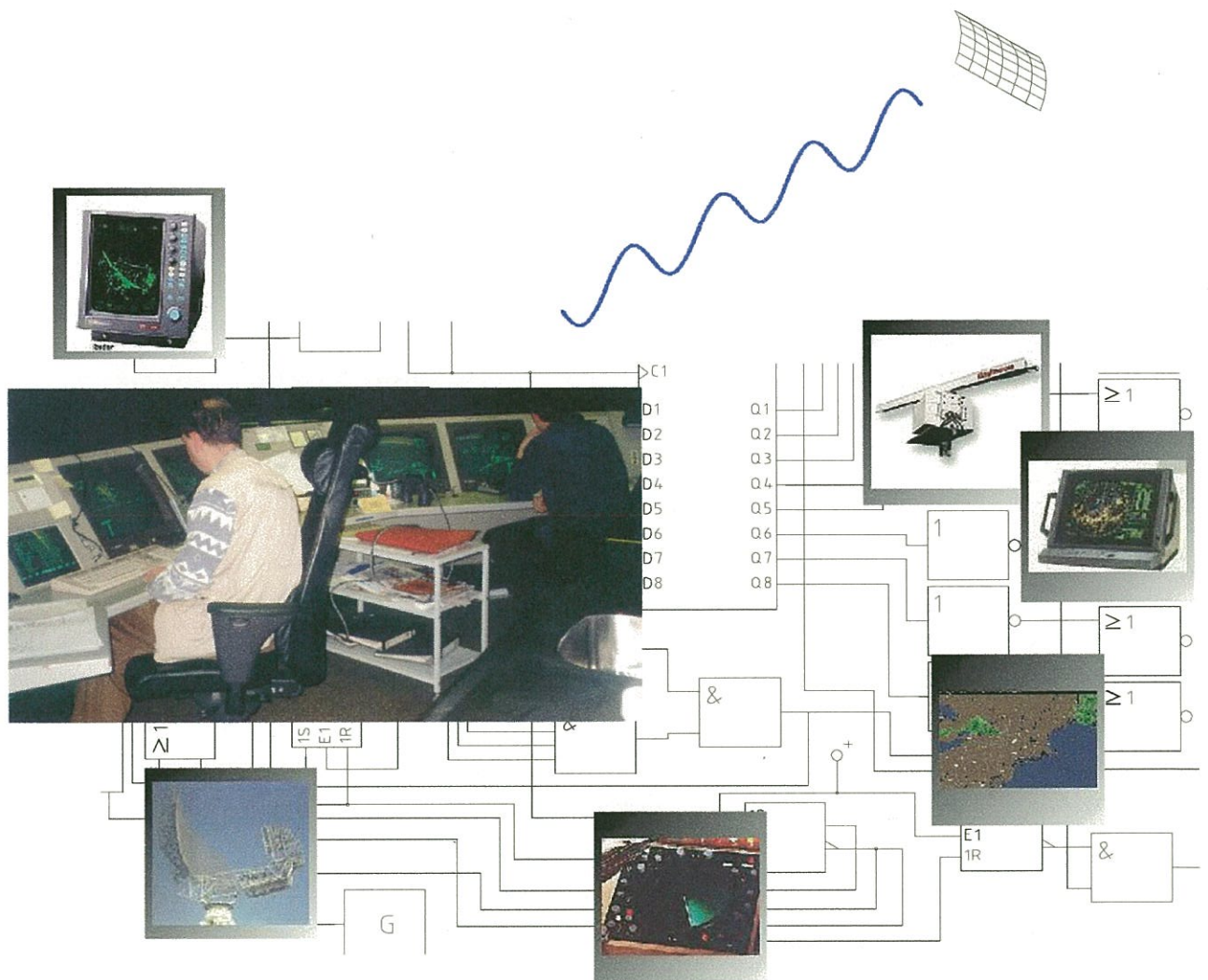


RADAR

Principe en werking

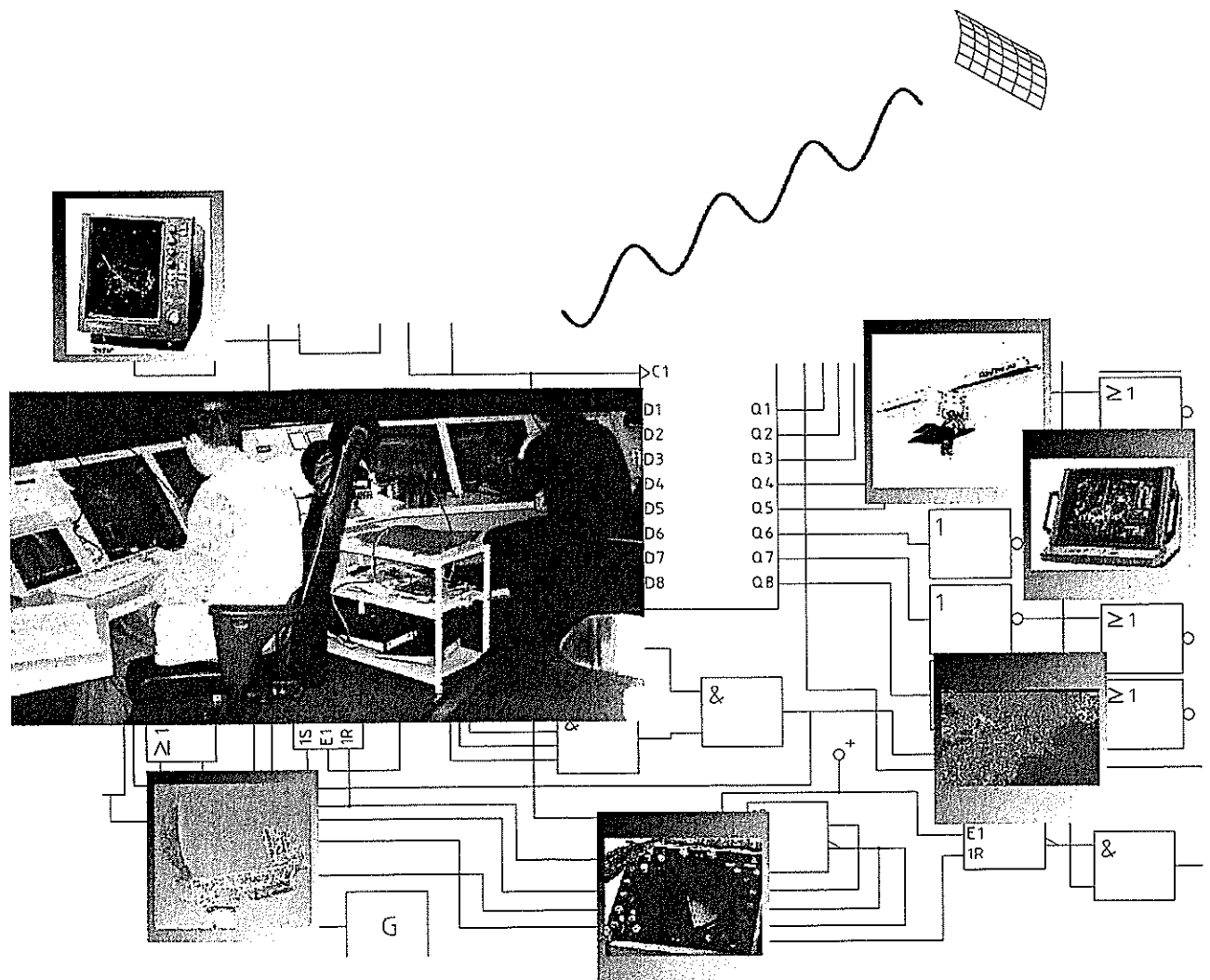


VTI Torhout
Mevrouw Degryse
1999-2000

Jonas Anrijs
Tom Deros
Jonas Missiaen
Gerd Vermont

RADAR

Principe en werking



VTI Torhout
Mevrouw Degryse
1999-2000

Jonas Anrijs
Tom Derous
Jonas Missiaen
Gerd Vermont

Woord vooraf

Het was voor ons nieuw om een werk als dit te maken. We hebben bij het tot stand brengen van dit werk dan ook een reeks extra ervaringen opgedaan. Deze ervaringen zullen in onze verdere studies en leven zeker nog van pas komen. We leerden onder andere hoe je eindwerk opmaakt, de leerstof toepassen en uitbreiden.

Bij het tot stand brengen van dit werk kregen wij de hulp van een aantal leerkrachten die ons begeleid hebben en bijgestuurd waar dat nodig was. We danken daarbij mevrouw Degryse, de heer Verhaeghe en de heer Deschepper voor de begeleiding, de heer Cornil voor het Nederlands en de tips bij de opmaak en de school voor het gebruik van de infrastructuur. De leraars elektriciteit-electronica zijn we dankbaar voor de nuttige tips en het gebruik van hun labolokalen. Verder danken we nog mevrouw Rozemarie Plyson en de heer Mark Vanhoren voor het bezoek dat we aan radartoren van Zeebrugge gebracht hebben.

