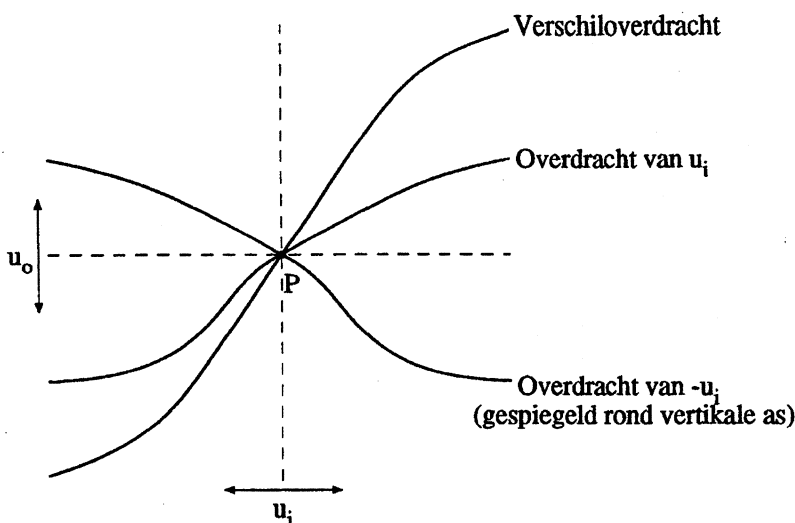
met u_i als ingangssignaal en u_{o1} als uitgangssignaal. We inverteren nu het signaal u_i in $-u_i$ en sturen het vervolgens door een circuit met eenzelfde overdrachtsvorm. Het resultaat heeft dan de vorm

$$u_{o2} = -a_1 \cdot u_i + b_1 \cdot u_i^2 - c_1 \cdot u_i^3 + d_1 \cdot u_i^4 - e_1 \cdot u_i^5.$$

Als we dan u_{o1} en u_{o2} van elkaar aftrekken dan vinden we

$$u_o = u_{o1} - u_{o2} = 2a_1 \cdot u_i + 2c_1 \cdot u_i^3 + 2e_1 \cdot u_i^5.$$

De even-machtstermen zijn verdwenen. Vooral als de tweede-machtsterm een forse bijdrage in de vervorming leverde is de winst aanmerkelijk. In figuur 6.19, waar een voorbeeld van deze werkwijze wordt gegeven, zien we dat de overdracht symmetrisch rond het instelpunt is geworden. In de uitdrukking voor u_{o2} zijn de coëfficiënten van de oneven machtstermen van teken veranderd t.o.v. de uitdrukking voor u_{o1} . Voor de figuur betekent dat een spiegeling van de overdrachtskarakteristiek rond de verticale as door P . De verschiloverdracht wordt gevonden door de twee karakteristieken van elkaar af te trekken, waarbij P als de nul-coördinaat wordt gebruikt. Duidelijk is te zien dat de verschilkarakteristiek over een veel groter gebied lineair benaderd kan worden dan de oorspronkelijke karakteristiek.



Figuur 6.19: Compensatie via signaalinversie en subtractie.

In een andere situatie kan het ons gelukken een andere niet-lineaire overdracht te creëren met de vorm

$$u_{o2} = a_2 \cdot u_i - b_2 \cdot u_i^2 - c_2 \cdot u_i^3 - d_2 \cdot u_i^4 - e_2 \cdot u_i^5.$$

Als we er nu voor zorgen dat b_1 en b_2 , c_1 en c_2 , d_1 en d_2 , e_1 en e_2 zo goed mogelijk aan elkaar gelijk zijn, dan zullen bij optelling van u_{o1} en u_{o2} de hogere-machtstermen grotendeels tegen elkaar wegvallen en het resultaat hoofdzakelijk bestaan uit

$$u_o = (a_1 + a_2) \cdot u_i.$$

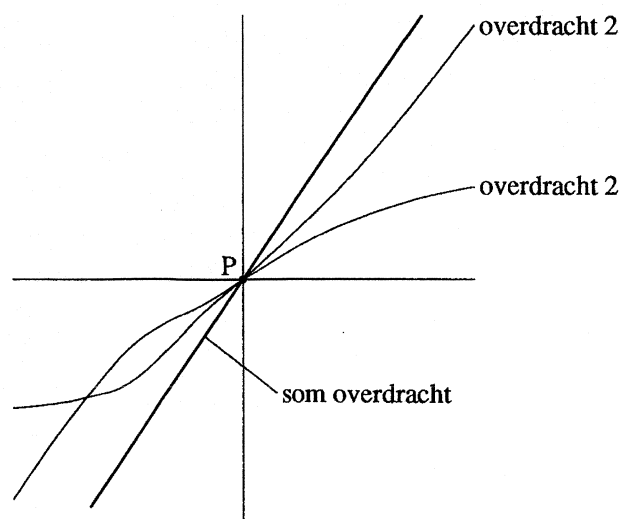
Zie figuur 6.20. De hierboven beschreven compensaties zijn **subtractief** of **additief**: er worden twee signalen afgetrokken of opgeteld.

Compensatie kan ook **multiplicatief** zijn. Stel dat we een overdracht hebben in de vorm

$$u_{o1} = a \cdot u_{i1}^\gamma.$$

Als we nu in staat zijn een tweede overdracht te maken in de vorm

$$u_{o2} = b \cdot u_{i2}^{1/\gamma}.$$



Figuur 6.20: Compensatie via 2 overdrachtsfuncties en additie.

en we het resultaat van de eerste bewerking gebruiken als ingangssignaal in de tweede, dus als $u_{i2} = u_{o1}$, dan is het totale resultaat

$$u_{o2} = b \cdot \{(a \cdot u_{i1}^\gamma)\}^{1/\gamma} = b \cdot a^{1/\gamma} \cdot u_{i1}.$$

Deze overdracht is weer lineair.

Compensatie is een algemeen in de techniek toegepast principe. Het is een niet zichzelf instellend mechanisme en vergt een nauwkeurige afregeling. Het vergt een goede kennis omtrent de aard van de niet-lineariteit en werkt beter naarmate de niet-lineariteit geringer is en de reeks dus minder termen bevat. De te behalen verbeteringen liggen vaak in de orde van 10 tot 100 maal. Compensatie trekt geen lering uit het behaalde resultaat (niet zelf-corrigerend).

6.3.7 Terugkoppeling

Een regelmechanisme dat wel zichzelf instelt is dat van de **terugkoppeling** ("feedback"). Men komt het in de techniek maar ook in de biologie veelvuldig tegen. Het principe bestaat uit een **waarneming** van het feitelijke resultaat van een actie, een **vergelijking** van de waarneming met het gewenste resultaat (de norm) en een **corrigerende** actie die ervoor zorgt dat het **feitelijke** resultaat zo goed mogelijk gelijk wordt aan het **gewenste** resultaat.

Voorbeelden zijn er genoeg te vinden.

De thermostaat van de centrale verwarming neemt waar wat de actuele temperatuur in de kamer is en vergelijkt die met de door ons opgegeven gewenste waarde (de norm). Als de kamer te koud is, dan moet de kachel warmte leveren totdat het gewenste resultaat is bereikt. De regeling werkt helaas in één richting: de kachel zou ook moeten kunnen koelen als de kamer te warm is.

Al fietsend nemen onze ogen en evenwichtszintuigen waar of we nog rechtop blijven en de goede kant op gaan met de goede snelheid. Als dat niet overeen komt met onze wensen dan corrigeren we via onze spieracties. Het mechanisme is zelf-corrigerend: de acties zijn heftiger naarmate dat meer nodig is.

Ook het grijpen van een voorwerp of het laten balanceren van een breinaald op de vingertop lukt alleen maar dankzij terugkoppeling. Met de ogen dicht lukt het niet.

Het laatste voorbeeld geeft aan dat we een op zichzelf **instabiel** systeem met terugkoppeling **stabiel** kunnen maken. Het laat ook zien dat twee zaken bij terugkoppeling van groot belang

zijn. In de eerste plaats moeten de uitgevoerde correcties met onze vinger de goede kant op gaan (een electronicus zou zeggen: de *goede polariteit* hebben), anders zou de instabiliteit alleen maar groter worden. In de tweede plaats moeten de corrigerende acties *voldoende snel* worden uitgevoerd, anders ligt de naald er al af voor we iets doen. Er mag niet te veel vertraging tussen waarneming en actie zijn.

Als we het stuur van een goede auto loslaten op een redelijk vlakke weg dan blijft de wagen rechthoek rijden in een stabiele toestand. Als we actief gaan sturen dan voeren we correcties uit aan de hand van waarnemingen. Als de correcties precies de verkeerde kant op gaan dan hangen we zeer snel in de vangrail. Dat laat zien dat verkeerde terugkoppeling een *stabiel* systeem *instabiel* kan maken.

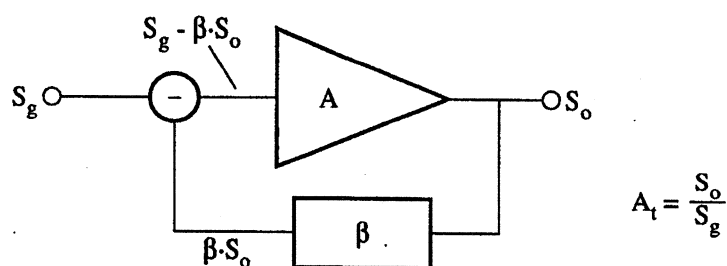
Terugkoppeling die afwijkingen doet verkleinen en stabiliserend werkt wordt *tegenkoppeling* genoemd.

Terugkoppeling die afwijkingen vergroot en destabiliserend werkt wordt *meekoppeling* genoemd.

Bij het toepassen van één van de twee vormen moet een ontwerper er steeds op bedacht zijn dat de gewenste vorm niet onverwacht kan overgaan in de andere vorm. Een vliegtuig dat in de lucht blijft dankzij allerlei tegengekoppelde besturingssystemen zou daardoor plotseling neer kunnen storten.

Het verbeteren van de eigenschappen van versterkers gebeurt met tegenkoppeling. Verderop zullen we zien dat meekoppeling wordt gebruikt bij het opwekken van periodieke signalen zoals sinussen, blokspanningen, zaagtanden, etc.

Kenmerkend voor tegenkoppeling is steeds dat we onze wil (de norm) opdringen aan een systeem. In de elektronica kan die wil betekenen: een goede lineariteit in een overdracht, ook voor grote signalen. Dus een uitgangssignaal dat gelijkvormig moet zijn aan het ingangssignaal. Het ingangssignaal S_g is dan de norm. We leiden van het uitgangssignaal S_o een lineaire fractie $\beta \cdot S_o$ af en vergelijken dat met S_g . Vergelijken gebeurt door S_g en $\beta \cdot S_o$ van elkaar af te trekken. Het verschil wordt versterkt en corrigeert het uitgangssignaal S_o .



Figuur 6.21: Het principe van tegenkoppeling.

In figuur 6.21 is het principe getekend. A is de nominale versterking van de versterker. A bevat niet-lineariteiten en afhankelijkheden van temperatuur en voedingsspanning. Met een netwerk β leiden we een fractie $\beta \cdot S_o$ van het uitgangssignaal af en voeren dat toe aan de vergelijkschakeling. Op de ingang van A verschijnt het verschilsignaal $S_g - \beta \cdot S_o$. Door de versterker A versterkt moet dat weer het uitgangssignaal S_o opleveren. Er geldt dus

$$S_o = A \cdot (S_g - \beta \cdot S_o) = A \cdot S_g - A \cdot \beta \cdot S_o.$$

Daaruit vinden we dat de teruggekoppelde overdracht A_t van S_g naar S_o is geworden:

$$A_t = \frac{S_o}{S_g} = \frac{A}{1 + A \cdot \beta} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{A\beta}{1 + A\beta}.$$

Als $A \cdot \beta$, de **lusversterking** genaamd, groter dan 1 is dan zal naarmate $A \cdot \beta$ groter wordt A_t steeds meer de waarde $1/\beta$ gaan naderen. De absolute waarde van A speelt geen rol meer. De versterking wordt geheel bepaald door de constante, signaalonafhankelijke factor $1/\beta$. Voor een versterking $A_t > 1$ zal A een zeer grote waarde moeten hebben om steeds te zorgen dat $A \cdot \beta \gg 1$. Bij tegenkoppeling moet $A \cdot \beta$ steeds een positieve waarde bezitten. Daardoor zal A_t altijd kleiner zijn dan A .

Om inzicht te krijgen in de invloed die variaties ΔA in A nog hebben op A_t kunnen we uit de formule voor A_t afleiden dat

$$\frac{\Delta A_t}{A_t} = \frac{\Delta A}{A} \cdot \frac{1}{1 + A \cdot \beta}.$$

Als bijvoorbeeld $A_t = 10$, ($\beta = 0,1$) en $A = 10000$, dan is $A \cdot \beta = 1000$, en $1/(1 + A \cdot \beta)$ wordt dan $1/1001$. Van een variatie van 10% in A vinden we dan nog slechts een variatie van 0,01% terug in A_t . We zien in dit voorbeeld ook dat het ingangssignaal op de versterker A nog slechts $1/1000$ ste is van S_g . We kunnen er voortaan vanuit gaan dat bij tegengekoppelde versterkers met grote waarden van $A \cdot \beta$ de verschilspanning aan de ingang van de versterker, en dus ook de verschilstroom ter plaatse, vrijwel **verwaarloosbaar klein** worden.

De waarde van β kan bij verschillende toepassingen ingesteld worden met behulp van weerstanden. Door hoog-kwalitatieve nauwkeurige weerstanden te kiezen kunnen zeer nauwkeurige waarden van β , en dus van versterkingsfactoren, worden vastgelegd. Versterkers met zeer grote waarden van A (10^4 tot 10^6) die bedoeld zijn om in tegengekoppelde configuraties nauwkeurig te kunnen versterken worden **operationele versterkers** genoemd. Ze danken hun naam uit de tijd van de analoge computers, toen rekenbewerkingen (operaties) werden uitgevoerd met behulp van tegengekoppelde versterkers, waarvan de versterking nauwkeurig vast moest liggen.

De signalen S_g en S_o kunnen zowel stromen als spanningen voorstellen, en A zowel een spanningsversterking, een stroomversterking, een transimpedantie als een transadmittantie. We zullen twee uitvoeringen nader bekijken, namelijk één waarbij aan de ingang het verschil van twee spanningen wordt gemeten en één waarbij we een verschilstroom bepalen.

6.3.8 De niet-inverterende operationele versterker

Het schema uit figuur 6.22 toont een tegengekoppelde versterker waarbij tussen de ingangsklemmen van A het verschil komt te staan van de bronspanning u_g en het van de uitgang afgeleide gedeelte $\beta \cdot u_o$. Dat afleiden gebeurt met een eenvoudige spanningsdeler bestaande uit R_1 en R_2 . Let wel dat het afgeleide signaal wordt toegevoerd aan de min-ingang van de versterker A om tegenkoppeling te bereiken (het toevoeren aan de plus-ingang zou meekoppeling betekenen). Er geldt dat

$$\beta = R_1/(R_1 + R_2).$$

Het van u_o afgeleide gedeelte is

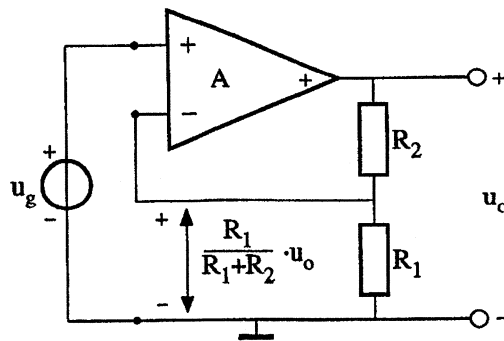
$$\beta \cdot u_o = \{R_1/(R_1 + R_2)\} \cdot u_o.$$

Omdat, zoals eerder gezegd, de verschilspanning en de verschilstroom aan de ingang van A voor grote waarden van $A \cdot \beta$ zeer klein zijn moet nagenoeg gelden

$$u_g = \{R_1/(R_1 + R_2)\} \cdot u_o,$$

en dus

$$A_t = u_o/u_g = (R_1 + R_2)/R_1.$$



Figuur 6.22: Niet-inverterende operationele versterker.

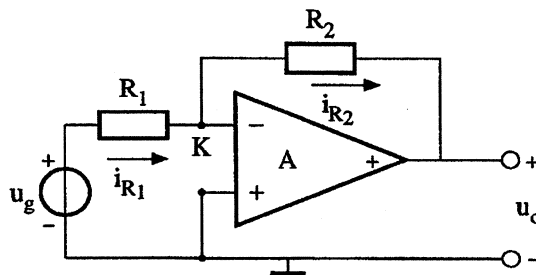
A_t heeft een positief teken. De tegengekoppelde versterker is dus niet-inverterend. Omdat op de plus-ingang van A wel spanning staat zonder dat er een noemenswaardige stroom gaat lopen is de ingangsimpedantie van de schakeling, gezien vanuit de bron u_g , zeer hoog.

Een voorbeeld: we hebben een versterker A met versterking $5 \cdot 10^4$ en willen een tegengekoppelde versterking A_t van 20. Dan moet dus een spanningsdeler ontworpen worden met $\beta = 1/20$. Voor controle: $A \cdot \beta = 2500$. Er is dus voldaan aan $A \cdot \beta \gg 1$. Er geldt $1/20 = R_1/(R_1 + R_2)$. Als bijvoorbeeld $R_1 = 2200\Omega$ dan moeten we voor R_2 een weerstand van 41.800Ω gebruiken.

6.3.9 De inverterende operationele versterker

In figuur 6.23 is een tegengekoppelde versterker getekend waarbij de versterker A zich ditmaal als transimpedantieverstker gedraagt. De overdracht A heeft hier dus de dimensie van V/A . De ingangsgrootheid is een stroom en de uitgangsgrootheid een spanning. Via de weerstand R_2 wordt een terugkoppeling tot stand gebracht van de uitgang naar de inverterende ingang van A . De niet-inverterende ingang wordt aan de gemeenschappelijke aardrail gelegd. Bij voldoende grote lusversterking zal weer gelden dat de spanning en de stroom tussen de ingangsklemmen van A nagenoeg nul zijn. Dat betekent dat de bron u_g door de weerstand R_1 een stroom i_{R1} levert gelijk aan

$$i_{R1} = u_g/R_1.$$



Figuur 6.23: Inverterende operationele versterker.

De enige weg die deze stroom verder kan gaan is door R_2 . Gezien de stroomrichting zal moeten gelden dat

$$i_{R2} = -u_o/R_2.$$

Aangezien $i_{R1} = i_{R2}$ vinden we tenslotte dat

$$A_t = u_o/u_g = -R_2/R_1.$$

Door het negatieve teken is de versterker inverterend. We zien dat aan de ingang van A in feite het verschil van de stromen i_{R1} en i_{R2} wordt toegevoerd.

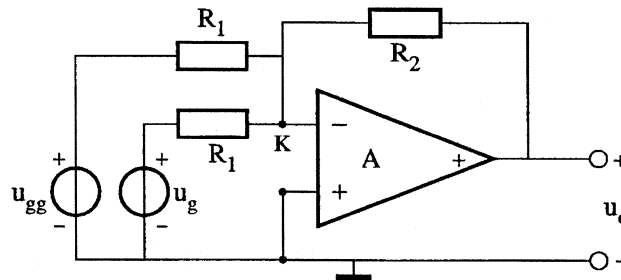
De bron u_g levert aan de inverterende ingang van A een stroom zonder dat daar een noemenswaardige spanning ontstaat. Het punt K in de schakeling is dus t.o.v. de massarail een zeer laagohmig punt. De ingangsimpedantie van de schakeling is, gezien vanuit de bron u_g , gelijk aan R_1 .

Bij de berekening zijn we uitgegaan van een ideale bron u_g . Indien deze niet ideaal is en een inwendige weerstand R_g bevat, dan dient R_g in de formule voor de versterking natuurlijk bij R_1 te worden opgeteld.

Als voorbeeld willen we een spanning uit een bron met een inwendige weerstand van 600Ω versterken met een factor -25 . Voorts wensen we dat de ingangsimpedantie van de versterkerschakeling 2200Ω is. We beschikken over een operationele versterker waarvan de transimpedantie $6 \cdot 10^7 \text{ V/A}$ is.

Vanwege de eis betreffende de ingangsimpedantie moet de weerstand R_1 2200Ω zijn. Verder moet $A_t = -25 = -R_2/(R_1 + 600) = -R_2/2800$. Hieruit vinden we $R_2 = 70.000 \Omega$.

De factor β heeft hier de waarde $1/R_2 \text{ A/V}$. De lusversterking wordt $6 \cdot 10^7/70.000 = 857$ en is dus $\gg 1$.



Figuur 6.24: Optelschakeling voor spanningsbronnen met gemeenschappelijke massa-aansluiting.

Als we, zoals getekend in figuur 6.24, een tweede bron u_{gg} via een weerstand R_1 met K verbinden dan zal vanwege het laagohmige karakter van K de bron u_{gg} aan K een stroom u_{gg}/R_1 toevoeren. Nu wordt i_{R2} dus gelijk aan

$$u_g/R_1 + u_{gg}/R_1 = (u_g + u_{gg})/R_1.$$

De uitgangsspanning wordt

$$u_o = -(R_2/R_1) \cdot (u_g + u_{gg}).$$

De schakeling is zeer geschikt om spanningen, afkomstig uit bronnen met een gemeenschappelijke massa-aansluiting, op te tellen. Dat geldt ook voor meer dan twee spanningen.

6.3.10 Stabiliteit van tegengekoppelde versterkers

Door de aanwezigheid van parasitaire capaciteiten in versterkerschakelingen zullen bij toename van de frequentie fasedraaiingen in de overdracht gaan optreden. Als de fasedraaiing is toegenomen tot 180° , dan is voor deze frequentie een niet-inverterende schakeling inverterend geworden.

Bij tegenkoppeling betekent dit dat we zijn overgegaan tot meekoppeling, met alle gevolgen vandien. Gelukkig is door de parasitaire capaciteiten ook meestal de versterking van de schakeling afgenomen, waardoor ook de lusversterking afneemt. De oplossing van het probleem wordt doorgaans gevonden door er voor te zorgen dat de lusversterking kleiner is geworden dan 1 voor we, wat de fasedraaiing betreft, in de gevarenzone komen. Fabrikanten van operationele versterkers geven meestal uitvoerig aanwijzingen om instabiliteit door ongewenste meekoppeling te voorkomen.

6.3.11 De decibel

Overdrachten van schakelingen zoals versterkers en frequentie-selektieve filters geven de verhouding van een uitgangsgrootheid en een ingangsgrootheid aan. Daar waar die verhouding dimensieloos is zijn we in de elektronica gewend via een logaritmische operatie die verhouding uit te drukken in *decibels*.

Als de overdracht een *vermogensverhouding* P_o/P_i is, dan wordt de operatie $10 \log (P_o/P_i)$ uitgevoerd om de overdracht in decibels uit te drukken.

Voorbeelden: als van een versterker $P_o/P_i = 40$, dan is dat gelijk aan $10 \log 40 = 16$ decibel of 16 dB. Zo vinden we verder

als $P_o/P_i = 0,01$	dan komt dat overeen met $10 \log 0,01$	=	-20 dB
als $P_o/P_i = 0,1$	dan komt dat overeen met $10 \log 0,1$	=	-10 dB
als $P_o/P_i = 1$	dan komt dat overeen met $10 \log 1$	=	0 dB
als $P_o/P_i = 10$	dan komt dat overeen met $10 \log 10$	=	10 dB
als $P_o/P_i = 100$	dan komt dat overeen met $10 \log 100$	=	20 dB
als $P_o/P_i = 1000$	dan komt dat overeen met $10 \log 1000$	=	30 dB
als $P_o/P_i = 2$	dan komt dat overeen met $10 \log 2$	=	3 dB

Als de verhouding *spanningen* of *stromen* betreft, zoals U_o/U_i en I_o/I_i , dan komt dat, in decibels uitgedrukt, overeen met $20 \log (U_o/U_i)$ en $20 \log (I_o/I_i)$.

Voorbeelden: als van een versterker $U_o/U_i = 26$, dan is dat gelijk aan $20 \log 26 = 28,3$ decibel of 28,3 dB. Zo vinden we verder

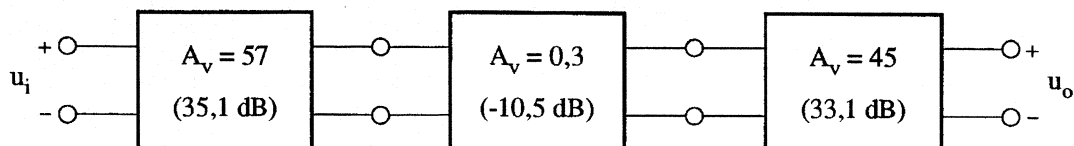
als $U_o/U_i = 0,01$	dan komt dat overeen met $20 \log 0,01$	=	-40 dB
als $I_o/I_i = 0,1$	dan komt dat overeen met $20 \log 0,1$	=	-20 dB
als $U_o/U_i = 1$	dan komt dat overeen met $20 \log 1$	=	0 dB
als $U_o/U_i = 10$	dan komt dat overeen met $20 \log 10$	=	20 dB
als $I_o/I_i = 100$	dan komt dat overeen met $20 \log 100$	=	40 dB
als $U_o/U_i = 1000$	dan komt dat overeen met $20 \log 1000$	=	60 dB
als $U_o/U_i = 2$	dan komt dat overeen met $20 \log 2$	=	6 dB

Dat bij een verhouding van vermogens de $10 \log$ wordt genomen en bij een verhouding van spanningen of stromen de $20 \log$ is gelegen in het feit dat vermogens evenredig zijn met de kwadraten van spanningen of stromen. Het kwadraat laat zich verplaatsen naar een factor 2 voor de logaritme.

Distorsie wordt ook uitgedrukt als een verhouding van spanningen of stromen. Als de distorsie-term in een signaal 100 maal zo klein is als het signaal zelf, dan spreken we van 1% vervorming. In decibels uitgedrukt is de vervorming dan $20 \log 0,01 = -40$ dB.

Het gebruik van decibels heeft enkele voordelen. Allereerst zien we aan het teken onmiddellijk of we met versterking of verzwakking te maken hebben. Verder vermijden we door de logaritmische compressie van de getallenreeks het gebruik van veel cijfers. Het grootste voordeel ligt evenwel in het feit dat bij het in cascade schakelen van versterkers, zoals getekend in figuur 6.25, de totale versterking wordt gevonden uit het eenvoudigweg optellen van de decibelwaarden van

de afzonderlijke versterkers i.p.v. het vermenigvuldigen van de versterkingsfactoren.



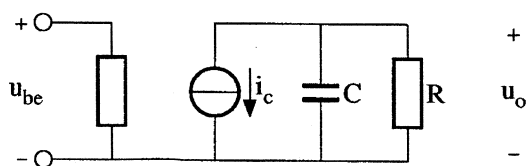
Figuur 6.25: Cascadeschakeling van drie versterkers.

Dat kan omdat de logaritme van een product gelijk is aan de som van de logaritmen van de afzonderlijke factoren. Als de drie versterkers respectievelijk 57, 0,3 en 45 maal versterken dan is de totale versterking $57 \cdot 0,3 \cdot 45 = 769,5$ maal. In decibels is dat $20 \log 769,5 = 57,7$ dB. De afzonderlijke versterkingen zijn in decibels resp. $20 \log 57 = 35,1$ dB, $20 \log 0,3 = -10,5$ dB en $20 \log 45 = 33,1$ dB. Met het gebruik van decibels vinden we de totale versterking eenvoudig uit $35,1 - 10,5 + 33,1 = 57,7$ dB.

6.3.12 Bandbreedte

Overall in elektronische schakelingen, en dus ook in versterkers, komen transistoren voor waarbij tussen collector en emitter een gestuurde stroombron aanwezig is die belast wordt met een weerstand met parallel daaraan een parasitaire capaciteit. Figuur 6.26 geeft dat schematisch aan. Zolang de impedantie van de condensator klein is t.o.v. die van de weerstand is de spanning u_o over de weerstand $-i_c \cdot R$. De laagfrequente overdracht van stroom naar spanning heeft dus de waarde $-R$. De kantelfrequentie f_0 waarbij de impedantie van de condensator gelijk is geworden aan die van de weerstand wordt gegeven door $f_0 = 1/(2\pi \cdot R \cdot C)$. Boven f_0 neemt de spanning af met toenemende frequentie. Bovendien gaat de fase draaiing tussen spanning en stroom naar -45 graden bij f_0 , en naar -90 graden bij frequenties ver boven f_0 . We noemen het gebied van $f = 0$ tot $f = f_0$ de **bandbreedte** van de overdracht. Boven f_0 wordt het signaal niet goed meer overgedragen. Kiezen we R een factor n maal zo groot, dan wordt bij lage frequenties de uitgangsspanning n maal zo groot, doch de bandbreedte n maal zo klein. Het product van de laagfrequente overdracht R en de bandbreedte f_0 is

$$\frac{R}{2\pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot C} = \text{constant.}$$



Figuur 6.26: Bandbreedte-beperving door parasitaire capaciteit.

Kennelijk kunnen de grootte van de overdracht en de bandbreedte tegen elkaar uitgewisseld worden. De constante is een zekere **kwaliteitsfactor**: hoe kleiner de parasitaire capaciteit C , hoe groter de constante en hoe meer we met een schakeling kunnen bereiken. Steeds geldt voor elke elektronische schakeling dat parasitaire capaciteiten, en soms ook parasitaire zelfinducties een grens aan de te behalen versterking en bandbreedte stellen. Hoe groter de vereiste bandbreedte, hoe groter de moeite die we zullen moeten doen om nog voldoende versterking te kunnen bereiken, en hoe duurder doorgaans de schakeling wordt.

We zagen dat bij het toepassen van tegenkoppeling de versterking A_t van de tegengekoppelde schakeling steeds kleiner is dan de versterking A van de niet-tegengekoppelde versterker. Naast het verlagen van de distorsie blijkt als tweede resultaat van tegenkoppeling de bandbreedte van de schakeling toe te nemen. Ook hier blijken binnen bepaalde grenzen versterking en bandbreedte uitwisselbaar te zijn.

Zoals reeds eerder is opgemerkt moet het frequentiebereik van een schakeling steeds voldoende zijn om alle relevante frequenties van een signaal goed te kunnen bewerken.

6.3.13 Ruis, distorsie en dynamiek

Tot nu toe hebben we geschreven over allerlei overdrachtseigenschappen van elektronische versterkers zonder een uitspraak te doen over de absolute waarde van spanningen of stromen die aan een schakeling mogen worden aangeboden of die door een schakeling kunnen worden afgegeven.

Door een aantal fysische beperkingen bestaan er voor deze signalen zowel onder- als bovengrenzen voor wat hun amplitude betreft.

Schakelingen kunnen geen onbeperkt grote signalen afgeven. Bij toename van het signaal zal ook de **distorsie** gaan toenemen. Het zijn veelal de voedingsspanning en de instelstromen die grenzen stellen aan het lineaire deel van de overdrachtskarakteristiek.

De ontwerper bepaalt zelf welke vervorming nog in zijn toepassing toelaatbaar is. Daarmee is dan vastgelegd wat het maximaal toelaatbare ingangssignaal is. Daarmee is de **bovengrens** bepaald.

Als aan een versterker, of op een elektronische schakeling in het algemeen, geen signaal wordt toegevoerd dan meten we aan de uitgang toch een uitgangssignaal. Dat signaal kunnen we beschouwen als een storend signaal. Het bepaalt de **ondergrens** voor ingangssignaalamplituden die nog zinvol door een schakeling kunnen worden verwerkt.

De bronnen van storende signalen zijn van verschillende aard.

De eerste en niet te vermijden bron is die van **ruis**. Onder ruis verstaan we een willekeurig met de tijd variërende stroom of spanning, veroorzaakt door de Brownse bewegingen van elektronen in geleidende materialen, of door het gekwantiseerde karakter van uit elektronen bestaande stromen die p-n juncties in transistoren oversteken.

Over een weerstand R kunnen we een ruisspanning u_n meten ter grootte

$$u_n = \sqrt{4kT \cdot B \cdot R}.$$

waarbij B de in beschouwing genomen bandbreedte is. Bij kamertemperatuur is $4kT$ ongeveer gelijk aan $16 \cdot 10^{-21}$ Joules.

Een voorbeeld: een weerstand van $10 \text{ k}\Omega$ voert in een band van 20 kHz een ruisspanning van $u_n = \sqrt{16 \cdot 10^{-21} \cdot 2 \cdot 10^4 \cdot 10^4} = 1,79 \mu\text{V}$.

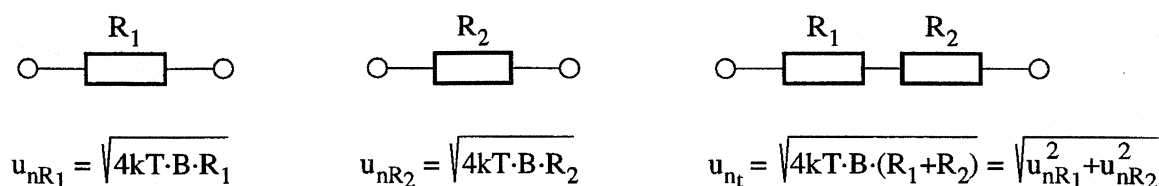
Weerstandsruis wordt **thermische ruis** genoemd. In de formule is te zien dat door verlaging van T (koeling) de invloed van thermische ruis te verkleinen is.

Een stroom I die een p-n junctie oversteekt bevat een fluctuatie i_n waarvoor geldt

$$i_n = \sqrt{2q \cdot I \cdot B}.$$

Deze ruisstroom wordt **hagelruis** (shot noise) genoemd. B is weer de in beschouwing genomen bandbreedte. **Een voorbeeld:** een stroom van 2 mA die in een transistor een junctie oversteekt bevat in een bandbreedte van 5 MHz een hagelruis $i_n = \sqrt{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 2 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^6} = 56,6 \text{ nA}$.

De ruissignalen u_n en i_n zijn uitgedrukt in **effectieve waarden**. Er wordt op gewezen dat ruisspanningen of -stromen, uit verschillende bronnen afkomstig, onderling **ongecorreleerd** zijn. Dat heeft tot gevolg dat bij het optellen van ruisspanningen of -stromen niet hun effectieve



Figuur 6.27: Het optellen van ongecorreleerde ruisspanningen.

waarden mogen worden opgeteld, doch de wortel uit de som van hun kwadraten moet worden genomen.

Figuur 6.27 maakt dat duidelijk. Als twee weerstanden R_1 en R_2 in serie worden geplaatst, dan is de totale ruisspanning

$$u_{nt} = \sqrt{4kT \cdot B \cdot (R_1 + R_2)} = \sqrt{(4kT \cdot B \cdot R_1 + 4kT \cdot B \cdot R_2)} = \sqrt{(u_{nR1}^2 + u_{nR2}^2)}.$$

Hierin zijn u_{nR1} en u_{nR2} de ruisspanningen van R_1 en R_2 afzonderlijk.

Een tweede groep van storende signalen is die afkomstig uit de ons omringende technische wereld. Men noemt de verzameling van deze stoorsignalen "**man-made noise**". Allerlei elektrische systemen zoals het 50 Hz energienet, de ontsteking van verbrandingsmotoren, computers, thermostaten in koelkasten, dimschakelingen en zenders, wekken elektrische en magnetische velden op die op hun beurt in elektronische schakelingen weer storende stromen en spanningen opwekken. Dit soort storing is te bestrijden door het verwijderen van de storende bron, óf door het afschermen van de elektronica tegen de storende velden met behulp van **metalen behuizingen**.

We weten nu dat distorsie de bovengrens en ruis de benedengrens van de zinvol te verwerken signalen vormt. De verhouding van deze signaalamplituden noemen we de **dynamiek** van de schakeling. Daarbij vergelijken we de signalen op hetzelfde punt in de schakeling, bijvoorbeeld de ingang. De verschillende ruisbronnen die overal in de schakeling kunnen optreden worden dan **teruggerekend** naar de ingang. De teruggerekende waarde is zodanig groot dat het effect op het uitgangssignaal even groot is als in het geval de ruisbronnen op hun oorspronkelijke plaats in de schakeling zouden blijven.

Als bijvoorbeeld de teruggerekende ruisspanning aan de ingang van een versterker $1 \mu\text{V}$ is en de maximaal toelaatbare ingangsspanning 200 mV , dan is de dynamiek van de schakeling $(200 \cdot 10^{-3}) / (1 \cdot 10^{-6}) = 2 \cdot 10^5$. In decibels is dat $20 \log 2 \cdot 10^5 = 106 \text{ dB}$.

6.4 Selektoren

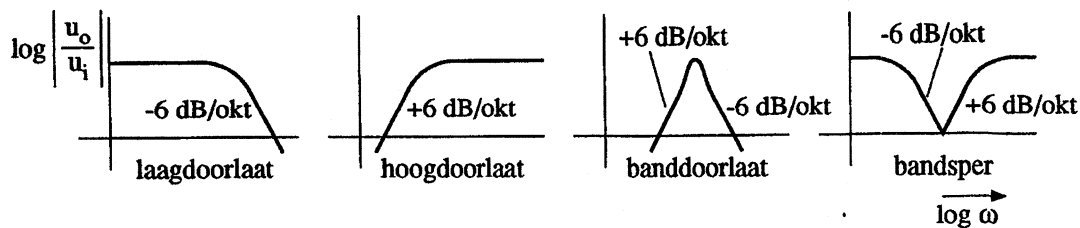
In hoofdstuk 3 zagen we dat met behulp van condensatoren en spoelen netwerken zijn te ontwerpen die frequentie-selectief werken. Frequenties uit bepaalde delen van een spectrum worden doorgelaten, terwijl andere worden verzwakt. Zo konden we hoogdoorlatende, laagdoorlatende, banddoorlatende en bandsperrende overdrachten maken.

Een laagdoorlatend netwerk dat met behulp van een condensator of spoel en een weerstand gemaakt is zal boven de kantelfrequentie f_0 een verzwakking van het signaal vertonen die twee maal zo groot wordt (-6 dB) als de frequentie verdubbelt (**een octaaf**), of 10 maal (-20 dB) als de frequentie vertienvoudigt (**een decade**). We zeggen in dit geval dat de overdrachtskarakteristiek boven f_0 een helling vertoont van -6 dB/octaaf of -20 dB/decade .

Bij een hoogdoorlatend netwerk met een condensator of spoel en een weerstand zal beneden de kantelfrequentie f_0 de helling van de karakteristiek $+6 \text{ dB/oct}$ zijn. Hier neemt de overdracht immers toe als de frequentie stijgt.

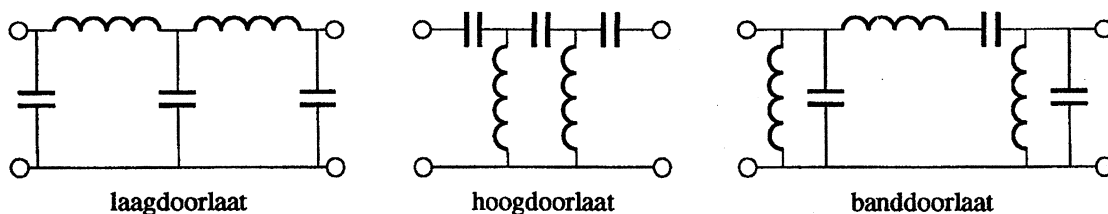
Bij een banddoorlatend of bandsperrend netwerk zal op enige afstand beneden en boven de resonantiefrequentie f_0 de helling van de karakteristiek eveneens $+6 \text{ dB/oct}$ of -6 dB/oct zijn.

De octaven worden daarbij gerekend t.o.v. de afstand tot de centrale frequentie f_0 . Figuur 6.28 brengt het een en ander in beeld.



Figuur 6.28: Eenvoudige filters met hellingen van +6dB/oct en -6 dB/oct.

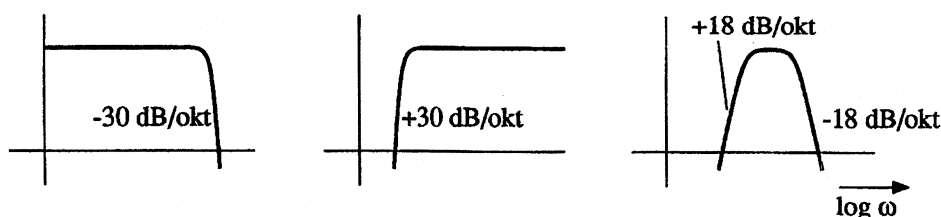
Als we zulke netwerken willen gebruiken om delen van een frequentiespectrum van elkaar te scheiden, dan zien we dat het scheidingsvermogen rond de kantelfrequentie of rond de resonantiefrequentie niet erg groot is. We zeggen: de *selectiviteit* is beperkt. Selectiviteit is op te voeren door per netwerk meerdere spoelen en/of condensatoren toe te passen. De filterontwerper noemt dat filters van een *hogere orde*.



Figuur 6.29: Enkele voorbeelden van hogere orde filters.

Figuur 6.29 toont een paar voorbeelden. Zonder verder op deze schakelingen in te gaan kunnen we stellen dat de hellingen van de overdrachtskarakteristieken van hogere orde filters toenemen tot +12 dB/oct of -12 dB/oct, +18 dB/oct of -18 dB/oct, +24 dB/oct of -24 dB/oct, etc. Figuur 6.30 laat zulke karakteristieken zien.

Naarmate de orde van een filter stijgt neemt de selectiviteit toe, wordt het ontwerpproces kritischer en moeten de componentwaarden nauwkeuriger bekend zijn. Handafregeling is dikwijls noodzakelijk.



Figuur 6.30: Voorbeeld van overdrachtskarakteristieken van hogere orde filters.

De frequentie f_0 kan bij eenvoudige filters simpelweg veranderd worden door een condensator of spoel van waarde te veranderen. Bij hogere orde filters moeten alle aanwezige componenten volgens een kritisch patroon van waarde wijzigen. Bij dergelijke filters wordt het ondoenlijk om eenmaal gebouwde filters nog van frequentie te veranderen. Met name bij afstembare radio's waarin filters de in het frequentiespectrum vlak naast elkaar gelegen signalen van de verschillende

zenders voldoende scherp moeten kunnen scheiden, levert dit een probleem op. Door gebruik te maken van andere signaalbewerkings-mogelijkheden kunnen we evenwel dit vraagstuk omzeilen.

Zoals zich laat raden neemt de prijs van handgebouwde filters snel toe met de orde van het filter. Er bestaan evenwel technieken voor het vervaardigen van filters waarbij gebruik wordt gemaakt van **wisselwerkingen tussen elektrische velden en mechanische trillingen** in bepaalde materialen (o.a. kwarts en keramische materialen). Zulke filters kunnen klein van afmeting zijn en worden vaak vervaardigd in een techniek die massaproductie mogelijk maakt, hetgeen de prijs gunstig beïnvloed.

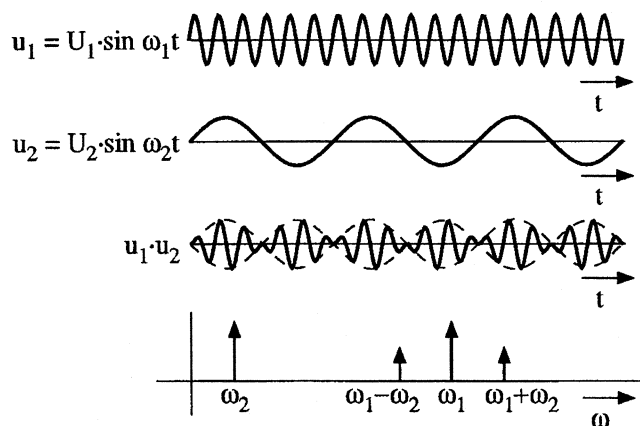
6.5 Converteren

Met **converteren** bedoelen we het **verplaatsen** van een signaal in het **frequentiedomein**. Om dat te bereiken vermenigvuldigen we het betreffende signaal met een **hulpsignaal** dat we zelf opwekken.

In paragraaf 6.1.2 hebben we gezien dat er bij het vermenigvuldigen van twee sinusvormige signalen (of cosinusvormig) u_1 en u_2 met verschillende frequenties twee nieuwe sinus- of cosinusvormige signalen ontstaan met de som- en de verschilfrequentie.

$$u_1 \cdot u_2 = U_1 \cdot \sin \omega_1 t \cdot U_2 \cdot \sin \omega_2 t = 1/2 \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \cos(\omega_1 - \omega_2)t - 1/2 \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \cos(\omega_1 + \omega_2)t.$$

Figuur 6.31 toont wat het resultaat van de vermenigvuldiging is in het tijddomein en in het frequentiedomein.



Figuur 6.31: Het vermenigvuldigen van twee sinusvormige signalen.

Een willekeurig signaal u_s kunnen we in algemene zin beschouwen als een tussen twee grenzen in het frequentiedomein aanwezige verzameling van sinusvormige signalen.

$$u_s = U_1 \cdot \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + U_2 \cdot \sin(\omega_2 t + \varphi_2) \dots + U_n \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_n).$$

Dit signaal bevindt zich in het spectrum tussen ω_1 en ω_n . Als we nu u_s vermenigvuldigen met het hulpsignaal $u_0 = U_0 \cdot \sin \omega_0 t$, dan heeft het product de vorm

$$u_0 \cdot u_s = U_0 \cdot \{U_1 \cdot \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \cdot \sin \omega_0 t + U_2 \cdot \sin(\omega_2 t + \varphi_2) \cdot \sin \omega_0 t \dots$$

$$\dots + U_n \cdot \sin(\omega_n t + \varphi_n) \cdot \sin \omega_0 t\} =$$

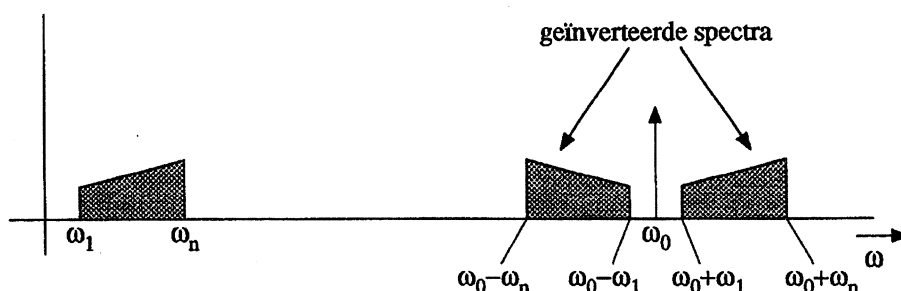
$$U_0 \cdot [1/2 \cdot U_1 \cdot \cos\{(\omega_0 - \omega_1)t - \varphi_1\} - 1/2 \cdot U_1 \cdot \cos\{(\omega_0 + \omega_1)t + \varphi_1\} +$$

$$+1/2 \cdot U_2 \cdot \cos\{(\omega_0 - \omega_2)t - \varphi_2\} - 1/2 \cdot U_2 \cdot \cos\{(\omega_0 + \omega_2)t + \varphi_2\} + \dots$$

$$+1/2 \cdot U_n \cdot \cos\{(\omega_0 - \omega_n)t - \varphi_n\} - 1/2 \cdot U_n \cdot \cos\{(\omega_0 + \omega_n)t + \varphi_n\}$$

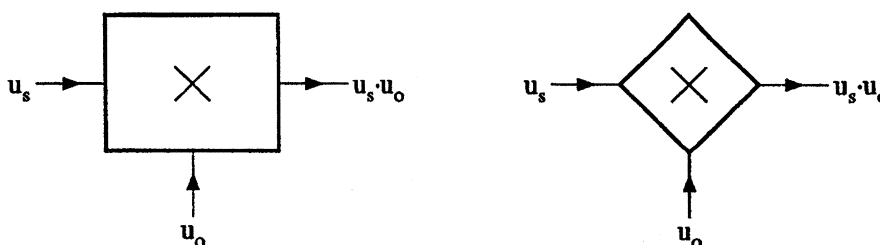
Bij nadere beschouwing van deze uitkomst zien we dat tussen de grenzen $\omega_0 + \omega_1$ en $\omega_0 + \omega_n$ een nieuw signaalspectrum is ontstaan waarin alle oorspronkelijke signaalcomponenten na conversie met behoud van hun onderlinge amplitude-, frequentie- en faserelaties aanwezig zijn. Het is alsof het oorspronkelijke spectrum met behoud van zijn vorm naar een ander frequentiegebied verplaatst is.

Voorts zien we dat ook tussen de grenzen $\omega_0 - \omega_1$ en $\omega_0 - \omega_n$ een nieuw signaalspectrum is ontstaan dat gelijkvormig is aan het oorspronkelijke spectrum, evenwel in gespiegelde vorm. Figuur 6.32 laat zien wat er in het frequentiedomein gebeurt. Ter verduidelijking van het spiegelend effect is in het oorspronkelijke spectrum aan de signaalcomponenten een met de frequentie oplopende amplitude gegeven.



Figuur 6.32: Converteren van een signaalspectrum.

Conversieschakelingen (mixers) worden schematisch weergegeven zoals getekend in figuur 6.33.

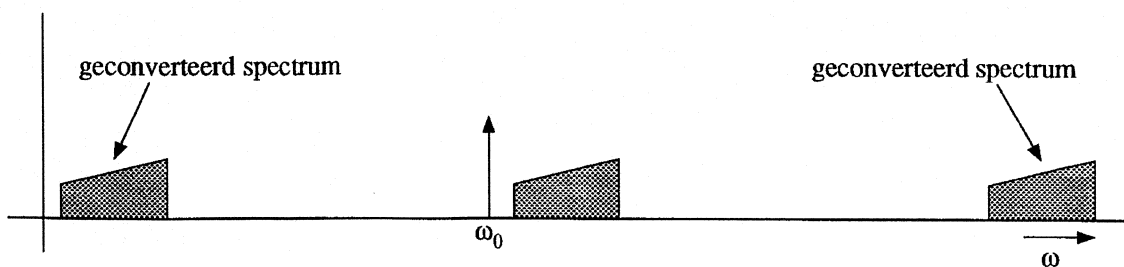


Figuur 6.33: Blokschematische voorstellingen voor mixers.

Het verplaatsen van een signaal kan zowel naar hoger gelegen delen van het spectrum als naar lagere delen. De richting wordt bepaald door de relatieve positie van het hulpsignaal t.o.v. het informatiedragende signaal. Figuur 6.34 laat zien dat de verschuiving ook naar omlaag kan.

Bij het converteren ontstaan steeds twee nieuwe verschoven spectra, terwijl er in veel toepassingen slechts één verschoven spectrum gewenst is. Het ongewenste product wordt dan met behulp van filters verwijderd.

Toepassingen vinden we op die plaatsen waar het spectrum van een signaal niet samenvalt met het werkgebied van een transmissiekanaal. Onze stem bijvoorbeeld produceert via een microfoon signalen waarvan het relevante deel van het spectrum tussen 300 en 3000 Hertz ligt.



Figuur 6.34: Een ander voorbeeld van signaalconversie.

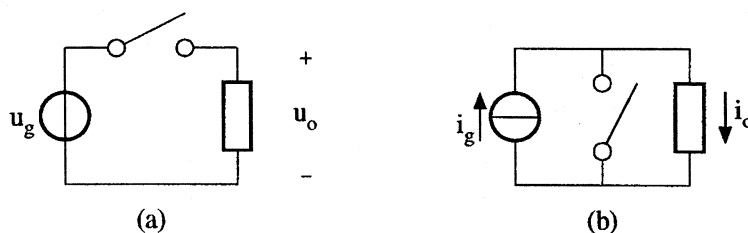
Een radiozender, zoals een mobilfoon, werkt op veel hogere frequenties. Voor een mobilfoon kan een transmissiekanaal rond b.v. 160 MHz beschikbaar zijn. In de elektronica van een mobilfoon kan men dan ook één of meermalen frequentieconversie tegenkomen.

Een radio-ontvanger heeft als taak hoogfrequente zendsignalen te selecteren en de informatie daarin aan een luidspreker aan te bieden voor zintuigelijke waarneming. Ook hier moet één of meermalen frequentieconversie plaatsvinden, tot de informatie weer in de juiste vorm in het hoorbare frequentiegebied ligt.

6.6 Schakelen

De in een voorgaande paragraaf behandelde filters zijn schakelingen die signalen selecteren in het frequentiedomein. **Schakelen** is een bewerking waarbij geselecteerd wordt in het **tijddomein**. Schematisch wordt dat op spanningsniveau weergegeven in figuur 6.35a. Is de schakelaar gesloten dan is de uitgangsspanning u_o gelijk aan u_g . Bij open schakelaar is de uitgangsspanning nul.

In figuur 6.35b zien we een dergelijke actie op stroomniveau. Als de schakelaar open is dan is de stroom i_o gelijk aan i_g . Bij gesloten schakelaar is de stroom i_o gelijk aan nul.



Figuur 6.35: Schakelen van spanning (a) en stroom (b).

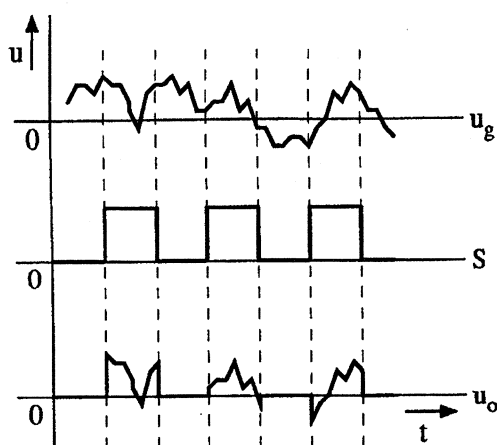
We kunnen schakelen signaaltechnisch beschouwen als het vermenigvuldigen van een signaal u_g of i_g met een tweewaardig schakelsignaal S dat de waarde 1 of 0 kan aannemen.

$$u_o = S \cdot u_g \text{ en } i_o = S \cdot i_g.$$

We moeten ons hier niet beperken tot wat we in het dagelijkse leven gewend zijn, namelijk het met de hand van tijd tot tijd omzetten van een schakelaar. In de elektronica beschikken we over schakelende transistoren die razendsnel schakelfuncties kunnen uitvoeren. Als zo'n schakelfunctie bovendien periodiek is dan kunnen u_g , S en u_o er b.v. uitzien als in figuur 6.36 getekend is.

6.7 Vertragen

Zoals converteren het verplaatsen van een signaal in het frequentiedomein is, zo is **vertragen** het **verplaatsen** van een signaal in het **tijddomein**. Daarvoor zijn geheugens nodig. Met geheugens wordt informatie al of niet tijdelijk "bevroren".



Figuur 6.36: Voorbeeld van het elektronisch schakelen van een signaal.

In sommige situaties willen we informatie gedurende een onbepaalde tijd bewaren. We voeren wel informatie toe maar gooien niets weg. Hoe meer informatie we toevoeren, hoe "voller" het geheugen loopt.

In andere gevallen willen we informatie slechts gedurende een beperkte, gedefinieerde tijd bewaren, waarna het het geheugen weer verlaten mag om elders gebruikt te worden. Gemiddeld verlaat evenveel informatie zo'n geheugen als er in komt. Het raakt nooit overvol.

Signalen kunnen in hun *analoge* vorm eigenlijk alleen vertraagd worden door gebruik te maken van *looptijdeffecten*. Door de aanwezigheid van parasitaire effecten heeft elk signaal een zekere tijd nodig om een schakeling of een transmissiekabel te doorlopen. De op deze wijze nog praktisch te realiseren vertragingen bedragen slechts enkele tientallen nanoseconden. Om langere looptijden te bereiken wordt gebruik gemaakt van de looptijd van *mechanische golven* in materialen als kwarts en keramiek. Met een ingangselektrode wordt een elektrisch signaal omgezet in mechanische trillingen, die zich met een beperkte loopsnelheid (bv. 1600 m/sec) voortplanten naar een uitgangselektrode. De uitgangselektrode zet de mechanische trilling weer om in een elektrisch signaal. Met niet al te grote materiaalafmetingen (kleiner dan 10 cm) kunnen zo looptijden gerealiseerd worden tot circa 100 microseconde. (Elke tv-ontvanger bevat zo'n component voor het decoderen van de kleursignalen).

Willen we analoge informatie over een langere tijd vertragen dan gaan we anders tewerk. Het signaal wordt via *bemonstering* omgezet in een discrete reeks analoge waarden, die vervolgens in geheugencellen worden opgeslagen. Als elektrische geheugencellen worden condensatoren gebruikt. De hoeveelheid lading op de condensatoren bepaalt wat de inhoud van de geheugencellen is.

Stel dat we een reeks van n condensatoren hebben en dat er b maal per seconde een signaalmonster wordt genomen. De eerste monsterwaarde wordt in de vorm van een hoeveelheid lading in de eerste condensator opgeslagen. Vóór dat het tweede monster genomen wordt hebben we evenwel het eerste monster doorgeschoven naar de tweede condensator. Het tweede monster wordt vervolgens in de eerste condensator geplaatst. Vóór het derde monster genomen wordt schuiven we het eerste monster door naar de derde condensator en het tweede monster naar de tweede condensator. De eerste condensator is nu gereed om het derde monster te ontvangen. Dat gaat net zo lang door tot het eerste monster de laatste condensator heeft bereikt. Het geheugen is nu vol. Bij elk volgende monster zal het monster uit de laatste condensator het geheugen verlaten. De totale vertraging is gelijk aan n/b seconde.

De schakeling kan geheel geïntegreerd worden uitgevoerd. Er worden MOS transistoren als schakelaars gebruikt die nodig zijn om de monsters te nemen en om de ladingspakketten door te

schuiven. Dergelijke vertragingcircuits worden aangeduid met de naam **CCD** (Charge-Coupled Devices).

(Ook beeldopnemers in videocamera's maken gebruik van het CCD principe. Daarbij wordt helderheidsinformatie van beeldpunten, die in de vorm van ladingen in condensatoren aanwezig is, via het doorschuifprincipe naar een signaaluitgang overgebracht.)

Het grote probleem bij het gebruik van condensatoren als geheugencellen is het weglekken van de opgeslagen lading. Bij de CCD, waar analoge monsterwaarden worden opgeslagen, leidt elk weglekken van lading tot aantasting van de informatie-integriteit. In analoge monsterwaarden moeten we immers een zeer groot aantal verschillende niveau's kunnen onderscheiden.

We kunnen veel van de problemen oplossen door over te gaan op signalen met slechts twee amplitude-niveau's: **de digitale signalen**. Het weglekken van lading heeft nu veel minder invloed. We hoeven slechts twee niveau's te onderscheiden. Per geheugencel hoeft alleen maar de binaire waarde 0 (weinig lading) of 1 (veel lading) te worden opgeslagen.

Er zijn digitale geheugenschakelingen waarin het weglekken van lading zo gering is dat het vasthouden van de informatie zonder ingrijpen praktisch onbeperkt kan voortduren. Men noemt dat **statische geheugens**.

Daarnaast bestaan er ook **dynamische digitale geheugens**. Daarin lekt door de slechtere kwaliteit van de geheugencondensatoren de lading zo snel weg, dat regelmatig (bv. 1000 maal per seconde) de inhoud van alle geheugencellen moet worden hersteld tot de oorspronkelijke waarde (refreshing). Dynamische geheugens hebben boven statische het voordeel dat per geheugencel minder componenten en dus minder chip-oppervlak nodig is. Het nadeel is dat ze door de refresh-acties iets trager werken.

Apart van het voorgaande wordt onderscheid gemaakt tussen **vluchtige geheugens** (volatile memories) waarin de informatie bij het uitschakelen van de voedingsspanning van de schakeling verdwijnt, en **niet-vluchtige geheugens** (non-volatile memories) waarin de informatie onder die omstandigheid behouden blijft.

Alleen statische digitale geheugens kunnen niet-vluchtig zijn.

(We hebben hier alleen iets geschreven over zuiver elektronische geheugens. Media als magnetische tape en schijf, en optische disk zijn buiten beschouwing gebleven. Die zijn overigens allemaal niet-vluchtig).

6.8 Coderen en decoderen

Coderen is een signaalbewerking die er op gericht is een informatiedragend signaal zodanig van vorm te veranderen dat het beter is aangepast bij de eigenschappen van een transmissiekanaal, of beter bestand is tegen storende invloeden, of geschikt wordt om in geheugens op te slaan. De informatie die het signaal bevat mag daarbij niet onacceptabel in kwaliteit worden aangetast.

Codering heeft tot gevolg dat het signaal zowel als tijdfunctie als van spectrale inhoud verandert.

Om het oorspronkelijke signaal weer terug te winnen is een bewerking nodig die **decoderen** of **detecteren** heet.

Er zijn verscheidene coderingsmethoden in gebruik. Enkele werken volgens een **continu analoog principe**, doch andere maken gebruik van **bemonstering** van signalen als tussenbewerking. Steeds is er sprake van een zelf opgewekt hulpsignaal, waarvan één parameter als functie van het informatiesignaal wordt gevarieerd. Voor het hulpsignaal wordt vaak de naam **draaggolf** of **carrier** gebruikt, terwijl het aanbrenge van het informatiesignaal op de carrier **moduleren** wordt genoemd.

Bij continue analoge modulatie is de draaggolf sinusvormig en kan dus worden geschreven als

$$u = U_c \cdot \sin(2\pi \cdot f_c \cdot t + \varphi_c).$$

Moduleren kan nu plaats vinden door de amplitude U_c , de frequentie f_c of de fasehoek φ_c een functie van het informatiedragende signaal $S(t)$ te maken. Daarbij worden de volgende benamingen gebruikt.

- Als $U_c = f\{S(t)\}$ dan spreken we van **amplitude-modulatie (AM)**
- Als $f_c = f\{S(t)\}$ dan spreken we van **frequentie-modulatie (FM)**
- Als $\varphi_c = f\{S(t)\}$ dan spreken we van **fase-modulatie (PM)**

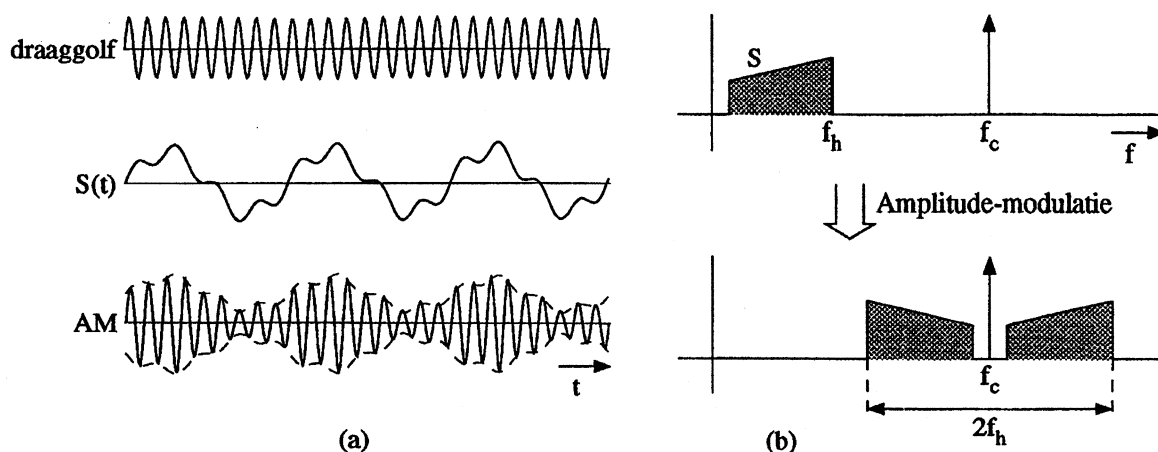
Zowel FM als PM zijn vormen van hoekmodulatie. In beide gevallen wordt namelijk het argument $(2\pi \cdot f_c \cdot t + \varphi_c)$ gemoduleerd.

6.8.1 Amplitude-modulatie

AM, FM en PM vinden hun oorsprong in de radiowereld. AM is daarbij het oudst. Zowel het moduleren als het demoduleren (decoderen) bij AM kunnen met eenvoudige middelen worden uitgevoerd. $U_c = f\{S(t)\}$ krijgt de vorm

$$U_c = \{1 + m \cdot S(t)\},$$

met de voorwaarde dat $S(t)$ tussen de grenzen +1 en -1 blijft en de instelbare modulatie diepte m tussen 0 en 1 (0% en 100%). Met m stellen we de maximale waarde van de variatie in U_c in. Als $m = 0$ dan varieert U_c in het geheel niet, en als $m = 1$ dan varieert U_c tussen 0 en 2 (100% modulatie).



Figuur 6.37: Amplitude-modulatie in het tijddomein (a) en in het frequentiedomein (b) weergegeven.

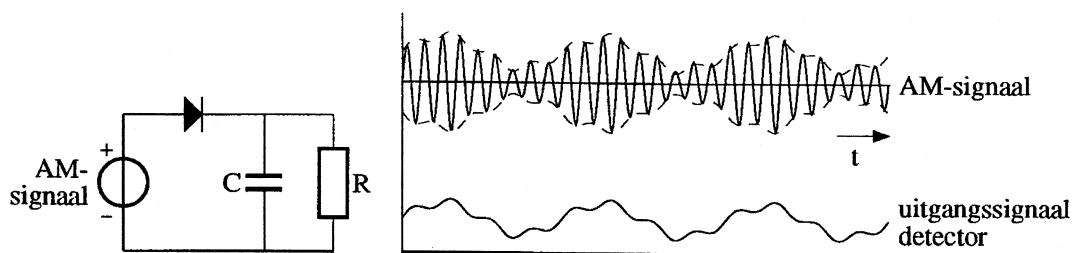
Figuur 6.37a toont wat er bij AM in het tijddomein gebeurt. De draaggolf en $S(t)$ zijn afzonderlijk getekend. De stippellijnen geven aan hoe de amplitude van het gemoduleerde signaal verloopt. We noemen dat de **omhullende** van de draaggolf. De factor 1 in de functie $\{1 + m \cdot S(t)\}$ geeft aan dat er een gelijkspanning ter waarde 1 bij het signaal $m \cdot S(t)$ is opgeteld.

In de formule zien we dat AM ontstaat door het vermenigvuldigen van het informatie bevattende signaal U_c met het sinusvormig signaal $\sin(2\pi \cdot f_c \cdot t + \varphi_c)$. Omdat de waarde van φ_c geen rol speelt stellen we voor de eenvoud dat $\varphi_c = 0$.

$$u = \{1 + m \cdot S(t)\} \cdot \sin(2\pi \cdot f_c \cdot t) = \sin(2\pi \cdot f_c \cdot t) + m \cdot S(t) \cdot \sin(2\pi \cdot f_c \cdot t).$$

De eerste term levert de draaggolf zelf op. Uit de tweede term verschijnen, na de vermenigvuldiging, zoals we inmiddels weten, in het frequentiespectrum twee nieuwe spectra die verschoven zijn t.o.v. $S(t)$ en gespiegeld liggen rond de draaggolfrequentie f_c . Het totale resultaat is getekend in het frequentiespectrum in figuur 6.37b. We kunnen daarin zien dat het totale spectrum van het AM gemoduleerde signaal een breedte heeft die gelijk is aan twee maal de hoogste frequentie uit $S(t)$. In het algemeen worden spectra die bij modulatie rond een carrier verschijnen de **zijbanden** genoemd.

Het **demoduleren** van AM signalen kan worden uitgevoerd met het eenvoudige circuit in figuur 6.38. De diode richt het signaal gelijk. De negatieve helft wordt niet doorgelaten. De condensator wordt door de diode opgeladen tot de momentele topwaarden in het signaal. Tussen de toppen in ontlaaft de condensator zich weer enigszins door de weerstand R . Door een juiste keus voor de waarde van R en C kunnen we bereiken dat de condensatorspanning nog wel de waarde van de omhullende kan volgen, doch dat het circuit te traag is om ook het draaggolfsignaal te volgen. De spanning over de condensator heeft dezelfde vorm als de omhullende, en dus dezelfde vorm als het oorspronkelijke signaal $S(t)$.



Figuur 6.38: Eenvoudige detector voor AM-signalen ("topdetector").

6.8.2 Frequentie-modulatie

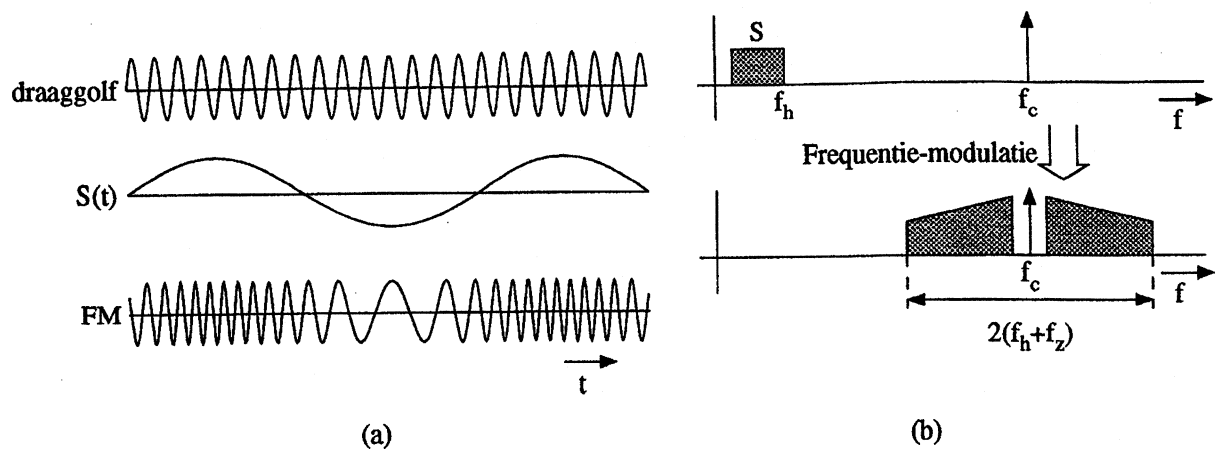
Van de hoekmodulatievormen zullen we alleen FM nader toelichten. (PM verschilt in karakter niet wezenlijk daarvan).

Bij FM varieert de **momentele waarde** van de frequentie f_c van het draaggolfsignaal in het ritme van $S(t)$ tussen twee grenzen die op afstand f_z rond f_c liggen, dus tussen $f_c - f_z$ en $f_c + f_z$. De waarde van f_z wordt de **zwaai** genoemd. Als de hoogste frequentie in $S(t)$ de waarde f_h heeft dan noemt men de verhouding f_z/f_h de **modulatie-index**.

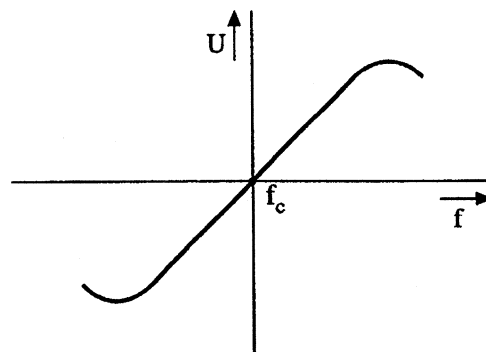
In figuur 6.39 is te zien hoe een frequentie-gemoduleerde draaggolf er in het tijddomein en in het frequentiedomein uitziet. Het spectrum ligt tussen de grenzen $f_c - (f_z + f_h)$ en $f_c + (f_z + f_h)$, en heeft dus een breedte $2(f_z + f_h)$. Als de modulatie-index kleiner dan 1 is, en dus $f_z < f_h$, dan wordt de spectrum-breedte ongeveer gelijk aan die bij AM. Men spreekt in dit geval van **smalband-FM**. Als de modulatie-index evenwel veel groter dan 1 is, dus als $f_z \gg f_h$, dan is de spectrumbreedte veel groter dan bij AM. Men spreekt hier van **breedband-FM**. In deze vorm heeft FM echter zijn grootste kracht als coderingsvorm.

Voor het **coderen** worden schakelingen gebruikt die het draaggolfsignaal opwekken (oscillatoren) waarbij de frequentie van het opgewekte signaal door middel van de elektrische stroom of een spanning $S(t)$ kan worden gevarieerd.

Voor het **decoderen** van FM worden circuits gebruikt met een overdrachtsfunctie die lineair verandert als functie van de frequentie in het gebied waarin zich het FM-spectrum bevindt. Figuur 6.40 toont zo'n overdracht van een **FM detector** ("discriminator"). Horizontaal staat de momentele frequentie van het gemoduleerde signaal uitgezet, en vertikaal de door de FM-detector afgegeven spanning U . De uitgangsspanning volgt dus de momentele frequentie van het FM-signaal, en levert dus een getrouwe afbeelding van het oorspronkelijke signaal $S(t)$.



Figuur 6.39: Frequentie-modulatie in het tijddomein (a) en in het frequentiedomein (b) weergegeven.



Figuur 6.40: Overdrachtskarakteristiek van een FM detector.

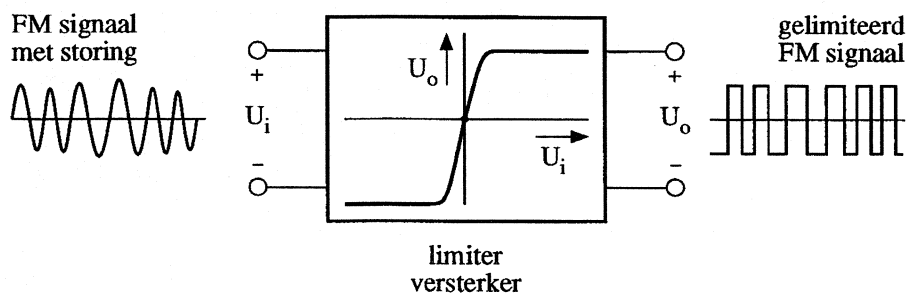
6.8.3 Toepassingen van AM en FM

Bij AM is de informatie uit het signaal $S(t)$ verborgen in de **amplitude** van het gemoduleerde signaal. Elke aantasting van de amplitude-waarden, hetzij door niet-lineariteit van een overdracht, hetzij door het toevoegen van stoorsignalen, zal de kwaliteit van het signaal verslechteren.

Bij FM is de informatie verborgen in de **momentele frequentie** van het gemoduleerde signaal, en niet in de amplitude. Informatie over de momentele frequentie ligt geheel vast in de nul-doorgangen van het signaal. Lineaire overdrachten zijn niet van belang. Het is zelfs zo dat vóór de detectie het gemoduleerde signaal door een sterk niet-lineaire versterker wordt gestuurd die het signaal volledig begrenst aan positieve en negatieve zijde. Die actie is getekend in figuur 6.41. Een dergelijke schakeling heet een **limiter**. Toegevoegde stoorsignalen verdwijnen daarin vrijwel geheel.

We constateren dat AM een geringe bandbreedte vergt en met eenvoudige schakelingen te realiseren is. AM is evenwel gevoelig voor niet-lineariteiten, ruis en storingen. Breedband-FM vergt veel meer bandbreedte, doch is nauwelijks storingsgevoelig en kan door de ongevoeligheid voor niet-lineariteiten een veel hogere kwaliteit van de informatie-overdracht bereiken. De schakelingen zijn echter gecompliceerder, en zeker moet bij de modulator en de detector het verband tussen het signaal $S(t)$ en de momentele frequentie goed lineair zijn.

AM wordt op uitgebreide schaal toegepast bij de radio-omroepzenders in het langegolf-, het middengolf- en het kortegolfgebied. Ook TV-zenders maken er gebruik van. Omdat de kwaliteit van de overdracht beperkt blijft wordt bij de radio-omroep het audiosignaal meestal beperkt tot



Figuur 6.41: Limiter versterker voor het verwijderen van storende AM op een FM signaal.

circa 4 kHz, zodat elke zender een stukje van circa 8 kHz in het frequentiespectrum vergt. Om nog enige ruimte tussen de spectra te waarborgen heeft men gekozen voor een kanaalafstand van 9 kHz. In een band van 1 MHz (ongeveer de breedte van het middengolfgebied) kunnen zo 111 zenders een plaatsje vinden. Een AM-gemoduleerde TV-zender vergt een kanaal van 8 MHz. Het gehele lange-, midden- en kortegolfgebied zou dus slechts 3 van deze zenders kunnen herbergen. Voor TV-zenders gebruikt men kanalen veel hoger in het spectrum. Daar is meer ruimte.

Bij FM radio-omroep wordt het audiospectrum pas bij 15 kHz begrensd en gebruikt men een zwaai van 75 kHz. De spectrumbreedte is daarmee 180 kHz. In de praktijk gebruikt men kanalen van 200 kHz breedte. De middengolfband zou dus slechts 5 FM-zenders kunnen bevatten. Ook bij FM maakt men daarom gebruik van hogere frequenties, waar meer ruimte in het spectrum is.

Bij de registratie van videosignalen op videoband wordt eveneens gebruik gemaakt van FM-codering.

6.8.4 Pulsmodulatie

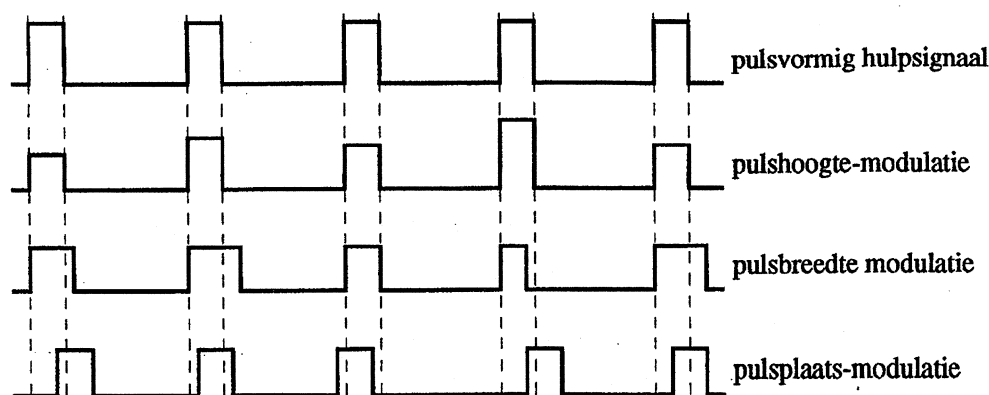
Bij **pulsmodulatie** wordt gebruik gemaakt van een hulpsignaal dat de vorm van een periodieke pulsreeks heeft. Bovenin figuur 6.42 is zo'n pulssignaal getekend. Het hulpsignaal wordt gekenmerkt door de **pulshoogte**, de **pulsbreedte** en hun relatieve positie in de tijd.

In hetzelfde ritme als de pulsreeks wordt het informatiesignaal nu **bemonsterd**. Uit elke bemonstering komt als het ware een getal dat de momentele waarde van $S(t)$ tijdens het bemonsteren weergeeft. In de verschillende pulsmodulatievormen wordt één van de kenmerken van de pulsreeks als functie van de bemonsteringswaarden gevarieerd.

Als het de pulshoogte is, dan spreken we van **pulshoogte-modulatie**, in de andere gevallen van resp. **pulsbreedte-modulatie** en **pulsplaatsmodulatie**. De gevonden bemonsterwaarde bepaalt steeds de betreffende parameter van de eerstvolgende puls uit de reeks. In figuur 6.42 zijn de drie genoemde vormen te zien. We brengen in herinnering dat het oorspronkelijke signaal $S(t)$ weer terug te winnen is als bij het bemonsteren voldaan is aan het theorema van Shannon: de bemonsterfrequentie moet minstens twee maal de hoogste frequentie in $S(t)$ zijn.

Deze vormen van modulatie lijken sterk op AM, FM en PM. Hun eigenschappen met betrekking tot distorsie, ruis en storingen zijn dan ook van dezelfde orde. Hun signaalspectra zijn wel breder, omdat de carrier niet-sinusvormig is en dus veel hogere harmonischen bevat die ieder op zich een zijbandspectrum krijgen. Het aantrekkelijke van pulsbreedte- en pulsplaats-modulatie is dat het signaal slechts twee amplitudewaarden kent. De elektronica voor de verwerking is eenvoudiger te realiseren. Men kan vaak voor digitale elektronica ontworpen circuits gebruiken.

Een andere mogelijkheid die de pulsvorm biedt is die van tijd-multiplexing van meerdere signalen over één kanaal. De ruimte tussen de pulsen wordt slechts gedeeltelijk gebruikt, zodat daar plaats is voor andere pulsgemoduleerde signalen.



Figuur 6.42: Enkele vormen van pulsmodulatie.

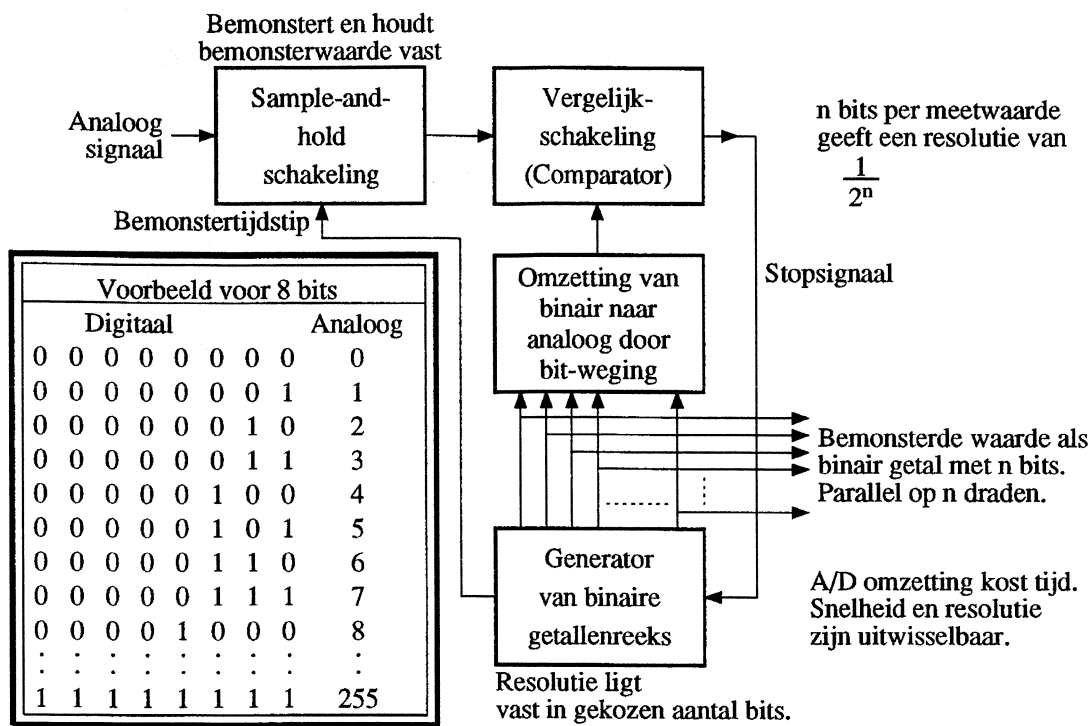
6.8.5 Pulscodemodulatie

Bij *pulscodemodulatie* gaan we nog een stap verder in de codering. Ook hier wordt het signaal $S(t)$ eerst *bemonsterd*. Daarna evenwel wordt de gevonden bemonsterwaarde (een getal) met een *analoog-digitaal omzetter* (A/D) omgezet in een *tweewaardig getal* dat opgebouwd is uit een reeks van "nullen" en "eenen". Elektrisch wil dat zeggen: een "0" is een lage spanning en een "1" is een hoge spanning. Het aantal nullen en eenen, m.a.w. het aantal *bits* dat per bemonstering verschijnt bepaalt de *resolutie* van de omzetting. Met n bits kunnen we 2^n verschillende waarden in de amplitude van $S(t)$ onderscheiden.

Willen we in een videosignaal minstens 200 verschillende helderheidsniveau's kunnen onderscheiden, dan zijn ten minste 8 bits per bemonstering nodig ($2^8 = 256$). Als we bij audiosignalen 60.000 niveau's willen onderscheiden dan zijn minstens 16 bits per bemonstering nodig ($2^{16} = 65536$). Als de keus voor het aantal bits bij de A/D omzetting bepaald is, dan ligt daarmee de resolutie vast. Verhoging van de resolutie is daarna niet meer mogelijk. Het digitale systeem dat de signalen verwerkt zal evenwel de gekozen resolutie zeer goed kunnen handhaven. Digitalisering maakt een signaal geschikt voor verwerking in computersystemen en opslag in hun bijbehorende geheugens.

Figuur 6.43 laat een blokschema zien van een analoog-digitaal omzetter. Het hart van deze omzetter is een generator die op een startcommando op n uitgangsdraaden nullen en eenen begint te genereren in een door een ingebouwde *klok* bepaald ritme. Zoals de tabel laat zien worden achtereenvolgens in elektrische vorm binaire getallen gegenereerd die overeen komen met de analoge waarden 0 t/m $2^n - 1$. Het zal duidelijk zijn dat de bits in de linker kolom het meeste gewicht in de schaal leggen (*most significant bit* of m.s.b.) en de bits in de rechter kolom het minste gewicht (*least significant bit* of l.s.b.).

De gegenereerde bitsignalen worden naar een *digitaal-analoog omzetter* gestuurd die de binaire waarden weer omzet in een analoog signaal. Het principe van zo'n omzetter is aangegeven in figuur 6.44. We zien een inverterende operationele versterker met n ingangen met ingangswaarden in waarde oplopend van R tot $(2^n - 1) \cdot R$. Op de n ingangen worden de gegenereerde bits aangesloten, met het m.s.b. op de kleinste weerstand en het l.s.b. op de grootste weerstand. Als een bit 0 (Volt) is, dan loopt er in de betreffende weerstand geen stroom. De min-ingang van de op.amp. staat immers ook op 0 Volt. Als een bit evenwel 1 (Volt) is, dan loopt er in de betreffende weerstand een stroom die omgekeerd evenredig is met de weerstandswaarde. Alle stromen lopen gezamenlijk door R_t , waardoor een uitgangsspanning ontstaat waarin elk bit op een *gewogen* manier is terug te vinden: het m.s.b. het sterkst en het l.s.b. het zwakst. Als de in de tabel aangegeven bitreeks wordt gegenereerd dan verschijnt aan de uitgang van de omzetter dus een toenemende trapvormige spanning.



Figuur 6.43: Het principe van analoog-digitaal omzetting.

Vóór dat het genereren van de bits wordt gestart, geeft de generator aan een sample-and-hold schakeling de opdracht een sample (monster) van het analoge ingangssignaal te nemen. De bemonsterde spanningswaarde wordt nu aan een ingang van een verschilversterker aangeboden. Op de andere ingang van deze versterker wordt de trapspanning uit de D/A omzetter geplaatst. De uitgangsspanning van de verschilversterker zal van teken wisselen als de trapspanning de bemonsterde waarde passeert. De verschilversterker vergelijkt als het ware de twee ingangsspanningen om te bepalen wie de grootste is. Een zo toegepaste versterker wordt een **comparator** genoemd.

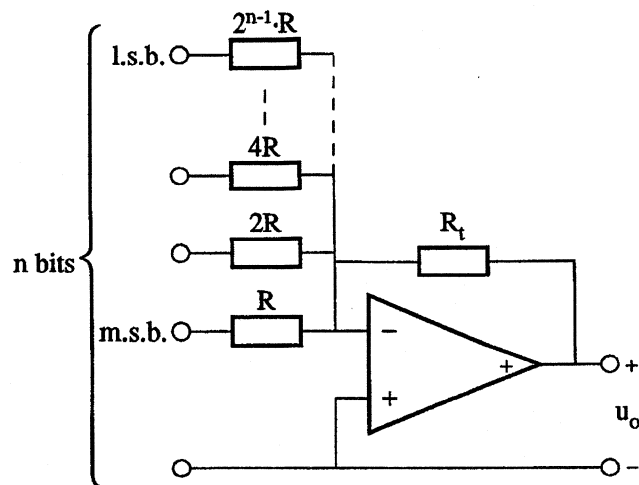
Het uitgangssignaal van de comparator wordt doorgegeven aan de binaire generator die stopt als het comparatorsignaal van polariteit verandert. Op dat moment vertegenwoordigen de bits op de n binaire uitgangen van de generator de binaire waarde van het signaalmonster. Daarna kan de hele cyclus opnieuw starten om het volgende signaalmonster te digitaliseren.

De n "bitlijnen" van de binaire generator vormen het uitgangssignaal van de A/D omzetter. Daar wordt nog een extra draad aan toegevoegd met een signaal dat aangeeft op welke momenten de bits op de n lijnen geldig zijn. Alle n bits zijn gelijktijdig beschikbaar, in **parallele** vorm. Er zijn ook systemen waarin alle bits **serieel** in de tijd op één uitgang verschijnen. Figuur 6.45 geeft daarvan een voorbeeld. De n bits verschijnen vlak na elkaar in een afgesproken volgorde. Vóór en na dit informatieblok (ook wel **woord** genoemd) is een signaal aanwezig dat het begin en het eind van het blok markeert.

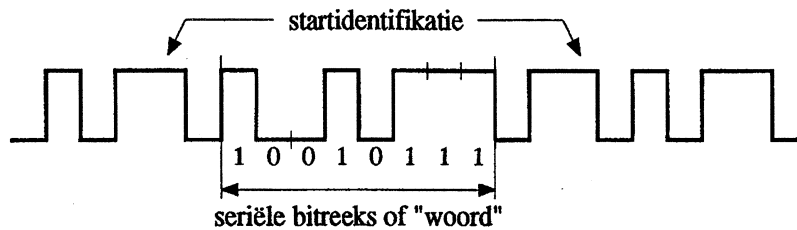
In de hier beschreven A/D omzetter worden binaire getallen gegenereerd in oplopende waarden, tot de bij het monster behorende waarde is bereikt. Het is meestal niet de meest efficiënte zoekmethode. Er zijn verschillende soorten A/D omzeters die met slimmere zoekalgoritmen sneller hun einddoel bereiken. A/D omzetting kost tijd, en wel meer naarmate het aantal bits per bemonstering groter is. **Snelheid** en **resolutie** wisselen elkaar uit.

Er bestaan ook A/D omzeters die gebruik maken van meerdere comparatoren om de snelheid van de omzetting te kunnen opvoeren.

Pulscodemoduleerde signalen zijn zeer storings-ongevoelig. We hoeven bij decoderen (D/A



Figuur 6.44: Het principe van digitaal-analoog omzetting.



Figuur 6.45: Seriële bitreeks.

omzetting) immers slechts twee signaalniveaus van elkaar te kunnen onderscheiden. De verworven eigenschappen krijgen we echter niet gratis. Ze vergen meer bandbreedte. Als we een analoge signaal met bandbreedte f_a willen coderen, dan moet de bemonsterfrequentie f_s groter zijn dan $2f_a$. Als we coderen in n bits per monster dan krijgen we dus ten minste $2f_a \cdot n \text{ bits/sec}$. Het relevante deel van het bijbehorende spectrum is dan minstens $1/2 \cdot 2f_a \cdot n = f_a \cdot n \text{ Hz}$.

Als we een audiosignaal met $f_a = 20 \text{ kHz}$ willen coderen in 16 bits, en we doen dat met een bemonsterfrequentie van 44 kHz, dan levert dat 1.320.000 bits/sec. Dat vergt voor verwerking een band van minstens 660 kHz breed. Dat is veel meer dan de analoge band van 20 kHz.

6.9 Compressie en expansie

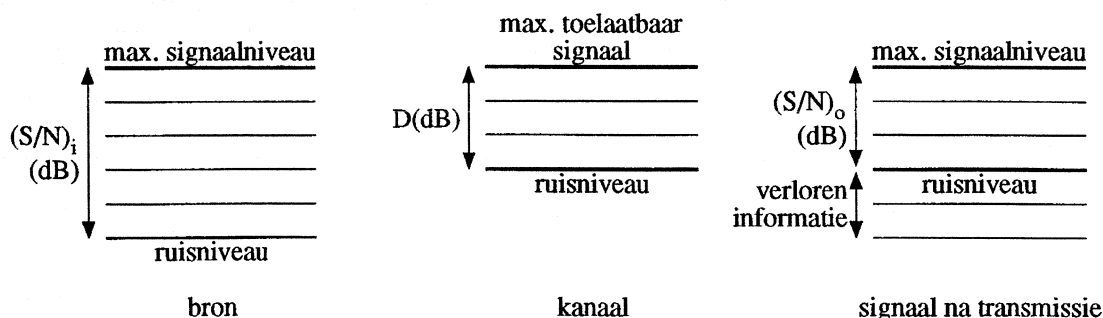
Hoewel compressie en expansie eigenlijk niet tot de basis-signaalbewerkingsfuncties behoren, zullen we vanwege hun belang toch enige aandacht aan deze bewerkingen schenken.

Signaal-compressie en -expansie lijken op een vorm van signaalcodering. Er wordt evenwel geen gebruik gemaakt van een hulpsignaal en de spectrale inhoud van de gecomprimeerde signalen verschilt niet wezenlijk van de ongecomprimeerde vorm. In het tijddomein is het signaal wel veranderd.

Compressie en expansie zijn erop gericht optimaal gebruik te kunnen maken van de technische mogelijkheden van bestaande transmissiekanalen of geheugenmedia. Twee uitvoeringsvormen zullen we ter sprake brengen, namelijk compressie en expansie in het **amplitude-domein** en compressie en expansie in het **informatie-domein**.

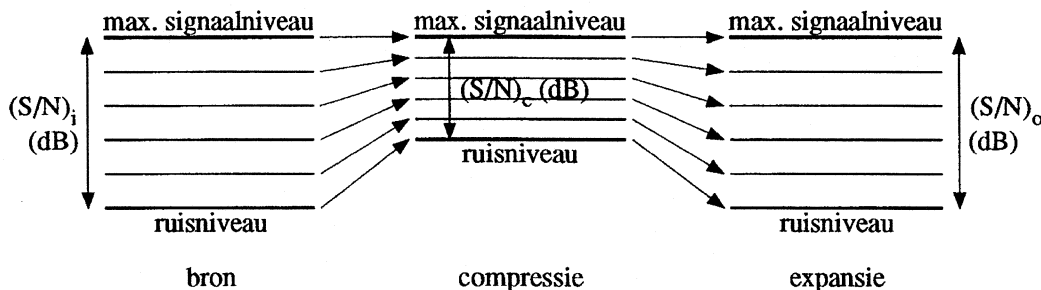
6.9.1 Compressie en expansie in het amplitude-domein

Figuur 6.46 schetst een situatie waarin de signaal/ruis verhouding $(S/N)_i$ van een over te dragen signaal groter is dan het dynamische bereik D van een transmissiekanaal of van een geheugenmedium. We zien dat na transmissie of uitlezing van het geheugen een deel van de signaalniveau's verloren is gegaan. De signaal/ruis verhouding $(S/N)_o$ van het uitgangssignaal is ten opzichte van $(S/N)_i$ verkleind tot de waarde D .



Figuur 6.46: Informatieverlies door dynamiek-ruisaanpassing bron-kanaal.