1. Inleiding	1
2. Basisprincipe	2
2.1. Algemene werking	2
2.2. Geschiedenis van de radar	2
2.3. Voorbeelden in de natuur	3
2.4. Moderne technieken en toepassingen van de radar.	4
2.4.1. Verkeersradar	4
2.4.2. SAR (Synthetic Aperture Radar)	5
2.5. Verslag over het bezoek van de radar van Zeebrugge	9
3. Golven en trillingen	12
3.1. Wat is een trilling	12
3.2. Golfbeweging	13
3.3. Soorten golven	15
3.4. Enkele begrippen	19
4. Het zend- en ontvangstgedeelte van een radar	25
4.1. De transistor	27
4.1.1. Opbouw en werking transistor	27
4.1.2. Codering transistoren	29
4.1.3. Fundamentele transistorschakelingen	29
4.1.4. Stroomversterking in GES	30
4.2. Statische transistorkarakteristieken	31
4.2.1. De uitgangskarakteristiek	31
4.2.2. De ingangskarakteristiek	33
4.2.3. De transfertkarakteristiek	34
4.2.4. De terugwerkingskarakteristiek	35
4.3. Dynamische transistorkarakteristieken	36
4.3.1. Belastinglijn uitgangsketen	36
4.3.2. Belastinglijn ingangsketen	37
4.3.3. Dynamische transfertkarakteristiek	38
4.4. Polarisation en stabilisatie van een transistor in een GES	39
4.4.1. Klasse instelling	39
4.4.2. Polarisatiemethodes	40
4.4.3. Stabiliteit van een schakeling	43
4.4.4. Stabilisatiemethodes	44
4.5. Transistor in wisselspanningversterkerschakelingen	54
4.5.1. Signaalvervangingschema met h-parameters	55
4.5.2. Signaalvervangingschema met y-parameters	62

4.6. Oscillatoren	64
4.6.1. Principiële werking	64
4.6.2. Oscillator met afgestemde collectorketen	65
4.6.3. De colpitts-oscillator (capacitieve driepuntsoscillator)	67
4.6.4. De Hartley oscillator (inductieve driepuntsoscillator)	70
4.6.5. De Clapp oscillator	72
4.6.6. Kristaloscillatoren	74
4.7. Digitale oscillator	75
4.8. Ontwerp van de schakelingen	79
4.8.1. Versterker I	79
4.8.2. Versterker II	96
4.9. Labometingen	97
4.9.1. Versterker I	97
4.9.2. Versterker II	108
4.9.3. Meting op de transducers	108
5. Gegevens verwerking	109
5.1. Afstandsbepaling	109
5.2. Snelheidsbepaling	109
5.3. Richtingsbepaling	110
5.4. Hoogtebepaling	110
5.5. Bereik radar	111
5.5.1. impulsduur, frequentie van de impulsen	111
5.5.2. Gevoeligheid ontvanger	112
5.5.3. Horizon, hoogte van de antenne en van het te detecteren voorwerp	112
5.5.4. Totaal bereik	112
6. Analoge gegevensverwerking	113
7. Digitale verwerking	116
7.1. afstandsmeting	116
7.2. Hoekmeting	121
7.2.1. Met behulp van een stappenmotor	121
7.2.2. Met behulp van het toerental	124
7.2.3. Met behulp van sensoren	124
7.3. Snelheidsbepaling	124
7.4. Labo metingen voor de uitvoering van de afstandsbepaling	128
7.4.1. Meting op de Schmitt-trigger	128
7.4.2. Meting op de Octal D-fliplop	130
7.4.3. Meting op de EN-poort	131
7.4.4. Meting op de RS-flipflop	132
7.4.5. Meting op de 8-voudige NAND-poort	133
7.4.6. Meting op de astabiele multivibrator	135
8. Besluit	137

I. Inleiding

Hoe werkt radar ? Wat doet een radar ? Hoe maak je een radar ? Dit zijn de verschillende vragen waarop wij in dit werk een antwoord zullen proberen op te geven. Het is belangrijk om te weten dat de radartechnieken zeer snel ontwikkelen door de grote militaire interesse. Er bestaan vandaag reeds zeer ingewikkelde technieken die wij in dit werk niet uitgebreid zullen bespreken. We vonden het belangrijker om een eenvoudigere vorm van radar uitgebreid aan bod te laten komen. Dit omdat zeker niet alle mogelijkheden van deze techniek al uitgewerkt werden of op de markt verschenen.

We zullen het algemene principe uitleggen. De verschillende onderdelen van een radarinstallatie worden uitgebreid bestudeerd tot op het niveau van de analoge elektronica.

Verder bestuderen we de golven die kunnen gebruikt worden.

We leggen uit hoe we de omgeving op een scherm kunnen brengen. En we onderzoeken hoe we de resultaten digitaal kunnen uitvoeren naar een PC of een andere verwerkingseenheid. En van de moderne ontwikkelingen en technieken lichten wij het topje van de sluier op.

Basisprincipe

2.1. Algemene werking

Het hoofddoel van een radar (= RAdio Detection And Ranging) is het opsporen van voorwerpen. Met het opsporen bedoelt men het bepalen van de exacte positie en bewegingszin van datzelfde voorwerp t.o.v. de radarinstallatie. Het voorwerp moet iets zijn dat verschilt van de omgeving waar het zich bevindt.

Dit opsporen gebeurt met behulp van golven. Een golf is een trilling in de plaats en in de tijd. Een golfbeweging is een trilling die zich met een bepaalde snelheid voortbeweegt.

Vanuit een bron wordt een golf uitgezonden. Als deze golf tegen een voorwerp botst wordt een gedeelte van die golf teruggekaatst (een deel gaat verloren door diffusie). Nu is het mogelijk om die teruggekaatste golf (echo) op te vangen en te detecteren. Daar de golfsnelheid bekend is kunnen we uit het tijdsverschil tussen het uitzenden en het terug opvangen van de golf de afstand tot dat voorwerp berekenen. Dit tijdsverschil kan, zeker bij een radar die met elektromagnetische golven werkt, niet met gewone klokken gemeten worden daar het over enorm kleine tijdsintervallen gaat (microseconden). Dit komt door de hoge voortplantingssnelheid van de golf (300 000 km/s). Als men geluidsgolven (in lucht: 340 m/s) gebruikt kan men eventueel digitale systemen aanwenden om het tijdsverschil te meten.

2.2. Geschiedenis van de radar

Het basisprincipe van de radar werd al in 1871 door Maxwell geformuleerd. Het heeft echter tot 1940 geduurd voordat de door hem voorspelde voortplanting van elektromagnetische golven in golfpijpen werd gerealiseerd. Het werk van Maxwell werd echter wel al omstreeks 1888 bevestigd met behulp van zeer primitieve middelen zoals vonkzenders. Alle verschijnselen die in de moderne radartechniek een rol spelen zoals de bundeling van elektromagnetische energie, de terugkaatsing op geleidende oppervlakken, de breking in doorzichtige media en zelfs de voortplanting door niet-geleiders, werden experimenteel bevestigd.

In 1935 begint de radar zich wat aarzelend te ontwikkelen. Het enorme militaire belang ervan had tot gevolg dat verschillende landen hun eigen systeem ontwikkelden. Dit leidde tot een aanvankelijk trage vooruitgang. Na de grote scheepsramp van de Titanic in 1912 begon men te zoeken naar methodes om de aanwezigheid om ijsbergen te signaleren van op afstand. Maar aangezien er nog geen hoogfrequentiegeneratoren waren ging ook deze ontwikkeling zeer traag. Omstreeks 1936 werd een eerste primitief apparaat in gebruik genomen.

De oorlogsdreiging in 1939 zorgde voor grote vooruitgang. Met een radar was het mogelijk om ook in de duisternis vliegtuigen op te sporen van op een afstand.

De radar installaties werden reeds gebruikt voor het afweringsgeschut.

In een zevental jaar ontwikkelde de radar zich van een primitief toestel tot een geperfectioneerd apparaat. Intussen werd onder druk van de oorlog het speurwerk koortsachtig voortgezet. In Birmingham werd in 1940 een buis ontwikkeld waarmee men hoogfrequente golven kon uitzenden. Door het gebruik hiervan kon men scherpere bundels opwekken met kleinere antennes. Hierdoor kreeg men een gedetailleerder beeld van de omgeving en werden de radarinstallaties vooral in schepen en vliegtuigen lichter en compacter. De toepassing van radar aan boord van vliegtuigen betekende een stopzetting van de duikbotenoorlog. Het werd een echte radaroorlog waarbij men zijn eigen radar probeerde te verbeteren en aan de radar van de vijand te ontsnappen.

In Duitsland stond men echter veel verder met microgolven, alleen maakten de wetenschappers de fout deze niet in gebruik te nemen.

In 1943 kregen de Duitsers een Engelse radar in handen, het was toen echter te laat om te beginnen met de productie van kortegolfradars.

Na de tweede wereldoorlog ging de ontwikkeling wat trager. In *bepaalde landen* werd de ontwikkeling ervan verboden. Er werd vooral gezocht naar scheepsradars. Ook de vliegtuigradars werden sterk geperfectioneerd, evenals de vliegveldradar voor luchtvaartregeling en blindlanding.

Onder druk van de slechter wordende politieke verhoudingen tussen de grootmachten werd de ontwikkeling van de militaire radar versneld en tentoongespreid. Hierbij vallen de 3D-radars en de ruimteradars op. Met deze ruimteradars heeft men al heel wat planeten en manen geregistreerd.

Ondertussen hebben de diode en transistors zich verder ontwikkeld tot IC's en microchips en staat de weg open voor een digitale verwerking. Dit verhoogt de toepassingsmogelijkheden enorm.