Figuur 6.47 laat zien dat we het transmissiekanaal of het geheugenmedium beter kunnen benutten als we in hetingangssignaal de lagere signaalniveau's eerst extra gaan versterken. Ook het ruisniveau zal daardoor stijgen, en het **in amplitude gecomprimeerde signaal** zal een signaal/ruis verhouding $(S/N)_c$ bezitten die kleiner is dan $(S/N)_i$. We kunnen daarmee $(S/N)_c$ aanpassen aan de dynamiek D van het kanaal of het geheugen. Indien $(S/N)_c$ niet groter is dan D dan zullen er geen signaalniveau's verloren gaan.



Figuur 6.47: Compressie en expansie voor dynamiekaanpassing bron-kanaal.

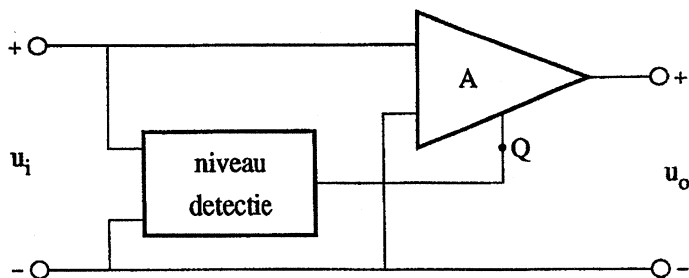
Bij weergave moeten we natuurlijk de omgekeerde bewerking uitvoeren om het oorspronkelijke signaal weer terug te kunnen winnen. Bij deze **signaalexpan­sie** worden de lagere signaalniveau's extra verzwakt zodat ze hun oorspronkelijke waarde weer aan kunnen nemen. Ook het ruisniveau wordt daarbij weer verlaagd, zodat $(S/N)_o$ weer gelijk kan worden aan $(S/N)_i$.

De bekende Dolby ruisonderdrukkingssystemen in analoge cassette-recorders werken op deze wijze. Voor een ruisarme weergave van audiosignalen is op zijn minst een S/N gewenst van 70 dB, terwijl de dynamiek van een analoge recorder niet beter is dan 50 dB. De benodigde compressie van 20 dB kan gehaald worden met het Dolby-C systeem.

Als de signaalniveau's hoog zijn dan wordt niet gecomprimeerd. De dan gelijktijdig aanwezige zwakke signalen gaan dus bij registratie in de ruis verloren. Dat dit niet erg is komt door het maskeringseffect van ons oor. Bij het tegelijk aanwezig zijn van een hard en een zacht geluid

horen we al snel het zachte geluid niet meer. Dus bij harde signalen horen we de achtergrondruis ook niet meer. Compressie heeft alleen zin als het gehele geluidsniveau laag is.

Figuur 6.48 laat een schakeling zien die geschikt is voor zowel compressie als expansie. Met behulp van bijvoorbeeld een gelijkricht-diode bepalen we van het ingangssignaal de op elk moment optredende signaalamplitude. Van de versterker A hangt de versterkingsfactor A_v af van de spanning op punt Q . Als we er voor zorgen dat de versterking stijgt als de spanning uit de niveaudetector daalt, dan zullen de lage signaalniveau's extra versterkt worden en wordt daarmee de gewenste compressie bereikt.



Figuur 6.48: Blokschema van een amplitude-compressie/expansie schakeling.

Als daarentegen de versterking van A daalt bij dalende spanning uit de niveaudetector dan is de schakeling geschikt voor signaalexpanisie.

Het zal duidelijk zijn dat in het gehele systeem de compressie, de opslag en de expansie wat de niveau's betreft nauwkeurig op elkaar afgeregeld dienen te worden.

Een ander voorbeeld vinden we bij het gebruik van een FM-transmissiesysteem voor het overdragen van spraak en muziek (omroep). Als we het audiospectrum van 20 Hz tot 15 kHz in beschouwing nemen, dan blijkt dat de ruisenergie per Hertz bandbreedte na FM-decodering evenredig toeneemt met de audiofrequentie. Bij 15 kHz is dus meer ruis aanwezig dan bij 1 kHz. In een gemiddeld geluidsspectrum neemt de energie per Hertz evenwel af als we het spectrum van laag naar hoog doorlopen. Als gevolg daarvan wordt de S/N voor stijgende audiofrequenties als maar slechter.

We kunnen dit ondervangen door in het audiosignaal vóór de transmissie de hogere frequenties (boven 3 kHz) extra te versterken. Dat gaat eenvoudig met een netwerk dat een paar weerstanden en condensatoren bevat. Men noemt dit netwerk, dat de hogere frequenties bevoordeelt boven de lagere, het *pre-emphasis* netwerk. Na de transmissie en de FM-decodering moeten de hogere frequenties natuurlijk weer extra verzwakt worden tegenover de lage frequenties om het geluid weer in de oorspronkelijke vorm terug te kunnen winnen. Daarbij wordt de ruis bij de hogere frequenties relatief verzwakt, en het signaal zal dus bij de hogere frequenties een betere S/N bezitten dan zonder de toepassing van *pre-emphasis*. Het netwerk waarmee we het audiospectrum na transmissie aldus weer herstellen wordt het *de-emphasis* netwerk genoemd.

6.9.2 Compressie en expansie in het informatie-domein

Als we informatie in een geheugen willen opslaan, en we willen dat geheugen optimaal benutten, dan moeten we er voor waken dat geen overbodige informatie wordt opgeslagen. Een informatiestroom kan namelijk *overvloedig* zijn (*redundant*). Overvloedigheid heeft te maken met de voorspelbaarheid van informatie.

Als we bijvoorbeeld weten dat in een tekst woord A altijd gevolgd wordt door woord B , dan kan na het bekend maken van dit feit het woord B verder weggelaten worden uit de informatiestroom.

Als we 10.000 cycles van een periodiek signaal moeten opslaan, dan is het voldoende één volledige cycles op te slaan met daarbij de informatie dat er nog 9999 identieke cycli volgen. Daarvoor is veel minder geheugenruimte nodig.

Bij de overdracht van videobeelden wordt een scene opgedeeld in circa 500.000 beeldpunten. Van elk beeldpunt dragen we de helderheid en de kleur afzonderlijk over in 1/25 seconde. Dat levert een forse informatiestroom op. Als we de camera op een egaal witte muur richten dan levert dat 480.000 maal per beeld dezelfde informatie op. We kunnen volstaan met het overbrengen van de helderheid en kleur van één beeldpunt met de mededeling dat de volgende 479.999 beeldpunten er net zo uit zien. We beperken daarmee de informatiestroom. De redundantie is flink afgenomen.

Een voorbeeld vinden we bij fax-apparaten. Witte delen van een vel papier worden snel verwerkt (weinig informatie), terwijl voor gedeelten met tekst of tekeningen duidelijk meer tijd genomen wordt (veel informatie).

Reductie van informatiestromen vindt veelal plaats om geheugenruimte te sparen, om de benodigde energie van een signaal te kunnen beperken of om de bandbreedte van een transmissiekanaal te kunnen beperken. Omdat de signalen dan meestal de digitale vorm bezitten spreken we van ***data-reductie*** of ***data-compressie***.

Om de oorspronkelijke informatiestroom na opslag of transmissie weer te herstellen in zijn oorspronkelijke vorm moet de overvloedigheid weer hersteld worden. Die actie noemt men ***data-expansie***.

Hoofdstuk 7

Hulpschakelingen

7.1 Inleiding

In hoofdstuk 6 hebben we kennis gemaakt met elementaire signaalbewerkingsfuncties zoals optellen, versterken, selekteren, converteren, schakelen, vertragen, coderen en decoderen.

De elektronische schakelingen die deze functies realiseren kunnen, elektrisch gezien, niet volkomen zelfstandig opereren. Ze moeten geplaatst zijn in een elektrische omgeving die het functioneren mogelijk maakt: er moet een **voedingsbron** zijn die de schakelingen van elektrische energie voorziet en er moeten bij sommige bewerkingen (converteren, schakelen, vertragen, coderen, decoderen) sinusvormige of pulsvormige **hulpsignalen** zijn. Bij het testen van elektronische schakelingen moeten we bovendien kunnen beschikken over **testsignalen** waarmee we de werking kunnen controleren en meten.

In alle gevallen komt het er op neer dat we spanningen of stromen opwekken (genereren) waarvan de waarden en de vorm ons volkomen bekend zijn. Ze bevatten voor ons geen informatie meer, maar helpen de schakelingen bij hun functioneren. Vandaar dat we in dit verhaal over hulpsignalen en hulpschakelingen spreken, hoewel deze benamingen niet algemeen ingeburgerd zijn.

We zullen in dit hoofdstuk achtereenvolgens iets vertellen over het verkrijgen van voedingsspanningen, het genereren van sinusvormige en pulsvormige hulpsignalen, en het bestaan van test- en meetsignalen.

7.2 Voedingsschakelingen

Dat elektronische schakelingen niet kunnen functioneren zonder energietoever uit een voedingsbron is uit de vorige hoofdstukken wel duidelijk geworden. Er is steeds sprake geweest van een bron die een **voedingsspanning** levert. Die voedingsspanning is een gelijkspanning waarvan de waarde zo goed mogelijk constant moet zijn, onafhankelijk van de stroom die de voedingsbron moet leveren. Dit betekent dat de voedingsbron zo goed mogelijk het karakter van een ideale spanningsbron moet benaderen, en dus een zeer geringe inwendige weerstand moet hebben. Daarmee bereiken we bovendien dat **signaalstromen** die door de voedingsbron lopen geen **signaalspanningen** over de bron veroorzaken. Als dat wel zou gebeuren dan zouden deze signaalspanningen kunnen doordringen in andere delen van elektronische schakelingen die uit dezelfde bron gevoed worden, met als mogelijk resultaat ongewenste vormen van signaal-terugkoppeling.

Hier komt een ander stukje vakjargon om de hoek kijken. Knooppunten in een schakeling waarop signaalspanningen staan worden **heet** (hot) genoemd, en punten waarop geen signaalspanningen te vinden zijn worden **koud** genoemd. In relatie met het bovenstaande zegt men dat de voedingsspanning koud moet zijn.

7.2.1 Batterijen

Reeds zeer lang bekend maar nog steeds veel gebruikt is de batterij of accu. Deze bron is van chemisch-elektrische aard en kan wel of niet opnieuw laadbaar zijn. Een batterij bestaat uit een of meer in serie geschakelde elementaire cellen die, afhankelijk van de samenstelling, een typerende celspanning voeren. Voor zink-lucht is dat bijvoorbeeld 1,3 tot 1,4 Volt voor alkaline 1,5 Volt, voor nikkel-cadmium 1,25 Volt, en voor lood-zwavelzuur 2,0 Volt. Bij het serieschakelen van cellen vinden we veelvouden van deze waarden.

Bij het ontwerpen van elektronische schakelingen is een zekere standaardisering van voedingsspanningen gebruikelijk. Hoewel we langs elektronische weg op eenvoudige wijze vrijwel elke gewenste spanning kunnen maken, vinden we in de reeks van veel gebruikte voedingsspanningen de veelvouden van celspanningen terug. Veel gebruikt worden 1,4 Volt (hoorapparaten), 4,5 Volt, 6 Volt, 9 Volt (draagbare elektronica), 12 Volt (autoelektronica), 18 Volt, 24 Volt, 30 Volt (vermogensversterkers), etc.

De *capaciteit* van een volle batterij wordt uitgedrukt in *Ampere-uur* (Ah). Het getal geeft aan wat het produkt is van de door de batterij te leveren stroom en de tijdsduur waarin de batterij in staat is deze stroom continu af te geven. Een batterij van 6 Ah bijvoorbeeld kan gedurende 1 uur een stroom van 6 A leveren, of gedurende 60 uur een stroom van 0,1 A, enz. Stroomsterkte en tijd zijn evenwel niet onbegrensd uitwisselbaar. De fabrikant geeft meestal aan welke stroomwaarde niet overschreden mag worden.

Als we de capaciteitswaarde vermenigvuldigen met de nominale spanning van de batterij, dan vinden we de capaciteit in *Watt-uur* (Wh). Als de batterij uit het bovengenoemde voorbeeld 9 Volt levert, dan is de capaciteit dus 54 Wh. Gedurende 30 minuten kan dan b.v. 108 Watt worden geleverd.

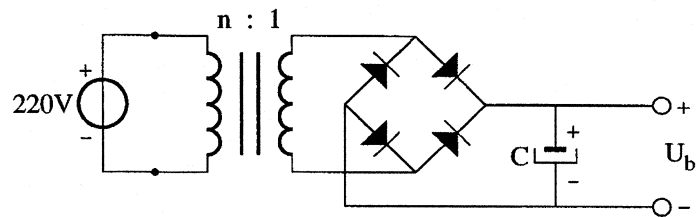
Het *volume* van een batterij is rechtstreeks gekoppeld aan de capaciteit. Hoe groter de capaciteit, hoe groter het volume. Fabrikanten zijn steeds op zoek naar materialen die een betere Wh/volume verhouding opleveren.

7.2.2 Netvoedingen

Onder een netvoeding verstaat men een schakeling die uit de energie van het lichtnet een gewenste voedingsspanning maakt. Bij de toepassingen van dioden in hoofdstuk 4 hebben we reeds kennis gemaakt met een manier waarop dat kan worden gerealiseerd. Het is uit veiligheidsoverwegingen belangrijk dat de uitgangsklemmen van de voedingsschakeling volledig galvanisch gescheiden zijn van de lichtnetaansluiting (er mag geen stroomgeleidende verbinding zijn). Een transformator kan deze functie uitstekend vervullen.

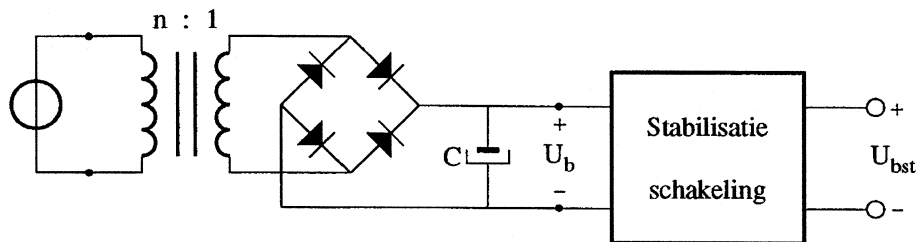
Tot voor enkele jaren was het o.a. om redenen van kostenbesparing niet gebruikelijk om voedingstransformatoren in televisieontvangers toe te passen. Het gehele chassis van de ontvanger kan dan op netspanning staan, hetgeen het levensgevaarlijk maakt het apparaat te gebruiken zonder zijn isolerende behuizing. Ook in radio's tot circa 1960 werden transformatoren soms weggelaten. Sinds televisieontvangers steeds meer via kabels op allerlei randapparatuur als recorders en computers moeten kunnen worden aangesloten, worden ze weer voorzien van voedings-transformatoren.

Figuur 7.1 toont een voedingsschakeling waarin een transformator voor de galvanische scheiding zorgt en tevens de netspanning van 220 Volt naar een gewenste secundaire waarde transformeert. Na de bruggelijkrichter ontstaat over de condensator C een gelijkspanning U_b . We zien dat in de tekening het symbool van een elektrolytische condensator is gebruikt. Dat is een condensatortype met een opbouw en een samenstelling die een relatief grote capaciteitswaarde paart aan kleine afmetingen. Het nadeel van elektrolytische condensatoren is dat ze een relatief grote lekstroom vertonen, doch dat speelt bij voedingscircuits geen belangrijke rol.



Figuur 7.1: Voedingsschakeling met transformator, bruggelijkrichter en elektrolytische condensator.

De grootte van de spanning U_b zal afhangen van de waarde van de netspanning en van de te leveren belastingsstroom. De inwendige weerstand van deze voedingsbron is niet erg laag. Om de constantheid en de nauwkeurigheid van de bron te kunnen verbeteren wordt vaak een **stabilisatieschakeling** aan de bron uit figuur 7.1 toegevoegd. Dat is getekend in figuur 7.2. U_b is de ongestabiliseerde spanning, terwijl U_{bst} de gestabiliseerde spanning voorstelt.



Figuur 7.2: Toepassing van een stabilisatieschakeling om een stabiele en nauwkeurige voedingspanning te maken.

Een simpele vorm van stabilisatie met behulp van een zenerdiode en een weerstand hebben we in hoofdstuk 4 leren kennen. We zagen dat de gestabiliseerde spanning lager was dan de ongestabiliseerde spanning, en dat er veel energie verloren ging in de vorm van warmte.

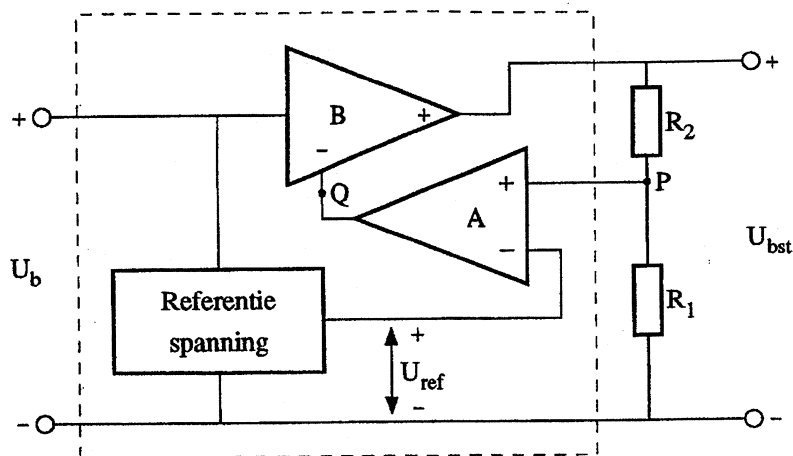
Betere eigenschappen kunnen we bereiken met een actieve vorm van stabilisatie, waarbij gebruik wordt gemaakt van **tegenkoppeling**. In figuur 7.3 treffen we een vermogensversterker B aan waarvan de overdracht U_{bst}/U_b afhangt van de spanning op punt Q. We nemen even aan dat de spanning U_{bst} daalt als de spanning op punt Q stijgt. Voorts maken we met bijvoorbeeld een zenerdiode vanuit de spanning U_b een stabiele en nauwkeurig vastliggende referentiespanning U_{ref} . Dit referentiecircuit is alleen nauwkeurig als het geen stroom aan een belasting hoeft te leveren. Tenslotte leiden we met de spanningsdeler $R_1 - R_2$ vanuit U_{bst} een spanning af ter waarde $U_{bst} \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$. Deze spanning vinden we op punt P.

Met gebruikmaking van een operationele versterker A versterken we nu het verschil tussen de spanning op punt P en de referentiespanning U_{ref} . Het uitgangssignaal van de operationele versterker voeren we toe aan punt Q. Daarmee is de tegenkoppellus B-spanningsdeler-A gesloten. Als we er voor zorgen dat de lusversterking veel groter dan 1 is, dan zal het spanningsverschil op de ingang van A zeer klein worden, en er zal ook vrijwel geen stroom in de ingangsklemmen lopen. Er zal dus gelden

$$U_{bst} \cdot R_1 / (R_1 + R_2) = U_{ref}$$

waaruit volgt

$$U_{bst} = U_{ref} \cdot (R_1 + R_2) / R_1$$



Figuur 7.3: Spanningsstabilisatie d.m.v. terugkoppeling.

Als U_{ref} , R_1 en R_2 nauwkeurig bekend en stabiel zijn, dan zal ook U_{bst} deze eigenschappen bezitten. Een sterke mate van tegenkoppeling zal er voor zorgen dat het karakter van een ideale voedingsbron goed benaderd kan worden.

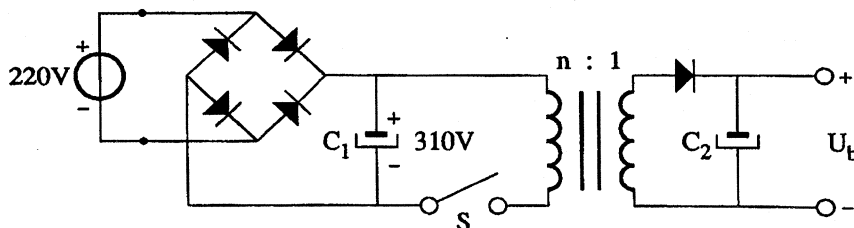
Als we de spanningsdeler variabel maken, bijvoorbeeld met een potentiometer, dan zal ook de spanning U_{bst} variabel instelbaar zijn. Als $U_{ref} = 5$ Volt en we willen dat $U_{bst} = 9$ Volt, dan moet $(R_1 + R_2)/R_1$ de waarde $9/5$ bezitten.

Wie een gestabiliseerde voedingsschakeling wil maken kan het circuit uit figuur 7.3 uit onderdelen opbouwen. Het omlijnde gedeelte kan men evenwel ook kopen als één enkel IC (Integrated Circuit).

Voedingsschakelingen als uit figuur 7.2 voldoen uitstekend aan hun primaire taak. Er kleven evenwel ook nadelen aan. De transformator verwerkt spanningen en stromen van 50 Hz, hetgeen door de lage frequentie het vereiste kernmateriaal waarop de transformator is gewikkeld groot en zwaar maakt, en waardoor het aantal wikkelingen groot moet zijn. Werken bij een veel hogere frequentie zou veel voordeliger zijn.

Voorts treden er nogal wat verliezen op: in de transformator, in de diodebrug, maar vooral in de stabilisatieschakeling. Het totale rendement is vaak niet meer dan 40 à 50%.

Door een ander principe toe te passen zijn we in staat voedingsschakelingen te maken die rendementen tot 90% of zelfs nog iets meer halen. Het principe van zulke zogenaamde *geschakelde voedingen* is te zien in figuur 7.4. Een diodebrug wordt rechtstreeks op het lichtnet aangesloten, waardoor over de condensator C_1 een gelijkgerichte spanning van circa 310 Volt ontstaat. Omdat de diodebrug bij een hogere spanning werkt dan in het vorige type voedingen zal het spanningsverlies van circa 1,2 Volt in de brug relatief minder negatieve invloed op het rendement hebben. De eerste winst is dus gemaakt.

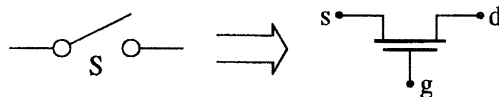


Figuur 7.4: Het principe van de geschakelde voedingsbron.

Via een schakelaar S wordt een transformator op de DC-spanning van C_1 aangesloten. Indien

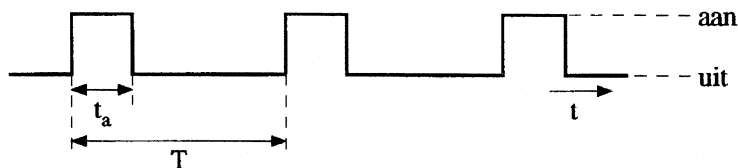
we nu de schakelaar in een zeer hoog tempo aan en uit schakelen (we denken dan aan 10 tot 100 kHz) dan ontstaat op de primaire wikkeling van de transformator een blokvormige wisselspanning. Een wisselspanning heeft een transformator ook nodig, want bij gelijkspanning werkt hij niet. Aan de secundaire zijde verschijnt een getransformeerde spanning die eenvoudig met een diode of met een brug gelijkgericht kan worden tot een spanning U_b .

Van een goede schakelaar weten we uit hoofdstuk 6 dat het verlies in de schakelaar minimaal is en dat alle energie in de gesloten toestand wordt doorgelaten naar de belasting. Bij de genoemde hoge frequenties kan geen sprake meer zijn van een mechanische schakelaar. We gebruiken een elektronische schakelaar, bijvoorbeeld een MOS transistor (zie figuur 7.5), die wordt gestuurd vanuit een generator die een schakelsignaal opwekt, zoals getekend in figuur 7.6. Die elektronische generator kan gevoed worden vanuit de spanning over C_1 .



Figuur 7.5: Het gebruik van een MOS transistor als schakelaar.

Het schakelsignaal uit figuur 7.6 zet de schakelaar aan gedurende de tijd t_a . Dat is een gedeelte t_a/T van de periodetijd. We noemen dit quotiënt de **duty-cycle** van het signaal. Door de duty-cycle binnen zekere grenzen te variëren zal ook de aan de transformator toegevoerde energie variëren.

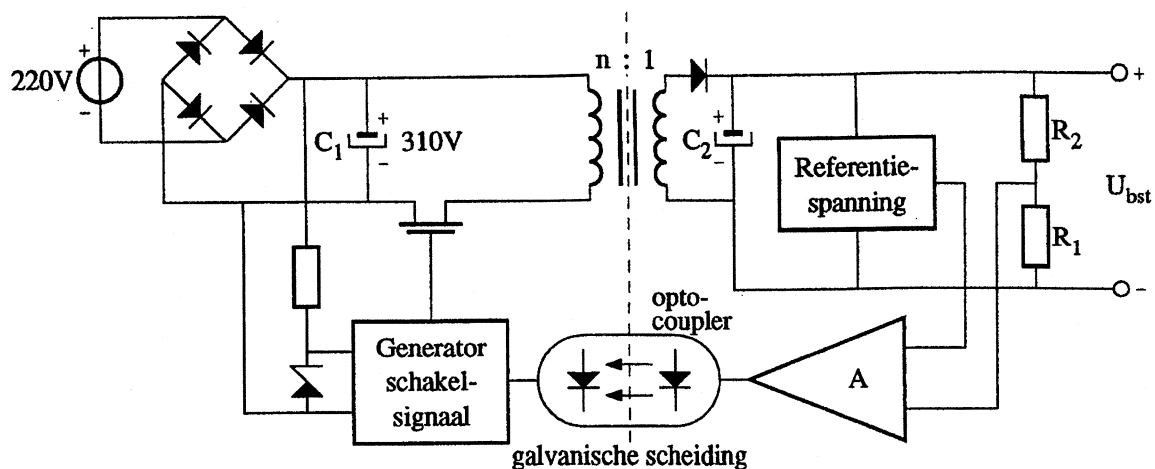


Figuur 7.6: Schakelsignaal met duty-cycle t_a/T .

Door de hoge frequenties kan de transformator veel kleiner en lichter zijn dan in het 50 Hz geval. Ook zijn rendement kan hoger zijn. De transformator verzorgt ook hier weer de galvanische scheiding.

Met het circuit uit figuur 7.4 hebben we met een hoog rendement de spanningsbron U_b verkregen. Deze bron is evenwel nog niet goed gestabiliseerd. De gewenste stabilisatie kunnen we bereiken op de manier zoals getekend in figuur 7.7. Net als bij de niet-geschakelde voedingen maken we met behulp van een referentiecircuit een stabiele referentiespanning U_{ref} en leiden we uit de uitgangsspanning een fractie $U_{bst} \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$ af. Het versterkte verschil van deze spanningen wordt door de operationele versterker A toegevoerd aan de generator van het schakelsignaal dat de MOS transistor bedient. In de generator wordt daarmee de duty-cycle van het schakelsignaal beïnvloed, en daarmee dus de hoeveelheid aan de transformator aangeboden energie. Zo is weer een tegenkoppellus ontstaan die stabiliserend werkt. De energie die verloren gaat in de referentieschakeling, de operationele versterker en de generator kan tot een minimum worden beperkt.

Door de tegenkoppellus is evenwel de galvanische scheiding tussen lichtnet en U_{bst} verloren gegaan. Om deze fout te herstellen maken we gebruik van een **opto-coupler**. Dat is een combinatie van twee transducenten die **licht** als tussenmedium gebruiken. De ingangstransducent van de combinatie is een **licht-emitterende diode (LED)**. Dat is een diode met een speciale opbouw waardoor de junctie bij stroomvoering licht uitzendt. Hoe meer stroom, hoe meer licht. De uitgangstransducent kan een in sperrichting ingestelde diode zijn. Uit de behandeling van de diode weten we dat de sperstroom sterk kan toenemen als er licht op de junctie valt. Hoe meer licht, hoe meer sperstroom. Een stroom door de LED veroorzaakt dus een stroom in de



Figuur 7.7: Geschakelde en gestabiliseerde voedingsbron met hoog rendement.

uitgangsdiode. De combinatie van de twee dioden verzorgt een goede galvanische scheiding en lijkt daarmee enigszins op een transformator. Het tussenmedium is alleen geen magnetisch veld, doch licht. Een opto-coupler is evenwel niet geschikt om grote vermogens over te dragen, en de overdracht is niet geheel lineair.

Bij alle gestabiliseerde voedingsschakelingen die gebruik maken van tegenkoppeling moet er op gelet worden dat door allerlei variaties in de belasting de tegenkoppeling niet kan overgaan in meekoppeling.

Niet-geschakelde voedingen zijn probleemloos in het gebruik. Ze werken over een groot bereik aan belastingssituaties: van een energielevering nul tot aan het maximaal haalbare. Geschakelde voedingen zijn beperkter in hun mogelijkheden. Het bereik aan toelaatbare belastingen is vaak kleiner. Daar moet bij het toepassen terdege rekening mee worden gehouden. We zien ook hier weer: we krijgen niets voor niets.

De hier behandelde niet-geschakelde en geschakelde voedingen zetten wisselspanning om in gelijkspanning. We noemen ze dan ook wel **AC-DC converters**. Als we in figuur 7.7 de diodebrug weglaten en uit een DC-bron een gelijkspanning aanbieden aan C_1 , dan zal de schakeling in staat zijn ook deze gelijkspanning om te zetten in een uitgangsspanning U_{bst} . Op deze wijze hebben we een **DC-DC converter** ontworpen. We kunnen zo met hoog rendement een gelijkspanning zowel in een hogere als in een lagere waarde veranderen. Een transformator alleen zou dat nooit kunnen.

In de praktijk kunnen we allerlei variaties op de getoonde principes tegen komen. Gestabiliseerde voedingen zijn complete elektronische systeempjes, waarin men de elementaire bewerkingen versterken (de op.amp.), schakelen (de MOS transistor en de diodes), coderen (de generator met variabele duty-cycle en de DC-AC conversie door de MOS schakelaar) en decoderen (de AC-DC omzetting aan de secundaire zijde van de transformator) kan herkennen. De DC-AC codering is nodig omdat de transformator geen transmissie voor DC kent.

7.3 Geschakelde energievoorziening

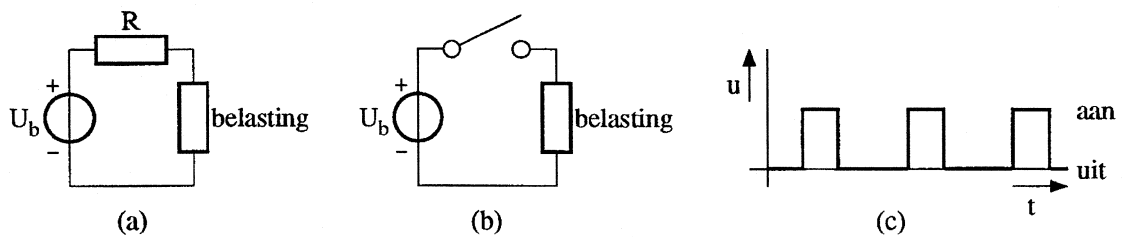
Elektronische schakelingen moeten gevoed worden uit bronnen die een zuivere en "schone" gelijkspanning leveren. De hierboven beschreven voedingsschakelingen bevatten zoveel componenten dat hun prijs zeker niet verwaarloosd mag worden ten opzichte van de prijs van de schakelingen die zij van energie moeten voorzien.

Er zijn evenwel componenten -hoewel niet tot het terrein van de elektronica behorend maar wel vaak in de periferie voorkomend- die om een regelbare voedingsspanning vragen zonder dat

die spanning een zuivere gelijkspanning hoeft te zijn. Daarbij is het mogelijk dat een mooie gelijkspanning zelfs ongewenst is. Het gaat daarbij niet om informatieverwerking, doch alleen om energievoorziening. We denken hier aan bijvoorbeeld lampen en elektromotoren, waarbij de lichtopbrengst of het toerental op een eenvoudige en goedkope manier regelbaar moet zijn.

Figuur 7.8a toont een zeer eenvoudige regeling. Er wordt met de belasting (lamp of motor) een weerstand R in serie geschakeld. Daardoor ontstaat er een spanningsdelers, waarbij de spanning over de belasting kleiner wordt als R groter wordt.

Het rendement van deze schakeling is slecht, omdat er een aanzienlijke hoeveelheid energie verloren gaat in de weerstand. Bovendien willen TL-lampen door het dalen van de spanning niet meer ontsteken en raken motoren bij het dalen van het toerental hun kracht kwijt.

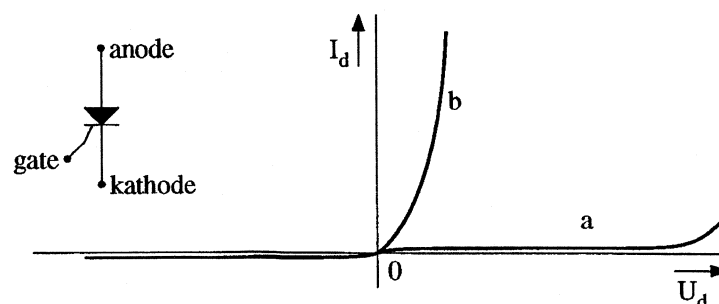


Figuur 7.8: Geregelde energievoorziening.

Een schakeling die deze nadelen niet kent is die uit figuur 7.8b. In serie met de belasting is nu een schakelaar opgenomen die gestuurd wordt door het schakelsignaal uit figuur 7.8c. Door de duty-cycle van het signaal te regelen wordt ook de gemiddelde hoeveelheid aan de belasting toegevoerde energie geregeld. Er gaat geen energie verloren in de schakelaar, en de topwaarde van de toegevoerde spanning blijft gelijk aan de topwaarde van U_b , zodat een TL-lamp blijft ontsteken en een motor zijn kracht blijft behouden.

Als U_b een gelijkspanning is, dan moet er een schakeling aanwezig zijn die het schakelsignaal levert. Voor de schakelaar kan bijvoorbeeld een vermogens-MOS transistor worden gebruikt.

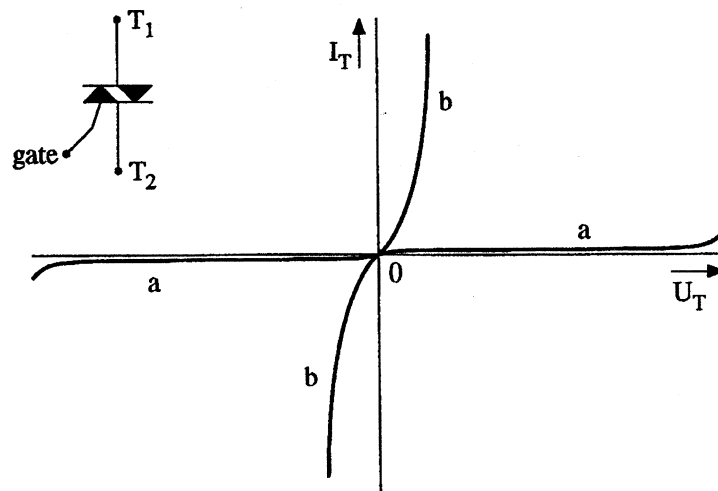
Als U_b de wisselspanning van het lichtnet is, dan kan deze spanning zelf als schakelsignaal dienen. We kunnen dat realiseren door gebruik te maken van een bijzonder type diode, namelijk de **thyristor**. Een thyristor is een diode die naast de bekende anode- en kathodeaansluiting ook nog een gate-aansluiting kent. De statische spannings-stroomkarakteristiek met het tekensymbool zijn weergegeven in figuur 7.9. In het doorlaatgebied kent de thyristor twee modes, namelijk volgens de karakteristiek *a* of *b*. Normaal verloopt het gedrag volgens *a*, zodat er nóch in het spergebied nóch in het doorlaatgebied stroom kan lopen. Als er evenwel een doorlaatspanning op de diode staat en er een voldoende grote spanning op de gate wordt geplaatst, dan springt de diode van mode *a* in mode *b* en gaat zich als een normale diode in doorlaat gedragen. De diode springt terug naar mode *a* als de stroom van anode naar kathode nul wordt.



Figuur 7.9: Karakteristieken en tekensymbool van een thyristor.

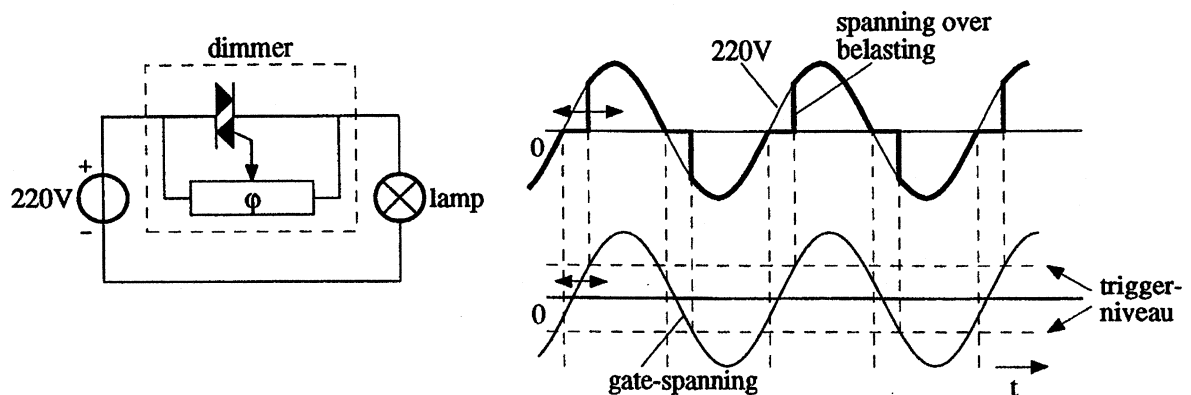
Door het anti-parallel schakelen van twee thyristoren (parallel, met de anode van de ene

thyristor aan de kathode van de andere) ontstaat een component die we een *triac* noemen. Er is geen onderscheid meer tussen een spergebied en een doorlaatgebied. Karakteristieken en tekensymbool worden gegeven in figuur 7.10. Als de gate niet aangesloten is gedraagt de triac zich volgens karakteristiek *a* als een zeer hoogohmige weerstand. Er kan geen stroom lopen. Als er op de gate een voldoende grote spanning wordt geplaatst dan gaat het gedrag van de triac in het betreffende kwadrant van de karakteristiek over in mode *b*. In mode *b* gedraagt de triac zich laagohmig. Er kunnen grote stromen lopen zonder dat er veel spanning over de diode staat. De triac kan zich dus gedragen als een bipolaire schakelaar. Mode *b* gaat weer over in mode *a* als de stroom in de oorsprong van de grafiek terugkeert.



Figuur 7.10: Karakteristieken en tekensymbool van een triac.

Figuur 7.11 laat een triac als *dimenschakelaar* zien. De triac staat in serie met de lamp. Als de netspanning de nulwaarde gepasseerd is staat de triac in elk geval in mode *a*. Er loopt geen stroom en de volledige netspanning staat over de triac.



Figuur 7.11: Energieregeling met een triac.

Met behulp van een regelbare weerstand en een condensator kunnen we van deze spanning een gate-sigitaal afleiden, dat regelbaar in fase najft ten opzichte van de netspanning. Als het gate-sigitaal het zogenaamde *triggerniveau* overschrijdt, dan gaat de triac naar mode *b* en wordt de netspanning doorgelaten. Dit gebeurt zowel in de positieve als in de negatieve helft van de spanning. Naarmate de faseverschuiving van het gate-sigitaal groter wordt, zal een steeds korter deel van elke halve periode van de netspanning worden doorgelaten.

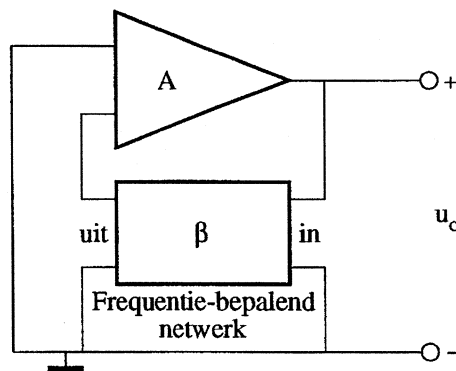
Er is uit de tekening goed te zien dat de spanning over de belasting bij een in werking zijnde regeling zeker niet meer sinusvormig is, maar veel hogere harmonischen van 50 Hz zal bevatten. Dat verklaart waarom dimmers en soms ook transformatoren in halogeenlampen een ratelend lawaai gaan produceren als het licht gedimd wordt.

In elektronisch geregelde flitsapparatuur worden thyristoren gebruikt die via een geschikte gate-stroom op elk gewenst moment weer van mode *b* in mode *a* terug kunnen worden gebracht. Daarmee kan dan een flits naar wens worden afgebroken.

Thyristoren en triacs kunnen kortstondig zeer grote stromen verwerken. Omdat er in deze componenten toch wat energie in warmte wordt omgezet moet men er op letten dat de gemiddelde warmteontwikkeling een door de fabrikant opgegeven grens niet overschrijdt.

7.4 Het genereren van hulpsignalen

Sinusvormige en pulsvormige hulpsignalen worden opgewekt met behulp van schakelingen die we oscillatoren noemen. Een oscillator bevat een *versterker* en een *frequentiebepalend netwerk* die onderling zodanig zijn verbonden dat er van *meekoppeling* sprake is. Figuur 7.12 toont het blokschema.



Figuur 7.12: Genereren van een hulpsignaal d.m.v. meekoppeling.

In hoofdstuk 6 zagen we dat bij het toepassen van tegenkoppeling de tegengekoppelde versterking A_t gelijk werd aan

$$A_t = A/(1 + A \cdot \beta)$$

Bij tegenkoppeling heeft $A \cdot \beta$ een positief teken zodat steeds geldt $A_t < A$.

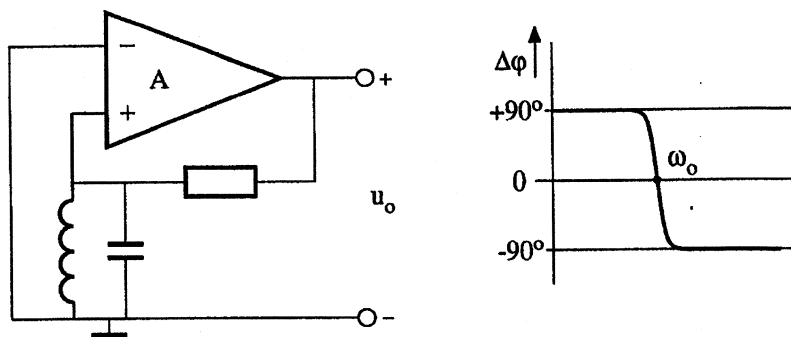
Bij meekoppeling bezit $A \cdot \beta$ een negatief teken. We zien dat daardoor A_t groter zal zijn dan A , en zelfs naar oneindig zal gaan als $A \cdot \beta$ de waarde -1 bereikt. Dat betekent dat er zonder een merkbaar ingangssignaal toch een uitgangssignaal kan bestaan.

7.5 Harmonische oscillatoren

Als we er voor zorg dragen dat er maar één frequentie ω_0 is waarvoor geldt dat $A \cdot \beta$ zuiver reeel is en minstens de waarde -1 bezit, dan zal na het inschakelen van de oscillator aan de uitgang van de versterker een sinusvormig signaal verschijnen waarvan de amplitude als functie van de tijd exponentieel zal groeien. Met zuiver reeel bedoelen we dat de totale fase draaiing in de meekoppeling 0 graden is of een heel veelvoud van 360 graden.

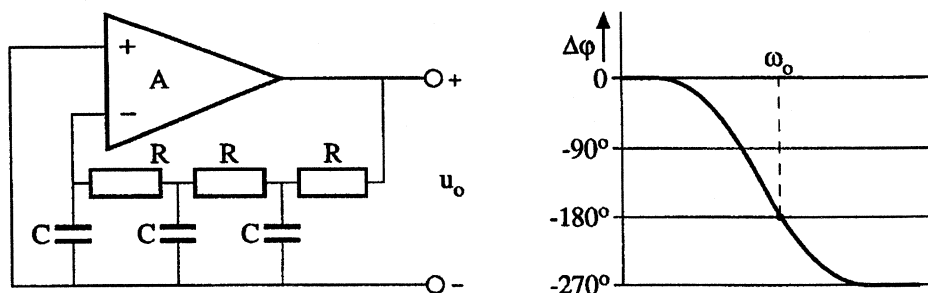
Oscillatoren waarbij door het fasegedrag van de schakeling slechts voor één frequentie ω_0 aan de oscilleervoorwaarden wordt voldaan, worden *harmonische oscillatoren* genoemd.

Figuur 7.13 laat een oscillatorschakeling zien waarbij gebruik wordt gemaakt van een $L - C$ combinatie. We herkennen in het β -netwerk een banddoorlatend filter, waarvan in de figuur het faseverschil tussen ingang en uitgang is getekend. Als we het uitgangssignaal van het filter aansluiten op de $+$ ingang van de versterker, dan zal bij de frequentie ω_0 de totale fasedraaiing in de lus nul graden zijn. Op die frequentie zal de schakeling oscilleren, indien de lusversterking groter dan 1 is.



Figuur 7.13: Oscillator met een $L - C$ combinatie in het β -netwerk.

In figuur 7.14 wordt een netwerk gebruikt met drie weerstanden en drie condensatoren in een laagdoorlaat-configuratie. Door de drie $R - C$ combinaties zal de totale fasedraaiing bij oplopende frequentie van nul naar -270 graden lopen. Als we de uitgang van het filter aansluiten op de $-$ ingang van de versterker, dan zal de totale fasedraaiing in de lus 0 of 360 graden zijn bij de frequentie ω_0 waarbij het filter -180 graden draait. Als bij ω_0 de lusversterking groter dan 1 is, dan zal de schakeling oscilleren bij ω_0 .



Figuur 7.14: Oscillator met een $R - C$ combinatie in het β -netwerk.

In een oscillator ontstaat een uitgangssignaal zonder dat er een ingangssignaal is. Daardoor lijkt het alsof we iets maken uit niets. Toch is dat niet waar. Altijd aanwezig in schakelingen zijn immers **ruissignalen** waarin in principe alle denkbare frequenties voorkomen. Ruissignalen zijn meestal voldoende om het oscilleerproces op gang te brengen.

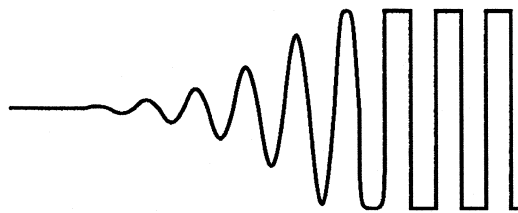
Door de parasitaire condensatoren in de versterkerschakeling zullen extra fasedraaiingen optreden, waardoor de oscillatorfrequentie zal afwijken van de door het β -netwerk bepaalde frequentie ω_0 . Door temperatuursvariaties en veranderingen in het instelpunt van de transistoren zullen eveneens frequentie-variaties kunnen optreden. Dat veroorzaakt in een oscillator **instabiliteiten**. Hoe steiler evenwel het faseverloop van het β -netwerk in de karakteristiek is, hoe minder invloed de versterker op de frequentie kan uitoefenen. De $L - C$ combinatie wint het dan duidelijk van de $R - C$ combinatie.

Zeer stabiele oscillatoren kunnen worden vervaardigd door gebruik te maken van de elektro-mechanische eigenschappen van **kwartskristallen**. Deze componenten gedragen zich als re-

sonantiekringen met extreem steil verlopende fasekarakteristieken rond de resonantiefrequentie ω_0 .

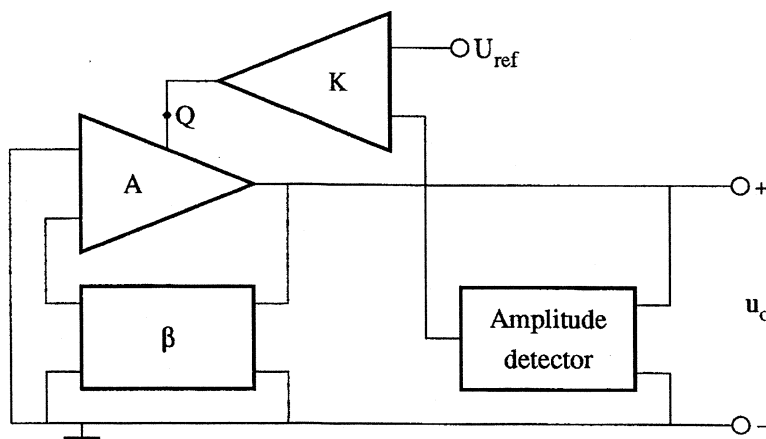
Harmonische oscillatoren zijn in staat om sinusvormige signalen te produceren, die evenwel, zoals reeds opgemerkt is, exponentieel in amplitude zullen toenemen. In realiteit kan zo iets niet doorgaan. Er zal altijd een mechanisme zijn waardoor de toename stopt.

Zonder speciale maatregelen te nemen zal de versterker A op den duur gaan begrenzen. Door deze niet-lineariteit zal het signaal van de oscillator er na de start uit kunnen zien zoals in figuur 7.15 getekend is. De uitgangsspanning van de versterker wordt pulsvormig en er treedt een stationaire toestand op. Een min of meer sinusvormig signaal is dan alleen nog aan te treffen aan de uitgang van het β -netwerk, waarin door het banddoorlatende of het laagdoorlatende karakter de hogere harmonischen van het pulssignaal zijn weggefilterd.



Figuur 7.15: Groei en begrenzing van het oscillatorsignaal.

We kunnen de amplitude van het oscillatorsignaal echter ook op een actieve manier controleren via een *regellus*. In de regellus passen we tegenkoppeling toe op één van de parameters van het uitgangssignaal u_o , namelijk op de *amplitude*. Figuur 7.16 geeft het blokschema van een geregelde oscillator. Het uitgangssignaal u_o wordt op een amplitude-detector aangesloten. In de operationele versterker K wordt de waarde van de gemeten amplitude vergeleken met een referentiespanning U_{ref} . Het versterkte verschil wordt vervolgens via punt Q toegevoerd aan de versterker A uit de oscillator. De versterking van A is via de spanning op Q regelbaar. Als de amplitude van het signaal de waarde U_{ref} bereikt dan zal de spanning op Q een zodanige waarde gaan aannemen dat daardoor de lusversterking $A \cdot \beta$ precies 1 wordt. Het signaal u_o zal niet verder in amplitude veranderen. Als we er voor zorgen dat de versterker A in deze situatie nog niet begrenst, dan zal de uitgangsspanning u_o sinusvormig zijn.



Figuur 7.16: Amplituderegeling in een oscillator d.m.v. een regellus met tegenkoppeling.

7.6 Regeneratieve oscillatoren

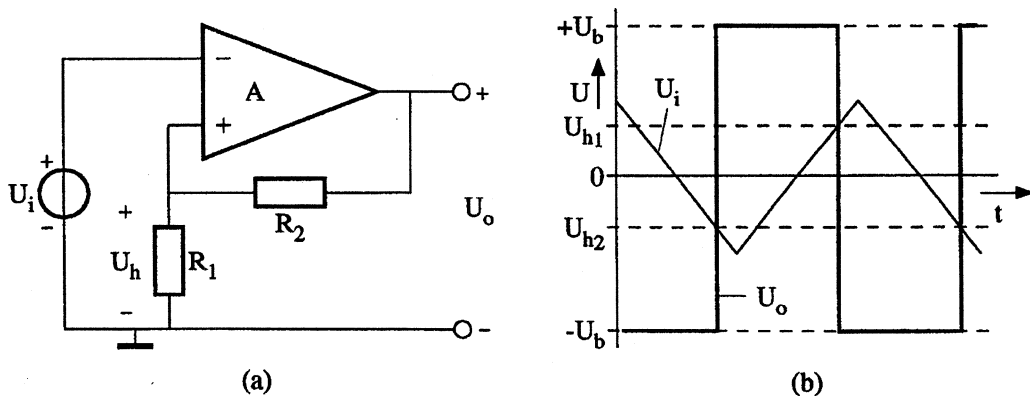
Regeneratieve oscillatoren maken gebruik van een vorm van meekoppeling die frequentie-onafhankelijk is. Als bouwsteen kan de in figuur 7.17a getekende zogenaamde **Schmitt-trigger** worden gebruikt. Door middel van de frequentie-onafhankelijke spanningsdeler met R_1 en R_2 wordt een deel van de uitgangsspanning U_o in de vorm van meekoppeling teruggevoerd naar de + ingang van de versterker. Door deze vorm van meekoppeling zal U_o slechts twee toestanden kennen, namelijk één waarin de waarde $+U_b$ wordt aangenomen en één waarin de waarde $-U_b$ wordt aangenomen. Hierin zijn $+U_b$ en $-U_b$ de positieve en negatieve voedingsspanningen van de gebalanceerde versterker. Als de uitgangsspanning $+U_b$ bedraagt, dan is de spanning op de + ingang

$$U_h = U_{h1} = U_b \cdot R_1 / (R_1 + R_2).$$

Als we in deze toestand de spanning U_i op de - ingang laten toenemen, zoals getekend in figuur 7.17b, dan zal bij het bereiken van de waarde U_{h1} de spanning U_o gaan dalen, en dus ook de spanning op de + ingang. Er ontstaat daardoor een toenemend spanningsverschil tussen de versterker-ingangsklemmen die de spanning U_o versneld doet dalen (meekoppeling) tot de uiterste waarde $-U_b$ is bereikt. In die situatie is de spanning op de + ingang veranderd in

$$U_h = U_{h2} = -U_b \cdot R_1 / (R_1 + R_2).$$

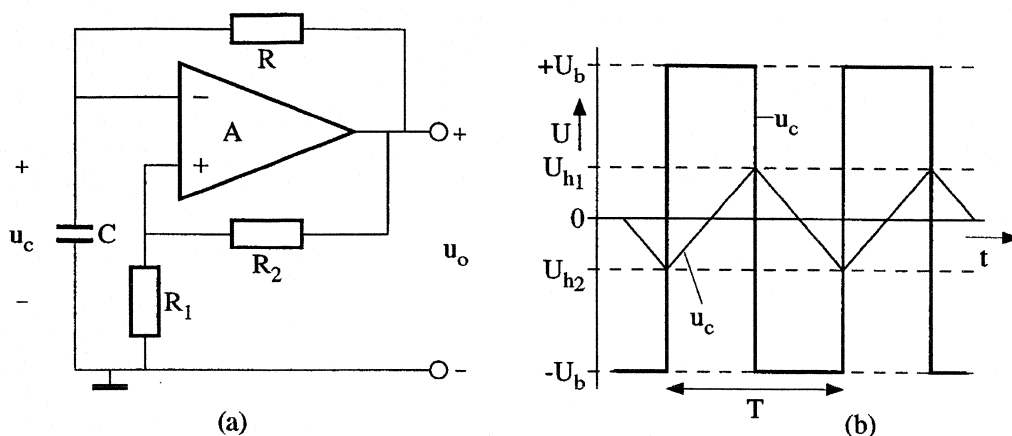
Indien U_i vanuit deze toestand daalt, dan slaat de uitgangsspanning op soortgelijke wijze weer om naar $+U_b$ als de waarde U_{h2} wordt bereikt.



Figuur 7.17: Schmitt-trigger.

De spanningsniveau's U_{h1} en U_{h2} worden de **triggerniveau's** van de Schmitt-trigger genoemd. Als de schakeling bij het bereiken van het ene niveau is "omgeklapt" dan kan dat pas wéér gebeuren als het ingangssignaal het andere niveau bereikt. Het spanningsverschil $U_{h1} - U_{h2}$ wordt de **hysteresis** van de trigger genoemd.

Om met deze Schmitt-trigger een regeneratieve oscillator te maken sluiten we zoals getekend in figuur 7.18a tussen uitgang, - ingang en massarail een weerstand en een condensator aan. Stel dat de uitgangsspanning $+U_b$ is. Het triggerniveau U_{h1} is dan actief. Via de weerstand R zal de condensator C opladen zodat u_c in waarde stijgt. Zie figuur 7.18b. Dat gaat door tot het niveau U_{h1} wordt bereikt. De uitgangsspanning slaat om naar $-U_b$, en bijgevolg zal de condensator zich via R gaan ontladen en vervolgens weer opladen in negatieve richting. Triggerniveau U_{h2} is na de omslag van u_o actief geworden. Als u_c de waarde U_{h2} bereikt dan slaat de uitgangsspanning opnieuw om en de hele cyclus herhaalt zich.



Figuur 7.18: Regeneratieve oscillator op basis van de Schmitt-trigger.

In eerste benadering zal de spanning u_c lineair met de tijd stijgen en dalen, en daardoor een driehoeksvorm vertonen. In de helft van de periodetijd T zal de condensatorspanning een verandering ondergaan die gelijk is aan de hysteresis van de trigger. Als de hysteresis klein is t.o.v. de voedingsspanning U_b , dan is de laadstroom van de condensator bij benadering gelijk aan U_b/R .

Omdat voor de condensator geldt

$$dU = I \cdot dt/C,$$

vinden we na invulling

$$U_{h1} - U_{h2} = \frac{U_b}{R} \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{1}{C},$$

dus

$$T = 2 \cdot R \cdot C \cdot \frac{U_{h1} - U_{h2}}{U_b}$$

Het uitgangssignaal van een regeneratieve oscillator is pulsvormig, en nooit sinusvormig. De periodetijd hangt af van alle in de formule voorkomende grootheden. De schakeling is eenvoudig en zeer geschikt voor integratie.

Regeneratieve schakelingen komen voor in allerlei variaties en worden soms **multivibrator-schakelingen** genoemd.

Zowel harmonische als regeneratieve oscillatoren zijn zo te ontwerpen dat hun herhalingsfrequentie ingesteld kan worden met behulp van een aan te brengen spanning of stroom. Bij de spannings-geregelde oscillator spreekt men dan van een **VCO** (Voltage-Controlled Oscillator) en bij de stroom-geregelde oscillator van een **CCO** (Current-Controlled Oscillator). Bij FM-modulatie bijvoorbeeld wordt van één van deze vormen gebruik gemaakt.

7.7 Generatoren voor test- en meetsignalen

De oscillatorschakelingen zoals we die tot nu toe beschreven hebben zullen in het algemeen niet afzonderlijk voorkomen, doch eerder een onderdeel uitmaken van elektronische systemen waarin ze de hun toegedachte, meestal bescheiden taak moeten vervullen.

Er zijn evenwel ook apparaten waarin ze de hoofdrol spelen. Dat zijn de generatoren van test- en meetsignalen. Eenmaal gebouwde elektronische schakelingen of systemen moeten op hun eigenschappen gecontroleerd worden en hun specificaties moeten in getallen worden uitgedrukt.

Dat wordt gedaan door aan de te meten schakelingen of systemen kunstmatig opgewekte signalen aan te bieden waarvan we alle eigenschappen kennen. Aan de hand van de te verwachten werking van de elektronica kunnen we voorspellen in welke vorm en met welke eigenschappen de signalen de te meten of te testen elektronische schakelingen weer zullen verlaten. Andersom geredeneerd kunnen we aan de hand van de gemeten uitgangssignalen achterhalen hoe de gemeten schakeling zich in werkelijkheid gedroeg.

We zullen het liefst signalen willen gebruiken die optimaal de te meten eigenschappen zichtbaar kunnen maken. Distorsie in een versterker kan het best zichtbaar worden gemaakt met een zuiver sinusvormig meetsignaal. Om de bandbreedte van de versterker te meten moet dat meetsignaal ook nog in frequentie gevarieerd kunnen worden. Schakelingen die bedoeld zijn om puls-vormige signalen te verwerken zullen we ook het liefst met behulp van puls-vormige testsignalen willen controleren. Om de kwaliteit van een FM-detector te meten gebruiken we bij voorkeur een generator die een FM-gemoduleerd signaal levert.

Zo zijn er legio wensen te noemen. Het totale aanbod aan test- en meetgeneratoren haakt daar op in. De prijzen van deze apparaten variëren over een grote range. Generatoren die niet bestemd zijn om nauwkeurig te kunnen meten maar eerder een snel inzicht moeten geven in het globaal functioneren van het meetobject zijn het goedkoopst. Generatoren die hoog-kwalitatieve en zeer nauwkeurig instelbare meetsignalen moeten leveren -vaak gebruikt in de research sfeer- zijn vaak 10 tot 100 maal duurder. Daarbij speelt de geringe oplage van zulke apparatuur natuurlijk ook een rol.

Test- en meetgeneratoren bezitten meestal veel knoppen of toetsen waarmee de diverse eigenschappen van de geproduceerde signalen veranderd kunnen worden. Om er een aantal te noemen: de signaalvorm (sinus, puls, driehoek, zaagtand, ruis, etc.), de amplitude, de (herhalings)frequentie, de pulsduur, de stijgtijd, de duty-cycle, het modulatie-type, de modulatiediepte, de zwaai, etc.

Test- en meetgeneratoren zijn elektronische systemen op zich. De oscilleerfunctie staat centraal, doch ook de andere basis signaalbewerkingsfuncties als versterken, filteren, converteren, schakelen en coderen komen er in voor.

In hoofdstuk 9 komen we nog nader terug op deze apparaten.

Hoofdstuk 8

Elektronische systemen

8.1 Inleiding

Een elektronisch systeem kunnen we beschrijven als een zelfstandig opererende informatieverwerkende eenheid, opgebouwd uit deelschakelingen die de elementaire signaalbewerkingsfuncties uitvoeren, informatie ontvangend uit sensoren en bewerkte informatie afgevend aan actuatoren. De ontwerper van zo'n systeem gaat uit van een functioneel wensenpakket, een set randvoorwaarden o.a. wat betreft de omstandigheden waaronder het product moet werken en de toelaatbare prijs. Tijdens het ontwerpproces treedt voortdurend een wisselwerking op tussen wat wenselijk is en wat haalbaar is.

Wie in een product of in een technische omgeving aan de hand van één of andere vorm van informatie tot één of andere vorm van actie wil overgaan zal niet altijd een beroep hoeven te doen op elektronische hulpmiddelen. Wie op een bepaald tijdstip een apparaat wil aan- of uitschakelen heeft geen elektronica nodig maar kan dat doen met eenvoudige elektro-mechanische componenten.

Zodra evenwel de te nemen actie van meerdere verschijnselen moet afhangen en er een zekere vorm van slimheid of kunstmatige intelligentie nodig is, dan zal de elektronica al snel de superieure techniek zijn. Dat is ook het geval als de gebruikte sensoren te weinig energie leveren om een actie te kunnen veroorzaken.

Voor elk verschijnsel dat informatie moet leveren of invloed op de werking van een product moet hebben is een *sensor* nodig. Dat houdt in dat knoppen of toetsen waarmee we een gewenste werking kunnen instellen ook beschouwd moeten worden als sensoren. Denk daarbij aan aan/uit schakelaars, volumeregelingen, keuzeschakelaars, toonregelknoppen, etc. We kunnen ze *instelsensoren* noemen. En voor de te nemen actie of voor het anderszins afleveren van informatie is een geschikte *actuator* nodig. In een radio is niet alleen de luidspreker een actuator, doch ook b.v. het display dat de afstemfrequentie weergeeft (*instelactuator*).

Elektronische systemen kunnen in meerdere aparte behuizingen zijn ondergebracht. De verbindingen tussen de onderdelen van het systeem en met de gebruikte sensoren en actuatoren worden met *kabels* tot stand gebracht. Hier zullen we kort enige aandacht aan besteden.

In dit hoofdstuk geven we een indruk over hoe een ontwerpproces verloopt, met daarop volgend een voorbeeld waarin min of meer een verantwoording wordt gegeven over de manier waarop een radio-ontvanger is opgebouwd. Het ontwerpproces zal hier meer bekeken worden met de ogen van een electronicus dan met die van een productontwerper.

8.2 Het ontwerpproces

Belangrijk is dat een productontwerper goed nadenkt over wat hij precies wil en op gefundeerde gronden kan aantonen dat de elektronica de aangewezen techniek is om zijn wensen te vervullen. Daar moet een voorlopige *specificatie* uit voortkomen waar alleen om gegronde redenen van afgeweken zal worden. Niets is vervelender dan dat tijdens een ontwerpproces het wensenpakket alsmaar wordt veranderd. De ontwerper moet aangeven of de gebruiker een keuze krijgt uit meerdere functies en welke invloed de gebruiker op de werking van het product moet kunnen uitoefenen. Bovendien moet gespecificeerd worden onder welke omstandigheden het product moet werken. Daarbij moet gedacht worden aan het temperatuurbereik, netvoeding of batterijvoeding, mogelijke vervuiling, schokbestendigheid, elektrische en magnetische stoorvelden, enz. Ook moeten grenzen voor afmeting, gewicht en prijs worden aangegeven.

Dan volgt het kiezen van geschikte sensoren en actuatoren. Bij sensoren gaat het, naast de primaire signaalsensoren, meestal om mechanisch bediende drukknoppen, schakelaars of regelbare weerstanden, of om sensoren voor temperatuur, druk, licht, enz. Actuatoren kunnen zijn: elektrisch bediende schakelaars (relais), motortjes, hefboomen, kleppen, verwarmingselementen, numerieke displays, zendantennes, beeldschermen, luidsprekers, enz.

Bij het ontwerpen van de elektronica tussen de sensoren en de actuatoren zal de ontwerper in eerste instantie kijken hoe hij op de meest eenvoudige weg rechttoe rechtaan zijn doel kan bereiken, en welke basis-signaalbewerkingen daarvoor nodig zijn. Versterking zal daar vrijwel altijd een onderdeel van vormen.

Als eenmaal een eerste systeemopzet is gevonden dan moeten de systeemspecificaties vertaald worden in specificaties voor elke deelschakeling afzonderlijk. Zo moet voor elke deelschakeling b.v. worden bepaald hoe de bron en de belasting er uit zien, wat de in- en uitgangsimpedantie moeten zijn, wat het signaalniveau bij voorkeur moet zijn, wat het frequentiebereik en het dynamisch bereik moeten zijn, welke distorsie toelaatbaar is, enz.

In sommige gevallen stuit men daarbij op eisen die niet realiseerbaar zijn. Dat kan zijn om puur technische redenen, of omdat anders de gestelde prijsgrenzen overschreden worden. De ontwerper zal dan proberen de systeemopzet zodanig te wijzigen dat realisatie weer haalbaar wordt. Daarbij kan een beroep worden gedaan op andere signaalbewerkingsfuncties dan de reeds geplande.

Bij het toepassen van elektronica in een product komt het regelmatig voor dat tijdens het ontwerpproces onverwachte mogelijkheden in zicht komen waardoor met weinig extra kosten aan het product een meerwaarde kan worden meegegeven. Het is dan aan de ontwerper om te bepalen of daar wel of geen gebruik van zal worden gemaakt.

Als het hele ontwerp tenslotte voldoet aan de gestelde eisen, dan volgt meestal nog een fase waarin wordt gekeken of het toch niet eenvoudiger en goedkoper kan. Soms is tijdens het ontwerpproces zoveel inzicht verkregen dat daartoe reële mogelijkheden gevonden kunnen worden.

8.3 Een voorbeeld van een analogo systeemontwerp

In de loop der jaren zijn ontelbare elektronische systemen ontworpen voor allerlei doeleinden. Sommige daarvan zijn ons heel bekend uit de naaste leefomgeving. Het is niet de opzet van deze cursus om ze allemaal te gaan beschrijven. Bovendien wordt in veel systemen zowel van analoge als van digitale signaalverwerking gebruik gemaakt, zodat een beschrijving gedeeltelijk buiten het kader van dit verhaal valt. Om toch een systeemopzet te kunnen bespreken is gekozen voor een bekend puur analogo systeem waarin veel van de genoemde signaalbewerkingsfuncties voorkomen, te weten een *radio-ontvanger*. Het gaat ons daarbij om het ontwerpproces, en niet om alles over radio's te leren.

We veronderstellen dat een radio ontworpen moet worden voor het middengolfgebied dat loopt van circa 500 kHz tot 1500 kHz. Het is bekend dat in deze band de zenders AM gemoduleerd zijn en dat de onderlinge afstand van de draaggolven van de zenders 9 kHz bedraagt. De radio moet afstembaar zijn en alle zenders waarvan de signaalsterkten tussen twee aangegeven grenzen liggen (b.v. 1 μ Volt en 100 mVolt) moeten even hard uit de luidspreker klinken. Daarbij mag de audiodistorsie een aangegeven grens niet overschrijden. Ook wordt aangegeven welke eigen ruisbijdrage in het signaal de ontvanger maximaal mag leveren, en wat het maximale audiovermogen moet zijn. Er worden grenzen voor de variaties in de voedingsspanning gespecificeerd: bij netvoeding de variaties in de netspanning en bij batterijvoeding de variaties in de batterijspanning. Bij batterijvoeding zal ook een minimaal stroomgebruik worden gevraagd. Een aanvullende specificatieset geeft aan van welke bedieningsorganen en van welke displays de radio moet worden voorzien.

De primaire signaalsensor is een **antenne**. De golflengten van de te ontvangen signalen liggen tussen 600 en 200 meter. De ontwerper denkt aan het toepassen van antennes die niet groter zijn dan b.v. 50 cm, dus klein t.o.v. de golflengten. Het is in zo'n geval bekend wat het elektrische gedrag van de antenne als sensor is en welke signalen er zullen worden afgegeven als de veldsterkten van de zenders bekend zijn. Instelsensoren voor de werkingscondities kunnen zijn: de aan/uitschakelaar, de afstemknop, de volumeregelaar en een toonregelknop.

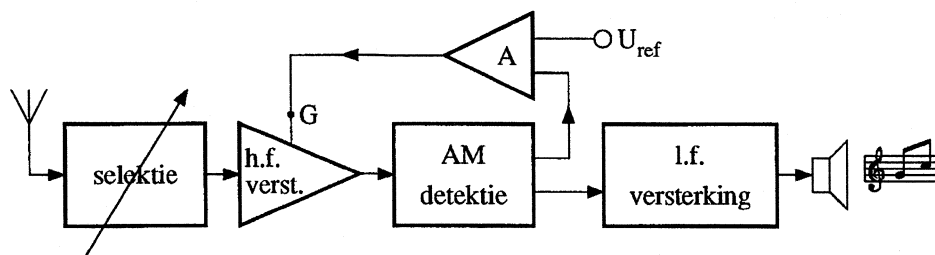
De primaire uitgangsactuator is een **luidspreker**, gekenmerkt door zijn impedantie en maximaal toelaatbare vermogen. Een display zal ons als instelactuator informatie kunnen verschaffen over de frequentie waarop de ontvanger is afgestemd. Een lampje kan aangeven of het geheel aan of uit staat.

Nu bepalen we welke signaalbewerkingen er beslist nodig zijn. De antenne geeft gelijktijdig signalen af van zeer veel zenders. Het ontvangen signaalvermogen zal kunnen liggen tussen 10^{-14} en 10^{-4} Watt, terwijl het luidsprekervermogen op 5 Watt kan zijn gespecificeerd. Er is dus hoe dan ook **versterking** nodig.

Uit de grote hoeveelheid zendersignalen willen we naar keus slechts één zender horen. Er is dus ook beslist **selectie** in het frequentiedomein nodig. Voorts moet het AM signaal gedecodeerd worden. Er is dus een **AM detector** nodig.

Vóór de detector bevatten de signalen veel hogere frequenties dan na de detector. Uit voorgaande hoofdstukken weten we dat het verwerken van grote signalen veel gemakkelijker gaat bij lage frequenties dan bij hoge. We zullen dan ook vóór de detector de versterking niet groter kiezen dan nodig is op grond van ruis en distorsie, en na de detector de aanvullende versterking behalen in het audioversterkerdeel. Een veel voorkomend signaalniveau na de detector is 200 mVolt.

Figuur 8.1 geeft in blokschemavorm een eerste opzet van de radio.



Figuur 8.1: Eenvoudig blokschema van een radioontvanger

Te herkennen zijn de selectie, de hoogfrequente versterking (hf versterking), de detectie (decoding), en de laagfrequente versterking. Aanvullend is een *regellus* aangebracht om er voor te zorgen dat elke ontvangen zender even hard klinkt. Daartoe wordt met behulp van een versterker A de signaalamplitude aan de uitgang van de detector vergeleken met een referentiespanning U_{ref} . De uitgang van deze versterker levert een spanning die op het punt G aangesloten de mate van hf versterking aanpast: bij zwakke zenders veel versterking en bij sterke zenders weinig versterking. De als tegenkoppellus werkende regellus wordt de *AGC-lus* (Automatic Gain Control) genoemd.

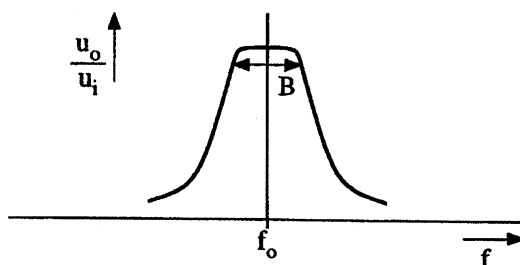
(Bij AM is de informatie aanwezig in de amplitude van het gemoduleerde signaal. Om die reden moeten alle schakelingen die het signaal behandelen lineair werken. Om alle zenders even hard te laten klinken moet de amplitude van het signaal naar een constante waarde geregeld worden. Dit in tegenstelling tot de situatie bij een FM ontvanger, waar de amplitude van het signaal na de FM-detector alleen bepaald wordt door de zwaai van de zendfrequentie. Die is voor alle zenders gelijk en onafhankelijk van de sterkte van het ontvangen signaal. Een versterker voor FM signalen heeft geen regellus nodig en mag het gecodeerde signaal in amplitude begrenzen.)

De selectiviteit wordt bereikt met filters. De afstemming van het filter bepaalt welke zender er wordt doorgelaten naar de hf versterker. Bij een afstembare radio moet dus het filter *verstembaar* zijn over het aangegeven frequentiebereik. Ook moet het filter zoveel selectiviteit bezitten dat de nabuurlandzenders (de in het frequentiedomein aangrenzende zenders) voldoende verzwakt worden. Er mag slechts een gebied van circa 7,5 kHz (ongeveer de spectrale breedte van een AM zender) worden doorgelaten bij centrale frequenties van 500 tot 1500 kHz.

Nu is de verhouding tussen de centrale frequentie f_0 en de bandbreedte B van een filter een soort *kwaliteitsfactor* die aangegeven wordt met de letter Q . Dus

$$Q = \frac{f_0}{B}$$

Figuur 8.2 geeft dat in een overdrachtskarakteristiek van een filter aan.



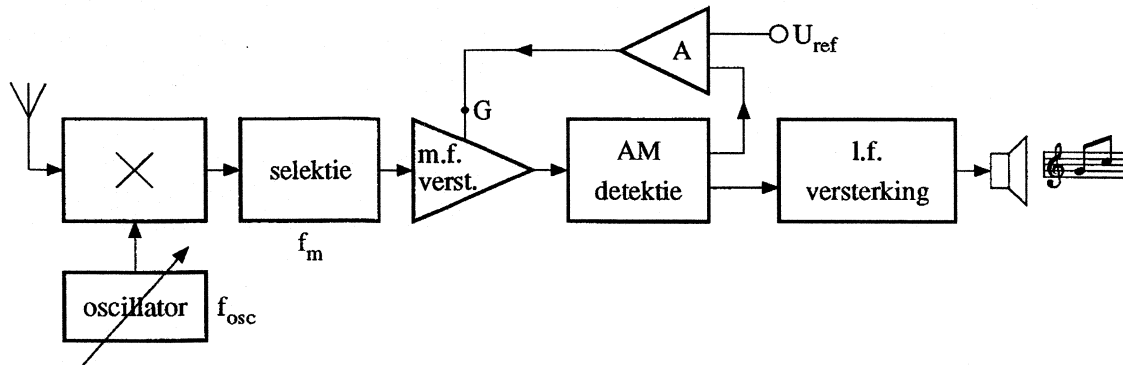
Figuur 8.2: Overdrachts karakteristiek van een filter met bandbreedte B en een centrale frequentie f_0 .

Naarmate de Q van een filter hoger is wordt het verstembaar maken van het filter steeds moeilijker. De praktische grens ligt bij circa $Q=50$. Daarboven zijn alleen vast afgestemde filters goed te realiseren.

In onze situatie liggen de waarden van Q tussen $500/7,5=66,7$ en $1500/7,5=200$. We komen tot de conclusie dat het gewenste verstembare filter niet te realiseren is. We moeten bezien of een andere systeemopzet wel een oplossing biedt.

Het tot nu toe bekeken concept is wel geschikt om een ontvanger te maken die op één zender vast is afgestemd. We kunnen nu voor de ingang van zo'n ontvanger *frequentieconversie* toepassen door gebruik te maken van een vermenigvuldiger (*mixer*) en een hulpsignaal uit een *verstembare oscillator*. Figuur 8.3 geeft dat weer. We veronderstellen dat het vast afgestemde ontvangedeelte staat afgestemd op de frequentie f_m . We noemen dit de *middenfrequentie*.

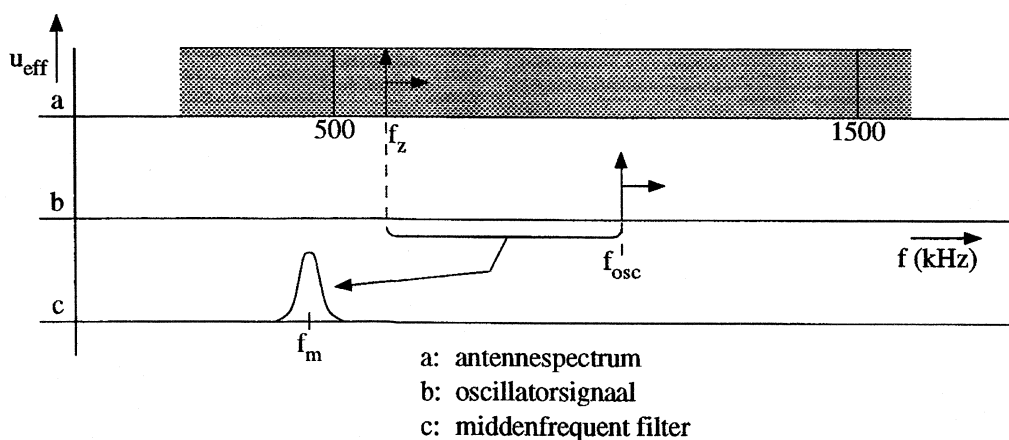
Met de mixer en het oscillatorsignaal op frequentie f_{osc} kunnen we het gehele spectrum van het antennesignaal verplaatsen, zoals we dat in hoofdstuk 6 zagen. Als f_{osc} varieert, dat varieert dus ook de mate van verplaatsing.



Figuur 8.3: Blokschema van een ontvanger met frequentieconversie

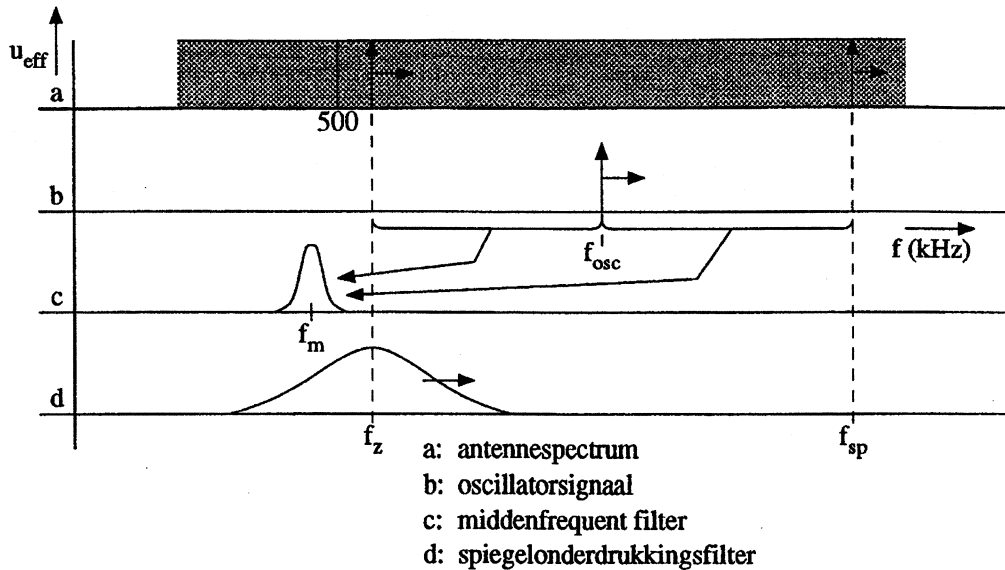
Een in het antennesignaal aanwezige zender met draaggolfrequentie f_z zal ná de mixer op twee frequenties terug te vinden zijn, namelijk op $f_{osc} + f_z$ en $f_{osc} - f_z$. Elke andere zender zal dus ook op twee andere plaatsen in het spectrum terugkeren. Het geheel aan in frequentie verschoven zenders zal aan de ingang van de vast afgestemde middenfrequent-ontvanger worden aangeboden, waarbij alleen de zenders die na verschuiving op de waarde f_m uitkomen zullen worden doorgelaten.

In figuur 8.4 kunnen we zien welke zenders daarvoor in aanmerking komen. Figuur 8.4a laat het antennespectrum zien. Figuur 8.4b geeft de plaats van het oscillatorsignaal f_{osc} . Zoals in figuur 8.4c is te zien hebben we een middenfrequentie gekozen die beneden de te ontvangen band van 500 tot 1500 kHz ligt. Veronderstel nu dat we uit het antennespectrum de zender f_z willen ontvangen. Indien we nu f_{osc} de waarde $f_z + f_m$ geven dan zal na de vermenigvuldiging in de mixer de verschilwaarde precies op f_m liggen. De zender met frequentie f_z wordt dus ontvangen. Als we f_{osc} 9 kHz hoger kiezen dan zal de naasthoger-liggende zender worden ontvangen. Zo kan door verstemming van f_{osc} de hele middengolfband worden afgezocht.



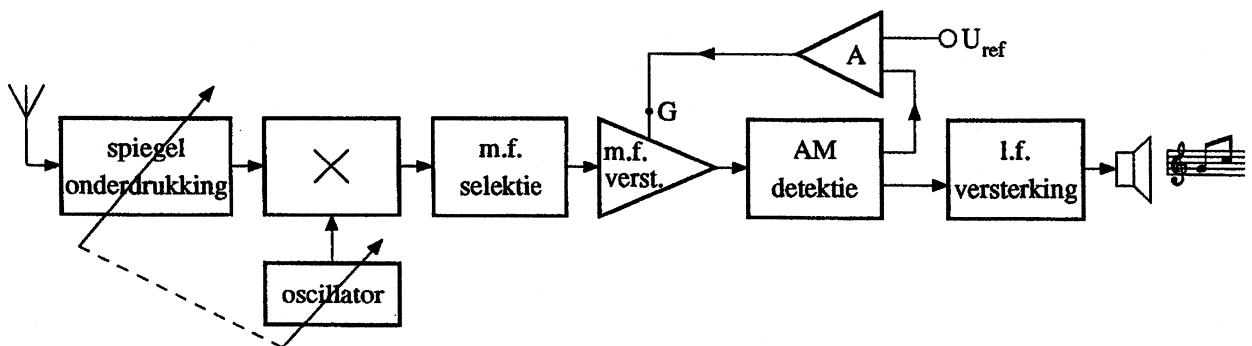
Figuur 8.4: Spectrale verschuiving van f_z naar f_m

Het nieuwe concept lijkt goed te functioneren. Toch voldoet het niet aan de gestelde eis dat slechts één zender tegelijk wordt ontvangen. We kunnen in figuur 8.5 zien dat er steeds een tweede zendfrequentie f_{sp} is aan te geven die na vermenigvuldiging met f_{osc} ook op f_m uitkomt. Dat is de zenderfrequentie waarvoor geldt dat $f_{sp} = f_{osc} + f_m$. We noemen de waarde f_{sp} de **spiegelfrequentie** (image-frequency). Omdat $f_z = f_{osc} - f_m$ en $f_{sp} = f_{osc} + f_m$ zien we dat f_z en f_{sp} onderling een frequentieverschil van $2 \cdot f_m$ hebben.



Figuur 8.5: Spiegelonderdrukking

Om de ontvanger toch aan de gestelde eisen te laten voldoen moeten we met een extra filter tussen de antenne en de mixer de frequentie f_z doorlaten en de frequentie f_{sp} onderdrukken. Ook dat is aangegeven in figuur 8.5. Dit zogenoemde **spiegelonderdrukkingsfilter** moet wel verstembbaar zijn. Het moet met de afstemming van de ontvanger meelopen. Figuur 8.6 toont de uiteindelijke systeemopzet.



Figuur 8.6: Blokschema ontvanger met frequentieconversie en spiegelonderdrukking

Als we voor f_m de waarde 450 kHz kiezen, dan liggen f_z en f_{sp} 900 kHz uit elkaar. Het spiegelonderdrukkingsfilter hoeft daardoor geen hoge waarde voor Q te bezitten. Verstemming van dit filter levert geen problemen op. Tenslotte zien we dat de waarde voor f_{osc} verstembbaar moet zijn tussen $500+450=950$ kHz en $1500+450=1950$ kHz.

Tussen de detector en de audioversterker vinden we de geschikte plaats om de volumeregelaar te plaatsen. Ook de toonregeling zal in de audioversterker plaats vinden. De aan/uitschakelaar

komt op een voor de hand liggende plaats: bij netvoeding tussen de netaansluiting en het voedingsapparaat, en bij batterijvoeding tussen de batterij en de schakelingen.

Omdat het ontwerp een complete audioversterker bevat zal de ontwerper al snel tot de ontdekking komen dat met weinig extra middelen aanvullend de mogelijkheid geschapen kan worden om ook het geluid uit andere bronnen te laten klinken. Met een eenvoudige schakelaar en een paar extra aansluitpluggen kunnen een CD-speler en een cassettedek aansluitbaar worden gemaakt. Het geeft het produkt een aantrekkelijke meerwaarde.

Hierna volgt het ontwerpen van de verschillende deelschakelingen die de verschillende signaalbewerkingen moeten uitvoeren. Daarbij moet vooral gelet worden op alle elektrische specificaties die aan het begin van het ontwerpproces als wens zijn meegegeven. Als daar niet geheel aan te voldoen is dan zullen bij geringe afwijkingen meestal de specificaties enigszins worden bijgesteld. Bij grote onvolkomenheden zullen we opnieuw de bruikbaarheid van het systeemconcept in overweging moeten nemen.

8.4 Kabelverbindingen

Als de verschillende onderdelen van een elektronisch systeem signalen aan elkaar door moeten geven terwijl ze zich fysiek op enige afstand van elkaar bevinden, dan zijn **draadverbindingen** nodig die we gemakshalve **kabels** zullen noemen. Veel bronnen en belastingen hebben twee aansluitklemmen zodat de daarbij toegepaste kabels twee geleiders zullen bevatten.

Eenvoudige tweedraads-kabels bestaan uit twee geïsoleerde evenwijdige draden die worden omgeven door een kunststof beschermingsmantel. Denk daarbij aan het elektriciteits snoer van een schemerlamp. Als op een dergelijke kabel AC-signalen worden geplaatst dan zal er tussen de geleiders een elektro-magnetisch veld ontstaan dat in zekere mate straling aan de omgeving afstaat. Omgekeerd zal de kabel ook elektrische signalen kunnen vormen uit elektro-magnetische straling die afkomstig is van andere bronnen. Deze verschijnselen nemen in intensiteit toe naarmate de frequenties van de signalen hoger worden. Boven 100 kHz worden deze open tweedraads verbindingen nog nauwelijks toegepast.

Zolang de frequenties laag blijven is de stralingsgevoeligheid gering. Ook over grotere afstanden kunnen met deze kabels audiosignalen worden overgebracht. Luidsprekersnoeren vormen een voorbeeld.

Zodra we evenwel om redenen van storingsvermijding elke koppeling tussen de signalen in de kabel en de omgeving willen voorkomen dan gaan we over tot het gebruik van **afgeschermdes kabels**. Die zijn opgebouwd uit een centrale binnengeleider waaromheen eerst op een concentrische manier een laag isolerend diëlektricum is aangebracht, met daaromheen weer een geleidende buitenmantel. Het geheel wordt weer omgeven door een isolerende beschermingsmantel. De centrale geleider en de geleidende buitenmantel verzorgen samen de tweedraads verbinding, waarbij de buitenmantel meestal verbonden is met de massa-aansluiting van de schakelingen. Het elektro-magnetische veld dat door de op de kabel geplaatste signalen wordt veroorzaakt blijft geheel opgesloten tussen de centrale geleider en de metalen buitengeleider. Er treedt geen interactie met de omgeving op.

Verbindingen tussen de verschillende onderdelen van een audio-installatie zijn ter vermijding van storingen uitgevoerd in deze afgeschermdes vorm.

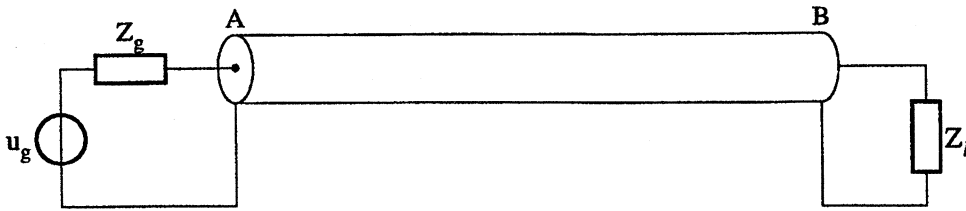
Zowel de open kabel als de afgeschermdes kabel gedragen zich als een parasitaire capaciteit die parallel staat aan bron en belasting. De waarde van deze capaciteit kan variëren van circa 25 tot 100 pF per meter kabel, afhankelijk van het type en de opbouw.

Bij afgeschermdes kabels is het gebruik van een diëlektrisch materiaal tussen binnen- en buitengeleider er de oorzaak van dat de voortplantingssnelheid van signalen in de kabel kleiner is dan de lichtsnelheid. De verkleiningsfactor (**velocity factor**) kan tussen $\frac{2}{3}$ en 1 liggen. Bij een waarde $\frac{2}{3}$ is de transportsnelheid v van de signalen dus afgenomen tot $2 \cdot 10^8$ m/sec. In

hoofdstuk 2 zagen we dat het verband tussen de frequentie f en de golflengte λ wordt gegeven door $\lambda = v/f$. Bij 100 MHz is de golflengte in de kabel dus 2 meter in plaats van 3 meter in het luchtledige.

Afhankelijk van de gebruikte frequenties kunnen situaties ontstaan waarin de lengte van de toegepaste kabel niet klein meer is ten opzichte van de bij de frequenties behorende golflengten. De kabel gaat zich dan op een heel andere manier gedragen.

In figuur 8.7 is een situatie getekend waarin een signaalgenerator met inwendige impedantie Z_g in punt A is aangesloten op een concentrisch opgebouwde transportkabel. Aan het eind van de kabel is in punt B een belastingsimpedantie aangesloten waarvan de waarde Z_l is. We nemen aan dat de kabel lang is t.o.v. de golflengte van het generatorsignaal.



Figuur 8.7: Transmissiekabel met bron en belasting

Het generatorsignaal verplaatst zich met de voortplantingssnelheid die bij de kabel hoort vanuit A in de richting B. Aangekomen bij B zal in het algemene geval een deel van de energie in de impedantie Z_l *gedissipeerd* worden. Het resterende signaal zal in B *reflecteren* en teruglopen in de richting A. Het komt onderweg het heenlopende signaal tegen. Dit proces van heen- en teruglopende signalen gaat continu door.

Op sommige plaatsen in de kabel zullen de elkaar passerende signalen in dezelfde fase zijn. Daar neemt de amplitude van het signaal door sommatie toe. Op andere plaatsen zijn de signalen in tegenfase, en daar zal het signaal door sommatie afnemen. Er ontstaan op de kabel punten waarin de signaalspanning maximaal is en punten waarin een minimum optreedt. Men kan eenvoudig beredeneren dat deze maxima en minima $\frac{1}{4}\lambda$ uit elkaar liggen. Er ontstaat in de kabel een spanningsverdelingspatroon dat lijkt op het buiken- en knopenpatroon in een aangeblazen orgelpijp. We zeggen dat er *staande golven* op de kabel aanwezig zijn. De *reflectiecoëfficiënt* ρ geeft aan welke fractie van het signaal bij B gereflecteerd wordt. De verhouding tussen de spanningsmaxima en -minima wordt aangeduid als de *staande-golf verhouding* (SWR = Standing Wave Ratio).

Als de waarde van de Z_l nul of oneindig is dan zal de er in B geen energie kunnen worden gedissipeerd en het gehele signaal reflecteert. In de minima zullen de elkaar tegenkomende signalen even sterk zijn en elkaar in spanning geheel uitdoven (Let wel: de energiestromen gaan daar gewoon in twee richtingen door). In deze situatie is $\rho=1$ en de SWR=oneindig.

Het optreden van reflecties en staande golven op een informatie-transportkabel is vaak zeer ongewenst. De signalen kunnen in vorm worden aangetast en er gaat energie verloren.

Er is evenwel één situatie waarin geen reflecties optreden. Dat is als Z_g en Z_l de waarde Z_k bezitten, waarin Z_k de zogeheten *karakteristieke impedantie* van de kabel is. Bij elk type kabel wordt deze waarde, die afhangt van de opbouw van de kabel, opgegeven. Twee zuiver ohmse waarden van Z_k komen het meest voor, namelijk $Z_k=50$ Ohm en $Z_k=75$ Ohm.

Als $Z_g = Z_l = Z_k$ dan treden geen reflecties, maxima of minima op. Dus $\rho=0$ en de SWR=1. De spanning op Z_l is in dat geval $\frac{1}{2} \cdot u_g$. We zeggen dat de kabel *karakteristiek is afgesloten*. Voor informatietransport is dat de ideale toestand.

Concentrisch opgebouwde kabels die speciaal zijn ontworpen om zo verliesarm als mogelijk signalen te transporteren, en die daarom een zeer nauwkeurig gehandhaafde waarde van Z_k moeten bezitten, worden *coaxiale kabels* genoemd.

Bekende toepassingen zijn coaxiale kabels tussen een antenne en een ontvanger, voor een kabel-distributienet, voor het koppelen van computers en voor het onderling verbinden van onderdelen van een elektronisch systeem. In de eerste twee voorbeelden worden meestal 75 Ohm kabels gebruikt, en in de laatste twee 50 Ohm kabels. Bij een velocity factor van $\frac{2}{3}$ en een frequentie van 100 MHz (FM-omroepband) is de golflengte in de kabel 2 meter, dus een antennekabel zal in de meeste situaties vele golflengten lang zijn. Bij kabelnetten en computernetten zal dat zeker ook zo zijn. Het is erg belangrijk dat lange kabels voor hoogfrequente signalen altijd met hun karakteristieke impedantie Z_k worden afgesloten. Bij radio- en tv-ontvangers is deingangsimpedantie bij de kabel aansluiting dan ook altijd 75 Ohm.

Signaalgeneratoren en meetinstrumenten voor hoge frequenties bezitten door het gebruik van coaxiale kabels meestal ingangs- en uitgangsimpedanties van 50 Ohm.