2.3. Voorbeelden in de natuur

In de natuur wordt het radarprincipe door vleermuizen en dolfijnen gebruikt. Vleermuizen gebruiken ultrasone geluidsgolven om hun prooien en eventuele hindernissen te detecteren. Hiermee kunnen ze meten hoever dat voorwerp zich van hen bevindt en wat voor stof het is (zacht of hard). Sommige nachtvlinders gebruiken ditzelfde principe om aan de vleermuizen te ontsnappen.

2.4. Moderne technieken en toepassingen van de radar.

Radarsystemen hebben tegenwoordig zeer veel toepassingen. Er zijn twee grote groepen van radars op de markt: de ene groep werkt met geluidsgolven (meestal ultrasoon) en de andere werkt met elektromagnetische golven. Geluidsgolven worden gebruikt bij een klein bereik, omdat ze gemakkelijk op te wekken zijn. Elektromagnetische golven worden gebruikt indien een groot bereik vereist is. Belangrijk is ook dat elektromagnetische golven geen middenstof vereisen, maar geluidsgolven wel.

Men gebruikt de radar om bewegingen te detecteren m.b.v. bewegingssensoren. Deze sensoren worden gebruikt om lichten, deuren of eventueel een inbraakalarm te bedienen.

De radar wordt ook door de politiediensten gebruikt om snelheidscontroles uit te voeren.

Een handig snuffje is ook de parkeerradar die ons waarschuwt als we te dicht bij een ander voertuig komen.

In de scheepvaart worden geluidsgolven gebruikt om een bodemprofiel van zeeën, meren en rivieren op te maken.

De meest algemene toepassing is nog altijd het detecteren van (bewegende) voorwerpen in de lucht, op de zee en op het land (scheepsradar, vliegtuigradar, grondradar).

Een netwerk van grondradars: CANAC (Computer Assisted National Air traffic Control center) zorgt voor de controle en coördinatie van onze luchtwegen.

2.4.1. Verkeersradar

De verkeersradar wordt gebruikt om de snelheid van voertuigen te meten. Dit gebeurt met behulp van het dopplereffect (zie hoofdstuk 5.2). In tegenstelling tot de gewone radar gebruikt de verkeersradar een constante straal en draait hij niet rond. Dit heeft tot gevolg dat een verkeersradar meerdere objecten niet kan onderscheiden. Het gebied dat door de radar bewaakt wordt, is beperkt in twee richtingen (de rijrichtingen van de weg). De constante straal van de verkeersradar gedraagt zich als een zoeklicht, zowel in zijn vorm als in zijn werkingsprincipe. Dit is zo omdat microgolven zich als lichtstralen gedragen. Het grote verschil met licht is dat microgolven niet zichtbaar zijn omdat de frequentie lager is.

De verkeersradar meet de snelheid van een voertuig met de reflecties die hij ontvangt. Hij vergelijkt de veranderde frequentie van de reflectie met de uitgezonden frequentie en uit het verschil berekent hij de snelheid.

Doordat de verkeersradar een beperkt vermogen heeft, is zijn bereik ook beperkt. Zijn bereik is ook afhankelijk van de grootte van het voertuig. Hoe kleiner het voertuig, hoe minder reflectie er is en hoe kleiner het bereik wordt.

Als een voertuig te snel rijdt, dan wordt er een foto genomen van zijn nummerplaat.

2.4.2. SAR (Synthetic Aperture Radar)

De werking van een beeldradar lijkt heel goed op die van een foto toestel, in die zin dat het zijn eigen licht produceert om een "foto" te nemen van de grond, maar dan in radiogolflengte. Een foto toestel zendt een lichtimpuls uit (de flits) en het licht dat teruggekaatst wordt en door de lens gaat, wordt weergegeven op de film. In tegenstelling tot een lens en een film, gebruikt een radar een antenne en digitale computerbanden om zijn beelden weer te geven. In een radarbeeld kan je alleen maar het licht zien dat teruggekaatst is naar de radarantenne.

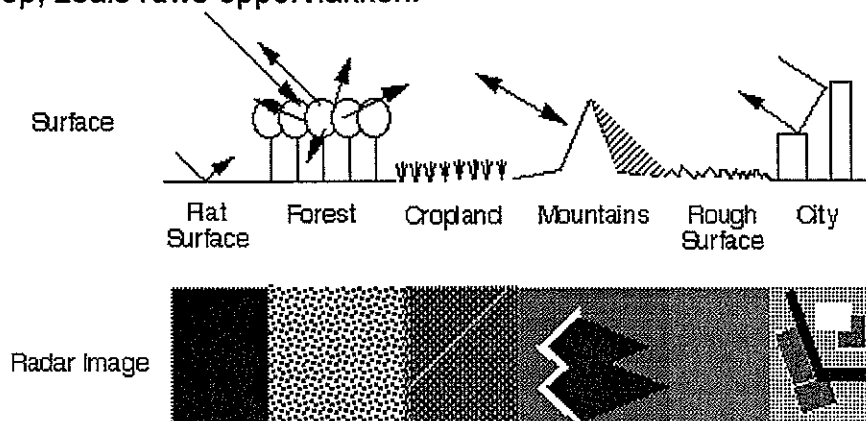
Wat is een radarbeeld?

Radarbeelden worden gemaakt door veel puntjes of beeldelementen (pixels). Elke pixel stelt de terugkaatsing voor die plaats op de grond voor: donkere vlekken stellen lagere terugkaatsing voor, heldere vlekken stellen hoge terugkaatsing voor. Dit betekent dat bij heldere vlekken veel uitgezonden energie teruggekaatst wordt en er bij donkere vlekken weinig energie teruggekaatst wordt. De terugkaatsing voor een bepaald doel op een bijzondere golflengte kan variëren in verschillende toestanden: de grootte van de verstrooiing op dat doel, het vochtigheidsgehalte van dat doel, de polarisatie van de impulsen en de observatiehoek. De terugkaatsing verandert ook wanneer andere golflengtes gebruikt worden.

Wetenschappers meten terugkaatsing, ook gekend als de radardwarsdoorsnede, in eenheid van plaats (iets als vierkante meter). De terugkaatsing komt vaak overeen met de grootte van een voorwerp. Voorwerpen die de grootte van de golflengte benaderen of die groter zijn lichten op het scherm helder op (d.w.z. ruw) en voorwerpen die kleiner zijn dan de golflengte schijnen donker (d.w.z. vlak). Wetenschappers die zich met radar bezighouden, gebruiken gewoonlijk een meting van terugkaatsing die de genormaliseerde radardwarsdoorsnede (σ_0) genoemd wordt. Deze is onafhankelijk van de beeldresolutie of pixelgrootte. σ_0 wordt gemeten in decibels (dB). Typische waarden voor σ_0 voor natuurlijke oppervlakken gaan van +5 dB (zeer helder) tot -40 dB (zeer donker).

Een handige vuistregel in het analyseren van radarbeelden is: hoe hoger of helderder de terugkaatsing op het beeld, hoe ruwer het in beeld gebrachte oppervlak is. Platte oppervlakken zullen weinig of geen energie terugkaatsen en zullen dus donker blijven op het radarbeeld. Vegetatie is meestal tamelijk ruw op de schaal van de meeste radargolflengtes en zullen grijs of lichtgrijs oplichten in een radarbeeld. Oppervlakken die hellen naar de radar zullen een grotere terugkaatsing hebben dan oppervlakken die weg van de radar hellen en zullen dus meer oplichten in een radarbeeld. Sommige plaatsen die niet verlicht worden door de radar, zoals de achterkant van een berg, zijn in schaduw en zullen donker

blijven. Soms zijn straten en gebouwen in steden zodanig opgesteld zodat er dubbele terugkaatsing optreedt. Dit wil zeggen dat de toekomstige radarimpulsen weerkaatst worden door de straat en daarna door de gebouwen. Als deze impulsen dan terugkeren naar de radar, zullen deze gebouwen zeer helder (wit) oplichten. Wegen zijn vlakke oppervlakken en worden dus donker weergegeven. Gebouwen die niet opgesteld staan zodat er geen dubbele weerkaatsing is, lichten lichtgrijs op, zoals ruwe oppervlakken.



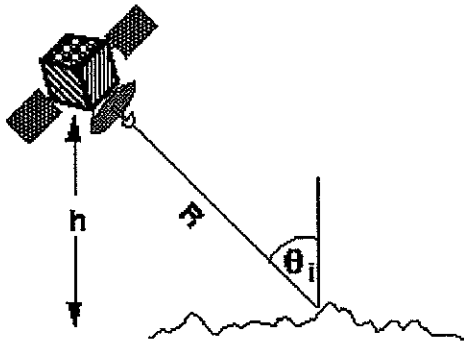
Figuur 2.1

De terugkaatsing is ook gevoelig voor de aanwezigheid van water. Nattere voorwerpen zullen helder oplichten, terwijl drogere voorwerpen donker blijven. De uitzondering hierop is een plat wateroppervlak, dat zich gedraagt als een plat vlak dat alle energie weg van de radar reflecteert. Dit zal dus donker blijven.

De terugkaatsing zal ook variëren afhankelijk van het gebruik van verschillende polarisaties. Sommige SAR 's kunnen impulsen in verticale (V) of horizontale (H) polarisatie uitzenden en kunnen ze ontvangen in V of H, waardoor men de verschillende combinaties HH (horizontaal uitzenden, horizontaal ontvangen), VV, HV en VH verkrijgt. Bovendien kunnen sommige SAR 's de fase van het inkomende impuls meten. Daarvoor worden de faseverschuivingen gemeten in de terugkerende HH en VV signalen. Dit verschil kan berekend worden via een verschil in de rondreistijden van de HH en VV signalen en is het herhaaldelijk resultaat van structuren van de verstrooiingen. Deze SAR 's kunnen ook de correlatiecoëfficiënt voor de HH en de VV terugkaatsingen meten. Dit kan beschouwd worden als een meting van hoe gelijksoortig (tussen 0 - niet gelijksoortig - en 1 - wel gelijksoortig) de HH en VV weerkaatsingen zijn.