Coaxiale kabels worden gemaakt met verschillende diameters. In het algemeen geldt: hoe dikker, hoe verliesarmer, hoe duurder.

Voor de toepassing worden kabels voorzien van **pluggen** en **contrapluggen** die in elkaar geklikt kunnen worden. Daarbij is één type voorzien van **pennen** die bij het andere type in **klembusjes** passen. Vakjargon: de pluggen met pennen worden de **mannelijks** genoemd en de pluggen met busjes de **vrouwlijks**.

Voor het transporteren van digitale signalen in parallele of seriële vorm worden ronde of platte veeladerige kabels gebruikt. Ook voor deze kabels bestaan speciale pluggen. Door de storingsongevoeligheid van digitale systemen zijn afschermingen hier niet nodig. De hoeveelheid bits die per seconde kan worden overgebracht is met zulke kabels evenwel beperkt. Voor hogere bitsnelheden worden weer kabels met een karakteristieke afsluiting gebruikt.

Hoofdstuk 9

Bouwtechnieken, meetinstrumenten en meten

9.1 Inleiding

In de voorgaande hoofdstukken hebben we behandeld hoe signalen zijn opgebouwd, hoe componenten zich gedragen, welke bewerkingen er op signalen kunnen worden uitgevoerd, en hoe met de basis-signaalbewerkingsfuncties elektronische systemen kunnen worden ontworpen.

Alle theoretische beschouwingen zouden evenwel geen zin hebben als onze inspanningen uiteindelijk niet zouden uitmonden in tastbare elektronische schakelingen (hardware). Schakelingen en systemen moeten gebouwd worden. Voor de elektronicus is dat het uur van de waarheid. Daarin moet blijken of de theorie een bruikbaar en goed functionerend apparaat oplevert.

Aan het hanteren van technieken die bij de realisatie gebruikt worden kunnen we twee belangrijke aspecten toekennen, namelijk *mechanische aspecten* en *elektrische aspecten*. Hoewel er een sterke interactie bestaat tussen mechanische opbouw en elektrisch gedrag van circuits zullen we genoemde aspecten apart behandelen.

9.2 Mechanische aspecten

Schakelingen zijn verzamelingen componenten die volgens bepaalde patronen elektrisch met elkaar verbonden worden. Schakelingen moeten een mechanische eenheid vormen. Men slaagt daar beter in als componenten en bedradingen op hun plaats gefixeerd worden. Bovendien moeten montagetechnieken produceer- en reproduceer-vriendelijk zijn. Afmeting en gewicht moeten tot een minimum beperkt blijven.

9.2.1 Montagetechnieken

In de begintijd van de elektronica ging men uit van een *metalen frame* (chassis) waarop *montagesteunen* werden geplaatst. Op deze montagesteunen werden de componenten bevestigd. Vervolgens werden de componenten door middel van losse draden via schroef-klem verbindingen (denk aan het kroonsteentje) tot een schakeling verbonden. Voor sommige grote, kwetsbare en voor vervanging in aanmerking komende componenten werden insteekvoeten gebruikt (denk aan radiobuizen).

De schroef-klemverbindingen werden al snel vanwege hun minder geschikte elektrische gedrag en hun tijdrovende karakter vervangen door *soldeertechnieken*.

De losse bedradingen tussen de componenten gaven vanwege hun niet te vermijden grote lengten aanleiding tot allerlei parasitaire effecten en ongewenste elektrische en magnetische kop-

pelingen. De elektrische werking van de schakelingen werd daardoor nadelig beïnvloed, zeker toen de schakelingen steeds hogefrequentier werden.

Bij de volgende stap in de ontwikkeling van de bouwtechnieken werden montagesteunen en losse bedradingen vervangen door het *Printed Circuit Board* (PCB). Dat is een niet-geleidende kunststofplaat waarop een dun laagje koper is aangebracht. Via selectief etsen worden in de koperlaag geleidingspatronen aangebracht die de functie van de bedrading vervullen. De aansluitdraden van de componenten worden door geboorde gaten gestoken en aan de koperbanen vastgesoldeerd. De plaat dient dus tevens als montagesteun. Het solderen gebeurt met de hand of met een golfbad-techniek, waarbij de plaat met de ingestoken componenten vlak boven een bad met vloeibaar soldeermateriaal hangt. Een in het bad teweeg gebrachte golf strijkt met zijn top juist langs de koperbanen en soldeert in één beweging alle componenten vast.

De PCB-techniek leent zich goed voor serieproductie van elektronische schakelingen. De reproduceerbaarheid is groot en er kan een behoorlijke compactheid in bouw mee bereikt worden. De lengten van de banen die de componenten verbinden kunnen veel korter zijn dan bij de voorgaande techniek.

Ook bij het produceren van componenten stond de techniek niet stil. Passieve componenten werden steeds kleiner, en bij de actieve componenten werden buizen vervangen door de veel kleinere transistoren. Tenslotte werden complete schakelingen ondergebracht in *Integrated Circuits*. Het resultaat was dat de aansluitdraden en IC-behuizingen meer ruimte innamen dan de componenten zelf.

Tegenwoordig wordt veel gebruik gemaakt van *SMD componenten* (*Surface Mounted Devices*). Dat zijn geminiaturiseerde componenten waarbij de aansluitdraden of -pennen zijn vervangen door metaalvlakjes. Met deze vlakjes worden de componenten rechtstreeks op de geleidingsbanen gesoldeerd.

Met gebruikmaking van de dikke- en dunne-film techniek kan ook het PCB verkleind worden.

In de dikke-film techniek gebruikt men een keramische plaat als drager. Door middel van een zeefdruk-techniek worden weerstanden en geleidende banen in pastavorm op de drager aangebracht. Na verhitting worden de pasta's hard en krijgen ze hun gewenste elektrische eigenschappen. De overige componenten kunnen vervolgens in SMD-vorm worden opgesoldeerd.

In de dunne-film techniek gaat men uit van een keramische draagplaat die door opdamping geheel wordt voorzien van een dunne laag van weerstandsmateriaal en een geleidingslaag. Na selectief etsen ontstaan geleidingspatronen en weerstanden. De overige componenten kunnen ook hier in SMD-vorm worden aangebracht.

Omdat met etstechnieken fijnere en meer nauwkeurige structuren zijn te vervaardigen dan met een zeefdruktechniek wordt met dunne-film schakelingen een hogere graad van miniaturisering behaald dan met dikke-film schakelingen. Met de dunne-film techniek kunnen zeer fijne en compacte structuren met een hoge kwaliteit vervaardigd worden.

In het algemeen zijn dunne-film schakelingen evenwel duurder dan dikke-film schakelingen.

9.2.2 Mechanische stijfheid

Een belangrijk aspect bij montage en behuizing van elektronica is de mechanische stijfheid van de constructie. Allerlei parasitaire effecten die invloed hebben op het gedrag van schakelingen hangen af van de posities die componenten en bedradingen ten opzichte van elkaar innemen. Als componenten zich t.o.v. elkaar kunnen bewegen dan bestaat de mogelijkheid dat de veranderingen in de parasieten ontoelaatbare invloed hebben op het elektrische gedrag van de schakelingen.

Niet elke schakeling is gevoelig voor deze effecten, maar met name oscillatoren waarvan de opgewekte frequentie een hoge graad van stabiliteit en nauwkeurigheid moet bezitten halen door een slappe montage al snel hun specificaties niet meer.

Bij een slappe montage kunnen mechanische trillingen storende signalen in schakelingen opwekken. Het lijkt alsof de constructie als microfoon werkt. Men noemt het verschijnsel dan ook **microfonie**. We nemen als voorbeeld twee dicht bijeen liggende draadjes die door mechanische aanstoting in trilling kunnen raken. Door het trillen verandert hun onderlinge capaciteit. Als tussen de draadjes een spanningsverschil U staat en hun wederzijdse capaciteit C is, dan is op de draadjes een lading Q aanwezig volgens $Q = C.U$. Als de draadjes bovendien zijn aangesloten op een zeer hoogohmig circuit dan kan tijdens het trillen de lading Q niet veranderen. Bij een momentane toename van de capaciteit met ΔC zal de spanning afnemen met een bedrag ΔU waarvoor bij relatief kleine waarden van ΔC geldt

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{\Delta C}{C}.$$

Als de capaciteit 0,1% verandert en U een waarde van 1 Volt bezit, dan vinden we dat $\Delta U = 1$ mV. In een aantal situaties is dat een zeker niet te verwaarlozen stoorsignaal.

Bij oscillatoren zal het in mechanische trilling raken van de schakeling een ongewenste frequentie-modulatie kunnen veroorzaken.

9.2.3 Behuizingen

Elektronische schakelingen en systemen worden na montage ondergebracht in kasten. Kastten hebben een meervoudige taak. Ze moeten:

- van de elektronica een veilig hanteerbaar geheel maken,
- de elektronica beschermen tegen mechanische beschadigingen, onbedoelde kortsluitingen, vloeistoffen en vuil,
- voorkomen dat storende elektrische en magnetische velden tot de schakelingen doordringen,
- voorkomen dat door de schakelingen veroorzaakte stoorstraling naar buiten kan treden,
- de elektronica op een ergonomisch verantwoorde en aantrekkelijke manier aan de gebruiker presenteren.

Het doordringen van elektro-magnetische velden en stoorstralingen kan bestreden worden met metalen afschermingen. Dat kan geschieden door de daarvoor in aanmerking komende detail-schakelingen in metalen behuizingen te plaatsen, of door de gehele kast in metaal uit te voeren. In kritische gevallen worden beide maatregelen genomen.

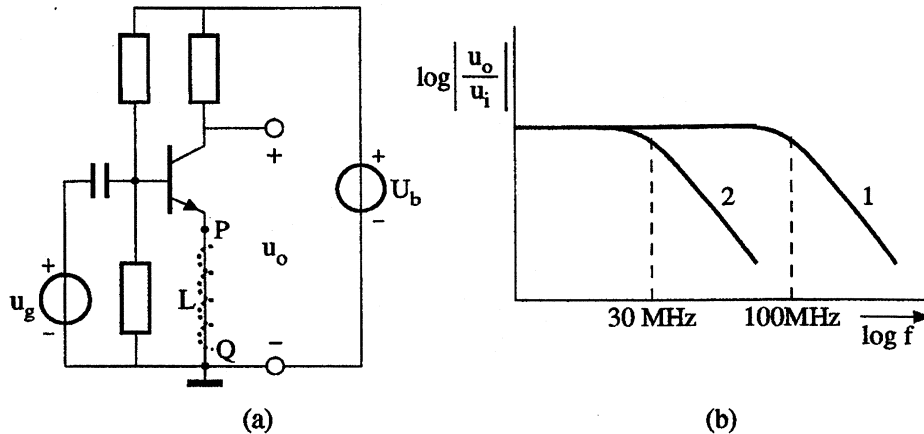
9.3 Elektrische aspecten

Tijdens de ontwerpfasen worden elektronische schakelingen met behulp van vervangingsschema's gemodelleerd. De netwerkmodellen zijn opgebouwd uit ideale netwerkcomponenten die gezamenlijk het werkelijke gedrag van de schakelingen moeten weergeven.

Als schakelingen gebouwd worden dan is er altijd de vraag of zij zich in werkelijkheid net zo zullen gedragen als aan de hand van berekeningen aan de modellen mag worden verwacht. Indien de werkelijkheid niet overeen komt met de verwachting dan moet de conclusie zijn dat het model fout of niet toereikend is.

Het ontoereikende vindt bijna altijd zijn oorzaak in het niet opnemen in het model van allerlei parasitaire effecten die bij de realisatie wel een rol spelen. Het is ook erg moeilijk om alle parasitaire effecten die bij de bouw ontstaan in de modellen mee te nemen, omdat ze sterk afhangen van de manier van opbouw en bedrading. De oplossing voor de problemen wordt

dan ook meestal niet gezocht in het zo goed mogelijk meemodelleren van alle bij een bepaalde bouwwijze optredende parasieten, doch veel meer in het bij voorbaat vermijden van een aantal parasitaire effecten door een verstandige bouwwijze.



Figuur 9.1: Invloed van de bouwwijze op de werking

Figuur 9.1 geeft een klein voorbeeld. Het betreft een eenvoudige versterkerschakeling die op twee manieren werd gebouwd. In figuur 9.1a is te zien dat de emitter met de massarail is verbonden. Bij bouwwijze 1 is dat gedaan met een draadje van 5 mm lengte, bij bouwwijze 2 met een draadje van 3 cm. Het resultaat bij metingen is te zien in figuur 9.1b. De amplitudekarakteristiek van de overdracht toont voor bouwwijze 1 een bandbreedte van 100 MHz en voor bouwwijze 2 een bandbreedte van 30 MHz. Uit berekeningen volgde dat de bandbreedte 100 MHz moest zijn. Het verschil bij bouwwijze 2 wordt veroorzaakt door de parasitaire zelfinductie van 8 nH/cm die het draadje tussen P en Q bezit. Dit spoeltje L veroorzaakt een frequentie-afhankelijke tegenkoppeling waardoor reeds bij 30 MHz de versterking gaat afnemen. Bij het berekenen was daar terecht geen rekening mee gehouden. De bouwwijze is verkeerd.

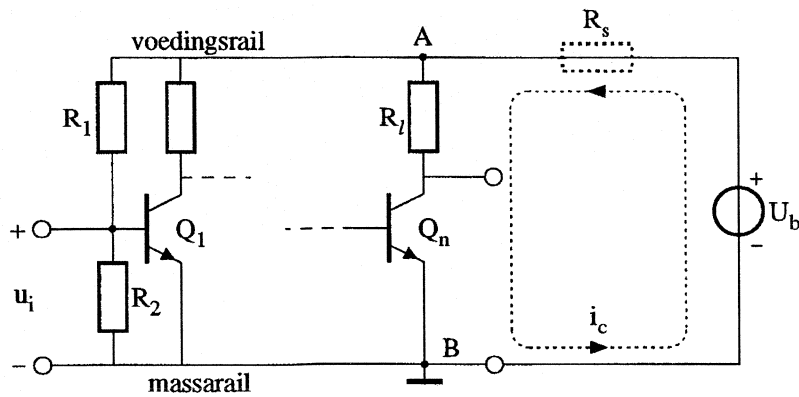
Enkele van de meest voorkomende problemen bij het bouwen zullen we apart bezien. We zullen met name kijken naar voedingsproblemen, aardrailproblemen, ongewenste elektrische en magnetische koppelingen, en thermische koppelingen.

9.3.1 Voedingsproblemen

Bij alle berekeningen aan schakelingen is er tot nu toe van uitgegaan dat de voedingsbronnen ideaal zijn en dus geen inwendige weerstand bezitten. Allerlei signaalstromen die door de voedingsbron lopen zullen in dat geval geen signaalspanning over de bron kunnen veroorzaken. De voeding is dus echt "koud".

Zo'n ideaal geval is helaas niet realiseerbaar. Voedingsbronnen bevatten toch een kleine inwendige weerstand. Bovendien zullen de verbindingsdraden tussen de bron en de schakelingen niet kort gehouden kunnen worden omdat in een elektronisch systeem meestal alle deelschakelingen worden gevoed uit een enkele bron. De verbindingsdraden hebben zelf ook hun materiaalweerstand en zeker bij hogere frequenties een niet te verwaarlozen parasitaire zelfinductie. Als gevolg daarvan zullen er tussen de voedingsrail en de massarail toch signaalspanningen ontstaan die van daar uit tot alle deelschakelingen kunnen doordringen.

Figuur 9.2 laat een schema zien van een schakeling waarin n transistoren in cascadevorm een signaalbewerking als bijvoorbeeld versterken uitvoeren. We zeggen in zo'n geval dat de schakeling n trappen bevat. Elke transistor bevat elektrisch gezien een signaalstroombron tussen collector en emitter. Door het trapsgewijze versterken zal de signaalstroom i_c in transistor Q_n het grootst zijn. Deze stroom loopt door de belastingsweerstand R_l , door de voedingsbron U_b en door de weerstand R_s die alle parasitaire weerstanden van bron en bedrading vertegenwoordigt.

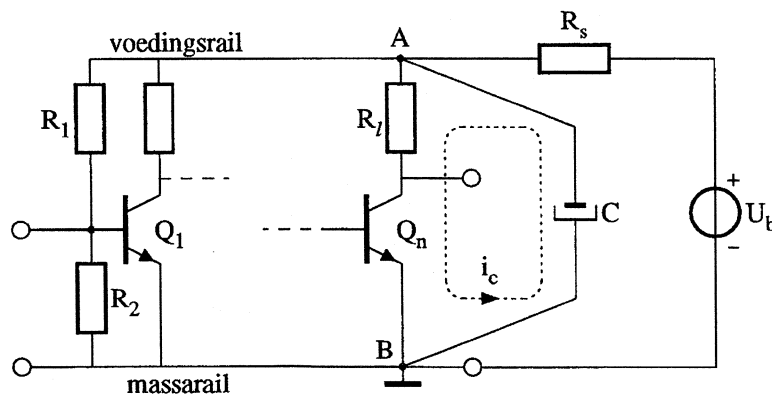


Figuur 9.2: Ongewenste voedingskoppeling.

Tussen de punten A en B ontstaat een signaalspanning $i_c \cdot R_s$. Via de spanningsdeler met R_1 en R_2 , bedoeld om de basis-emitter instelspanning van transistor Q_1 te verzorgen, kan het signaal op de voedingsrail doordringen op de ingang van Q_1 . Afhankelijk van het fasegedrag van de schakeling kan dat mee- of tegenkoppeling veroorzaken. Als de rondgaande versterking voldoende groot is zal in elk geval het gedrag van de schakeling op een moeilijk voorspelbare wijze anders zijn dan berekend werd.

Stel dat de overdracht i_c/u_i de waarde 10^3 A/V bezit en $R_s = 0,1\Omega$. Als de verzwakking door de spanningsdeler met R_1 en R_2 bijvoorbeeld 20 bedraagt, dan is de rondgaande versterking $10^3 \cdot 0,1/20 = 5$. In geval van tegenkoppeling versterkt de schakeling 6 maal minder ($1 + A \cdot \beta$) dan berekend werd, en in geval van meekoppeling staat de versterker te oscilleren.

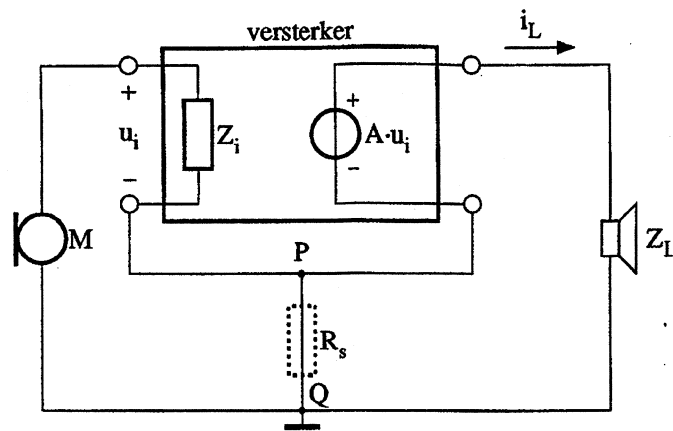
In het algemeen wordt dit probleem opgelost door op de deelschakeling zelf een condensator C tussen A en B aan te brengen die in het van belang zijnde frequentiegebied een zodanig lage impedantie bezit dat daardoor de voedingsrail weer koud wordt. Zie figuur 9.3. Vaak wordt voor C een elektrolytische condensator gebruikt. Men zegt dat de voeding **ontkoppeld** wordt (geen rol meer speelt in het signaalgedrag). De lokale signaalstromen gaan nu door C lopen.



Figuur 9.3: Voedingsontkoppeling ("koude" voeding).

9.3.2 Aardrailproblemen

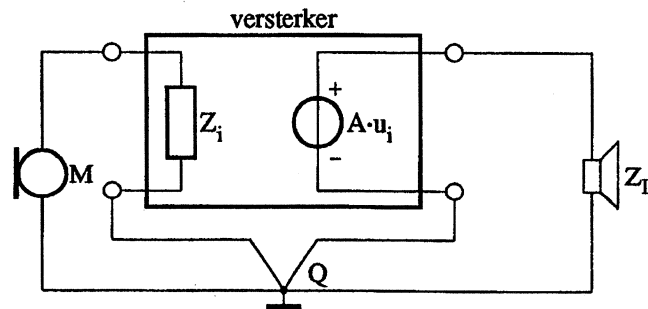
Figuur 9.4 laat een probleem zien dat lijkt op het voedingsprobleem, maar dat zich nu bij de massarail afspeelt. De getekende versterker heeft als bron een microfoon M en als belasting een luidspreker met impedantie Z_L . De spanningsversterking is A . De bedrading is zodanig dat één ingangsklem en één uitgangsklem via een gemeenschappelijk draadje P-Q met de massarail zijn verbonden. Het draadje bezit een materiaalweerstand R_s . Ook de microfoon en de luidspreker zijn met de massarail verbonden.



Figuur 9.4: Aardrail-problemen.

We gaan uit van een situatie waarin bij een microfoonspanning van 1 mV aan de luidspreker een vermogen van 4 Watt wordt toegevoerd. Veronderstel dat de luidspreker een impedantie van 4 Ohm bezit. De uitgangssignaalstroom i_L is dan 1A. De stroom i_L loopt door P-Q en wekt daarin een spanning $i_L \cdot R_s$ op. Deze spanning verschijnt vervolgens opgeteld bij de microfoonspanning aan de ingang van de versterker in een meekoppelingsvorm. De schakeling zal onbedoeld gaan oscilleren als de spanning over P-Q gelijk aan of groter dan 1 mV wordt. De kritische waarde voor R_s is bereikt als $i_L \cdot R_s = 1$ mV, dus als $R_s = 0,001\Omega$. Een koperdraad met een diameter van 1 mm bezit een materiaalweerstand van 0,223 m Ω /cm. Bij een draadlengte van 4,5 cm wordt de kritische grens dus reeds bereikt en wordt de schakeling volledig instabiel.

De oplossing van dit probleem vinden we eenvoudig door de lengte P-Q te reduceren tot nul. Figuur 9.5 toont dat. Zowel ingangs- als uitgangsklemmen ontmoeten elkaar in één punt Q. We noemen dat *éénpuntsaarding*.

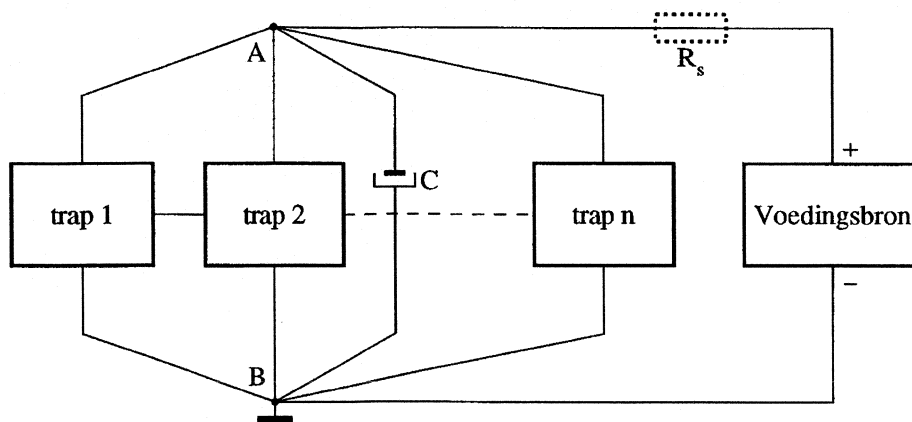


Figuur 9.5: Eénpunts-aarding.

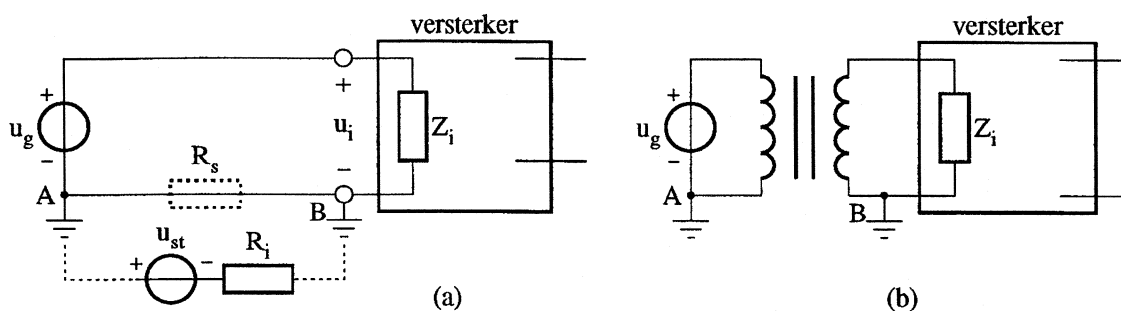
Een gecombineerde oplossing van zowel aardings- als voedingsproblemen is getekend in figuur 9.6. Alle voedingsaansluitingen van de verschillende trappen komen samen in één punt A, en alle massaaansluitingen in een punt B. Tussen deze punten zorgt de condensator C voor een koude voeding.

In figuur 9.7a is een situatie getekend waarin een signaalbron u_g via een lange verbinding op een versterker is aangesloten. Om veiligheidsredenen zijn zowel bron als versterker geaard, maar door de onderlinge afstand op verschillende plaatsen A en B. Door de aarde lopen allerlei door onze technische wereld veroorzaakte elektrische stromen, die tot gevolg kunnen hebben dat er tussen A en B een storend signaal te meten is. We modelleren dat met de stoorbron u_{st} met inwendige weerstand R_i . In de draad tussen A en B zal daardoor een aardstroom gaan lopen.

De lange verbindingsdraad tussen A en B zal enige parasitaire weerstand R_s bevatten. Als gevolg daarvan zullen we tussen A en B een spanning vinden die gelijk is aan $u_{st} \cdot R_s / (R_i + R_s)$.



Figuur 9.6: Eénpunts-aarding en -voeding.



Figuur 9.7: Stoorsignalen door aardstromen.

Deze spanning wordt in serie met u_g aan de versterker aangeboden en zal dus storing veroorzaken.

De oplossing wordt gevonden in het galvanisch scheiden van signaalbron en versterker door middel van een transformator. Het signaal u_g wordt normaal doorgegeven, maar een aardstroom kan niet meer lopen. Zie figuur 9.7b.

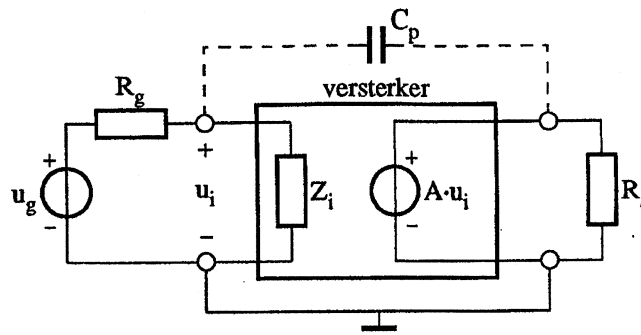
9.3.3 Elektrische en magnetische koppelingen

Elektronische schakelingen worden omgeven door elektrische en magnetische velden die afkomstig zijn uit de buitenwereld. Voorts wekken schakelingen ook zelf elektrische en magnetische velden op.

In schakelingen worden onder invloed van zulke velden daarentegen ook weer elektrische signalen opgewekt in de vorm van stromen en spanningen. Signalen kunnen dus door straling van één punt uit een schakeling overspreken op een ander punt. Ook dat brengt dus het gevaar van ongewenste terugkoppeling met zich mee.

Koppeling met een elektrisch veld kunnen we in beschouwingen vertolken door een kleine capaciteit. Magnetische koppelingen kunnen uitgebeeld worden door een transformator met een zeer kleine wikkelverhouding. Magnetische koppeling wordt immers veroorzaakt doordat een stroomvoerende maas in een schakeling een magnetisch veld opwekt en via dat veld signaal overdraagt aan een andere maas in de schakeling.

Figuur 9.8 laat het voorbeeld zien van een versterker die bij een frequentie van 10 MHz een spanningsversterking bezit van 10^5 . Via elektrische overspraak, vertolkt door de capaciteit C_p , komt het uitgangssignaal terecht op de ingang. De totale impedantie tussen de ingangsklemmen van de versterker wordt gevormd door de parallelschakeling van Z_i en R_g . Veronderstel dat deze impedantie R_i een waarde heeft van 1 k Ω . Problemen kunnen weer ontstaan als de lusversterking 1 wordt. Voor die situatie geldt



Figuur 9.8: Parasitaire elektrische koppeling.

$$10^5 \cdot 2\pi \cdot f \cdot C_p \cdot R_i = 1 \text{ dus } 10^5 \cdot 2\pi \cdot 10^7 \cdot C_p \cdot 10^3 = 1.$$

Daaruit volgt $C_p = 1,6 \cdot 10^{-16} \text{ F} = 0,16 \text{ fF}$. Om een indruk te geven: dat is de capaciteit die twee metaaloppervlakjes van 10 mm^2 op een afstand van 55 cm t.o.v. elkaar hebben in de vrije ruimte. Het bouwen van deze schakeling vraagt dan ook beslist om moeilijkheden als geen extra maatregelen worden getroffen.

Die maatregelen kunnen bestaan uit het kiezen van een bouwwijze waarbij de ingang en de uitgang van de schakeling zo ver mogelijk van elkaar verwijderd zijn, gecombineerd met het gebruik van metalen afschermingen die met de massarail zijn verbonden. Elektrische velden komen vrijwel niet door metaalvlakken heen.

Het optreden van magnetische koppelingen kan verminderd worden door de koppelende mazen ver uit elkaars buurt te houden of loodrecht op elkaar te plaatsen. Afscherming kan ook gebruikt worden, maar dan wel met ijzerhoudende metalen.

Netvoedingstransformatoren zijn een veel voorkomende bron van storende 50 Hz magnetische velden. Vooral bij de bouw van gevoelige versterkeringen moet koppeling met deze velden vermeden worden. Bij audioversterkers kan een ongewenste koppeling leiden tot de bekende 50 Hz brom.

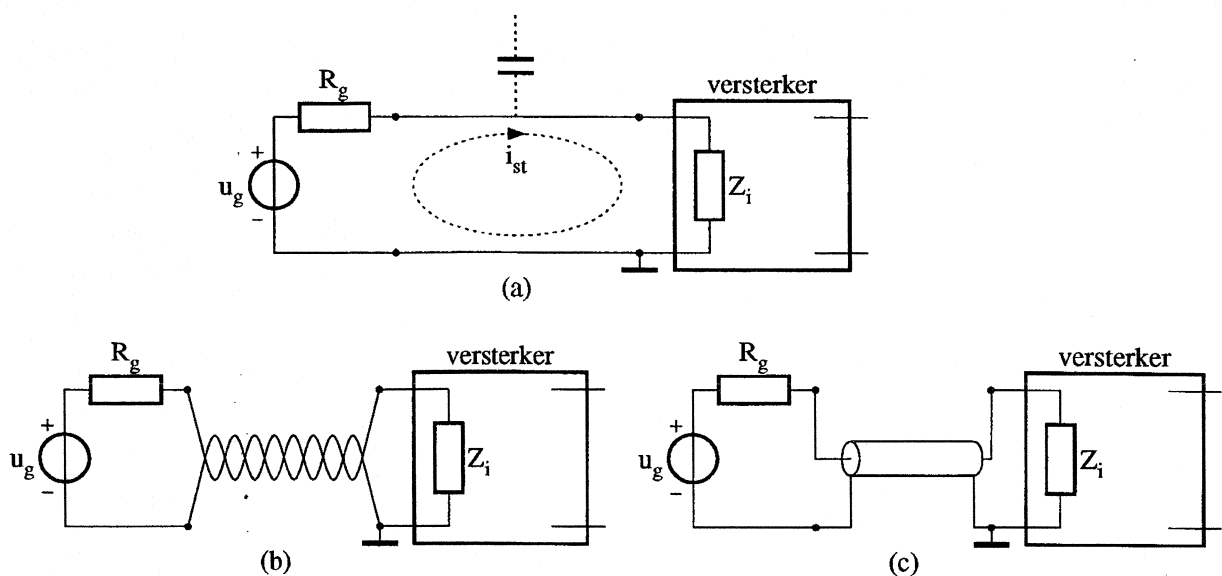
Storende signalen kunnen ook van buitenaf de schakelingen binnendringen. In principe zijn alle trappen van een schakeling daarvoor gevoelig. Maar omdat na de ingangstrap nog de grootste versterking plaats vindt is deze trap het meest gevoelig.

In figuur 9.9a is een signaalbron u_g te zien die via twee draden is aangesloten op de ingang van een elektronische schakeling. Het schema vormt een ingangsmas waarin door een van buitenaf komend magnetisch veld een storende inductiestroom i_{st} kan worden opgewekt. Bestrijding van het kwaad kan gebeuren door het effectieve oppervlak van de lus te minimaliseren. De draden kunnen dichter bijeen worden gelegd, en bovendien kunnen ze *getwist* (in elkaar gedraaid) worden. Zie figuur 9.9b. Door dit twisten ontstaan een groot aantal lusjes waarin de geïnduceerde stromen om en om in tegengestelde richting in de draad lopen en elkaar dus onderling opheffen.

Ook van buitenaf komende elektrische velden kunnen signalen op de draadverbinding uit figuur 9.9a veroorzaken. Een afgeschermd kabel waarvan de metalen buitenmantel als de met de massarail verbonden draad fungeert kan dit probleem verhelpen. Zie figuur 9.9c. Zowel de getwiste draden als de afgeschermd kabel hebben wel het nadeel dat de parasitaire capaciteit tussen de draden toeneemt.

9.3.4 Thermische koppelingen

Vooral in de uitgangstrappen van elektronische schakelingen kan de nodige warmte worden opgewekt. In eerste instantie zal warmte wegvloeien via natuurlijke koeling, maar als de temperatuur



Figuur 9.9: Elektrische en magnetische stoorbronnen.

te hoog dreigt op te lopen worden koelplaten gebruikt of met geforceerde luchtkoeling gewerkt.

Zowel het statische als het dynamische gedrag van schakelingen is temperatuur-afhankelijk. Door opwarmingseffecten kunnen schakelingen elkaar dus in hun werking beïnvloeden. Het is dus verstandig om warmteproducerende onderdelen van een systeem niet in de buurt te plaatsen van deelschakelingen waarvan de werking door warmtetoever merkbare ongunstig beïnvloed kan worden.

Warmtevoortplanting is door de thermische traagheid van veel materialen een langzaam verloopend en uitmiddellend verschijnsel. Maar op korte afstanden, zoals die in chips voorkomen, zijn snelle variaties in de zich voortplantende warmteenergie mogelijk. De temperatuur kan dan variëren in het ritme van signalen tot wel 1000 Hz. Op korte afstand kan dan sprake zijn van thermische signaaloverspraak. Doch het komt slechts weinig voor dat we daar last van hebben.

9.4 Samenvatting

Tot slot een (niet uitputtende) samenvatting van wenken bij het bouwen en behuizen van elektronica.

- Bouw compact om onnodige parasitaire effecten in de circuits te vermijden.
- Let op de deelschakelingen die mechanisch stijf moeten zijn.
- Neem maatregelen om voedingen "koud" te krijgen.
- Pas eenpuntsaarding toe waar dat nodig is.
- Plaats gevoelige ingangen niet vlak naast signaaluitgangen.
- Pas metalen afschermingen waar nodig toe om elektrische en magnetische velden tegen te houden.
- Let op de plaatsing van voedingstransformatoren vanwege hun stoorveld.
- Let vooral bij netverbonden apparatuur op de veiligheidsaspecten.

- Let op hoeveel warmte een schakeling of een systeem produceert en waar deze warmte-energie blijft.

9.5 Elektronische meetinstrumenten

Elektronische meetinstrumenten leren kennen zonder ze te hanteren is een beetje als leren pianospelen uit een boekje. Al metend leert men veel sneller een meetinstrument kennen dan uit een beschrijving in een dictaat.

We zullen hier dan ook vermijden een droge beschrijving te geven van alle mogelijke meetinstrumenten, maar eerder een toepassingsgerichte indeling van meetinstrumenten in categorieën maken. Wel zullen een paar werkingsprincipes worden toegelicht.

Er kan misverstand ontstaan over wat een elektronisch meetinstrument eigenlijk is. Het kan een instrument zijn waarmee we allerlei niet-elektrische verschijnselen uit techniek en natuur willen meten. Bijvoorbeeld een snelheidsmeter, een windmeter, een geluidsmeter, een afstandsmeter, een temperatuurmeter, een bloeddrukmeter, enz. In feite zijn dat allemaal meters waarbij het niet-elektrische verschijnsel met een sensor wordt omgezet in een elektrisch signaal waarvan dan vervolgens een kenmerkende eigenschap wordt gemeten en aan een display of een geheugen wordt toegevoerd.

Zulke meetinstrumenten nemen we hier niet in beschouwing. Het gaat ons louter om instrumenten waarmee het interne elektrische gedrag van elektronische schakelingen en systemen kan worden gecontroleerd en gemeten.

Allereerst kunnen we ons afvragen *wat* er aan elektronische schakelingen en systemen zoal te meten valt. Dat is snel te beantwoorden, namelijk

- statische instellingen
- signaaleigenschappen
- componenteigenschappen
- overdrachtseigenschappen.

Vervolgens is de vraag in welke vorm het meetresultaat *gepresenteerd* kan worden. We kunnen kiezen uit

- een numerieke aanwijzing met een wijzer of met een numeriek display
- een grafische weergave in het tijddomein
- een grafische weergave in het frequentiedomein

De derde vraag is: welke elektrische of elektronische *hulpmiddelen* zijn er naast het meetinstrument eventueel voor het uitvoeren van de metingen voorhande. Dat kunnen zijn

- signaalgeneratoren
- andere hulpcomponenten als
 - meetversterkers
 - signaalverzwakkers
 - filters
 - schakelaars

- mixers
- signaalvertragers
- signaalverdelers
- signaalcombinatoren (optellers)
- signaaltransporteurs (kabels)

In het ideale geval kan men een vrije combinatie maken uit al deze vormen, doch meestal staat slechts een beperkt aantal mogelijkheden ter beschikking.

Tenslotte moet beoordeeld worden of een gekozen meetinstrument ook werkelijk in staat is een specifieke meting uit te voeren. De *specificaties* van het instrument moeten daar antwoord op geven. Van belang zijnde specificaties zijn

- meetbereik (in amplitude, frequentie, fase, periodeduur, etc.)
- meetnauwkeurigheid (relatief en absoluut)
- meetresolutie (kleinst waarneembare verandering)
- ingangsimpedantie
- aanwezigheid meetgeheugen

We zullen nu enkele globale opmerkingen maken over meetinstrumenten die voor genoemde soorten metingen worden gebruikt.

9.5.1 Instrumenten voor het meten van statische instellingen van schakelingen

Statische instellingen van schakelingen worden bepaald door gelijkspanningen en gelijkstromen. Voor het meten van statische instellingen hebben we dus DC spannings- en stroommeters nodig. Ze zijn meestal voorzien van elektronica om een grote gevoeligheid te halen. De uitlezing is bijna steeds met een numeriek display.

9.5.2 Instrumenten voor het meten van signaaleigenschappen

Een signaal is een energetisch verschijnsel dat *actieve informatie* bevat. Daaraan kunnen metingen rechtstreeks worden uitgevoerd. Een klein deel van het beschikbare signaalvermogen zal door het instrument gebruikt worden. Daardoor beïnvloeden meetinstrumenten altijd in zekere mate een te meten schakeling.

Signalen kunnen beschreven worden met hun parameters (zoals effectieve waarde, amplitude, herhalingsfrequentie, relatieve fase, periodeduur, pulsduur), als tijdfunctie of met hun spectrale inhoud.

Instrumenten voor het meten van signaalparameters

Omdat slechts een enkele parameter per keer wordt gemeten zijn deze meetinstrumenten uitgerust met wijzerinstrumenten of numerieke displays. Om een stilstaande waarde bij de uitlezing te krijgen moet de gemeten parameter in een gelijkspanning worden omgezet. Tot de groep behoren spanningsmeters, stroommeters, frequentietellers (counters), fasemeters en tijdsintervalmeters. Vaak komen ze in combinaties voor. Spannings- en stroommetingen verenigen zich in de *universeelmeters*, terwijl counters meestal ook als tijdintervalmeters kunnen worden gebruikt.

Omdat fase een relatief begrip is zullen fasemeters altijd het faseverschil tussen twee signalen meten, waarbij één van de signalen als referentie dient.

Het is gebruikelijk om bij signaalspanningen en -stromen de *effectieve waarde* te meten. Er zit daarbij evenwel een addertje onder het gras. Echte effectieve-waarde meters zullen de door de definitie van effectieve waarde gegeven signaalbewerking uitvoeren (zie hoofdstuk 2). Ze worden aangeduid als *RMS-meters* (Root-Mean-Square, ofwel de wortel uit het gemiddelde van het kwadraat). De genoemde signaalbewerking is niet eenvoudig. Het instrument kan evenwel voor elke signaalvorm gebruikt worden.

Wel heel eenvoudig en dus goedkoop is het meten van het gemiddelde van een gelijkgericht signaal. Dat levert een gelijkspanning op die bij sinusvormige signalen een factor $\frac{2}{\pi}$ bedraagt van de amplitude. We noemen de gevonden waarde de *quasi-gemiddelde waarde* van het signaal. De echte effectieve waarde van een sinusvormig signaal is evenwel een factor $1/\sqrt{2}$ van de amplitude.

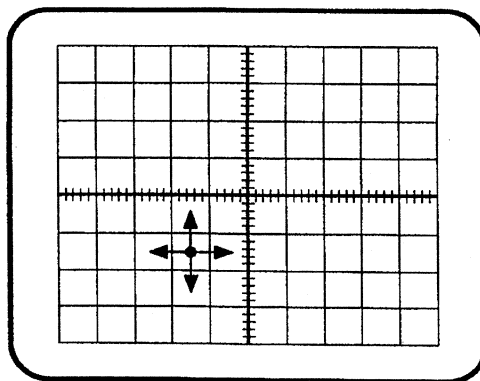
Omdat beide factoren constant zijn kunnen we de quasi-gemiddelde-waarde meter ijken alsof het een effectieve waardemeter is. Maar omdat zowel de factor $\frac{2}{\pi}$ als de factor $1/\sqrt{2}$ alleen gelden voor sinusvormige signalen geeft dit metertype alleen bij deze signaalvorm een goede indicatie. Veel eenvoudige spanningsmeters werken op deze manier en zijn dus geen echte effectieve-waarde meters.

De schakeling voor het bepalen van de quasi-gemiddelde waarde bestaat slechts uit een brug-gelijkrichter en een laagdoorlatend netwerk.

Instrumenten voor het meten van signalen als tijdsfuncties

Om signalen als tijdsfunctie te kunnen meten maken we gebruik van meetapparatuur die de signalen grafisch kan weergeven. Het display moet twee-dimensionaal zijn. Veel instrumenten gebruiken daarvoor de *elektronenstraalbuis*. Door een fijne elektronenstraal in de vacuümbuis ontstaat een lichtgevende stip op het scherm van de buis.

Met behulp van twee stuurspanningen kunnen we de stip langs twee assen verplaatsen. Voor de door ons gewenste grafische weergave kiezen we die assen loodrecht op elkaar. Figuur 9.10 toont het scherm met lichtgevende stip en de verplaatsingsassen. Het assen op het scherm worden ingedeeld in meestal 10 horizontale en 8 verticale "*divisions*" (afgekort met div).



Figuur 9.10: Twee-dimensionale weergave met een elektronenstraalbuis.

Door de stip in horizontale richting met éénparige snelheid te verplaatsen ontstaat een tijdas. Gaat dat snel genoeg dan ontstaat een horizontale streep omdat ons waarnemingsvermogen te traag werkt om de stip te volgen. Een volledige verplaatsing over de volle breedte van het scherm heet een "*scan*". Het kunstmatig opgewekte signaal om deze beweging te sturen heet het *tijdbasis signaal* (timebase).

Voor de verticale verplaatsing van de stip gebruiken we de signaalspanning. De bij elk tijdstip behorende momentele waarde van de signaalspanning bepaalt dus de momentele plaats van de stip in verticale zin. De stip schrijft dus de grafische weergave van het signaal in het tijddomein.

Als de stip zich langs de tijdas (de horizontale as) verplaatst met een snelheid van bijvoorbeeld 1 msec/div en er zijn 10 divisions, dan kan in totaal 10 msec van het signaal geschreven worden. Dat is voor ons te kort om waar te kunnen nemen.

Er is echter een manier om het signaal toch op het scherm zichtbaar te maken.

Daarbij slaan we het weer te geven stukje signaal in een geheugen op. Dat kan bijvoorbeeld in een digitaal geheugen, na het signaal bemonsterd en gedigitaliseerd te hebben. Na het maken van een volledige horizontale scan laten we de stip zeer snel naar het startpunt terug keren, waarna de scan opnieuw gemaakt wordt terwijl gelijktijdig het in het geheugen opgeslagen stuk signaal weer uitgelezen wordt. Bij de tweede scan kan zo het signaal op het scherm precies over het vorige spoor heen geschreven worden. Men noemt dat een *synchrone* weergave. Het proces kan zich onbeperkt lang herhalen en we zien een stilstaand beeld. Door het steeds opnieuw reproduceren van het stukje signaal hebben we er kunstmatig een periodiek signaal van gemaakt.

Eenvoudiger wordt de situatie als het te meten signaal zelf periodiek is. We hebben dan geen geheugen nodig. We moeten er alleen voor zorgen dat elke volgende scan op het goede moment start om de sporen op elkaar te krijgen. Dat startmoment wordt uit het periodieke signaal afgeleid met een *trigger-circuit*.

Het hier besproken instrument heet een *oscilloscoop*. De belangrijkste instelmogelijkheden zijn de timebase in sec/div, de verticale gevoeligheid in Volt/div, de verticale "offset" (die bepaalt welke signaalspanningswaarde er bij het midden van het scherm behoort), en de triggering. Aanvullend is een AC-DC schakelaar aanwezig. In de stand DC worden alle spanningen, inclusief gelijkspanning op het instrument toegelaten. In de stand AC wordt via een koppelcondensator in serie met de ingang gelijkspanning tegengehouden, maar wisselspanningen doorgelaten.

Een voorbeeld: we hebben een sinusvormig signaal met een frequentie van 100 kHz en een amplitude van 20 mVolt. Bij dit signaal is een gelijkspanning van 5 Volt opgeteld. We wensen een weergave van 5 perioden van het sinusvormig signaal met een top-top waarde van 4 divisions op het midden van het scherm.

Om geen last van de gelijkspanning te hebben plaatsen we deingangsschakelaar op AC. De duur van 5 perioden van 100 kHz is 50 μ sec. Bij 10 divisions beeldbreedte moet de tijdbasis dus 5 μ sec/div worden. De top-top spanning van het signaal is 40 mV. Een weergave over 4 verticale divisions vraagt dus een gevoeligheidsinstelling van 10 mV/div. Met de triggerregeling wordt het beeld stil gezet.

Oscilloscopen komen in allerlei variaties voor. Bij de huidige stand van de techniek kunnen signalen vanaf DC tot meer dan 10 GHz zichtbaar gemaakt worden. Globaal geldt: hoe hoofrequentier en hoe gevoeliger een oscilloscoop, hoe hoger de prijs.

Als een oscilloscoop het signaal bemonstert dan spreken we van een *sampling oscilloscoop*. Als het weer te geven signaal in een digitaal geheugen wordt opgeslagen dan spreken we van een *digitale oscilloscoop*.