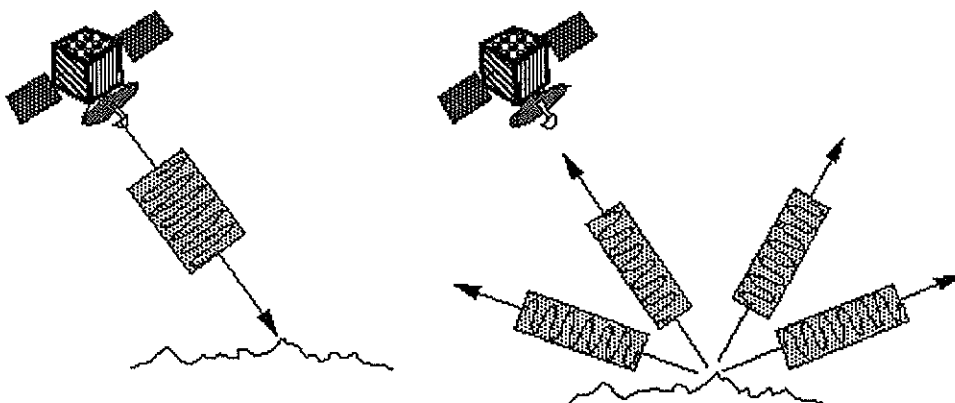
Verschiedende observatiehoeken hebben ook invloed op de terugkaatsing. De spoorhoek zal de terugkaatsing beïnvloeden in zeer lineaire kenmerken: steden, hindernissen, gewassen, huizenrijen, oceaangolven, breuklijnen. De invalshoek van de radargolven op het aardoppervlak veroorzaakt ook een verandering in de terugkaatsing: lage invalshoeken (loodrecht op het oppervlak) zullen resulteren in hoge terugkaatsing. De terugkaatsing zal verlagen naarmate de invalshoek groter wordt.

Een beeldradarsysteem stuurt ongeveer 1500 hoogspanningsimpulsen per seconde naar zijn doel of zijn in beeld te plaatsen gebied. Eén impuls duurt 10 à 50 μ s. Normaal omvat een impuls een smalle band van frequenties, gecentreerd rond de frequentie die geselecteerd is voor de radar. Typische bandbreedtes voor een radar zitten in de orde van 10 tot 200 MHz. Op het aardoppervlak wordt de energie van het radarimpuls verstrooid in alle richtingen, waarvan een klein deel weerkaatst wordt naar de antenne. Deze verstrooiing keert terug naar de radar als een zwakkere radarecho en wordt door de antenne in een specifieke polarisatie



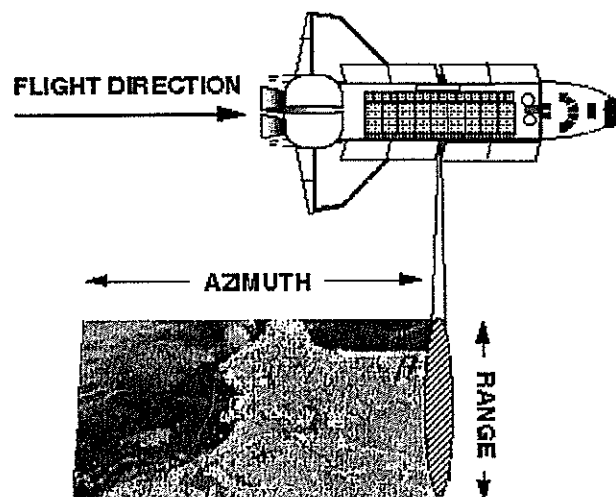
Figuur 2.2

ontvangen (horizontaal of verticaal, niet noodzakelijk dezelfde polarisatie als het uitgezonden signaal). Deze echo 's worden omgezet tot digitale data en gaan voorbij een data-opnametoestel, om later verwerkt te worden en weergegeven te worden als een beeld. Als je weet dat de radarimpulsen reizen aan de snelheid van het licht, dan is het relatief duidelijk dat de gemeten tijd tussen het uitzenden van het impuls en het ontvangen van zijn echo gebruikt wordt om de afstand of de richting tot het reflecterende voorwerp te berekenen. De gekozen bandbreedte van het impuls bepaalt de resolutie in de dwarsrichting (dwarsspoor of range). Hoe hoger de bandbreedte is, hoe fijner de resolutie in deze dimensie is.



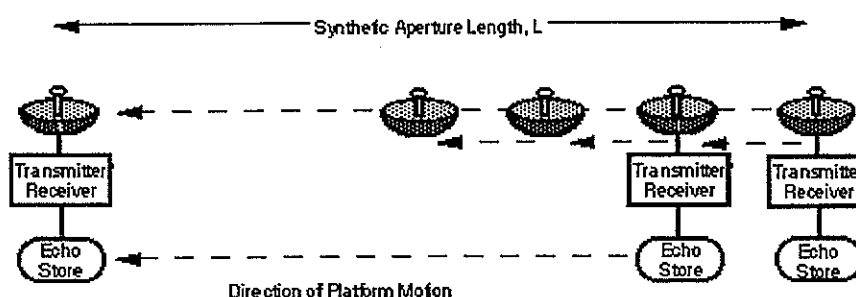
Figuur 2.3

De beeldradar vliegt volgens een bepaalde baan en de plaats die beschenen wordt door de radar ("footprint"), wordt volgens de oppervlakte in een omhulsel bewogen. Zo vormt de beeldradar het beeld.



Figuur 2.4

De lengte van de radarantenne bepaalt de resolutie in de lengterichting (langsspoor of azimuth) van het beeld. Hoe langer de antenne is, hoe fijner de resolutie in deze dimensie is. SAR verwijst naar een techniek die gebruikt wordt om een zeer lange antenne na te bootsen door signalen die door de radar ontvangen worden (echo's) te combineren, terwijl de radar volgens zijn baan vliegt. Aperture betekent de opening die gebruikt wordt om de gereflecteerde energie van het te maken beeld te verzamelen. In het geval van een camera zou dit de sluiters zijn, voor de radar is dit de antenne. Een kunstmatige aperture wordt verkregen door een reële aperture of antenne door een serie posities volgens het vliegtraject te bewegen.



Figuur 2.5

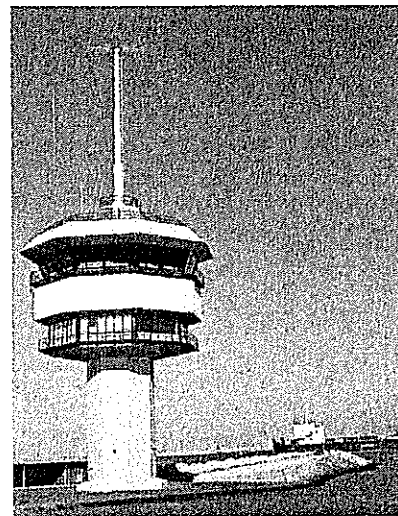
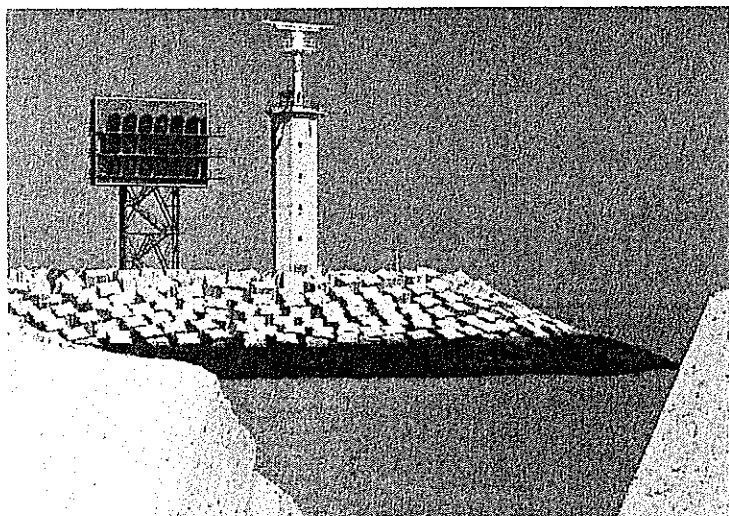
In de bewegingszin van de radar wordt een impuls uitgezonden op elke positie; de terugkerende echo's gaan door de ontvanger en worden opgeslagen in een "echo-opslagplaats". Doordat de radar relatief beweegt ten opzichte van de grond, zijn de echo's onder invloed van het dopplereffect (zie hoofdstuk 5.2). Door de dopplerverschoven frequenties met een referentiefrequentie te vergelijken, kunnen veel teruggekaatste signalen in één punt geconcentreerd worden. Daardoor neemt de effectieve lengte van de antenne die dat bepaalde punt in beeld brengt, toe. Deze geconcentreerde operatie, beter bekend als SAR- verwerking, gebeurt nu digitaal op snelle computersystemen. De truc in SAR- verwerking is de variatie in dopplereffrenties voor elk punt in het beeld passen: dit vereist zeer precieze

kennis van de relatieve verandering tussen het platform en de in beeld gebrachte voorwerpen (die in de eerste plaats de oorzaak zijn van de doppler-variatie).