Instrumenten met digitale opslag van te meten signalen zijn vaak voorzien van interne processoren die door berekeningen allerlei parameters van de opgeslagen signalen kunnen bepalen en weergeven op het scherm.

Instrumenten voor het meten van frequentiespectra van signalen

Ook bij het meten van een frequentiespectrum van een signaal gebruiken we een twee-dimensionaal display. De horizontale positie van de schrijvende lichtstip is een maat voor de frequentie waarbij we meten. De verticale positie wordt bepaald door de effectieve waarde van de bij elke frequentie gemeten signaalcomponent. Het instrument wordt *spectrum-analyzer* genoemd.

Er zijn twee werkingsprincipes. De gewone spectrum-analyzer kan beschouwd worden als een selectieve radio-ontvanger die in een continue actie een frequentiegebied tussen twee grenzen afzoekt. Het apparaat bevat alleen geen detector en audioversterker met luidspreker, maar meet aan de uitgang van de middenfrequent-versterker de sterkte van het signaal. De *selectiviteit* is instelbaar en kan bijvoorbeeld liggen tussen 10 Hz en 1 MHz. Andere instelbare eigenschappen zijn de *meetgevoeligheid*, het *frequentiegebied* waarin gemeten wordt, en de *snelheid* waarmee dat gebied afgezocht wordt. De selectiviteit wordt verkregen met behulp van *filters*. Het is daarom moeilijk om bij dit type spectrum-analyzer de meetbandbreedte kleiner dan 10 Hz te maken.

Bij het andere werkingsprincipe wordt het te meten signaal gedurende een bepaalde tijd bemonsterd en in een geheugen opgeslagen. Vervolgens wordt met het reken-algoritme van de *Fast Fourier Transform* (FFT) berekend hoe het bij het signaal behorende frequentiespectrum er uit ziet. De haalbare selectiviteit wordt nu niet meer bepaald door "hardware" filters, maar hangt af van het aantal bemonsteringen dat op het signaal is uitgevoerd. Daardoor kan de meetbandbreedte zeer klein worden (1 mHz is geen uitzondering). De zogenaamde *FFT spectrum-analyzers* zijn dan ook vooral zeer bruikbaar bij het meten van laagfrequente spectra.

9.5.3 Instrumenten voor het meten van component- en overdrachtseigenschappen

Informatie over componentparameters en overdrachtseigenschappen is *passief*. We moeten *hulpsignalen* toevoeren om deze informatie te activeren en meetbaar te maken. Als we de waarde van een weerstand willen meten dan sluiten we de weerstand bijvoorbeeld aan op een bekende spanning. Uit de gemeten waarde van de stroom kunnen we de weerstandswaarde berekenen. Als we de signaaloverdracht van een schakeling willen meten dan plaatsen we een bekend signaal op de ingang en meten het uitgangssignaal.

De te gebruiken meetsignalen worden geleverd door signaalgeneratoren. De signalen zijn vrijwel altijd periodiek. Allerlei signaalvormen komen voor: sinus, zaagtand, driehoek, puls, ruis, maar ook meer ingewikkelde gesynthetiseerde vormen. Bovendien kunnen deze signalen soms weer gemoduleerd worden met andere signalen in één van de bekende coderingsvormen. De meeste parameters van de signalen zijn instelbaar.

Er komen verschillende benamingen voor: *signal-generators*, *puls-generators*, *sine-wave generators*, *noise-generators*, enz. Als een generator naar keuze meerdere vormen kan leveren dan wordt vaak de naam *function-generator* gebruikt.

Voor het meten van de signalen op de componenten en aan de uitgangen van schakelingen kan weer het volledige scala aan meetinstrumenten gebruikt worden dat in de voorgaande paragrafen beschreven werd.

Bij apparaten voor het meten van componentwaarden (*R-L-C-meters*) en transistorparameters zijn de benodigde DC en AC bronnen alsmede de benodigde stroom- en spanningsmeters veelal reeds ingebouwd.

We staan even apart stil bij het meten van frequentiekaracteristieken van een overdracht. Bij deze meting gaan we uit van een sinusvormig generatorsignaal waarvan de frequentie gevarieerd wordt. Bij een aantal verschillende frequenties wordt het uitgangssignaal gemeten. Bij een voldoende aantal metingen levert dat de overdrachtskarakteristieken op.

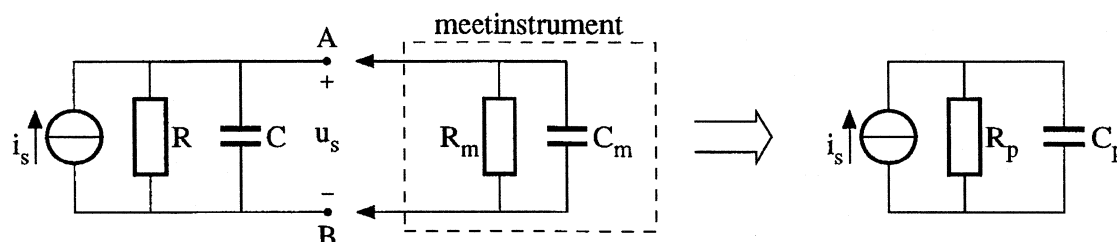
De metingen kunnen ook worden gedaan met behulp van een spectrum-analyzer. We moeten dan een sinusgenerator gebruiken die op elk moment de frequentie levert waarop de analyzer meet. De generatorfrequentie moet dus synchroon meelopen met de als selectieve meetontvanger werkende analyzer. Een dergelijke generator wordt een tracking-generator genoemd. Als meetresultaat vinden we de amplitude-karakteristiek van de overdracht.

Een volledig op het meten van overdrachtskarakteristieken in het frequentiedomein toegericht apparaat is de network-analyzer. Het bevat naast een spectrum-analyzer en een *tracking-generator* ook een fase-meter om het faseverschil tussen in- en uitgangssignaal te kunnen meten, zodat ook de fasekarakteristiek bepaald kan worden.

9.6 Meten

Zodra we een meetinstrument op een schakeling aansluiten moeten we rekening houden met het feit dat het instrument, inclusief de aansluitdraden of -kabels, een eigen *ingangsimpedantie* bezit waarmee we de schakeling belasten. Beïnvloeding van de schakeling tijdens metingen is altijd aanwezig. Bij elke meting moet men zich afvragen hoe sterk de beïnvloeding is en of deze acceptabel is.

In figuur 9.11 is een situatie getekend waarin we in een schakeling tussen de punten A en B een signaal willen meten. In de schakeling is een stroombron i_s aanwezig die over een parallelschakeling van een weerstand R en een condensator C een spanning u_s veroorzaakt. De overdracht heeft een laagdoorlatend karakter. De kantelfrequentie is $f_0 = 1/(2\pi \cdot R \cdot C)$. Beneden deze frequentie is $u_s = i_s \cdot R$.



Figuur 9.11: Belasting van het meetobject door het meetinstrument.

Zodra we het meetinstrument aansluiten verandert de toestand. We veronderstellen dat deingangsimpedantie van het meetinstrument met aansluitkabel bestaat uit een parallelschakeling van een weerstand R_m en een capaciteit C_m . De weerstanden R en R_m kunnen vervangen worden door een waarde R_p , en de capaciteiten C en C_m door een waarde C_p waarvoor geldt dat

$$R_p = R \cdot R_m / (R + R_m) \quad \text{en} \quad C_p = C + C_m.$$

De meetresultaten zullen nu aangeven dat de kantelfrequentie niet f_0 is doch de waarde $1/(2\pi \cdot R_p \cdot C_p)$ bezit. Deze waarde kan, afhankelijk van de verhoudingen tussen R en R_m , en C en C_p , zowel groter als kleiner dan f_0 zijn. Voor de spanning u_s beneden de kantelfrequentie meten we niet $i_s \cdot R$, maar $i_s \cdot R_p$. De waarde $i_s \cdot R_p$ is altijd kleiner dan $i_s \cdot R$.

Als de mate van meetbeïnvloeding precies bekend is dan kunnen we via berekening de onbelaste situatie terugvinden. Veiliger is te meten bij een situatie waarin $R_m \gg R$ en $C_m \ll C$. De hele beïnvloeding is dan verwaarloosbaar.

Naast het hier beschreven soort beïnvloeding bestaan er ook andere "gevaren" tijdens het meten. In paragraaf 9.3.3 hebben we laten zien dat elektrische koppelingen via parasitaire capaciteiten in staat zijn het gedrag van een schakeling danig te verstoren. Door het aansluiten van meetdraden kunnen deze koppelingen vergroot worden. Als gevolg daarvan kunnen schakelingen door het aansluiten van meetinstrumenten instabiel worden en zelfs gaan oscilleren.

Naast het veroorzaken van instabiliteiten kunnen meetdraden door hun niet te vermijden lengte ook makkelijk stoorsignalen uit de omgeving opvangen. Dat vertroebelt het meetresultaat. Mede om die redenen worden meetverbindingen vaak uitgevoerd in de vorm van afgeschermd

kabels. Het nadeel van zulke kabels is evenwel dat hun parasitaire capaciteit groter is dan bij andere soorten meetverbindingen.

We moeten wel enig onderscheid maken tussen metingen die verricht worden aan de organieke uitgangspoorten van schakelingen en systemen, en metingen die gedaan worden op punten midden in een schakeling die bij het ontwerpen van de schakeling nooit als belastbare poort zijn bedoeld.

Het laatste soort metingen is het meest problematisch. De ontwerper houdt met zulke meetbelastingen bijna nooit rekening. Het eerste soort levert veel minder problemen op, omdat er bij het ontwerpen van de organieke uitgangspoorten wel rekening is gehouden met bepaalde vormen van belasting.

Meetinstrumenten om DC-spanningen te meten hebben vaak ingangsimpedanties die tot 1000 M Ω kunnen bedragen. Ingangscapaciteiten spelen bij DC geen rol. Om in een elektrische verbinding stroom te kunnen meten verbreken we de verbinding en sluiten we de stroommeter aan in de ontstane opening. Om weinig invloed op de schakeling te hebben moet de inwendige weerstand van de stroommeter zo klein mogelijk zijn. Waarden van 1 Ω en minder zijn mogelijk.

Meetinstrumenten voor AC-signalen tot enkele tientallen MHz hebben dikwijls ingangsimpedanties in de orde van 1 M Ω met een parallelcapaciteit van 10 tot 20 pF. Bij hogere frequenties gaan de instrumenten meestal over op 50 Ω , omdat de afgeschermd meetkabels dan al snel geen lengte meer hebben die klein is ten opzicht van de golflengte en dus karakteristiek afgesloten dienen te worden.

Bij sommige meetinstrumenten, zoals oscilloscopen, worden meetkabels geleverd die aan de zijde van het meetobject zijn voorzien van zogenaamde *probes*. De probe vergemakkelijkt het aansluiten op het meetobject en biedt bovendien dikwijls de mogelijkheid om de ingangsimpedantie van het apparaat te verhogen ten koste van enige signaalverzwakking. Zo kan een oscilloscoop met een afgeschermd meetkabel van 1 meter lengte en een probe zonder verzwakking een ingangsimpedantie hebben van 1 M Ω parallel aan 45 pF. Bij gebruik van een probe met een signaalverzwakking van 10 maal kan deze impedantie veranderd zijn in 10 M Ω parallel aan 4,5 pF. Men dient er wel op te letten dat zo'n meetprobe en de oscilloscoop op elkaar afgeregeld dienen te worden. Voor het afregelen is op de oscilloscoop een speciaal meetsignaal beschikbaar.

De schakelingen die in zulke verzwakkende probes worden gebruikt zijn passief. Er zijn echter ook *actieve probes* waarin speciale meetversterkers worden toegepast, zodat geen verzwakking van het meetsignaal optreedt.

Veel meetinstrumenten en signaalgeneratoren kunnen op een computer-netwerk worden aangesloten met een zgn. *BUS-aansluiting*. Vanuit een computerprogramma zijn dan de instellingen van de instrumenten te bepalen en te wijzigen. Er worden meetopdrachten gegeven en de resultaten worden verzameld en in een geheugen opgeslagen. Zo kunnen meetopstellingen volledig *geautomatiseerd* worden. Vooral bij grote series identieke metingen en bij tijdrovende metingen biedt dat voordelen.

Hoofdstuk 10

Appendix

De appendix bevat voorbeelden van component-documentatie zoals die te vinden is in databoeken. De hier getoonde uittreksels zijn afkomstig uit de databoeken van de bedrijven Philips, RCA, SGS-Thomson en Motorola.

Tevens zijn enkele uittreksels uit componenten-catalogi van handelsfirma's toegevoegd.

CARBON FILM RESISTORS

QUICK REFERENCE DATA

Resistance ranges	1 Ω to 10 M Ω ; E24 series		
Resistance tolerance	$\pm 5\%$ and $\pm 2\%$; E24 series		
Absolute maximum dissipation at $T_{amb} = 70\text{ }^{\circ}\text{C}^*$	0.33 W		
Basic specification	IEC 115-1 and 115-2		
Climatic category	55/155/56		
Stability after load	see nomogram (Fig. 2)		
climatic tests	$R \leq 220\text{ k}\Omega$	$\Delta R/R$	max. 1.5% + 0.1 Ω
	$R > 220\text{ k}\Omega$	$\Delta R/R$	max. 3%
soldering		$\Delta R/R$	max. 0.5% + 0.05 Ω
short time overload		$\Delta R/R$	max. 1% + 0.05 Ω

DESCRIPTION

Resistors of 10 Ω to 1 M Ω have a homogeneous film of pure carbon deposited on a high grade ceramic body. Resistors $R < 10\text{ }\Omega$ have an electroless-deposited nickel film; resistors $R > 1\text{ M}\Omega$ have a film of chrome-silicium. After a helical groove has been cut in the resistive layer, tinned connecting wires of electrolytic copper are welded to the end caps. The resistors are coated with a tan lacquer which provides electrical, mechanical and climatological protection. The encapsulation is resistant to all cleaning solvents according to MIL-STD-202E, method 215 and IEC 68-2-45.

MECHANICAL DATA

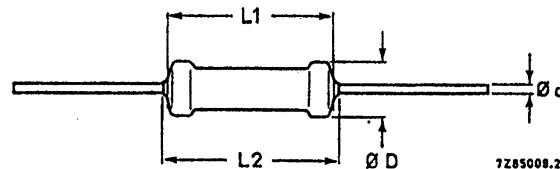


Fig.1.

type	D max.	L1	L2 max.	d
CR25	2.5	6.5	7.5	0.6 0.5

* Dissipation at $T_{amb} = 70\text{ }^{\circ}\text{C}$ which causes the maximum permissible hot-spot temperature of 155 $^{\circ}\text{C}$ to occur, irrespective of the resistance drift provoked by this condition.

STANDARD FILM RESISTORS

metal film

QUICK REFERENCE DATA

Resistance range	1 Ω to 2.4 M Ω , E24 series		
Resistance tolerance	$\pm 5\%$ (E24); $\pm 1\%$ (E24/E96)		
Temperature coefficient			
$R \leq 4.7 \Omega$			$\leq \pm 250 \cdot 10^{-6}/K$
$4.7 \Omega < R \leq 100 \text{ k}\Omega$			$\leq \pm 100 \cdot 10^{-6}/K$
$R > 100 \text{ k}\Omega$			$\leq \pm 250 \cdot 10^{-6}/K$
Nominal dissipation, P_n at $T_{amb} = 70 \text{ }^\circ\text{C}^*$	0.50 W		
Thermal resistance, R_{th}	170 K/W		
Noise			
$R \leq 68 \text{ k}\Omega$	max.		0.1 $\mu\text{V}/V$
$R > 68 \text{ k}\Omega \leq 100 \text{ k}\Omega$	max.		0.5 $\mu\text{V}/V$
$R > 100 \text{ k}\Omega$	max.		1.5 $\mu\text{V}/V$
Basic specifications	IEC 115-1 and 115-2		
Climatic category (IEC 68)	55/155/56		
Stability after			
load	$\Delta R/R$	max.	1% + 0.05 Ω
climatic tests	$\Delta R/R$	max.	1% + 0.05 Ω
soldering	$\Delta R/R$	max.	0.25% + 0.05 Ω
short time overload	$\Delta R/R$	max.	0.25% + 0.05 Ω

DESCRIPTION

A homogeneous film of metal alloy is deposited on a high grade ceramic body. After a helical groove has been cut in the resistive layer, tinned connecting wires of electrolytic copper are welded to the end-caps. The resistors are coated with a light-blue lacquer which provides electrical, mechanical and climatic protection. The encapsulation is resistant to all cleaning solvents according to MIL-STD 202E, method 215 and IEC 68-2045.

MECHANICAL DATA

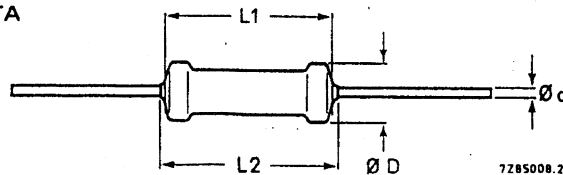


Fig. 1 Standard version, specially made to obtain a minimum "clean lead to clean lead" dimension L2 (bare bottom).

type and style	D	L1	L2 max	d
SFR16S	$1.7 \begin{matrix} +0.2 \\ -0.1 \end{matrix}$	3.2	3.4	0.45 ± 0.05

* See Fig.2 in datasheet SFR16T.

WR0617E WR0842E
WR0825E WR0865E

ENAMELLED WIREWOUND RESISTORS

QUICK REFERENCE DATA

Resistance ranges		4,7 Ω to 100 k Ω , E24 or E12 series
Resistance tolerance		$\pm 5\%$ or $\pm 10\%$
Max. body temperature (hot spot)		400 $^{\circ}\text{C}$
Rated dissipation at $T_{\text{amb}} = 70^{\circ}\text{C}$	WR0617E	4 W
	WR0825E	7 W
	WR0842E	11 W
	WR0865E	17 W
Basic specification		IEC publication 266, type 2
Climatic category (IEC 68)		55/200/56
Stability after:		
1000 h max. load		$\Delta R/R$ max. 5%
climatic tests		$\Delta R/R$ max. 1%
dip-soldering test		$\Delta R/R$ max. 0,5%
short time overload		$\Delta R/R$ max. 2%

APPLICATION

As power resistors in electrical and electronic circuitry.

DESCRIPTION

These resistors have a single layer of resistance wire wound on a ceramic body. Leads of solder-coated copper-clad wire are secured to caps which are force-fitted on to the ends of the ceramic body. The resistor is coated with brown enamel.

MECHANICAL DATA

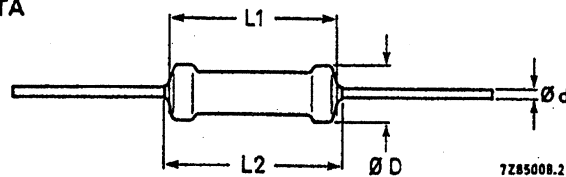


Fig. 1.

Table 1

type	D_{max}	$L1_{\text{max}}$	$L2_{\text{max}}$	a_{max}
WR0617E	6	17	23	3
WR0825E	8	26	32	3
WR0842E	8	44	50	3
WR0865E	8	67	73	3

SURFACE MOUNTED RESISTOR

QUICK REFERENCE DATA

Resistance range	1 Ω to 10 M Ω and jumper (0 Ω) E24 Series
Resistance tolerance	$\pm 2\%$, $\pm 5\%$
Temperature coefficient	$< \pm 200 \times 10^{-6}/K$
Abs. max. dissipation at $T_{amb} = 70\text{ }^{\circ}C$	0,25 W
Maximum permissible voltage	200 V (RMS)
Climatic category (IEC 68)	55/155/56
Basic specification	IEC 115-1
Stability after:	
load;	
1000 hours at $T_{amb} = 70\text{ }^{\circ}C$	$\Delta R/R$ max. 1% + 0.05 Ω
8000 hours at $T_{amb} = 70\text{ }^{\circ}C$	$\Delta R/R$ max. 2% + 0.1 Ω
climatic tests	$\Delta R/R$ max. 1,5% + 0.05 Ω
soldering	$\Delta R/R$ max. 1% + 0.05 Ω
short time overload, max. 400 V	$\Delta R/R$ max. 2% + 0.1 Ω

APPLICATION

Surface mounted resistors are used in a wide scale of equipment. Important considerations for using surface mounted resistors are:

- decrease of size and mass of equipment
- reduction of assembly costs of equipment
- specific electrical requirements (such as HF characteristics).

DESCRIPTION

The resistors are constructed on a high grade ceramic (aluminium oxide) substrate. Internal electrodes are attached to each end of the resistor and a connection is made between them using a resistive metal glaze; the approximate resistor values are dependent on the composition of the glaze.

The resistive glaze is adjusted using laser trimming techniques to give the required nominal value. The resistive layer is coated with a protective overglaze. Finally, two end electrodes are added, the composition of which has been designed to provide ease of soldering.

The surface mounted resistor is available in two styles with different dimensions of the bottom terminations (see Figs 1 and 2).

RC-01

MECHANICAL DATA

Outlines

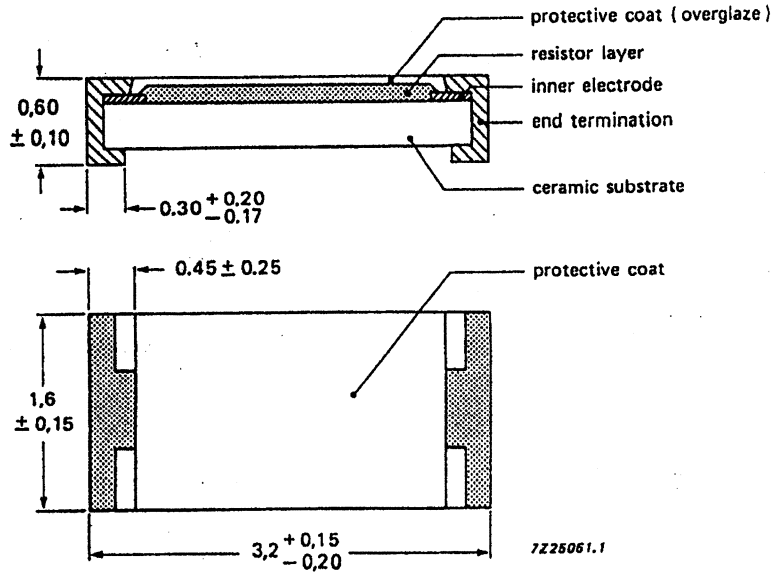


Fig. 1 Physical dimensions, style 1.

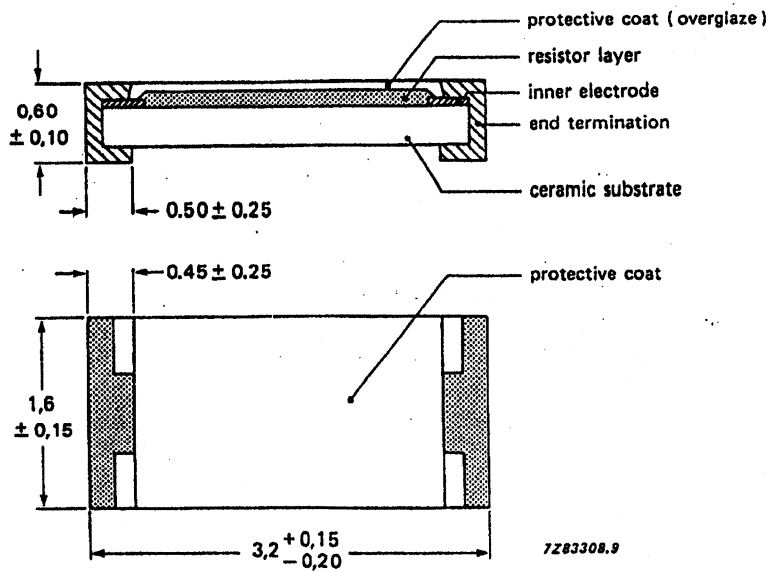


Fig. 2 Physical dimensions, style 2.

2322 626 2....
MINIATURE RANGE

NTC THERMISTORS

glass encapsulated miniature bead

Features

- Small diameter
- Quick response to changes in temperature
- Very high long term stability
- High temperature uses
- Resistant to aggressive environments

TEMPERATURE SENSING AND CONTROL

QUICK REFERENCE DATA

Resistance value at 25 °C	1 k Ω to 1 M Ω
Tolerance on R ₂₅ value	$\pm 5\%$, $\pm 10\%$
Tolerance on B _{25/85} value	$\pm 5\%$
Thermal time constant	7.5 s approx.
Response time	0.85 s approx.
Operating temperature range at zero power	-55 to 200 °C, or -55 to 300 °C
at maximum power	0 to 55 °C

APPLICATION

Temperature measurement and control up to 300 °C. Also level sensing.

DESCRIPTION

Bead thermistor with negative temperature coefficient, in a glass envelope with two tinned dumet (CuNiFe) wires.

MECHANICAL DATA

Outlines

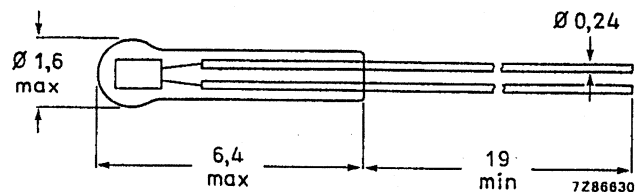


Fig.1 Component outline.

Marking

None

Mass

33 mg approximately

Mounting

In any position by soldering

Soldering

Solderability

Resistance to heat

max. 240 °C, max. 4 s

max. 265 °C, max. 11 s

2322 626 2....
MINIATURE RANGE

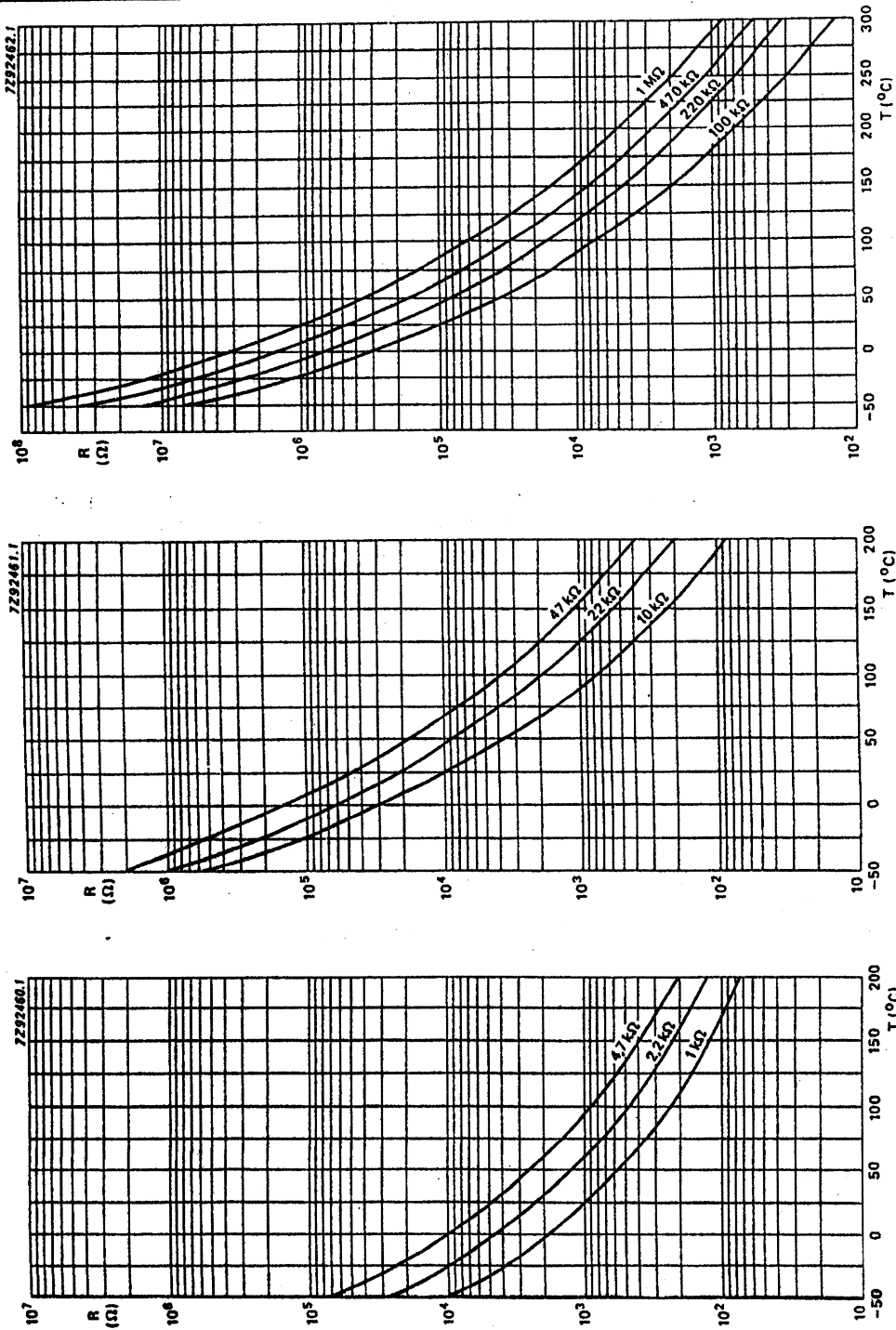


Fig.3 Typical resistance/temperature characteristics.

2322 661 91002
to
2322 661 91005

PTC THERMISTORS

disc

QUICK REFERENCE DATA

Resistance value at + 25 °C	30 to 50 Ω
Resistance at other temperatures	See Table 2
Switch temperature	
Temperature coefficient	
Operating temperature range at zero power	-25 to + 125 °C
at V_{max}	0 to + 55 °C

APPLICATION

General purpose.

DESCRIPTION

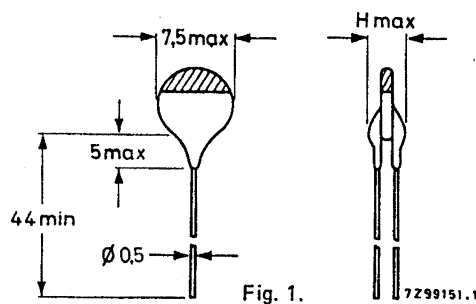
The thermistors have a positive temperature coefficient. They consist of a disc with two tinned copper wires. The thermistor body is lacquered but not insulated.

MECHANICAL DATA

Outlines

Table 1

catalogue number	colour band	H_{max}
2322 661 91002	yellow	6
2322 661 91003	green	6
2322 661 91004	orange	6
2322 661 91005	red	5



Marking

The thermistors are marked with a colour band at the top of the body according to Fig. 1.

Mass 1 g approximately

Mounting In any position by soldering

Robustness of terminations

Tensile strength 10 N
Bending 5 N

Soldering

Solderability max. 240 °C, 4 s
Resistance to heat max. 265 °C, 11 s

PACKAGING

500 thermistors in a cardboard box.

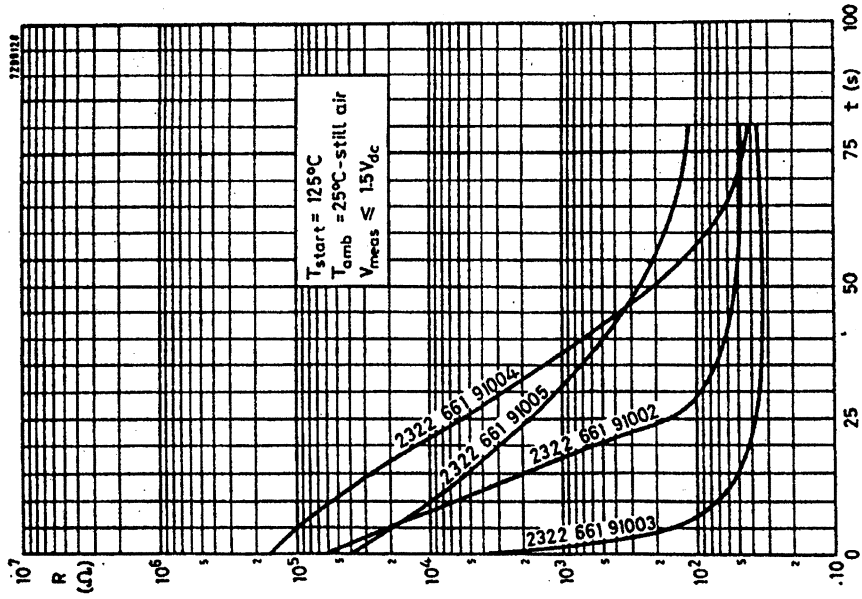


Fig. 3 Typical resistance/time (cooling) characteristics.

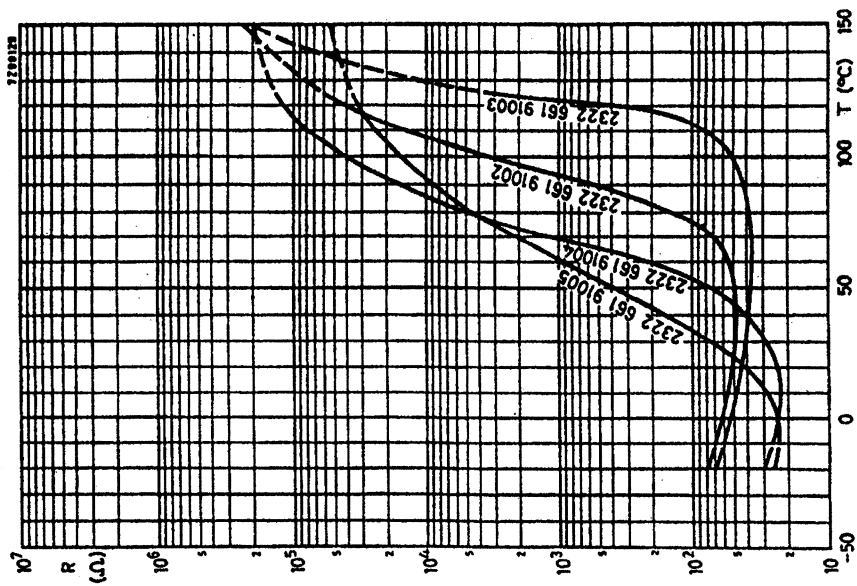


Fig. 2 Typical resistance/temperature characteristics.

MAINTENANCE TYPE

CRC23 SERIES

23mm CARBON ROTARY CONTROL

QUICK REFERENCE DATA

Resistance range (E3 series)	
linear law	220 Ω to 4,7 M Ω
logarithmic law	1 k Ω to 4,7 M Ω
Maximum dissipation at 40 °C	
linear law	0,25 W
logarithmic law	0,125 W
Climatic category (IEC 68)	10/070/21

APPLICATION

The potentiometers are widely used in electronic equipment.

DESCRIPTION

These single potentiometers consist of a carbon track, which is fitted on to a base plate of resin bonded paper and housed in a metal case. The terminals a and c (see Types) are connected to the ends of the carbon track; terminal b is connected via a contact ring to the wiper contact. The material of the spindle is plastic. The potentiometers are provided with solder tag terminals.

MARKING

The potentiometers are marked with nominal resistance, resistance law, period and year of manufacture.

Types

For dimensions d, L and L1, see Spindles.

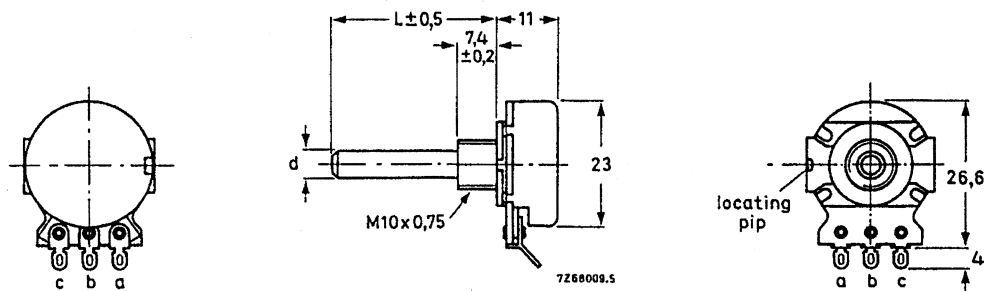


Fig. 1 Single potentiometer.

CRC23 SERIES

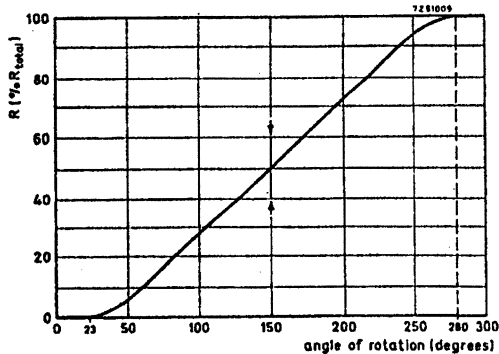


Fig. 11a Linear law.

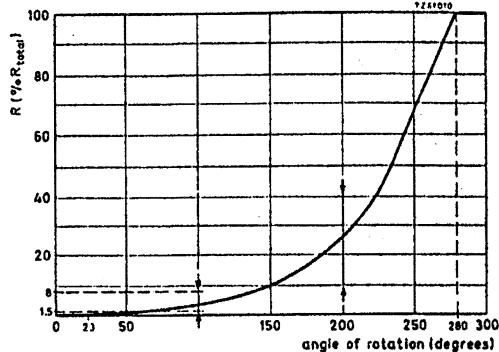


Fig. 11b Logarithmic law.

Tolerance on the nominal resistance

Resistance law and tolerances

Minimum resistance at the tap

Insulation resistance after damp heat test
(IEC 68, test C, 21 days)

Maximum dissipation

linear law, acc. to Fig. 11a

at 40 °C

at 70 °C

resistance law, acc. to Fig. 11b

at 40 °C

at 70 °C

Test voltage

Working temperature range

Category (IEC 68)

Operating torque

Permissible torque with wiper at end stop

Permissible axial spindle load

Effective angle of rotation

Mechanical angle of rotation

Life, $\Delta R_{ac}/R_{ac}$

± 20%

see Figs 11a and 11b

≤ 1% of R_{nom}

> 100 MΩ

0,25 W

0,125 W

0,125 W

0,0625 W

1000 V, 50 Hz

-10 to + 70 °C

10/070/21

3 to 20 mNm

≤ 0,8 Nm

≤ 100 N

250-265°

300 ± 5°

after 10 000 rotations

< 25%

Packaging

150 items per box for standard types.

100 items per box for specials.

TECHNICAL DATA

Unless otherwise specified, all values have been determined at an ambient temperature of 15 to 35 °C, an atmospheric pressure of 86 to 106 kPa and a relative humidity of 45 to 75%.

For measuring methods, see IEC publications 190 and 68.

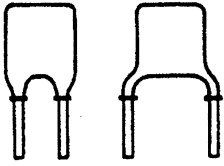
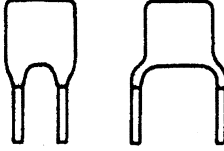
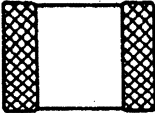
nominal resistance R_{nom}^*	resistance law according to Fig. 11	max. voltage (V)		max. terminal resistance	max. attenuation dB	max. contact resist. % R_{nom}	limiting wiper current at 40 °C mA
		at 40 °C	at 70 °C				
220 Ω	a	7,4	5,7	10 Ω	—	3	40
330 Ω	a	8,7	6,7	10 Ω	—	3	30
470 Ω	a	11	8,4	10 Ω	—	3	22
1 k Ω	a	16	12	25 Ω	—	3	16
2,2 k Ω	a	23	18	25 Ω	—	3	11
4,7 k Ω	a	34	26	25 Ω	—	3	7
10 k Ω	a	50	39	35 Ω	—	2,5	5
22 k Ω	a	74	57	35 Ω	—	2,5	3,5
47 k Ω	a	110	84	35 Ω	—	2,5	2,2
100 k Ω	a	160	120	100 Ω	—	2,5	1,4
220 k Ω	a	230	180	125 Ω	—	2,5	1,0
470 k Ω	a	340	265	250 Ω	—	2,5	0,65
1 M Ω	a	500	390	1 k Ω	—	2,5	0,45
2,2 M Ω	a	500	500	2,2 k Ω	—	2,5	0,32
4,7 M Ω	a	500	500	4,7 k Ω	—	2,5	0,22
470 Ω	b	8,4	6,9	5 Ω	—	6	14
1 k Ω	b	12	10	5 Ω	50	4	10
2,2 k Ω	b	18	15	5 Ω	60	4	7
4,7 k Ω	b	26	22	5 Ω	60	4	4,5
10 k Ω	b	39	32	10 Ω	60	4	3,2
22 k Ω	b	57	47	22 Ω	60	4	2,2
47 k Ω	b	84	69	35 Ω	70	4	1,4
100 k Ω	b	120	100	50 Ω	70	4	1,0
220 k Ω	b	180	150	50 Ω	80	4	0,7
470 k Ω	b	265	220	100 Ω	80	4	0,45
1 M Ω	b	390	320	500 Ω	80	4	0,32
2,2 M Ω	b	500	470	2,2 k Ω	80	4	0,22

* Measured between terminals a and c.

** Measured between terminals a and b; spindle turned fully counter-clockwise.

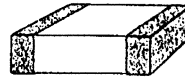
SELECTION GUIDE

CERAMIC CAPACITORS

type	class	application	series number 2222 . . .	nominal capacitance pF	rated voltage (U_R) V	page	
Plate; leads with flange 	1	high-frequency circuits	678 to 683 688; 689	0,56 to 560	100	45	
		temperature compensating	652				
		high stability	653	0,47 to 270	500	33	
		space saving	654				
		space saving	691	0,47 to 270	500	33	
	2	general purpose	629	1000 to 47 000	63		
		coupling/decoupling	630	180 to 6 800	100	23	
		coupling/decoupling	640	1000 to 15 000	100		
		space saving	655	100 to 2 700	500	41	
Plate; non-flanged types 	1	high-frequency circuits	631, 638, 641, 642	0,56 to 560	100	65	
		temperature compensating					
		high stability	650				
		space saving	651	0,47 to 270	500	69	
		space saving					
	2	general purpose	629	1000 to 47 000	63		
		coupling/decoupling	630	180 to 6 800	100	61	
		coupling/decoupling	640	1000 to 15 000	100		
		space saving	655	100 to 2 700	500	73	
Multilayer; surface mounted 	1	high-frequency circuits,		0,47 to 10 000	50	79	
		temperature compensating					
	2	high stability					
		space saving					
	2	general purpose		180 to 1 000 000	50	79	
	2	coupling/decoupling					
		space saving					

SURFACE MOUNTED CERAMIC MULTILAYER CAPACITORS
(STANDARD SERIES)

- Seven standard sizes
- High capacitance per unit volume
- Supplied in tape on reel or in boxes
- For high frequency applications
- Ag/Pd and Ni/Sn plated end terminations



QUICK REFERENCE DATA

Capacitance range	
class 1, NPO dielectric	0.47 to 10 000 pF (E-12 series) (note 1)
N220 dielectric	2.7 to 820 pF (E-12 series)
N750 dielectric	4.7 to 1200 pF (E-12 series)
class 2, X7R dielectric	100 pF to 1 μ F (E-12 series)
Y5V dielectric	1000 to 100 000 pF (E-6 series)
Rated voltage U_R (DC)	63 V (IEC), 100 V (IEC) (note 3)
Tolerance on capacitance	
NPO, N220, N750 dielectrics	$\pm 10\%$, $\pm 5\%$, $\pm 2\%$ (note 2); below 10 pF, ± 0.5 or ± 0.25 pF
X7R dielectric	$\pm 20\%$, $\pm 10\%$, $\pm 5\%$
Y5V dielectric	-20 to +80%; $\pm 20\%$
Sectional specifications	IEC 384-10, second edition 1989-04 CECC 32 100 (note 4)
Detail specification	CECC 32 101 - 801 (note 4)
Climatic category (IEC 68)	
NPO, N220, N750 dielectrics	55/125/56
X7R dielectric	55/125/56
Y5V dielectric	25/085/56

APPLICATION

These surface mounted capacitors have a high capacitance per unit volume, and their small dimensions, performance characteristics (e.g. high Q-factor) and reliability make them suitable for a wide range of applications, especially where high packaging density is a major requirement.

Main areas of application are consumer electronics (e.g. tuners, televisions, video recorders, cameras, pocket calculators etc.), telecommunications and in automotive and data processing equipment.

The capacitors may be supplied in blister tape on reel; this makes them suitable for use with automatic placement equipment. They may also be supplied in bulk in boxes.

Notes

1. Other values below 10 pF and values other than E12 are available on request.
2. $\pm 1\%$ available on request.
3. See Tables 2, 4 and 5.
4. CECC approvals in preparation.

CERAMIC MULTILAYER CAPACITORS

DESCRIPTION

The capacitors consist of a rectangular block of ceramic dielectric in which a number of interleaved precious metal electrodes are contained; this structure gives rise to a high capacitance per unit volume. The inner electrodes are suitably connected to the two terminations - either by silver palladium (Ag/Pd alloy) in a 65:35 ratio; or silver dipped with a barrier layer of plated nickel and finally covered with a layer of plated tin (see Fig.1).

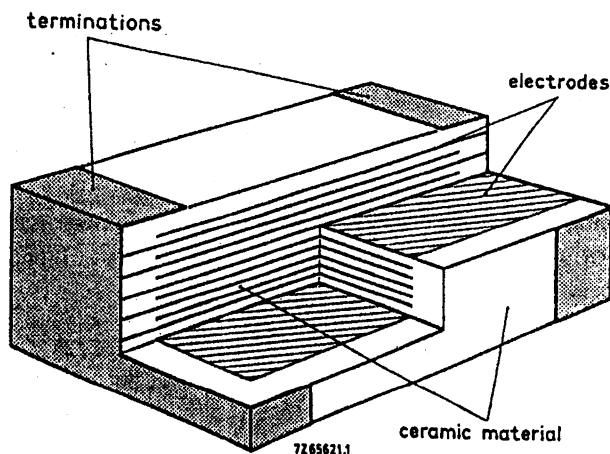


Fig. 1 Construction of Ceramic Multilayer Capacitor.

2222 424 —
2222 431

POLYSTYRENE FILM/FOIL CAPACITORS

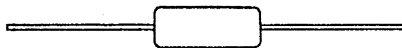
KS axial sleeved type

- Supplied on bandoliers on reel or loose in boxes

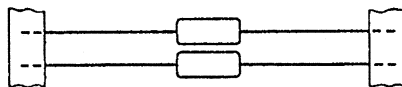
QUICK REFERENCE DATA

Rated capacitance range	47 to 39 000 pF
Tolerance on rated capacitance	± 5% (E24-series) ± 2% (E24, E48-series) ± 1% (E24, E48, E96-series)
Rated voltage U_R (DC)	63 V, 160 V, 250 V, 630 V
Climatic category	
63 V version	40/070/21
160 V, 250 V, 630 V versions	40/085/21
Rated temperature	
63 V version	70 °C
160 V, 250 V, 630 V versions	85 °C
Related specification	IEC 384-7
Stability class	2

SURVEY OF STYLES



Style 2222 424 to 427;
See Tables 1 to 4.



Style 2222 428 to 431;
See Tables 1 to 4.

APPLICATION

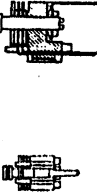


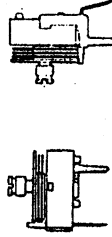
For use in circuits where close tolerance, reliability and low losses are of prime importance, e.g. tuned circuits, filter networks, etc.

DESCRIPTION

The capacitors consist of a low-inductance wound cell of metal foil and a polystyrene film. The cell is covered with a green plastic sleeve. The axial leads are of solder-coated wire.

VARIABLE CAPACITORS

SELECTION GUIDE

catalogue number	housing dimensions mm	capacitance range C_{min}/C_{max} pF	rated voltage V	temp. coeff. $10^{-5}/K$	temperature range $^{\circ}C$	page
FILM DIELECTRIC TRIMMERS; general purpose						
2222 808 2	ϕ 5 	1.2/5 to 3/27	150	-250 \pm 200 to -50 \pm 200	-40 to +85	9
2222 810	ϕ 5 	1.5/10 to 5/40	150	-250 \pm 300	-40 to +85	19
2222 808	ϕ 7.5 	1.2/6 to 3/50	250	-500 \pm 450 to -100 \pm 300	-40 to +70 -40 to +85	25
2222 808 3 2222 808 6	ϕ 10 	1.8/15 to 5/105	250	-500 \pm 150 to -100 \pm 300	-40 to +70 -40 to +85	33

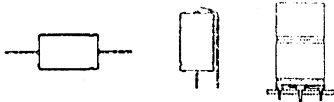
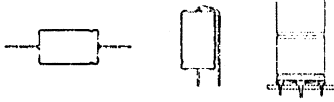
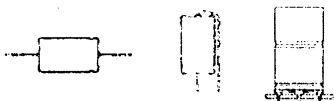
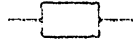
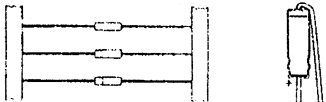
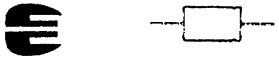

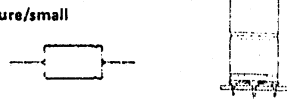
Notes

Some data on our trimmers, such as the temperature coefficient and the climatic category, are defined on the basis of type approval tests. All specified values are continuously checked by a random test system of which the results are gathered in periodical surveys from which typical values can be derived and made available on request.

ELECTROLYTIC AND SOLID CAPACITORS

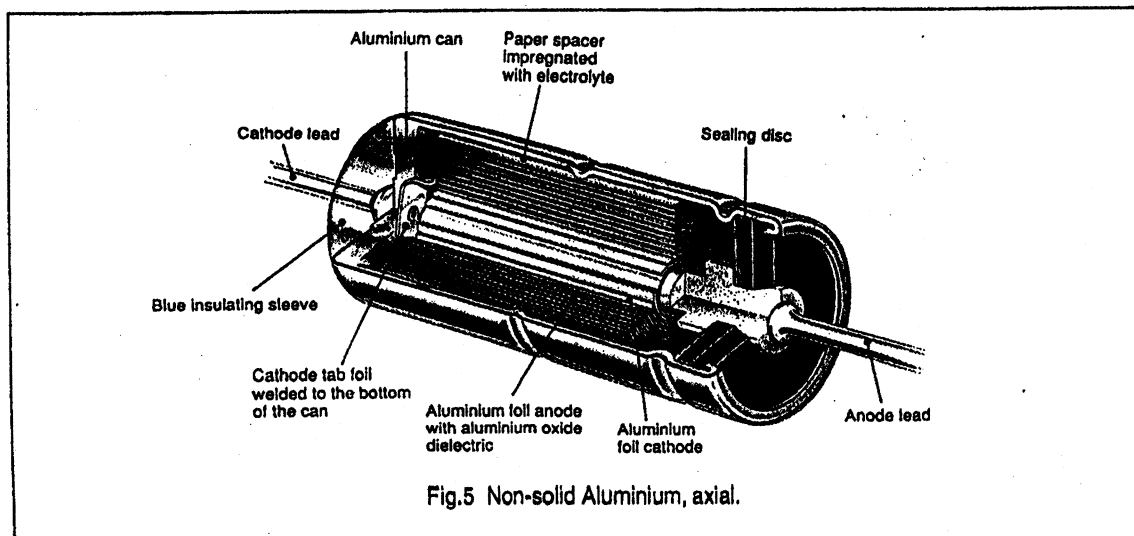
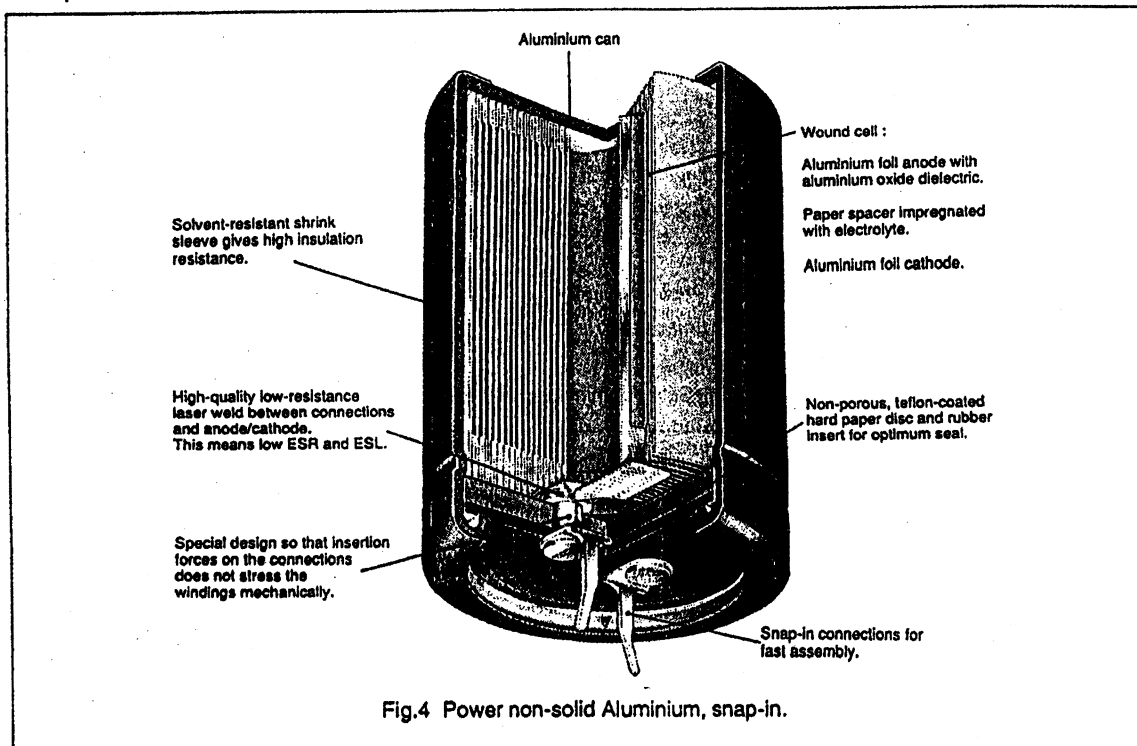
SELECTION GUIDE

ALUMINIUM ELECTROLYTIC CAPACITORS

type	series number 2222 . . .	application	nominal capacitance μF	rated voltage (U_R) V
Miniature/small 	014	long-life, general, industrial; low impedance for s.m.p.s.	1 to 10 000	6,3 to 100
Miniature/small 	021	long-life, general, industrial; small dimensions	0,22 to 15 000	10 to 100
Miniature/small 	030 031 032 033 041 042 043	long-life, general, industrial	0,33 to 15 000 1 to 220	6,3 to 100 160 to 385
Miniature 	065	long-life, general, industrial; low leakage current	0,33 to 68	6,3 to 25
Ultra miniature 	117	general	0,1 to 0,22	6,3 to 63
Small 	108	extra long-life, industrial	2,2 to 2 200	6,3 to 100
Miniature/small 	118	extra long-life industrial, military	1 to 15 000	6,3 to 200
Miniature/small 	132 133	extra long-life, industrial DIN 41257	1 to 4 700	10 to 350

CONSTRUCTION

Examples



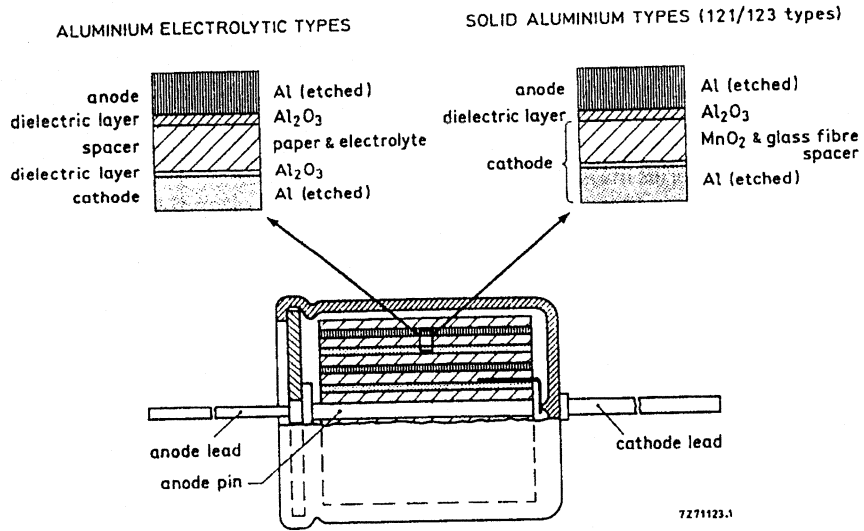


Fig. 1.

811216-13-01

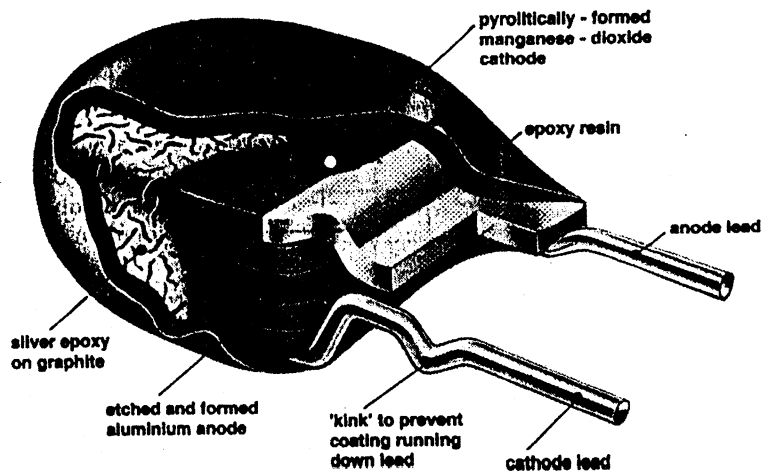


Fig. 2 Solid aluminium type 2222 122.

TS523

MAINS TRANSFORMER

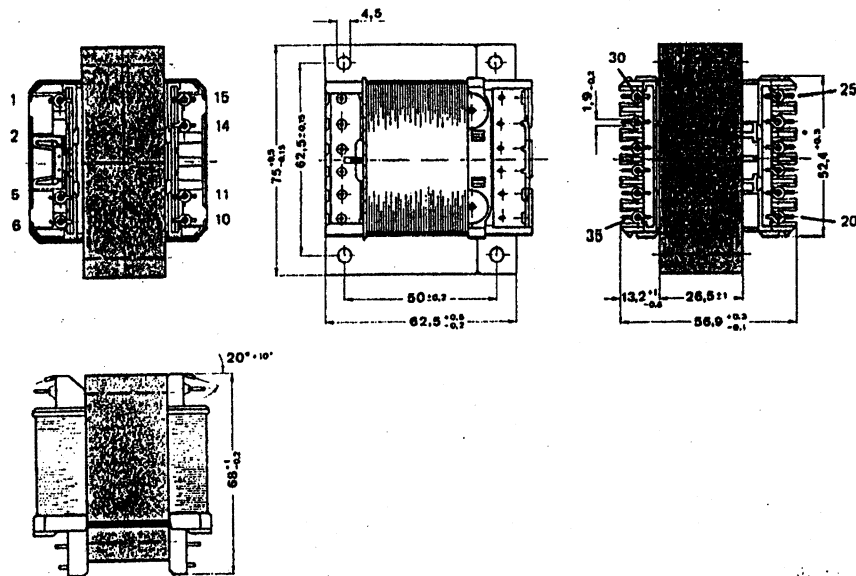
- Output power 48 VA
- For consumer applications, e.g. record players, video recorders, television sets

DESCRIPTION

This transformer has a laminated iron core (welded E-I combination). The primary and secondary windings are wound on separate coil formers, which are concentrically mounted on the centre leg of the E-I combination.

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm



8061

Mounting

The transformers can be fitted with four screws M4; the mounting holes are positioned according to DIN 41302.

TS523

ELECTRICAL DATA

Output power at $T = 115\text{ °C}$ ($T_{\text{amb}} = 60\text{ °C}$)

48 VA

Note: for over-temperature protection a built-in temperature/current fuse for 123 °C is used.

	catalogue number 3112... ..			
	318 39480	318 39700	318 39990	348 30000
Primary voltage	(5-15)* 110 V (5-1)* 127 V (5-6)** 220 V (5-1)** 240 V	(5-6) 220 V	(5-6)* 110 V (5-10)* 127 V (5-6)** 220 V (5-10)** 240 V	(5-6)* 110 V (5-10)* 127 V (5-6)** 220 V (5-10)** 240 V
Primary resistance (at $T_{\text{amb}} = 25\text{ °C}$)	(5-15)* 10,2 Ω (5-1)* 13,8 Ω (5-6)** 41 Ω (5-1)** 44,6 Ω	(5-6) 39 Ω	(5-6)* 9,5 Ω (5-10)* 13 Ω (5-6)** 38 Ω (5-10)** 41,5 Ω	(5-6)* 9,5 Ω (5-10)* 13 Ω (5-6)** 38 Ω (5-10)** 41,5 Ω
Secondary voltage	(21-25) 62,5 V	(24-23) 9,1 V (23-25) 9,1 V	(34-33) 18,8 V (33-30) 10,2 V	(34-35) 27 V (33-30) 10,6 V
Secondary resistance (at $T_{\text{amb}} = 25\text{ °C}$)	(21-25) 3,1 Ω	(24-23) 0,16 Ω (23-25) 0,16 Ω	(34-33) 0,29 Ω (33-30) 2,6 Ω	(34-35) 0,8 Ω (33-30) 0,7 Ω
Diagram				

Insulation resistance

between primary and secondary
between primary and core

> 60 M Ω
> 60 M Ω

Test voltage (d.c.)

between primary and secondary
between primary and core

5600 V
5600 V

Main insulation

according to IEC 65 class 2,
VDE 0860

- * (2-15) parallel connected to (14-6).
- ** Terminals 14 and 15 interconnected.

BAS45

LOW LEAKAGE DIODE

Switching diode with a very low reverse current, encapsulated in a subminiature glass (DO-34) envelope.

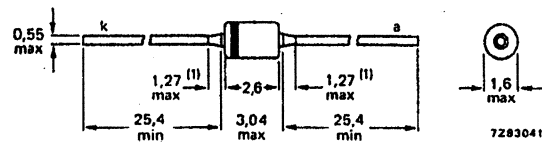
QUICK REFERENCE DATA

Continuous reverse voltage	V_R max.	125 V
Forward voltage $I_F = 200$ mA	V_F max.	1,0 V _s
Reverse current $V_R = 125$ V	I_R max.	1,0 nA
Diode capacitance $V_R = 0$; $f = 1$ MHz	C_d max.	8,0 pF

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 DO-34 (SOD-68).



(1) Lead diameter in this zone uncontrolled.

The cathode is indicated by a brown band on a black body.

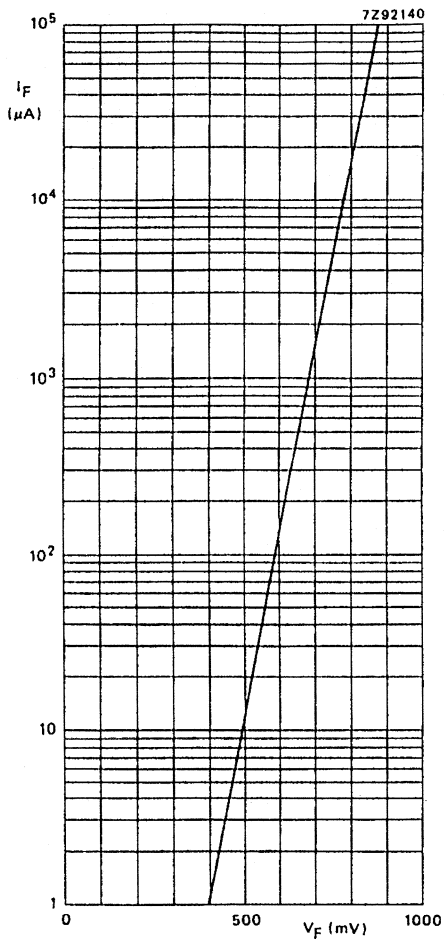


Fig. 2 $T_j = 25^\circ\text{C}$; typical values.

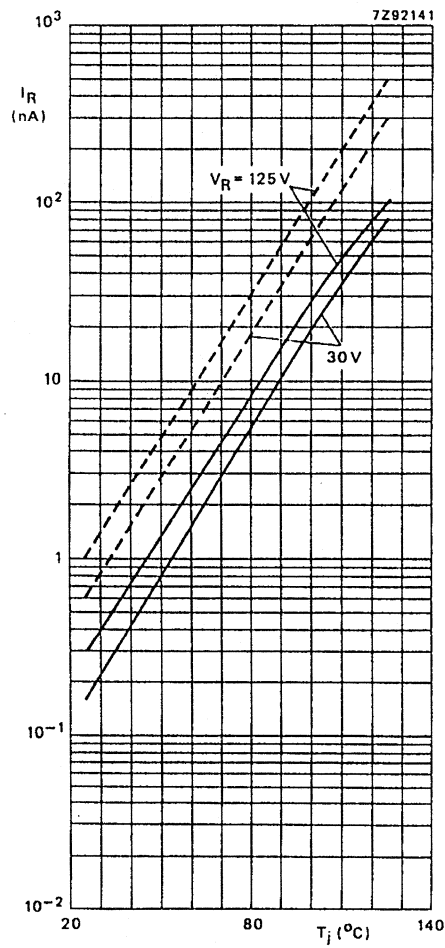


Fig. 3 --- = max. values;
 — = typ. values.

VOLTAGE REGULATOR DIODES



Silicon planar diodes in DO-35 envelopes intended for use as low voltage stabilizers or voltage references. They are available in four series; each series having a different tolerance rating, one series is to the international standardized E24 ($\pm 5\%$) range, the other three have tolerances of 1%, 2% and 3% on working voltage. Each series consists of 37 types with nominal working voltages ranging from 2,4 V to 75 V.

QUICK REFERENCE DATA

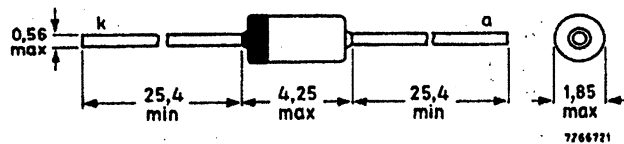
Working voltage range	V_Z	nom.	2,4 to 75 V
Total power dissipation	P_{tot}	max.	500 mW *
Non-repetitive peak reverse power dissipation	P_{ZSM}	max.	30 W
Junction temperature	T_j	max.	200 °C
Thermal resistance from junction to tie-point	$R_{th\ j-tp}$	=	0,30 K/mW *

* If leads are kept at $T_{tp} = 50\text{ °C}$ at 8 mm from body.

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig.1 DO-35 (SOD27).



Cathode indicated by coloured band.
The diodes are type-branded.

Voltage regulator diodes

BZX79 SERIES

$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$
 $\pm 1\%$ tolerance range

BZX79A	working voltage V_Z (V) at $I_{Z\text{test}} = 5\text{ mA}$		differential resistance r_{diff} (Ω) at $I_{Z\text{test}} = 5\text{ mA}$		temperature coefficient S_Z (mV/K) at $I_{Z\text{test}} = 5\text{ mA}$			differential resistance r_{diff} (Ω) at $I_Z = 1\text{ mA}$	
	min.	max.	typ.	max.	min.	typ.	max.	typ.	max.
A2V4	2,37	2,43	70	100	-3,5	-1,6	0	275	600
A2V7	2,67	2,73	75	100	-3,5	-2,0	0	300	600
A3V0	2,97	3,03	80	95	-3,5	-2,1	0	325	600
A3V3	3,26	3,34	85	95	-3,5	-2,4	0	350	600
A3V6	3,56	3,64	85	90	-3,5	-2,4	0	375	600
A3V9	3,86	3,94	85	90	-3,5	-2,5	0	400	600
A4V3	4,25	4,35	80	90	-3,5	-2,5	0	410	600
A4V7	4,65	4,75	50	80	-3,5	-1,4	0,2	425	500
A5V1	5,04	5,16	40	60	-2,7	-0,8	1,2	400	480
A5V6	5,54	5,66	15	40	-2,0	1,2	2,5	80	400
A6V2	6,13	6,27	6	10	0,4	2,3	3,7	40	150
A6V8	6,73	6,87	6	15	1,2	3,0	4,5	30	80
A7V5	7,42	7,58	6	15	2,5	4,0	5,3	30	80
A8V2	8,11	8,29	6	15	3,2	4,6	6,2	40	80
A9V1	9,00	9,20	6	15	3,8	5,5	7,0	40	100
A10	9,90	10,10	8	20	4,5	6,4	8,0	50	150
A11	10,89	11,11	10	20	5,4	7,4	9,0	50	150
A12	11,88	12,12	10	25	6,0	8,4	10,0	50	150
A13	12,87	13,13	10	30	7,0	9,4	11,0	50	170
A15	14,85	15,15	10	30	9,2	11,4	13,0	50	200
A16	15,84	16,16	10	40	10,4	12,4	14,0	50	200
A18	17,82	18,18	10	45	12,4	14,4	16,0	50	225
A20	19,80	20,20	15	55	14,4	16,4	18,0	60	225
A22	21,78	22,22	20	55	16,4	18,4	20,0	60	250
A24	23,76	24,24	25	70	18,4	20,4	22,0	60	250
	at $I_{Z\text{test}} = 2\text{ mA}$		at $I_{Z\text{test}} = 2\text{ mA}$		at $I_{Z\text{test}} = 2\text{ mA}$			at $I_Z = 0,5\text{ mA}$	
A27	26,73	27,27	25	80	21,4	23,4	25,3	65	300
A30	29,70	30,30	30	80	24,4	26,6	29,4	70	300
A33	32,67	33,33	35	80	27,4	29,7	33,4	75	325
A36	35,64	36,36	35	90	30,4	33,0	37,4	80	350
A39	38,61	39,39	40	130	33,4	36,4	41,2	80	350
A43	42,57	43,43	45	150	37,6	41,2	46,6	85	375
A47	46,53	47,47	50	170	42,0	46,1	51,8	85	375
A51	50,49	51,51	60	180	46,6	51,0	57,2	90	400
A56	55,44	56,56	70	200	52,2	57,0	63,8	100	425
A62	61,38	62,62	80	215	58,8	64,4	71,6	120	450
A68	67,32	68,68	90	240	65,6	71,7	79,8	150	475
A75	74,25	75,75	95	255	73,4	80,2	88,6	170	500

SILICON PLANAR VARIABLE CAPACITANCE DIODE

The BB112 is a single 9 V variable capacitance diode in a plastic encapsulation for application in tuning circuits in a.m. receivers. The diodes are supplied in matched sets of three items.

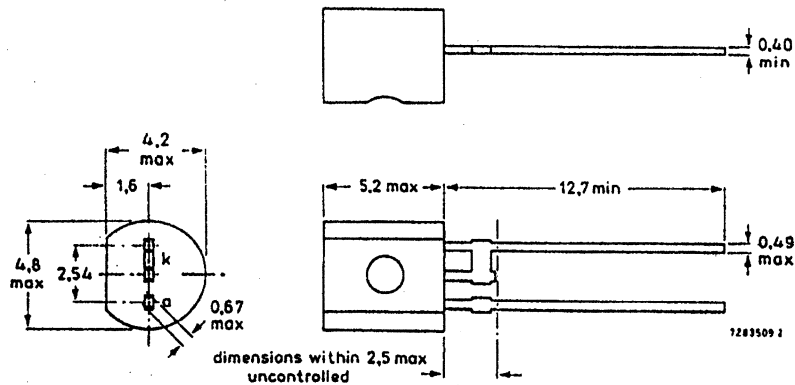
QUICK REFERENCE DATA

Continuous reverse voltage	V_R	max.	12 V
Operating junction temperature	T_j	max.	85 °C
Forward current	I_F	max.	50 mA
Reverse current at $T_{amb} = 25\text{ °C}$ $V_R = 12\text{ V}$	I_R	<	50 nA
Diode capacitance at $f = 1\text{ MHz}$ $V_R = 1\text{ V}$ $V_R = 8,5\text{ V}$	C_d	440 to 540 pF	
	C_d	17 to 29 pF	
Series resistance at $f = 500\text{ kHz}$ $V_R = 1\text{ V}$	r_s	<	1,5 Ω

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 SOD-69



BB112

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Continuous reverse voltage	V_R	max.	12 V
Forward current (d.c.)	I_F	max.	50 mA
Operating junction temperature	T_j	max.	85 °C
Storage temperature	T_{stg}		-55 to + 125 °C

CHARACTERISTICS

$T_{amb} = 25\text{ °C}$ unless otherwise specified

Reverse current

$V_R = 12\text{ V}$

$V_R = 12\text{ V}; T_{amb} = 85\text{ °C}$

I_R	<	50 nA
I_R	<	300 nA

Diode capacitance at $f = 1\text{ MHz}$

$V_R = 1\text{ V}$

$V_R = 8,5\text{ V}$

C_d	440 to 540 pF
C_d	17 to 29 pF

Capacitance ratio at $f = 1\text{ MHz}$

$\frac{C_d(V_R = 1\text{ V})}{C_d(V_R = 8,5\text{ V})}$	>	18
---	---	----

Series resistance at $f = 500\text{ kHz}$

$V_R = 1\text{ V}$

r_s	<	1,5 Ω
-------	---	--------------

Temperature coefficient of the diode capacitance

at $f = 1\text{ MHz}; T_{amb} = -40\text{ to }+85\text{ °C}; V_R = 1\text{ V}$

η	typ.	0,05 %/K
--------	------	----------

Matching properties

D.C. capacitance ratio for a set of

3 diodes; $V_p = 1\text{ to }9\text{ V}$

ΔC	\leq	3 %
------------	--------	-----

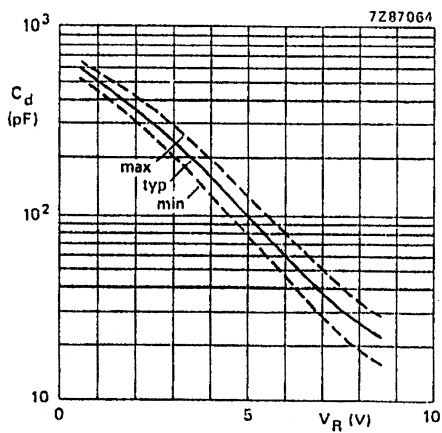


Fig. 2 Diode capacitance at $f = 1\text{ MHz}$ as a function of the reverse voltage.

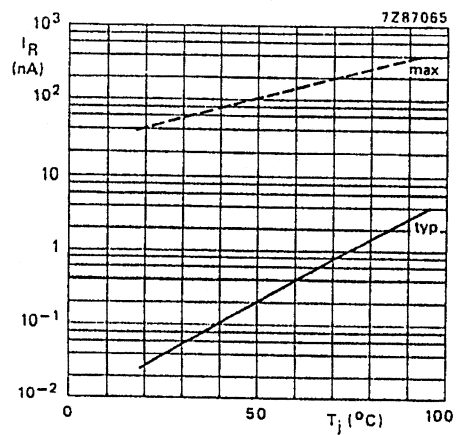


Fig. 3 Reverse current as a function of junction temperature at $V_R = 12\text{ V}$.

A.F. SILICON PLANAR EPITAXIAL TRANSISTORS



N-P-N transistors in TO-18 metal envelopes with the collector connected to the case.

The BC107 is primarily intended for use in driver stages of audio amplifiers and in signal processing circuits of television receivers.

The BC108 is suitable for multitude of low-voltage applications e.g. driver stages or audio preamplifiers and in signal processing circuits of television receivers.

The BC109 is primarily intended for low-noise input stages in tape recorders, hi-fi amplifiers and other audio-frequency equipment.

QUICK REFERENCE DATA

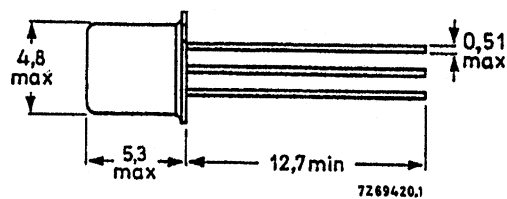
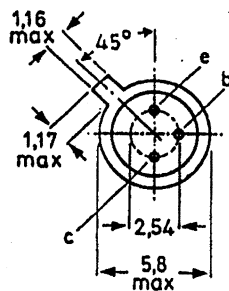
		BC107	BC108	BC109	
Collector-emitter voltage ($V_{BE} = 0$)	V_{CES} max.	50	30	30	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO} max.	45	20	20	V
Collector current (peak value)	I_{CM} max.	200	200	200	mA
Total power dissipation up to $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	P_{tot} max.	300	300	300	mW
Junction temperature	T_j max.	175	175	175	$^{\circ}\text{C}$
Small-signal current gain at $T_j = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $I_C = 2\text{ mA}$; $V_{CE} = 5\text{ V}$; $f = 1\text{ kHz}$	h_{fe}	> 125 < 500	125 900	240 900	
Transition frequency at $f = 35\text{ MHz}$ $I_C = 10\text{ mA}$; $V_{CE} = 5\text{ V}$	f_T typ.	300	300	300	MHz
Noise figure at $R_S = 2\text{ k}\Omega$ $I_C = 200\text{ }\mu\text{A}$; $V_{CE} = 5\text{ V}$ $f = 30\text{ Hz to } 15\text{ kHz}$	F	typ. — < —	— —	1,4 4,0	dB
$f = 1\text{ kHz}$; $B = 200\text{ Hz}$	F	typ. 2	2	1,2	dB

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig. 1 TO-18.

Collector connected
to case



Products approved to CECC 50 002-076/078.

August 1990

BC107 to 109

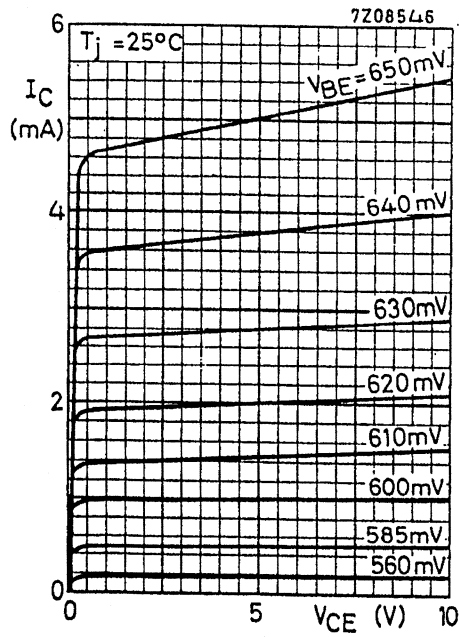
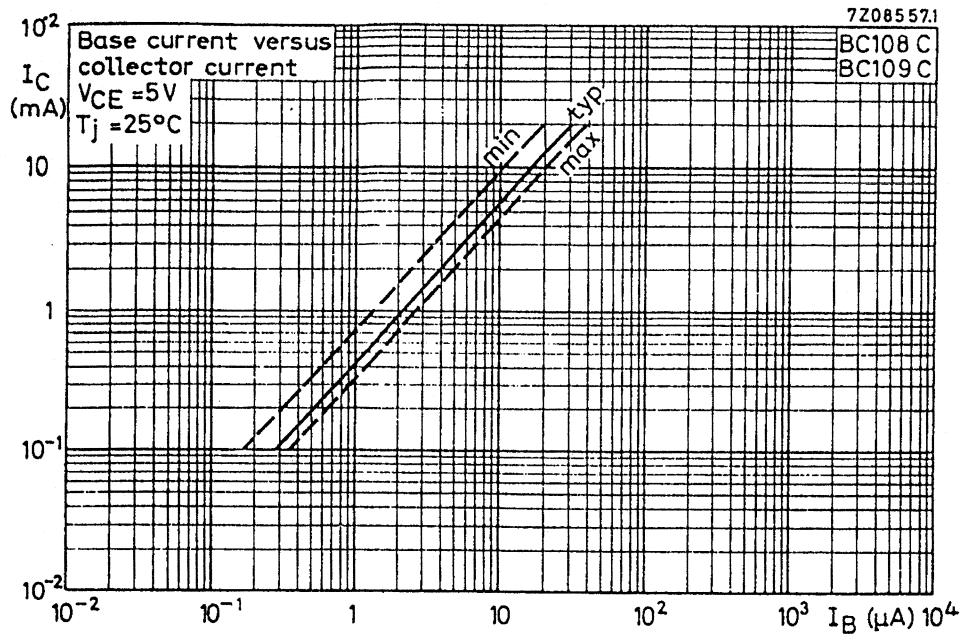


Fig. 4.

Typical behaviour of collector current versus collector-emitter voltage

N-CHANNEL SILICON FIELD-EFFECT TRANSISTORS

Symmetrical N-channel planar epitaxial junction field-effect transistors in a plastic TO-92 variant; intended for v.h.f. and u.h.f. applications.

QUICK REFERENCE DATA

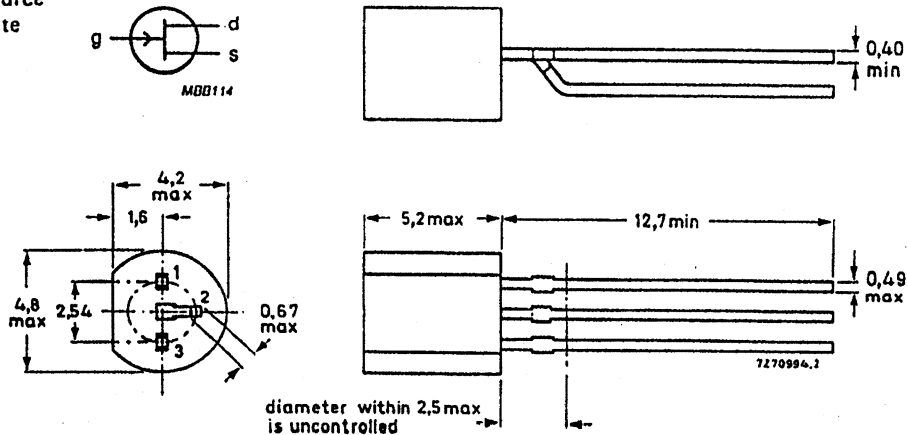
Drain-source voltage	$\pm V_{DS}$	max.	30 V	
Gate-source voltage (open drain)	$-V_{GSO}$	max.	30 V	
Total power dissipation up to $T_{amb} = 75^\circ\text{C}$	P_{tot}	max.	300 mW	
Drain current $V_{DS} = 15\text{ V}; V_{GS} = 0$	I_{DSS}	BF256A	B	C
		> 3	6	11 mA
		< 7	13	18 mA
Feedback capacitance at $f = 1\text{ MHz}$ $V_{DS} = 20\text{ V}; -V_{GS} = 1\text{ V}; T_{amb} = 25^\circ\text{C}$	C_{rs}	typ.	0,7 pF	
Transfer admittance (common source) $V_{DS} = 15\text{ V}; V_{GS} = 0; f = 1\text{ kHz}; T_{amb} = 25^\circ\text{C}$	$ Y_{fs} $	>	4,5 mS	
Power gain at $f = 800\text{ MHz}$ $V_{DS} = 15\text{ V}; R_S = 47\ \Omega$	G_p	typ.	11 dB	

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

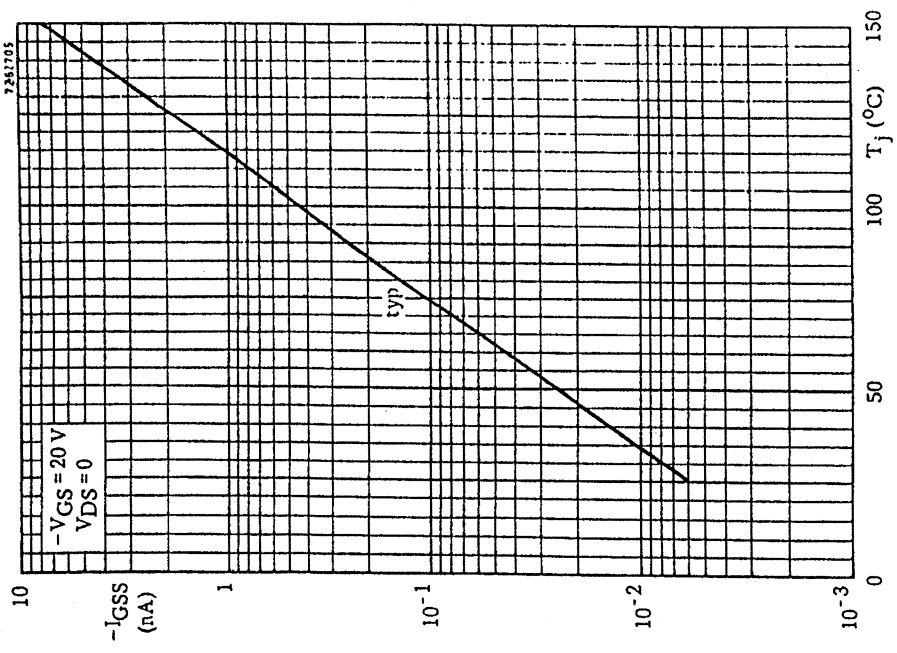
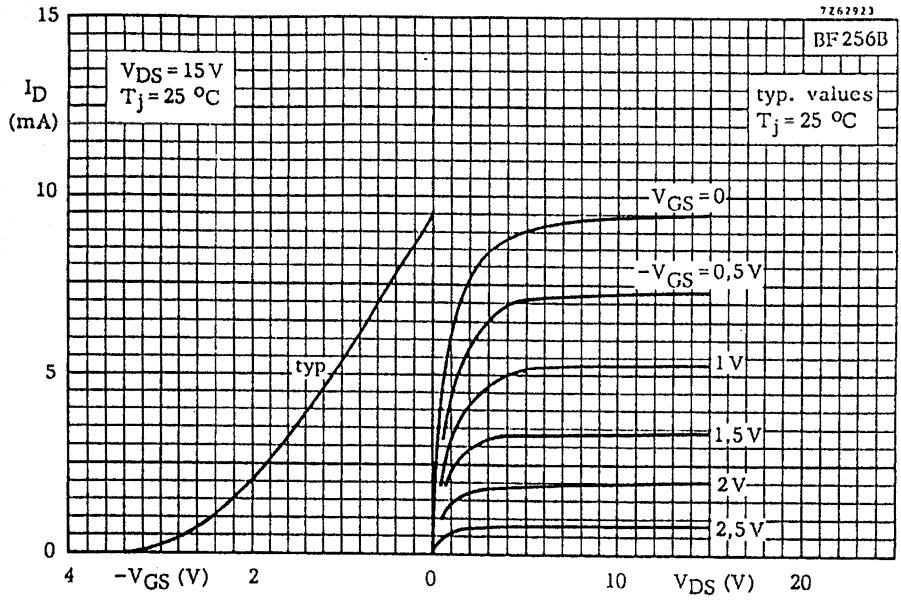
Fig. 1 TO-92 variant.

Pinning;
1 = drain
2 = source
3 = gate



Note: Drain and source are interchangeable

BF256A to C



THYRISTORS

Fully-diffused thyristors in TO-92 package, with low gate current requirement suitable for driving from IC outputs. Applications include relay and coil pulsing, control of small DC motors, small lamps, etc.

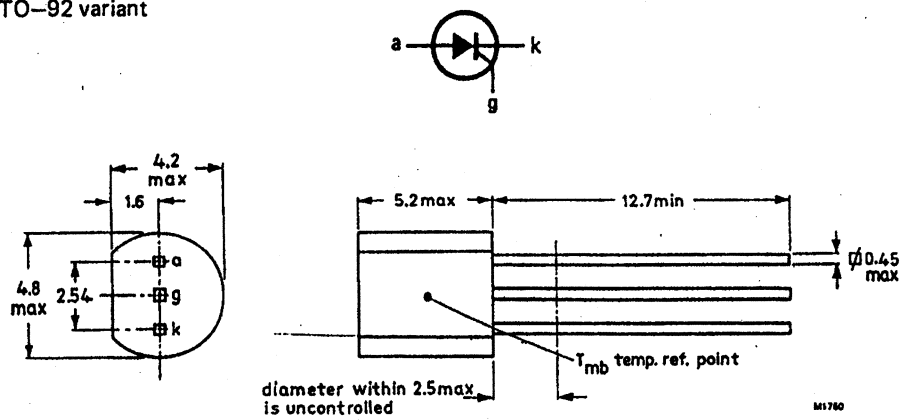
QUICK REFERENCE DATA

		BT169-B	D	E	G	
Repetitive peak voltages	V_{DRM}/V_{RRM}	max. 200	400	500	600	V
Average on-state current	$I_T(AV)$	max.		0.5		A
RMS on-state current	$I_T(RMS)$	max.		0.8		A
Non-repetitive peak on-state current	I_{TSM}	max.		8		A

MECHANICAL DATA

Dimensions in mm

Fig.1 TO-92 variant



TRIACS

Glass-passivated 25 ampere triacs intended for use in applications requiring high bidirectional transient and blocking voltage capability and high thermal cycling performance with very low thermal resistances. These triacs feature a high surge current capability. Typical applications include AC power control applications such as motor, industrial lighting, industrial and domestic heating control and static switching systems.

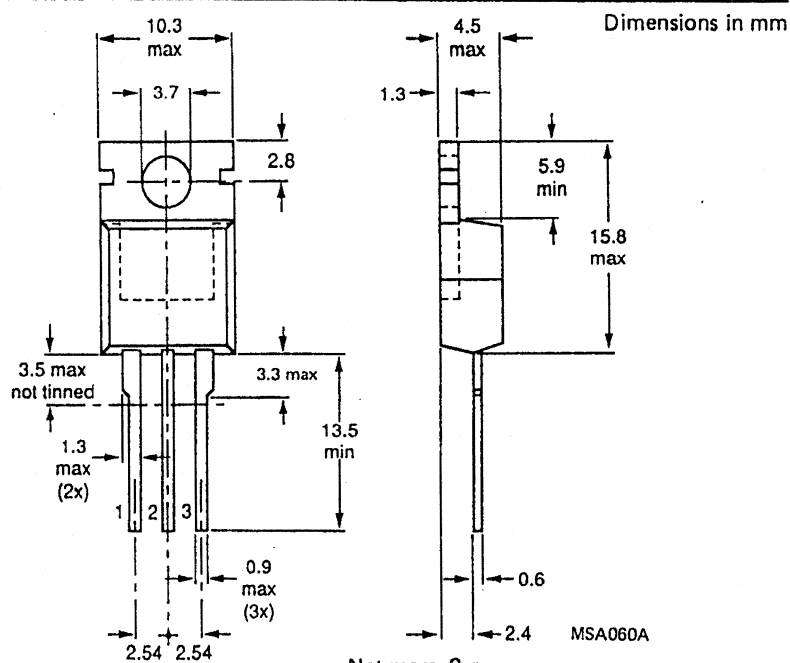
QUICK REFERENCE DATA

		BTA140-500	600	700	800	
Repetitive peak off-state voltage	V_{DRM}	max. 500	600	700	800	V
RMS on-state current	$I_T(RMS)$	max.	25			A
Non-repetitive peak on-state current (50 Hz)	I_{TSM}	max.	180			A
at 60 Hz	I_{TSM}	max.	200			A

MECHANICAL DATA

Fig.1 TO-220AB

- Pinning:
 1 = Terminal 1
 2 = Terminal 2
 3 = Gate



Net mass- 2 g

Note: The exposed metal mounting base is directly connected to terminal T₂.

Accessories supplied on request: see data sheet Mounting instructions and accessories for TO-220 envelopes.

CA3140/ . . . , CA3140A/ . . . , CA3140B/ . . . Types

High-Reliability BiMOS Operational Amplifiers

With MOS/FET Input, Bipolar Output
For Aerospace, Military, and Critical Industrial Applications

The RCA-CA3140B, CA3140A, and CA3140 "Slash" (/) Series types are integrated-circuit operational amplifiers that combine the advantages of both high-voltage PMOS transistors and high-voltage bipolar transistors on a single monolithic chip. Because of this unique combination of technologies, the CA3140 series can now provide designers, for the first time, with the special performance features of the CA3130 COS/MOS operational amplifier and the simplicity of the 741 series of industry-standard operational amplifiers. Intended for applications in aerospace, military, and critical industrial equipment, these BiMOS devices are electrically and mechanically identical with the standard CA3140 series described in Data Bulletin File No. 957, but are specially processed and tested to meet the electrical, mechanical, and environmental test methods and procedures established for microelectronic devices in MIL-STD-883.

The packaged types can be supplied to 7 screening levels - /1N, /1R, /1, /2, /3, /3W, and /4 - which correspond to MIL-STD-883 Classes A, B, and C. The chip version can be supplied to three screening levels - /M, /N, and /R.

The CA3140B, CA3140A, and CA3140 Slash (/) Series types are supplied in the 8-lead TO-5 style package ("T" suffix), in the 8-lead TO-5 style package with dual-in-line formed leads, DIL-CAN, ("S" suffix), or in chip form ("H" suffix).

Features:

- MOS/FET Input Stage
 - (a) Very high input impedance (Z_{IN}) - 1.5 T Ω typ.
 - (b) Very low input current (I_I) - 10 pA typ. at ± 15 V
 - (c) Low input-offset voltage (V_{IO}) - to 2 mV max.
 - (d) Wide common-mode input-voltage range (V_{ICR}) - can be swung 0.5 volt below negative supply-voltage rail
 - (e) Output swing complements input common-mode range
 - (f) Rugged input stage - bipolar diode protected
- Directly replaces industry type 741 in most applications
- Includes numerous industry operational amplifier categories such as general-purpose, FET input, wideband (high slew rate)
- Operation from 4-to-44 volts
 - Single or Dual supplies
 - Internally compensated
- Characterized for ± 15 -volt operation and for TTL supply systems with operation down to 4 volts
- Wide bandwidth - 4.5 MHz unity gain at ± 15 V or 30 V; 3.7 MHz at 5 V
- High voltage-follower slew rate - 9 V/ μ s
- Fast settling time - 1.4 μ s typ. to 10 mV with a 10-V_{p-p} signal
- Output swings to within 0.2 volt of negative supply
- Storable output stage

Applications:

- Ground-referenced single-supply amplifiers in automobile and portable instrumentation
- Sample and hold amplifiers
- Long-duration timers/multivibrators. (microseconds-minutes-hours)
- Photocurrent instrumentation
- Peak detectors ■ Active filters
- Comparators ■ Portable instruments
- Interface in 5 V TTL systems & other low-supply voltage systems
- All standard operational amplifier applications
- Function generators ■ Tone controls
- Power supplies ■ Intrusion alarm systems

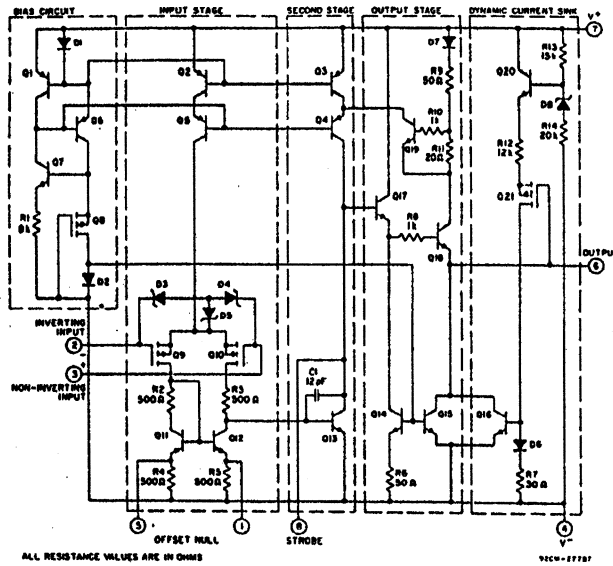


Fig. 1 - Schematic diagram of CA3140 series.