SAR is nu een volledig ontwikkelde techniek die gebruikt wordt om radarbeelden te genereren die in een zeer fijne resolutie kunnen ontleed worden. SAR 's verschaffen unieke capaciteiten zoals een *imaging tool*. Omdat ze hun eigen "verlichting" produceren (de radarimpulsen) kunnen zij op elk ogenblik van de dag of de nacht beelden maken.

2.5. Verslag over het bezoek van de radar van Zeebrugge

De scheepscontrole-radar van Zeebrugge is opgedeeld in twee delen: de controletoren en de radartoren. De radartoren staat op het einde van de westelijke dijk, die vier kilometer lang is. De controletoren staat ongeveer 150 m dicht bij het vasteland (zie figuur 2.7). De controletoren bestaat o. a. uit een keuken en de controlekamer (zie figuur 2.8). De controlekamer is het bovenste verdiep van de controletoren, en is rond de toren gebouwd.



Figuur 2.6

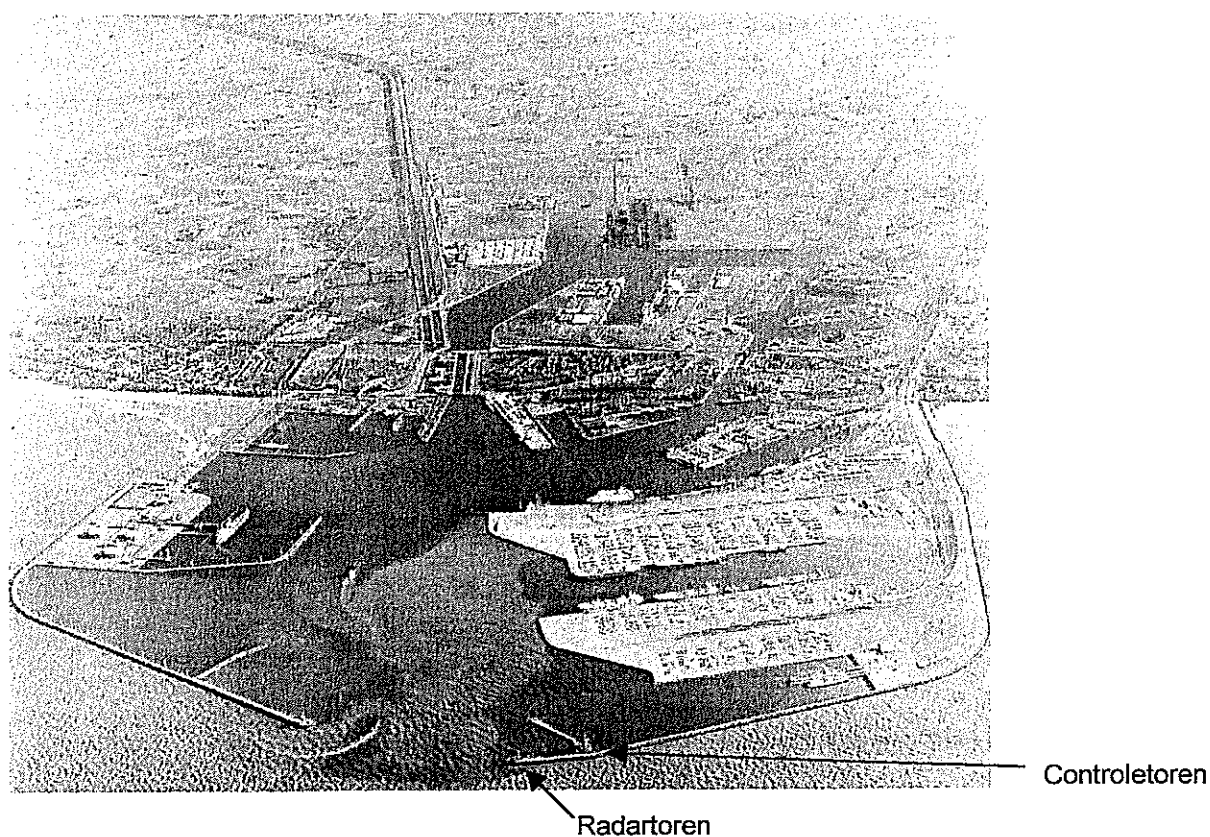
In de controletoren staan een negental computers en er werken permanent vier mensen. Tijdens de kantooruren is er altijd een technicus aanwezig om de radartoren te controleren en eventuele problemen op te lossen. Buiten de werkuren moet hij altijd beschikbaar blijven. Het nut van deze radar is het ordelijk laten verlopen van het verkeer voor de Belgische kust en in de haven van Zeebrugge. Het bereik van de radar is 30 km, dit wil zeggen dat het controleren van het scheepsverkeer in oostelijke richting beperkt is tot de Westerschelde en in westelijke richting ongeveer 30 km zeewaarts.

Vanaf een bepaalde plaats moet al het vrachtverkeer in een vaargeul varen. De vaargeul (de plaats waar de zee het diepst is) wordt afgebakend door rode boeien in het noorden in groene boeien in het zuiden. Wanneer een schip in de vaargeul moet varen, gaat er een zeeloods aan boord van het schip, die het schip door de

vaargeul moet leiden. De loods moet ook de aankomsttijd van het schip in de haven van Zeebrugge of de Westerschelde melden (dit is soms nauwkeuriger dan de treinregeling). Als een schip in de Westerschelde aankomt, moet een rivierloods aan boord komen in plaats van de zeeloods.

Het personeel in de controletoren zorgt ervoor dat alle schepen zich identificeren. Ze zorgen er ook voor dat schepen tijdig bijsturen, zodat er geen aanvaringen gebeuren. Dit gebeurt met behulp van de radar.

Op de computerschermen kan men verschillende beelden laten zien van het gebied dat de radar bestrijkt. Eén ervan is het beeld van wat de radar werkelijk ziet. Hiervan kan de intensiteit ingesteld worden zodanig dat alleen de stippen van de schepen te zien zijn, of totdat alle zeegolven zichtbaar zijn op het scherm. Dit beeld wordt weinig gebruikt omdat er te weinig gegevens op het scherm zichtbaar zijn. Daarom wordt een beeld gebruikt waarop er vaste gegevens staan, zoals de vaarroutes, het land en de haven van Zeebrugge. Daarop wordt het radarbeeld geplaatst, zodat alle schepen te zien zijn op het scherm. Bij de schepen kan de naam van elk schip geplaatst worden, en een vector die de snelheid (lengte van de vector) en de richting van het schip bepaalt.



Figuur 2.7

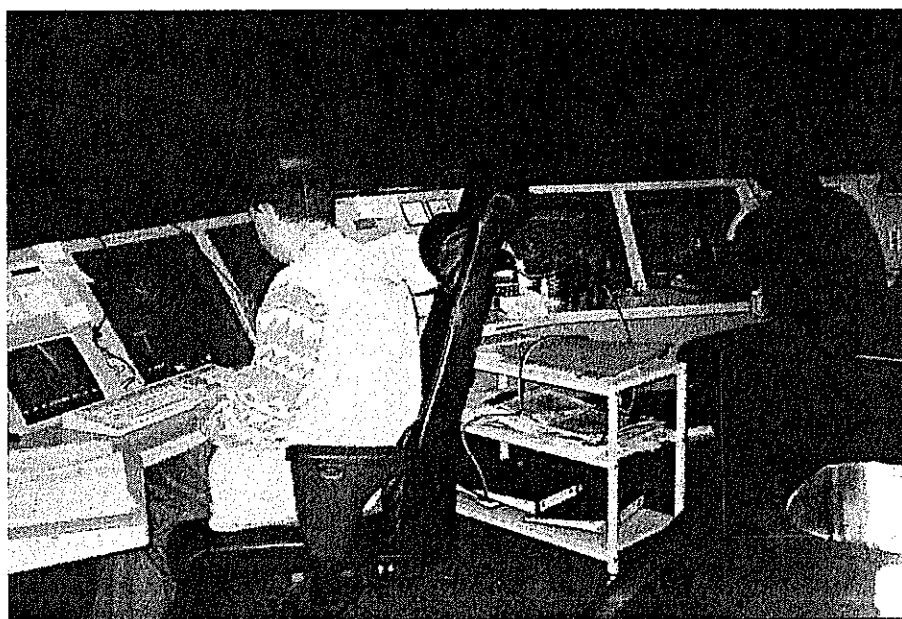
Als een schip communiceert via de boordradio met de controletoren of met een ander schip, dan kan men op het scherm zien waar dat schip zich bevindt. Dit positioneren gebeurt door middel van het ontvangen van de radioboodschap op twee punten, namelijk op de controletoren in Zeebrugge en op een onbemande

toren en Nieuwpoort. Deze beide torens geven de richting weer vanwaar de boodschap komt. Het snijpunt van deze twee richtingen is de plaats waar het schip zich bevindt.

Op het scherm kan men ook een lijst bovenhalen waar de namen van alle schepen die ooit al gepasseerd zijn weergegeven. Op deze lijst staan ook nog andere gegevens zoals de roepnaam van het schip, die meestal gebruikt wordt op het radarbeeld, het gewicht, de vracht, ...

Nu heeft men in de controletoren ook een nieuw programma dat werkt onder Windows (zie figuur 2.9). Tot nu toe is het nog altijd een testprogramma, hoewel het al drie jaar bestaat en werkt. Dit testen duurt zo lang omdat er geen enkele fout mag in zitten vooraleer men volledig overschakelt op dat programma.

Hoewel deze radar nog maar acht jaar oud is, is deze voortdurend in ontwikkeling. Ons bezoek aan deze radar was eerder bedoeld voor de bouw van deze radar, maar toch hebben we veel bijgeleerd over het werken met zo' n radar. Hierbij danken wij deze mensen die dit bezoek gerealiseerd hebben.



Figuur 2.8



figuur 2.9

Golven en trillingen

3.1. Wat is een trilling

Een trilling is een periodieke beweging waarbij een punt heen en weer beweegt in de tijd over een (denkbeeldige) lijn.

Een trilling wordt gekenmerkt door haar uitwijking of elongatie (=de afstand van het trillend punt tussen zijn ogenblikkelijke positie en zijn evenwichtstoestand).

De amplitude is ook kenmerkend voor een trilling. Dit is de maximale uitwijking van het trillend punt.

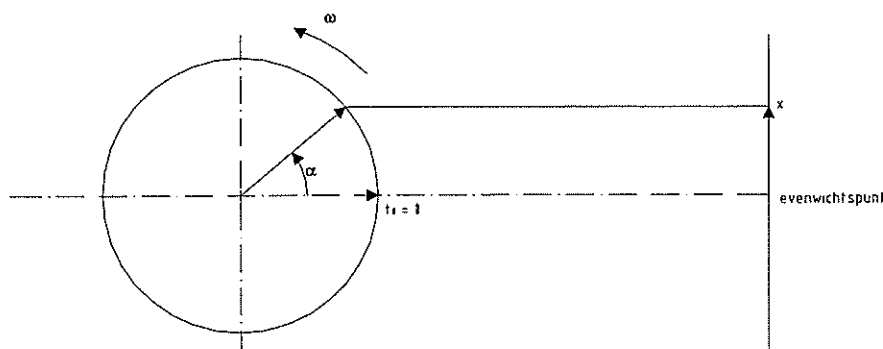
Een harmonische of sinusoïdale trilling is een trilling verkregen door de loodrechte projectie van een punt dat een cirkelvormige beweging beschrijft.

De volgende figuren zullen begrippen als uitwijking, snelheid en versnelling verduidelijken.

→de uitwijking: $x=f(t)$.

Uit figuur 3.1 kunnen we afleiden dat de uitwijking (x) gelijk is aan: de amplitude vermenigvuldigd met de sinus van de hoek α .

Als je nu ook weet dat $\alpha=\omega.t$ met ω de hoeksnelheid en t de tijd komt men tot de formule: $x= A.\sin\omega.t$



Figuur. 3.1

→de snelheid: $v=f(t)$.

Uit figuur 3.2 leiden we af dat :

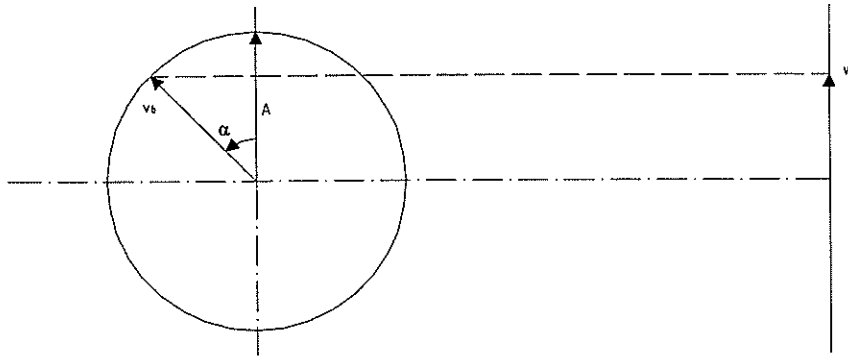
$$v_t = v_b \cdot \cos \alpha.$$

v_t is hier de snelheid van de harmonische trilling en v_b de baansnelheid van de eenparig cirkelvormige beweging.

Die baansnelheid is gelijk aan de hoeksnelheid vermenigvuldigd met de amplitude.

Dus: $v_t = \omega \cdot A \cdot \cos \alpha$ en $\alpha = \omega \cdot t$. De formule voor de snelheid wordt nu:

$$v_t = \omega \cdot A \cdot \cos \omega \cdot t$$

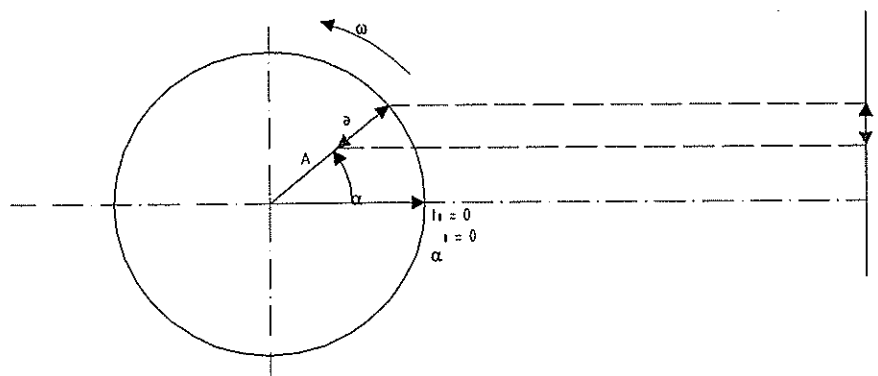


Figuur 3.2

→de versnelling: $a=f(t)$.

De grootte van de versnelling bekomen we door de redenering:

$$\begin{aligned} a &= \Delta v / \Delta t &= dv/dt & \text{en } v = \omega \cdot A \cdot \cos \omega \cdot t \\ & &= d(\omega \cdot A \cdot \cos \omega \cdot t) / dt \\ & &= -\omega^2 \cdot A \cdot \sin \omega \cdot t \end{aligned}$$

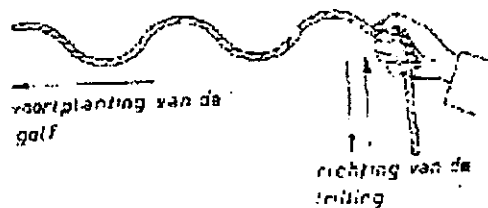


Figuur 3.3

3.2. Golfbeweging

Transversale golven: dit zijn golven waar de voortplantingsrichting loodrecht op de trilrichting staat.

Een eenvoudig voorbeeld hiervan is het op en neer bewegen van een touw.

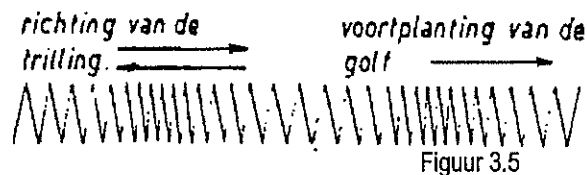


Figuur 3.4

Men spreekt hier van een golf opgebouwd uit golfbergen en golfdalen.

Longitudinale golven: hier valt de trilrichting samen met de voortplantingsrichting.

Vb: een veer aan 2 punten ingeklemd die je in een punt doet trillen.



Figuur 3.5

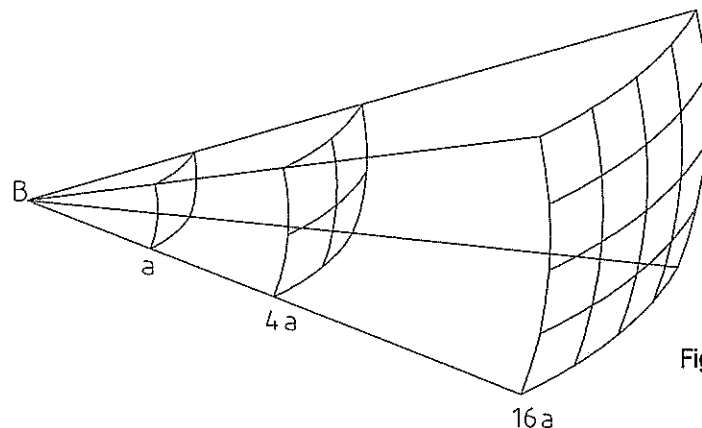
Men spreekt over een verdichting en een verdunning van de golf.

De sferische golven planten zich, vanuit een bron, in alle richtingen voort (als een uitdijende bol).

De totale energie van een harmonisch trillende puntmassa E kan je berekenen met de formule:

$$E = 2\pi^2 m A^2 f^2 \quad (m = \text{massa}; A = \text{amplitude}; f = \text{frequentie}).$$

Bij sferische golven zal de energie van de trillingsbron (B) zich over een uitdijend



Figuur 3.6

boloppervlak verspreiden.

$$E_1 = 2 \pi^2 m_1 A^2 f^2$$

$$E_2 = 2 \pi^2 m_2 A^2 f^2$$

Let wel op:

$m_{1,2} = 4 \pi r_{1,2} m$ met m = bolmassa per lengte-eenheid.

De energie-inhoud van de golf blijft dezelfde: $E_1 = E_2$.

De frequentie blijft ook onveranderd, dus krijg je:

$$A_1^2 r_1^2 = A_2^2 r_2^2$$

Figuur 3.6

$$A_2 = A_1 r_1/r_2$$

De amplitude neemt evenredig af met de afstand tot de trillingsbron. Men spreekt van een gedempte trilling.