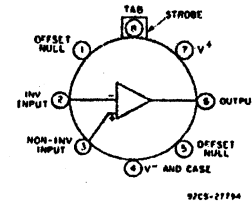


Fig. 2 - Functional diagram of the CA3140 series.

CA3140/ . . . , CA3140A/ . . . , CA3140B/ . . . Types (Cont'd)

MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values:

	CA3140/...	CA3140A/...	CA3140B/...
DC SUPPLY VOLTAGE (BETWEEN V ⁺ AND V ⁻ TERMINALS)	36 V	44 V	44 V
DIFFERENTIAL-MODE INPUT VOLTAGE	± 8 V	± 8 V	± 8 V
COMMON-MODE DC INPUT VOLTAGE	(V ⁺ + 8 V) to (V ⁻ - 0.5 V)		
INPUT-TERMINAL CURRENT	1 mA		
DEVICE DISSIPATION:			
WITHOUT HEAT SINK -			
UP TO 55°C	630 mW		
ABOVE 55°C	Derate linearly 6.67 mW/°C		
WITH HEAT SINK -			
Up to 55°C	1 W		
Above 55°C	Derate linearly 16.7 mW/°C		
TEMPERATURE RANGE:			
OPERATING	-55 to + 125°C		
STORAGE	-65 to + 160°C		
OUTPUT SHORT-CIRCUIT DURATION*	INDEFINITE		
LEAD TEMPERATURE (DURING SOLDERING):			
AT DISTANCE 1/16 ± 1/32 INCH (1.59 ± 0.79 MM)			
FROM CASE FOR 10 SECONDS MAX.	+265°C		

* Short circuit may be applied to ground or to either supply.

Table I - Pre Burn-In and Post Burn-In Electrical Tests and Delta Limits*

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITIONS AT T _A = 25°C V ⁺ = +15 V, V ⁻ = -15 V	LIMITS		UNITS	
			Max	ΔMax		
Input Offset Voltage	V _{IO}		CA3140B	2	±0.5	mV
			CA3140A	5	±1	
			CA3140	15	±2	
Input Offset Current	I _{IO}		CA3140B	10	±2	pA
			CA3140A	20	±4	
			CA3140	30	±6	
Input Bias Current	I _I		CA3140B	30	±10	pA
			CA3140A	40	±10	
			CA3140	50	±10	

* Levels /1 and /2 require pre burn-in electrical and post burn-in electrical tests and delta limits. Level /3 requires pre burn-in electrical tests only. The burn-in and operating life-test circuit is shown in Fig.3.

Table II - Group C Electrical Characteristics Sampling Tests

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITIONS AT T _A = 25°C V ⁺ = +15 V, V ⁻ = -15 V	LIMITS		UNITS	
			Min	Max		
Input Offset Voltage	V _{IO}		CA3140B	-	2	mV
			CA3140A	-	5	
			CA3140	-	15	
Input Offset Current	I _{IO}		CA3140B	-	10	pA
			CA3140A	-	20	
			CA3140	-	30	
Input Bias Current	I _I		CA3140B	-	30	pA
			CA3140A	-	40	
			CA3140	-	50	
Large Signal Voltage Gain	A _{OL}		CA3140B	94	-	dB
			CA3140A	86	-	
			CA3140	86	-	

CA3140/ . . . , CA3140A/ . . . , CA3140B/ . . . Types (Cont'd)

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS V ⁺ = +15 V V ⁻ = -15 V T _A = 25°C	LIMITS			UNITS
		CA3140B	CA3140A	CA3140	
Input Offset Voltage Adjustment Resistor	Typ. Value of Resistor Between Term. 4 and 5 or 4 and 1 to Adjust Max. V _{IO}	43	18	4.7	kΩ
Input Resistance R _I		1.5	1.5	1.5	TΩ
Input Capacitance C _I		4	4	4	pF
Output Resistance R _O		60	60	60	Ω
Equivalent Wideband Input Noise Voltage e _n	BW = 140 kHz R _S = 1 MΩ	48	48	48	μV
Equivalent Input Noise Voltage e _n	f = 1 kHz	40	40	40	nV/√Hz
	f = 10 kHz	12	12	12	
Short-Circuit Current to Opposite Supply Source I _{OM} ⁺ Sink I _{OM} ⁻		40	40	40	mA
		18	18	18	mA
Gain-Bandwidth Product f _T		4.5	4.5	4.5	MHz
Slew Rate SR		9	9	9	V/μs
Sink Current From Terminal 8 To Terminal 4 to Swing Output Low		220	220	220	μA
Transient Response: Rise Time Overshoot	R _L = 2 kΩ C _L = 100 pF	0.08	0.08	0.08	μs
		10	10	10	%
Settling Time at 10 V _{p-p}	1 mV 10 mV	4.5	4.5	4.5	μs
		1.4	1.4	1.4	
	R _L = 2 kΩ C _L = 100 pF Voltage Follower				

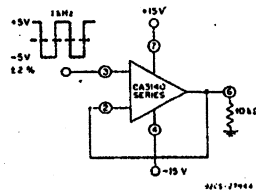


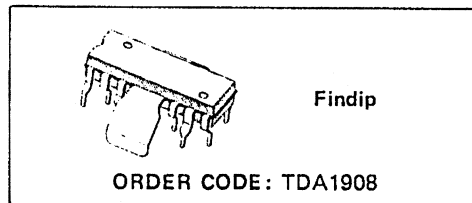
Fig. 3 - Burn-in and life test circuit.

8W AUDIO AMPLIFIER

The TDA1908 is a monolithic integrated circuit in 12 lead quad in-line plastic package intended for low frequency power applications. The mounting is compatible with the old types TBA800, TBA810S, TCA830S and TCA940N. Its main features are:

- flexibility in use with a max output current of 3A and an operating supply voltage range of 4V to 30V;
- protection against chip overtemperature;
- soft limiting in saturation conditions;
- low "switch-on" noise;

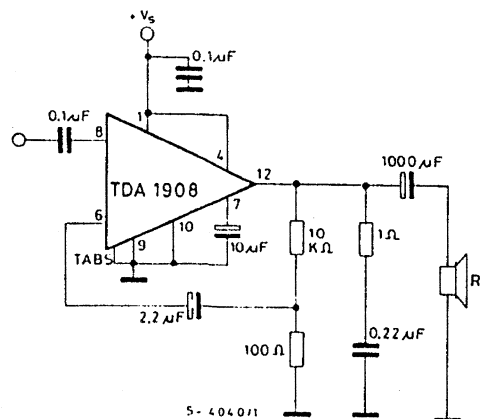
- low number of external components;
- high supply voltage rejection;
- very low noise.



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V_s	Supply voltage	30	V
I_o	Output peak current (non repetitive)	3.5	A
I_o	Output peak current (repetitive)	3	A
P_{tot}	Power dissipation: at $T_{amb} = 80^\circ C$	1	W
	at $T_{amb} = 90^\circ C$	5	W
T_{stg}, T_j	Storage and junction temperature	-40 to 150	$^\circ C$

APPLICATION CIRCUIT



TDA1908

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Parameter	Test condition	Min.	Typ.	Max	Unit
d	Harmonic distortion				
	$f = 1 \text{ KHz}$ $V_s = 9\text{V}$ $R_L = 4\Omega$ $P_o = 50 \text{ mW to } 1.5\text{W}$ $V_s = 18\text{V}$ $R_L = 4\Omega$ $P_o = 50 \text{ mW to } 4\text{W}$ $V_s = 24\text{V}$ $R_L = 16\Omega$ $P_o = 50 \text{ mW to } 3\text{W}$		0.1 0.1 0.1		%
V_i	Input sensitivity		37 52 64 90 110		mV
	$V_s = 9\text{V}$ $R_L = 4\Omega$ $P_o = 2.5\text{W}$ $V_s = 14\text{V}$ $R_L = 4\Omega$ $P_o = 5.5\text{W}$ $V_s = 18\text{V}$ $R_L = 4\Omega$ $P_o = 9\text{W}$ $V_s = 22\text{V}$ $R_L = 8\Omega$ $P_o = 8\text{W}$ $V_s = 24\text{V}$ $R_L = 16\Omega$ $P_o = 5.3\text{W}$				
V_i	Input saturation voltage (rms)	0.8 1.3 1.8 2.4			V
	$V_s = 9\text{V}$ $V_s = 14\text{V}$ $V_s = 18\text{V}$ $V_s = 24\text{V}$				
R_i	Input resistance (pin 8)	60	100		K Ω
I_s	Drain current		570 730 500 310		mA
	$f = 1 \text{ KHz}$ $V_s = 14\text{V}$ $R_L = 4\Omega$ $P_o = 5.5\text{W}$ $V_s = 18\text{V}$ $R_L = 4\Omega$ $P_o = 9\text{W}$ $V_s = 22\text{V}$ $R_L = 8\Omega$ $P_o = 8\text{W}$ $V_s = 24\text{V}$ $R_L = 16\Omega$ $P_o = 5.3\text{W}$				
η	Efficiency		72		%
	$V_s = 18\text{V}$ $R_L = 4\Omega$ $f = 1 \text{ KHz}$ $P_o = 9\text{W}$				
BW	Small signal bandwidth (-3 dB)	40 to 40 000			Hz
G_v	Voltage gain (open loop)		75		dB
	$f = 1 \text{ KHz}$				
G_v	Voltage gain (closed loop)	39.5	40	40.5	dB
	$V_s = 18\text{V}$ $R_L = 4\Omega$ $P_o = 1\text{W}$ $f = 1 \text{ KHz}$				
e_N	Total input noise		1.2 1.3 1.5	4.0	μV
	(*) $R_g = 50\Omega$ $R_g = 1\text{K}\Omega$ $R_g = 10\text{K}\Omega$				
	(***) $R_g = 50\Omega$ $R_g = 1\text{K}\Omega$ $R_g = 10\text{K}\Omega$		2.0 2.0 2.2	6.0	μV
S/N	Signal to noise ratio		92 94		dB
	$V_s = 18\text{V}$ $P_o = 9\text{W}$ $R_L = 4\Omega$ $R_g = 10\text{K}\Omega$ (*) $R_g = 0$				
	$R_g = 10\text{K}\Omega$ (***) $R_g = 0$		88 90		dB
SVR	Supply voltage rejection	40	50		dB
	$V_s = 18\text{V}$ $R_L = 4\Omega$ $f_{\text{ripple}} = 100 \text{ Hz}$ $R_q = 10\text{K}\Omega$				
T_{sd}	Thermal shut-down junction temperature (*)		145		$^{\circ}\text{C}$

Notes:

(*) Weighting filter = curve A.

(***) Filter with noise bandwidth: 22 Hz to 22 KHz.



**LM117M
LM217M
LM317M**

**3-TERMINAL ADJUSTABLE
OUTPUT POSITIVE VOLTAGE REGULATOR**

The LM117M/217M/317M are adjustable 3-terminal positive voltage regulators capable of supplying in excess of 500 mA over an output voltage range of 1.2 V to 37 V. These voltage regulators are exceptionally easy to use and require only two external resistors to set the output voltage. Further, they employ internal current limiting, thermal shutdown and safe area compensation, making them essentially blow-out proof.

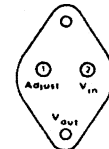
The LM117M series serve a wide variety of applications including local, on card regulation. This device also makes an especially simple adjustable switching regulator, a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment and output, the LM117M series can be used as a precision current regulator.

- Output Current in Excess of 500 mA
- Output Adjustable Between 1.2 V and 37 V
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short-Circuit-Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Floating Operation for High Voltage Applications
- Standard 3-Lead Transistor Packages
- Eliminates Stocking Many Fixed Voltages

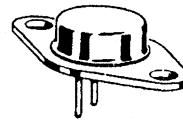
**MEDIUM-CURRENT
3-TERMINAL
ADJUSTABLE POSITIVE
VOLTAGE REGULATOR**

**SILICON MONOLITHIC
INTEGRATED CIRCUIT**

**R SUFFIX
METAL PACKAGE
CASE 80-02
(TO-66 Type)**

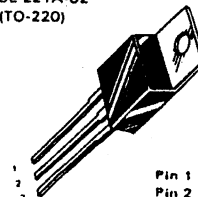


(Bottom View)



Pins 1 and 2 electrically isolated from case.
Case is third electrical connection.

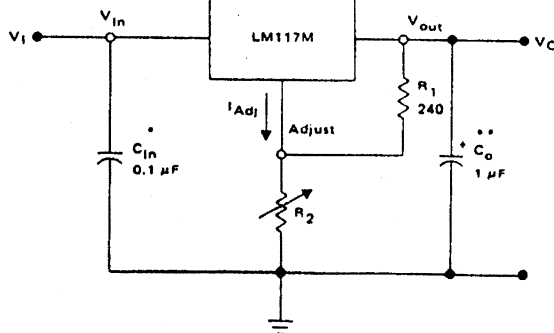
**T SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 221A-02
(TO-220)**



Pin 1 Adjust
Pin 2 V_{out}
Pin 3 V_{in}

Heatsink surface connected
to Pin 2

STANDARD APPLICATION



- C_{in} is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.
- C_o is not needed for stability, however it does improve transient response.

$$V_O = 1.25 V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{adj} R_2$$

Since I_{adj} is controlled to less than 100 μA, the error associated with this term is negligible in most applications

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
LM117MR	T _J = -55°C to +150°C	Metal Power
LM217MR	T _J = -25°C to +150°C	Metal Power
LM317MR	T _J = 0°C to +125°C	Metal Power
LM317MT	T _J = 0°C to +125°C	Plastic Power



MC7800 Series

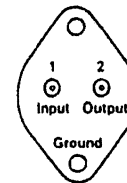
THREE-TERMINAL POSITIVE VOLTAGE REGULATORS

These voltage regulators are monolithic integrated circuits designed as fixed-voltage regulators for a wide variety of applications including local, on-card regulation. These regulators employ internal current limiting, thermal shutdown, and safe-area compensation. With adequate heatsinking they can deliver output currents in excess of 1.0 ampere. Although designed primarily as a fixed voltage regulator, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

- Output Current in Excess of 1.0 Ampere
- No External Components Required
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe-Area Compensation
- Output Voltage Offered in 2% and 4% Tolerance

THREE-TERMINAL POSITIVE FIXED VOLTAGE REGULATORS SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS

K SUFFIX
METAL PACKAGE
CASE 1-03
TO-204AA
(TO-3)

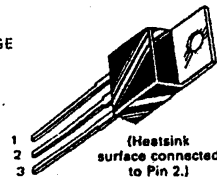


(Bottom View)

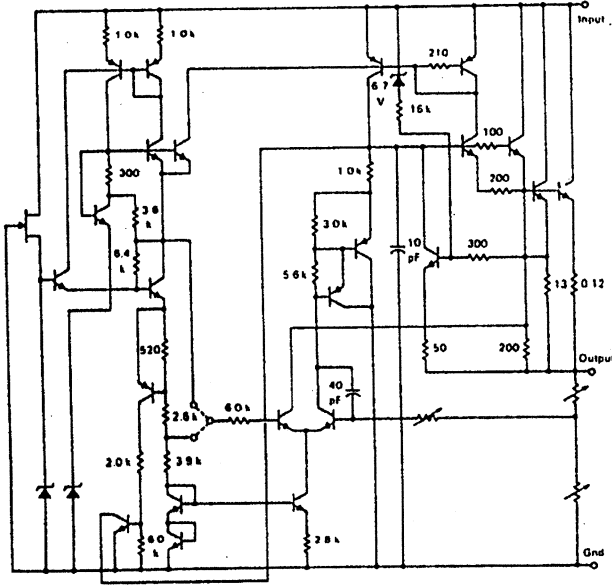
Pins 1 and 2 electrically isolated from case. Case is third electrical connection.

T SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 221A
TO-220AB

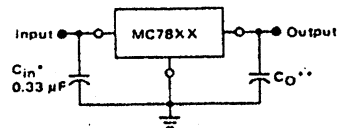
- Pin 1. Input
2. Ground
3. Output



EQUIVALENT SCHEMATIC DIAGRAM



STANDARD APPLICATION



A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain typically 2.0 V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.

XX = these two digits of the type number indicate voltage.

* = C_{in} is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

** = C_0 is not needed for stability; however, it does improve transient response.

XX indicates nominal voltage

ORDERING INFORMATION

Device	Output Voltage Tolerance	Temperature Range	Package
MC78XXK	4%	-55 to +150°C	Metal Power
MC78XXAK	2%		
MC78XXBK	4%	-40 to +125°C	Plastic Power
MC78XXCK	4%	0 to +125°C	
MC78XXACK	2%		
MC78XXCT	4%		
MC78XXACT	2%	-40 to +125°C	
MC78XXBT	4%		

TYPE NO /VOLTAGE

MC7805	5.0 Volts	MC7815	15 Volts
MC7806	6.0 Volts	MC7818	18 Volts
MC7808	8.0 Volts	MC7824	24 Volts
MC7812	12 Volts		

INSTELPOTENTIOMETERS

CERMET INSTELPOTENTIOMETERS

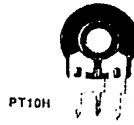
Uitv: CERMET, stofdichte uitvoering
 Merk: PIHER
 Vermogen: 0,5 Watt
 Tolerantie: plm. 20%
 Bedrijfs spanning: max. 200 Volt
 Uitvoering: liggend = PTC-10LV

Elektrische gegevens:
 Belastbaarheid bij 70 gr.C.....max. 0,7 W
 Maximale werkspanning.....DC 250 Volt
 Isolatie weerstand.....> 100 M
 Temperatuurcoëfficiënt... +/- 100 ppm/gr.C
 Tolerantie..... +/- 20 %

Uitvoering: staand = PTC-10LV

245.1100	100 OHM	246.1100	100 OHM
245.1220	220 OHM	246.1220	220 OHM
245.1470	470 OHM	246.1470	470 OHM
245.2100	1K OHM	246.2100	1K OHM
245.2220	2,2K OHM	246.2220	2,2K OHM
245.2470	4,7K OHM	246.2470	4,7K OHM
245.3100	10K OHM	246.3100	10K OHM
245.3220	22K OHM	246.3220	22K OHM
245.3470	47K OHM	246.3470	47K OHM
245.4100	100K OHM	246.4100	100K OHM
245.4220	220K OHM	246.4220	220K OHM
245.4470	470K OHM	246.4470	470K OHM
245.5100	1M OHM	246.5100	1M OHM
245.5220	2,2M OHM	246.5220	2,2M OHM

CERMET



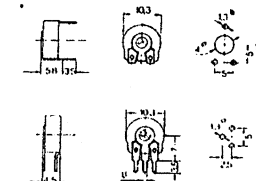
PT10H



PT10V



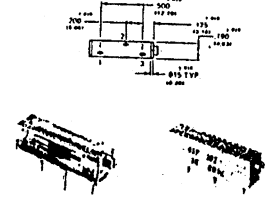
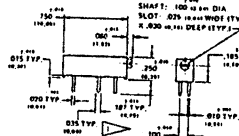
PT10H



INSTELPOTENTIOMETERS MEERSLAGS CERMET

Uitvoering: 20 slags
 Dissipatie: 0,75 Watt
 Tolerantie: 20%

247.0100	10 OHM
247.0220	22 OHM
247.0470	47 OHM
247.1100	100 OHM
247.1220	220 OHM
247.1470	470 OHM
247.2100	1K OHM
247.2220	2K2 OHM
247.2470	4K7 OHM
247.3100	10K OHM
247.3220	22K OHM
247.3470	47K OHM
247.4100	100K OHM
247.4220	220K OHM
247.4470	470K OHM
247.5100	1M OHM
247.5220	2K2 OHM



SPECTROL

SPECIFICATIONS:

ELECTRICAL
 EFFECTIVE ELECTRICAL TRAVEL: 20 turns nominal
 RESISTANCE RANGE: 10 ohms to 2 megohms
 RESISTANCE FREQUENCY: 10^5 cycles/sec to 50%
 IND RESISTANCE: 2 ohms maximum
 TEMPERATURE COEFFICIENT BY RESISTANCE: 100 ppm/°C, 100 ohms to 2 megohms, 100 to 200 ppm/°C, 10 ohms, 20 ohms, and 50 ohms
 POWER RATING: 0,75 watt at 25°C, derated linearly to zero watts at 100°C. Maximum wattage may be increased 40%.
 DIELECTRIC WITHSTANDING: 1000 V AC at 50 Hz, 100 V AC at 5000 Hz, 254000 ohm-cm 2.11
 INSULATION RESISTANCE: 1000 megohms minimum (over 2.11)
 CONTACT RESISTANCE: 20 milliohm max at 25°C, whichever is greater (over 2.11)

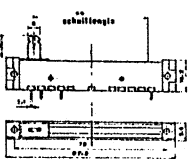
MECHANICAL
 SHAFT: 1/8" dia. optional pins
 OPERATING TORQUE: 10 to 100 gm-cm maximum
 ROTATIONAL LIFE: 200 cycles minimum with 10% torque of design
 WEIGHT: 0,10 gm (0,12 gm maximum)
 RESISTANCE ELEMENT: Cermet

POTENTIOMETERS

SCHUITSCHAKELPOTENTIOMETERS

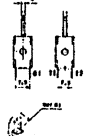
Specificaties: schuift lengte 58mm
 Vermogen: 1 lin. 0,4 Watt, log. 0,2 Watt
 Tolerantie: plm. 20%
 Uitvoering: mono lineair

263.2100	1K OHM
263.2220	2K2 OHM
263.2470	4K7 OHM
263.3100	10K OHM
263.3220	22K OHM
263.3470	47K OHM
263.4100	100K OHM
263.4220	220K OHM
263.4470	470K OHM
263.5100	1M OHM



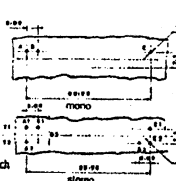
Specificaties: zie boven
 Uitvoering: mono logaritmisch

263.2470	4K7 OHM
263.3100	10K OHM
263.3220	22K OHM
263.3470	47K OHM
263.4100	100K OHM
263.4220	220K OHM
263.4470	470K OHM
263.5100	1M OHM



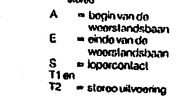
Specificaties: zie boven
 Uitvoering: stereo lineair

264.2470	4K7 OHM
264.3100	10K OHM
264.3220	22K OHM
264.3470	47K OHM
264.4100	100K OHM
264.4220	220K OHM
264.4470	470K OHM



Specificaties: zie boven
 Uitvoering: stereo logaritmisch

265.2470	4K7 OHM
265.3100	10K OHM
265.3220	22K OHM
265.3470	47K OHM
265.4100	100K OHM
265.4220	220K OHM
265.4470	470K OHM



A = begin van de woerstandsbaan
 E = einde van de woerstandsbaan
 S = lopercontact
 T1 en T2 = stereo uitvoering



CI PGST 2.50

ALGEMENE TECHNISCHE GEGEVENS

Schuiflengte: 58 mm
 Vermogen: lineair 0,4W; logaritmisch 0,2W
 Tolerantie: ±20%

BATTERIJEN AKKU

ALKALINE VARTA BATTERIJEN

- Batterijomhul van staal
- hoge betrouwbaarheid
- bestand tegen hoge en lage temperaturen
- levensduur drie tot vijf maal hoger dan een zink/zinkloosbatterij
- reëel bij kortstake inwendige weerstand



599.1000	micro alkaline	LR 20	1.5 Volt	4020
599.1010	halfcel alkaline	LR 14	1.5 Volt	4014
599.1020	positie alkaline	LR 6	1.5 Volt	4006
599.1030	micro alkaline	LR 03	1.5 Volt	4003
599.1040	e-bloek alkaline	G222	9 Volt	4022
599.1050	lady	LR 1	1.5 Volt	4001

VARTA type	Capacity mAh	Nom. Volt. V	Size/Standard	d/A	Dimensions (mm)		Weight g
					D	H	
4001	500	1.5	AA/LR1/AM5	12.0		30.2	11
4003	950	1.5	AAA/LR03/AM4	10.5		44.5	11
4006	9000	1.5	AA/LR6/AM3	14.5		50.5	23
4014	6000	1.5	CA/LR14/AM2	26.2		50.0	64.5
4018	450	6	(7K67)	48.96	35.56	9.09	34
4020	13,000	1.5	D/LR20/AM1	34.9		61.5	127
4022	450	9	LR61/AM6	26.5	17.5	48.5	46
V1500PK I	2,000	1.5	AA/LR6/AM3	14.5		50.5	23
V2400PK I	950	1.5	AAA/LR03/AM4	10.5		44.5	11

*Capacities based on 100h rate about.

AKKU

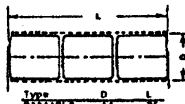
CILINDRISCHE BATTERIJEN 1,25 VOLT, RS TYPE

Voor zeer hoge belastingen, met solderlippen

599.3310	RS1 1,8	1,8 A/hr
599.3320	RS1 1,2	1,2 A/hr
599.3330	RS1 4	4 A/hr
599.3331	RS1 4	4 A/hr
599.3340	RS1 7	7 A/hr
599.3361	RS 1	1 A/hr

RS1 - voor hoge belasting
RS1 - Ideaal, met verhoogd temperatuurbereik

599.3410	100 RST	Voor prijzen, aansluitingen en staafelbatterijen: zie onze prijslijst welke separaat verkrijgbaar is
599.3420	250 RST	
599.3430	500 RST	
599.3440	520 RST	
599.3450	600 RST	
599.3460	750 RST	
599.3470	800 RST	



RS1/2

599.3760	P11AA RS2	Memory akku 3,6 Volt
599.3770	P11AA RS2P	Memory akku 3,6 Volt
599.3810	Safetronic	100 DRD 1,2 Volt
599.3820	Safetronic	2/100 DRD 2,4 Volt
599.3830	Safetronic	3/100 DRD 3,6 Volt
599.3840	Safetronic	4/100 DRD 4,8 Volt

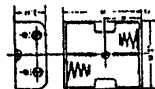
599.3710	Memory pack	100 DRD 1,2 Volt
599.3720	Memory pack	2/100 DRD 2,4 Volt
599.3730	Memory pack	3/100 DRD 3,6 Volt
599.3740	Memory pack	4/100 DRD 4,8 Volt

BATTERIJLEIDERS

599.9101	voor 1 penlite
599.9102	voor 2 penlite
599.9104	voor 4 penlite
599.9106	voor 6 penlite
599.9108	voor 8 penlite
599.9122	voor 2 knoecellen
599.9124	voor 4 knoecellen
599.9122	voor 2 knoecellen
599.9124	voor 4 knoecellen
599.9126	voor 6 knoecellen
599.9128	voor 8 knoecellen

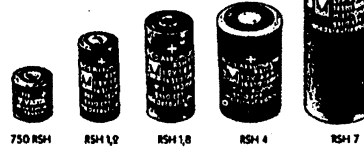
BATTERIJCLIPS

599.9119	9 Volt clip, klein
599.9129	9 Volt clip, groot



Type	Nominal Capacity at 0.2 C ₂₀ /A	Discharge current: 0.2 C ₂₀ /A	Charge current: 10 hours	Weight g	Dimensions (mm)	
					d	H
750RSH	750mAh	150mA	75mA	36	25.3 ^{+0.1}	25 ⁻¹
RS1 1,2	1.2Ah	240mA	120mA	50	23 ⁻¹	42.0 ⁺¹
RS1 1,8	1.8Ah	360mA	180mA	67	26 ⁻¹	49 ⁻¹
RS1 4	4 Ah	800mA	400mA	147	33.5 ⁻¹	61 ⁻¹
RS1 7	7 Ah	1.4A	700mA	237	33.5 ⁻¹	94 ⁻¹
100RST	90mAh	18mA	9mA	8	14.3 ^{+0.1}	16.8 ^{+0.1}
500RST	450mAh	90mA	45mA	24	14.5 ^{+0.1}	49.5 ⁻¹
RST 1,2	1.2Ah	240mA	120mA	50	23 ⁻¹	42.0 ⁻¹
RST 1,8	1.8Ah	360mA	180mA	67	26 ⁻¹	49 ⁻¹
RST 4	4 Ah	800mA	400mA	147	33.5 ⁻¹	61 ⁻¹
RST 6.5	6.5Ah	1.3A	650mA	237	33.5 ⁻¹	94 ⁻¹

Iet batterijen en akku programma van Varta is vele malen groter dan ons voorraadprogramma. Diverse sets kunnen eventueel op bestelling samengesteld worden. Indien u twijfelt over de verkrijgbaarheid van een bepaald type, neemt dan niet contact met ons te maken of onze uitgebreide documentatie in te zien.



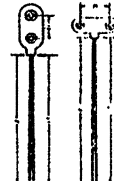
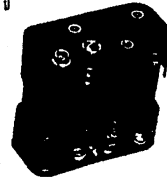
RS1 cilindrische cellen met verschillende capaciteiten

Mempac S, Capacity: 100 mAh

Nom. Voltage V	Length (mm)	Width (mm)	Height W.O. pins	Weight g
1.2	17-0.4	49.4-0.6	10.5 ⁻¹	7
2.4	17-0.4	49.4-0.6	16.0 ⁻¹	15
3.6	22.9-0.4	40.3-0.6	16.0 ⁻¹	21
4.8	30.0-0.3	40.6-0.3	16.0 ⁻¹	26

Safetronic, Capacity: 100 mAh

Nom. Voltage V	Length (mm)	Width (mm)	Height W.O. pins	Weight g
1.2	69.5-0.3	10.0-0.3	16.0 ^{+0.1}	9
2.4	69.5-0.3	10.0-0.3	19.0 ^{-0.1}	14
3.6	30.5-0.3	23.5-0.3	19.0 ^{+0.1}	22
4.8	30.5-0.3	29.0-0.3	19.0 ^{+0.1}	28



DRAAD-KABEL

COAXIALE

60/75 GHz dik mantel
597.5000 kleur wit per meter
597.5001 idm per 100 meter

60/75 GHz dik wit koper
597.5010 of verillverd per meter
597.5011 idm per 100 meter

60/75 GHz 7mm
597.5020 dubbel afgeschermd (folie en mantel) per meter
597.5021 idm per 200 meter

53 GHz RG 58U materiaal: polyethyleen
597.5030 zwart, diam.: 2,35 per meter
597.5031 idm per 100 meter

53 GHz RG 8U
597.5040 zwart per meter
597.5041 idm per 100 meter

53 GHz RG 213U materiaal: polyethyleen
597.5050 zwart, diam.: 7,25 per meter
597.5051 idm per 100 meter

60/75 GHz H 43
597.5060 zwart per meter
597.5061 idm per 100 meter

60/75 GHz RG 59 materiaal: polyethyleen
597.5070 zwart, diam.: 3,70 per meter
597.5071 idm per 100 meter

DRAAD-KABEL

2 ADERIG

Type: NY 110
kern: 2 x 0,14mm
2 aderig totaal afgeschermd kabel
597.3250 kleur: grijs per meter
597.3251 idm per 100 meter

PICK UP STROOK

Type: NY 122
kern: 2 x 0,08mm
individueel afgeschermd 'tweeling' strook
597.3230 kleur: grijs per meter
597.3231 idm per 100 meter

Type: W4
kern: 2 x 0,05mm
specialstrook voor minicoördinatelefoons
597.3210 kleur: zwart per meter
597.3211 idm per 100 meter

MOCHTELSTROOK

Type: NY 127
kern: 4 x 0,08mm
4 aderig individueel afgeschermd kabel, stereofoon
597.3240 kleur: grijs rond per meter
597.3241 idm per 100 meter
597.3220 kleur: zwart plat
597.3221 idm per 100 meter

TELEFOONKABEL AFGESCHERMD

kern: soepel blank koper 0,14mm
mantel: PVC
afscherming: gewichten uit koperdraad vertind, 80% afscherming
kleur: PTT grijs
aderekenen: volgens DIN norm 47100
temp. bereik: van -5 tot + 40 C
aderveerstand: 0,2 Ohm/m max.
bedrijfs spanning: 250 Volt

6 ADERIG
597.3310 6 aderig totaal afgeschermd soepel kabel diameter: 5,0mm per meter
597.3311 idm per 100 meter

7 ADERIG
597.3320 7 aderig totaal afgeschermd soepel kabel diameter: 5,5mm per meter
597.3321 idm per 100 meter

8 ADERIG
597.3330 8 aderig totaal afgeschermd soepel kabel diameter: 6,0mm per meter
597.3331 idm per 100 meter

10 ADERIG

597.3340 10 aderig totaal afgeschermd soepel kabel diameter: 6,3mm per meter
597.3341 idm per 100 meter

12 ADERIG
597.3350 12 aderig totaal afgeschermd soepel kabel diameter: 6,6mm per meter
597.3351 idm per 100 meter

14 ADERIG
597.3360 14 aderig totaal afgeschermd soepel kabel diameter: 7,1mm per meter
597.3361 idm per 100 meter

16 ADERIG
597.3370 16 aderig totaal afgeschermd soepel kabel diameter: 7,4mm per meter
597.3371 idm per 100 meter

20 ADERIG
597.3380 20 aderig totaal afgeschermd soepel kabel diameter: 7,8mm per meter
597.3381 idm per 100 meter

24 ADERIG
597.3390 24 aderig totaal afgeschermd soepel kabel diameter: 8,2mm per meter
597.3391 idm per 100 meter

DIVERSE AFGESCHERMD KABEL
597.3410 12 ADERIG, rond individueel per ader afgesch. per meter
597.3420 18 ADERIG, rond per paar afgeschermd per meter

597.3430 20 ADERIG, rond totaal afgeschermd per meter

597.3440 25 ADERIG, rond per paar afgesch. per meter

597.3450 25 ADERIG, totaal afgeschermd per meter

597.3460 37 ADERIG, rond totaal afgeschermd per meter

597.3470 38 ADERIG, rond totaal afgeschermd per meter

597.3480 40 ADERIG, rond totaal afgeschermd per meter

597.3490 58 ADERIG, rond totaal afgeschermd per meter
* volgens de voorraad strekt.

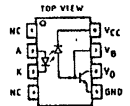
597.3500 8 aderig, individueel afgeschermd kabel diameter 7,0mm per meter
597.3501 idm per 100 meter

OPTO

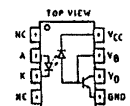
OPTOCOUPERS

145.0300	ONY 21	optocoupler
145.0310	ONY 36	lichtonderbreker
145.0320	ONY 37	lichtonderbreker
145.0322	ONY 38	optocoupler
145.0330	ONY 70	reflektiesensor
145.0410	IL 74	= 4N27 opto coupler
145.0420	ILD 74	2 voadige optocoupler
145.0430	ILQ 74	4 voadige optocoupler
145.0510	4N26	optocoupler
145.0520	4N27	optocoupler
145.0530	4N35	optocoupler
145.0550	6N135	optocoupler
145.0560	6N136	optocoupler
145.0570	6N137	optocoupler
145.0580	6N138	optocoupler
145.0590	6N139	optocoupler
145.0610	OPT 1264B	optocoupler
145.0710	TIL 111	optocoupler
145.0720	TIL 112	optocoupler
145.0730	TIL 113	optocoupler
135.0750	TIL 139	optocoupler
145.0810	MCA 255	optocoupler
145.0850	MCS 2400	photo ser opto isolator
145.0890	MOC 3020	optocoupler
145.0910	U 102P	optointerruptor
145.0920	U 123P	fotoimpulsverstreker

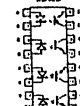
6N 135



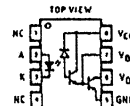
6N 136



ILQ 74



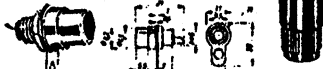
6N 139



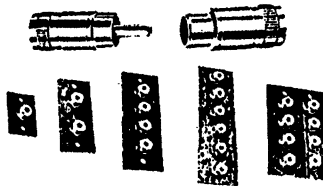
STEKERMATERIAAL

TULPMATERIAAL KROM OF ROZ

- 515.1001 tulp plug rood plastic solder
- 515.1002 tulp plug zwart plastic solder
- 515.1003 tulp plug groen plastic solder
- 515.1004 tulp plug wit plastic solder
- 515.1005 tulp plug blauw plastic solder
- 515.1006 tulp plug geel plastic solder
- 515.1001 tulp centra plug rood plastic solder
- 515.1002 tulp centra plug zwart plastic solder
- 515.1101 tulp plug rood plastic haken schroef
- 515.1102 tulp plug zwart plastic haken schroef



- 515.1110 tulp plug metaal
- 515.1200 tulp centra plug metaal
- 515.1300 tulp chassisluchtel metaal enkelvoudig
- 515.1310 tulp chassisluchtel metaal enkelvoudig op plaatje
- 515.1320 tulp chassisluchtel 2-voudig op plaatje
- 515.1340 tulp chassisluchtel 4-voudig op plaatje
- 515.1360 tulp chassisluchtel 8-voudig op plaatje
- 515.1380 tulp chassisluchtel 8-voudig op plaatje

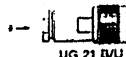


STEKERMATERIAAL

N serie

SPECIFICATIES:
 merk: GREEPWA
 max. verloopspanning: 1000 V
 test voltage : 2500 V
 toegenomen temp. gebied: -55 tot + 150 graden Celsius
 impedantie : 50 OHM

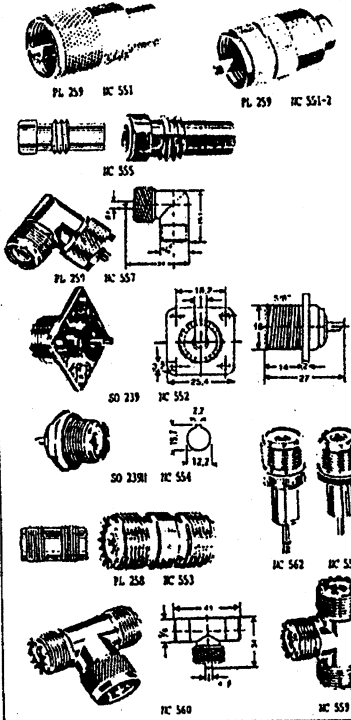
- 521.1210 N chassisluchtel 1 gata montage
- 521.1100 UG 21 B/U N plug
- 521.1101 N plug crimp
- 521.1200 UG 23 B/U N centra plug
- 521.1300 UG 28 B/U N chassisluchtel 4 gata
- 521.1400 UG 57 B/U N koppelstuk male - male
- 521.1500 UG 29 B/U N koppelstuk female - female
- 521.1920 UG 21 A/U N female - UHF male
- 521.1930 UG 1400 N male - UHF female
- 521.1940 UG 107B/U N T-stuk male - female - female



Met een verloop van 0,5 m en een
 diameter van 1,5 mm. Het
 is mogelijk om de diameter van de
 kabel te variëren. Het is mogelijk
 om de lengte van de kabel te
 variëren. Het is mogelijk om de
 diameter van de kabel te variëren.
 Het is mogelijk om de lengte van de
 kabel te variëren. Het is mogelijk
 om de diameter van de kabel te
 variëren. Het is mogelijk om de
 lengte van de kabel te variëren.

UHF serie

- 521.0100 PL 259 NC 551 UHF plug 9 mm
- 521.0101 PL 259 NC 551-2 UHF plug 6 mm
- 521.0300 NC 555 Adapter voor NG 58/U kabel
- 521.0102 PL 259 NC 557 UHF plug haak
- 521.0300 SO 239 NC 552 UHF chassisluchtel 4 gata
- 521.0301 SO 239B NC 554 UHF chassisluchtel 1 gata
- 521.0910 NC 565 UHF doorkoppeling met 2 hoekpoorten
- 521.0902 PL 258 NC 553 UHF koppelstuk
- 521.0903 NC 568 UHF hoek verloop male - female
- 521.0904 NC 560 UHF T-stuk female - 2x female
- 521.0905 NC 563 UHF T-adapter 2x female
- 521.0906 NC 563 UHF hoek 2x male
- 521.0907 NC 557 UHF verloop naar antenne plug
- 521.0908 NC 562 UHF verloop naar 3,5mm plug
- 521.0909 UHF plug naar tulp centra



STEKERMATERIAAL

SPECIFICATIES INC

BNC 50/75 Ω

merk: GREEPWA
 max. verloopspanning: 500 V
 test voltage : 2000 V
 toegenomen temp. gebied: -55 tot + 150 graden Celsius
 impedantie : 50 OHM en 75 OHM

- 520.0955 637243 NC centra plug 6mm crimp
- 520.0956 35902 NC plug haak
- 520.0100 UG 44/U nr. 35001-10 NC plug 50 OHM
- 520.0101 UG 266/U nr. 35048-25 NC plug 75 OHM
- 520.0102 UG 1785/U nr. 35141-0-10 NC plug crimp 50 OHM
- 520.0103 UG 1789/U nr. 637241/225 NC plug crimp 75 OHM
- 520.0104 nr. 631341/225 NC / 50Ω 50 OHM
- 520.0200 UG 09C/U NC centra plug 50 OHM
- 520.0300 UG 1894/U nr. 35144 NC chassis 1 gata 50 OHM
- 520.0301 UG 574/U nr. 35246 NC chassis 1 gata 75 OHM
- 520.0302 UG 2907 nr. 35048 NC chassis 4 gata 50 OHM
- 520.0900 UG 4910/U nr. 35012 NC koppelstuk male - male 50 OHM
- 520.0905 UG 9140/U nr. 35014 NC koppelstuk female - female 50 OHM
- 520.0910 UG 3008/U nr. 35020 NC koppelstuk haak male - female
- 520.0915 UG 2740/U nr. 35031 NC T-adapter fem - fem - male
- 520.0920 UG 255/U nr. 50000 NC male - UHF 50 OHM
- 520.0925 UG 2713/U nr. 50007 NC female - UHF male 50 OHM
- 520.0930 nr. 00046 NC male - 2 x broncentra
- 520.0935 nr. 00044 NC female - 2 x broncentra
- 520.0940 UG 3418/U nr. 50004 NC male - H female 50 OHM
- 520.0945 UG 2016/U nr. 50020 NC female - H male 50 OHM
- 520.0948 Verloop tulp male naar NC centra
- 520.0970 Verloop tulp female naar NC male
- 520.0990 nr. 35101503 solderlippen



3,5 mm MINIATUURTYPEN

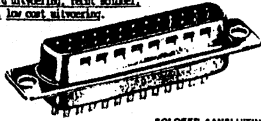
- 3,5mm**
- 513.3100 3,5mm plug plastic
- 513.3110 3,5mm plug metaal
- 513.3200 3,5mm centra plug plastic
- 523.3210 3,5mm centra plug metaal
- 513.3300 3,5mm chassisluchtel open metaal
- 513.3310 3,5mm chassisluchtel geïsoleerd op schak. plastic
- 513.3320 3,5mm chassisluchtel geïsol. op schak. plastic PCB/DM
- 3,5mm STERED**
- 513.4100 3,5mm plug plastic stereo
- 513.4110 3,5mm plug metaal stereo
- 513.4300 3,5mm chassisluchtel metaal stereo
- 513.4310 3,5mm chassisluchtel plastic stereo op schak.



CONNECTOREN

DEURWAZEREN
 Maximale stroomsterkte: 5 Amp per contact
 Maximale verloopspanning: 750 VDC
 Maximale overgangsvoerstand: < 5 milliohm
 Isolatievoerstand minimaal > 100 Megohm

Standard uitvoering, recht solder,
 verguld, low cost uitvoering.



SOLDER-AANSLUITING

- S34.1009 9 polig male
- S34.1015 15 polig male
- S34.1019 19 polig male
- S34.1023 23 polig male
- S34.1025 25 polig male
- S34.1037 37 polig male
- S34.1050 50 polig male

- S34.1109 9 polig female
- S34.1115 15 polig female
- S34.1119 19 polig female
- S34.1123 23 polig female
- S34.1125 25 polig female
- S34.1137 37 polig female
- S34.1150 50 polig female

Standard uitvoering, recht solder,
 verguld met gedraaide contacten

- S34.2009 9 polig male
- S34.2015 15 polig male
- S34.2025 25 polig male
- S34.2037 37 polig male
- S34.2050 50 polig male

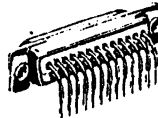
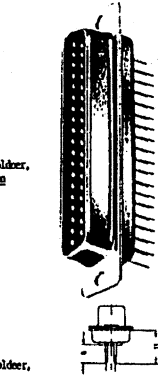
- S34.2109 9 polig female
- S34.2115 15 polig female
- S34.2125 25 polig female
- S34.2137 37 polig female
- S34.2150 50 polig female

Standard uitvoering, hakje solder,
 met gedraaide contacten

- S34.3009 9 polig male
- S34.3015 15 polig male
- S34.3025 25 polig male
- S34.3037 37 polig male
- S34.3050 50 polig male

- S34.3109 9 polig female
- S34.3115 15 polig female
- S34.3125 25 polig female
- S34.3137 37 polig female
- S34.3150 50 polig female

Voor prijzen, aanbiedingen
 en staffelkortingen, zie
 onze prijslijst welke
 separaat verkrijgbaar is



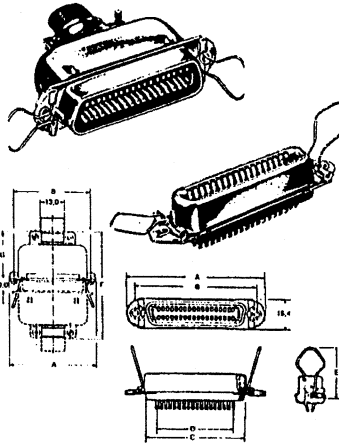
MICRO RIBBEN (CENTRONICS) MET HUIS SOLDEER UITVOERING

rechte kabelvoer,
 contacten : brons, verguld
 contactbelasting: 5 amp.
 max. spanning : 500 volt eff.
 werkt temperatuur : - 55 C tot + 125
 behuizing : verchroomd staal

- S35.2014 14 polig male met huis
- S35.2024 24 polig male met huis
- S35.2036 36 polig male met huis
- S35.2050 50 polig male met huis

- S35.2114 14 polig female met huis
- S35.2124 24 polig female met huis
- S35.2136 36 polig female met huis
- S35.2150 50 polig female met huis

afmetingen					
	A	B	C	D	E
14	38	40	22	23	0
24	49	40	21	28	11
36	62	41	23	32	13
50	76	44	25	35	13



MICRO RIBBEN GRASSIE FEMLE

afmetingen
 A B C D E

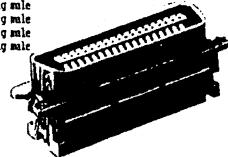
CONNECTOREN

MICRO RIBBEN KROONSTUREN

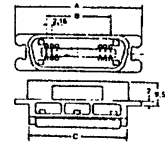
FLATCABLE uitvoering

Centronics

- S35.1014 14 polig male
- S35.1024 24 polig male
- S35.1036 36 polig male
- S35.1050 50 polig male



Als een artikel op welke
 reden dan ook niet
 leverbaar is, leveren wij
 eenzelfde artikel van een
 ander fabrikaat. Gebruge
 afwijkingen in
 specificatie, matvoering
 en prijs zijn mogelijk.



- S35.1136 36 polig female
- S35.1150 50 polig female

Centronics