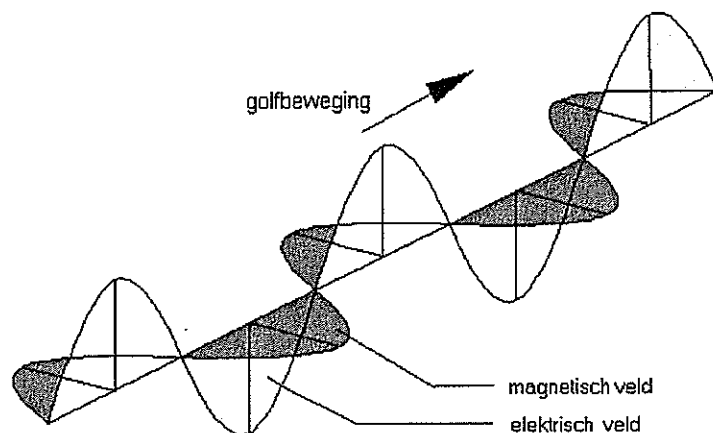
3.3. Soorten golven

3.3.1. Transversale golven: vb: elektromagnetische golven.

Elektromagnetische straling bestaat uit een golfbeweging van elektrische en magnetische velden. Deze velden hebben dezelfde frequentie maar ze maken een hoek van 90° met elkaar.

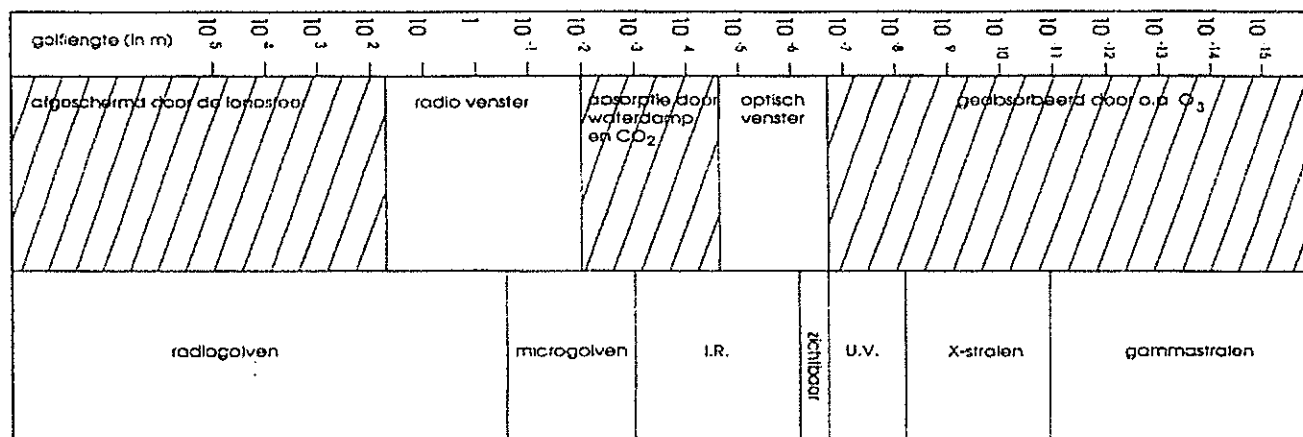
Juist omdat het elektrisch- en het magnetisch veld loodrecht trillen op de voortplantingsrichting zijn elektromagnetische golven transversaal.

De voortplantingssnelheid van deze elektromagnetische golven ($=c$) bedraagt ongeveer 300 000 km/s.



Figuur 3.7

Als we alle soorten elektromagnetische golven aanhalen spreken we over het elektromagnetisch spectrum.

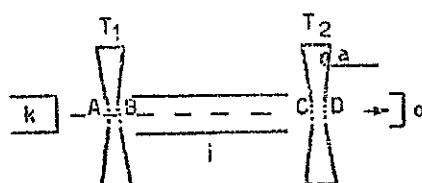


Figuur 3.8

Bij de radar worden microgolven gebruikt.

a) opwekking

Om microgolven op te wekken moet men gebruik maken van een speciale elektronenbuizen zoals het klystron.



Figuur 3.9

Werking:

De elektronen van de kathode k worden versneld omdat de spanning van de trillholte T₁ positief is t.o.v. de kathode.

De elektronen kunnen trillholte T₁ passeren door de perforatie die in het midden is aangebracht.

Als er al een elektromagnetische trilling aanwezig is, zal er tussen A en B een sinusvormige wisselspanning ontstaan. In de positieve periodehelft van deze wisselspanning zal de elektronensnelheid groter worden en tijdens de negatieve periodehelft kleiner.

Als de momentele waarde van de wisselspanning nul is, zullen de elektronen zonder snelheidsverandering de trillholte T₁ passeren.

Door de werking van deze trilhaute ontstaat een snelheidsmodulatie van de elektronen.

Als de gelijkspanning tussen kathode en T_1 gelijk is aan V_t (in volt), dan verkrijgt een elektron dat dit potentiaalverschil heeft doorlopen met een kinetische energie van

$$\frac{mv^2}{2} = e.V_t \quad \text{Formule 3.1}$$

met m de massa van het elektron
 v de snelheid van het elektron
 e de lading van het elektron

Als de wisselspanning tussen A en B: $v_g = V_g \cdot \sin \omega \cdot t$ aanwezig is, heeft het elektron bij het verlaten van de trilhaute op tijdstip t_1 een energie verkregen gelijk aan:

$$\begin{aligned} \frac{mv_t^2}{2} &= e(V_t + a \cdot V_g \cdot \sin \omega t_1) \\ &= e \cdot V_t \left(1 + a \cdot \frac{V_g}{V_t} \sin \omega t_1 \right) \end{aligned} \quad \text{Formule 3.2}$$

a wordt de bundelkoppeling genoemd, dat weergeeft hoe groot de invloed is van de wisselspanning op de elektronensnelheid.

Als we formule 3.2 in formule 3.1 inlassen komen we tot:
 (we hebben de gemeenschappelijke factoren reeds geëlimineerd)

$$v_t^2 = v^2 \left(1 + a \cdot \frac{V_g}{V_t} \sin \omega t_1 \right)$$

De snelheid v_t , waarmee een elektron de trilhaute T_1 verlaat, vindt men:

$$v_t = v \sqrt{1 + a \cdot \frac{V_g}{V_t} \sin \omega t_1}$$

Hier is dus aangetoond dat er snelheidsmodulatie optreedt.

Een elektron dat op een later tijdstip de kathode verlaten heeft kan een eerder vertrokken elektron inhalen (dit gebeurt in de inhaalruimte i , zie figuur 3.9).

De elektronenstroom in de inhaalruimte vertoont maxima en minima die zich als functie van de tijd verplaatsen. Deze maxima en minima zijn bepaald, de elektronenstroom verloopt impulsvormig.

De snelheidsmodulatie van de trilholte T_1 wordt nu omgezet in een dichtheidsmodulatie.

In de trilholte T_2 kan de elektronenstroom hoogfrequente energie afgeven.

T_2 moet dan wel afgestemd zijn op de grondharmonische component in de elektronenstroom. Alleen deze component zal dus bijdragen tot de afgegeven hoogfrequente energie.

Door de impulsvormige elektronenstroom wordt de trilholte T_2 aangestoten.

Er ontstaat hierin een elektromagnetische trilling, met een frequentie gelijk aan die van de grondharmonische component van de elektronenstroom.

Tussen de punten C en D ontstaat daardoor een wisselspanning. Deze bereikt de maximale waarde op het moment dat ook de elektronenconcentratie daar ter plekke maximaal is.

De wisselspanning tussen C en D is zodanig gericht dat de elektronen afgeremd worden. Ze verliezen daarbij een deel van hun kinetische energie. Dit wordt afgegeven aan de trilholte T_2 .

In deze trilholte is een lusje aangebracht. Dit lusje omvat een gedeelte van het magnetische wisselveld in de trilholte en dient dus als antenne. Via deze koppeling kan de hoogfrequente energie naar een uitwendige belasting worden gevoerd. De elektronen bewegen zich vervolgens naar de opvangelektrode o. Daar wordt de resterende kinetische energie omgezet in warmte.

Wordt er een terugkoppeling tussen de trilholtten T_2 en T_1 aangebracht, dan kan een ongedempte trilling in stand worden gehouden, zodat de buis een oscillator is (zie hoofdstuk 4).

b) eigenschappen

Microgolven zijn golven met een golflengte van 30 cm tot 1 mm. Deze waarden zijn wel abstracte waarden m.a.w. je kan er geen grenswaarden op plakken omdat de verschillende gebieden elkaar overlappen.

We weten dat de voortplantingssnelheid (c) 300 000 km/s is (bij een medium met een diëlektrische constante van 1: zie bij 3.4) en $f = c/\lambda$. Microgolven hebben dus een frequentie van 1GHz tot 300GHz.

Microgolven situeren zich in het gebied van de centimetergolf: SHF ($0.01\text{m} < \lambda < 0.1\text{m}$) en het gebied van de millimetergolf: EHF ($0.1\text{cm} < \lambda < 1\text{cm}$).

Deze golven hebben als eigenschap dat ze gemakkelijk te concentreren in krachtige stralen die men zeer goed kan richten, zelfs met een relatief kleine antenne.

De storingen die optreden in een sterk gebundelde straal zijn dan ook veel minder. Door de zeer hoge voortplantingssnelheid is de radar met microgolven enkel bruikbaar om voorwerpen op te sporen die zich veraf bevinden.

De microgolven dringen ook door de aardatmosfeer. Dit in tegenstelling tot radiogolven die door de ionosfeer teruggekaatst worden.

Door de hoge frequentie kunnen microgolven ook zeer veel informatie met zich meedragen.

Voor het overbrengen van trillingen met een frequentie hoger dan 3 GHz worden golfgeleiders gebruikt.

Binnen de golfgeleider kunnen de elektromagnetische trillingen zich voortplanten met een kleine demping.

Er vindt reflectie plaats tegen de wanden. Door interferentie (samenwerken van trillingen) ontstaat er een resulterende trilling.

Het gebruik van microgolven met hoge vermogens (de overheid heeft een norm vastgelegd van 5 mW/cm^2 bij frequenties $>1500 \text{ MHz}$) kan ook gevaarlijk zijn voor de gezondheid.

Wetenschappers zeggen dat langdurige blootstelling aan microgolven vooral op de ogen inwerkt, maar ze sluiten genetische schade bij de nakomelingen ook niet uit.

3.3.2. Longitudinale golven: geluidsgolven.

Geluidsgolven ontstaan door het trillen van een veerkrachtig voorwerp.

De overdracht van deze golven gebeurt in een elastische middenstof.

De voortplantingssnelheid is hier ongeveer 334 m/s (bij 20°C).

Geluidsgolven zijn hoorbaar voor de mens van 20Hz (=ondergrens) tot 20kHz (=bovengrens).

Geluiden met een frequentie lager dan de ondergrens noemen we infrageluiden of infrasone geluiden. Ze worden gebruikt om aardbevingen op te sporen.

Geluiden met een frequentie hoger dan de bovengrens noemen we ultrageluiden of ultrasone geluiden.

Ultrasone golven:

Dit zijn geluidsgolven met een frequentie van boven de 20kHz .

Bij de radar worden meestal geluidsgolven gebruikt vanaf 40 kHz , dit om de omgeving niet te storen (denk maar aan honden die frequenties tot 38 kHz horen).

Omdat de geluidsgolven worden voortgeplant met een snelheid van ongeveer 334 m/s zijn ze zeer geschikt om voorwerpen op te sporen die zich dichtbij bevinden.

Daardoor wordt ze gebruikt vb. in de parkeerradar van sommige auto's.

Een andere zeer belangrijke toepassing is het lokaliseren van de oceaانبodem vanuit het schip.

Het groot voordeel van deze golven is dat ze gemakkelijk opgewekt en gedetecteerd kunnen worden, zoals met luidsprekers en microfoons.

De opwekking en detectie is mogelijk binnen een frequentieband die elektronisch zeer gemakkelijk te verwerken valt.

Het nadeel is wel dat de golven weinig gericht zijn, wat in een beeldopname een heel groot tekort is. Deze golven zijn beter gericht bij een hogere frequentie. De golven moeten dus gebundeld worden.

Hiervoor bestaan er verschillende methodes, we bespreken er 2, nl. het gebruik van stralingstrechters en het gebruik maken van een spiegeland oppervlak achter de transducer.

Om deze methodes te verklaren moeten we eerst de werking van een transducer bespreken.

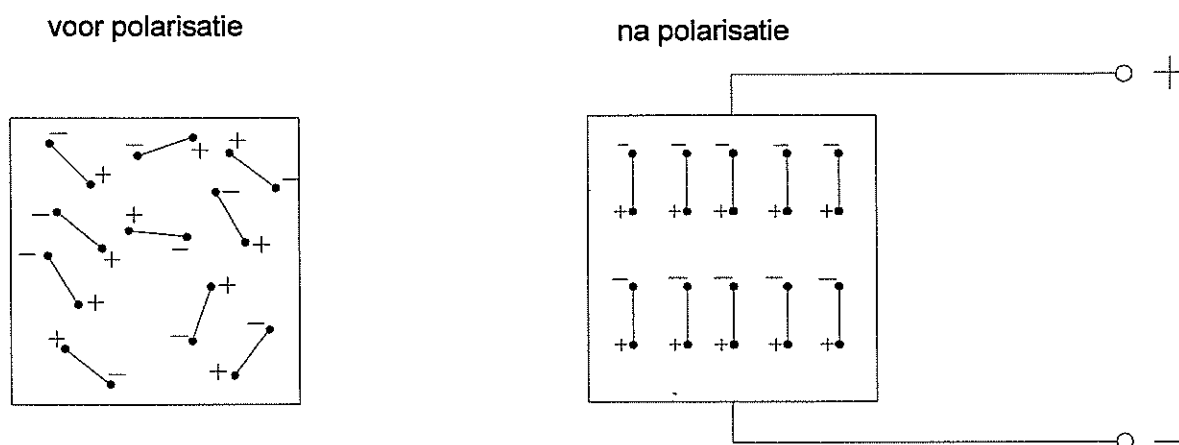
Een transducer is een elektronisch component die werkt volgens het piëzo-elektrisch effect in keramische materialen zoals bariümtitanaat.

Het effect kent zijn oorzaak in het niet-symmetrisch zijn van het kristalrooster in minstens één richting. Hierdoor ontstaat er een resulterend dipoolmoment.

Als we nu een hoog elektrisch veld aan het kristal in een bepaalde richting aansluiten, dan richten alle aparte dipolen naar dit elektrische veld.

Koelen we het kristal nu af tot onder een bepaalde temperatuur, dan zullen de dipolen als het ware vastgevrozen zijn en er zal een groot dipoolmoment ontstaan. Het kristal verkeert dan in gepolariseerde toestand.

We maken dit duidelijk aan de hand van figuur 3.10



Figuur 3.10

Wanneer we nu het kristal aan druk of trek onderwerpen zullen de dipolen respectievelijk samengedrukt en uitgerokken worden. Dit doet een spanning ontstaan. De uitgevoerde kracht moet wel volgens de polarisatierichting werken. Omgekeerd geldt dit effect ook, dus als we een wisselspanningssignaal aansluiten op het kristal zal het inkrimpen en uitzetten op het ritme van het aangelegde signaal.

De ontstane trilling van het kristal zal ook de lucht in trilling brengen met als gevolg vb: een akoestische golf. Dit zal dus de zend-transducer realiseren.

Wanneer de trillende lucht nu een ander kristal kan bereiken zal dit krachten ondervinden van deze trillende lucht. Hierdoor wordt er een spanning over de transducer gegenereerd die gelijkvormig is aan de trilling die de lucht onderging.

Dit is de ontvangstwerking van een kristal.

Door de afmetingen van het kristal te wijzigen, kunnen we de eigenfrequentie afstemmen op de frequentie van het aangelegde signaal.

In dit geval zal het kristal het meest effectief trillen.

1. Het gebruik van stralingstrechters.

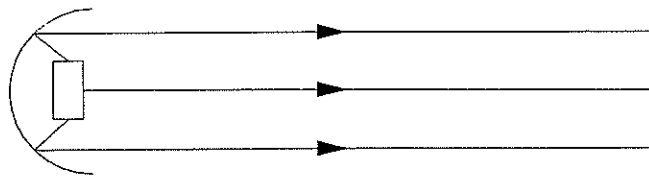
Door de transducer via een akoestische aanpassing aan een hoorn te verbinden kunnen we de bundelwijdte beperken.

De hoorn zal het geluid in één richting geleiden zodat er een vernauwing optreedt van de geluidsbundel.

2. een spiegelend oppervlak achter de zender gebruiken.

Dit is eigenlijk een spiegelend voorwerp (parabolisch) achter de zender (zie 3.11).

Uit proeven blijkt dat dit een goed resultaat geeft als de diameter van het spiegeloppervlak veel groter is dan de golflengte van het te bundelen geluid.



Figuur 3.11

3.4. Enkele begrippen

Bij microgolven en ultrasone golven treden er reflectie of terugkaatsing, diffractie of buiging en refractie of breking op.

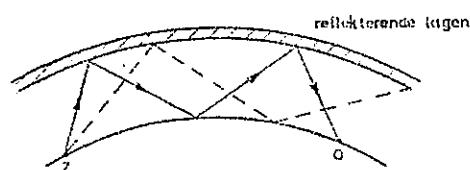
3.4.1. Elektromagnetische golven.

Reflectie:

a) Bij frequenties boven 3 MHz is de absorptie van het aardoppervlak vrij groot.

Boven het aardoppervlak bevinden zich reflecterende lagen. Deze werken als een spiegel voor golven met een frequentie tussen 3 MHz en 30 MHz.

Het stralingsveld wordt dus na reflectie weer naar het aardoppervlak teruggekaatst. Op het aardoppervlak vindt nu terug reflectie plaats (zie figuur 3.12).



Figuur 3.12

De reflectie aan de ionosfeer (verzameling van alle lagen tussen 60 en 150 km boven het aardoppervlak waar de gassen deels zijn geïoniseerd) is frequentieafhankelijk.

b) Signalen waarvan de frequenties groter zijn dan 30 MHz worden niet meer door de ionosfeer gereflecteerd.

Dus men stelt vast dat hoe hoger de frequentie, hoe hoger in de ionosfeer de golven worden teruggekaatst.

DiffRACTIE:

Theoretisch planten de golven zich rechtlijnig voort. Dit zou een beperking betekenen om grote afstanden te overbruggen (door de bolvormigheid van de aarde).

Er zou gebruik gemaakt moeten worden van antennes die zich ver boven het aardoppervlak bevinden.

In werkelijkheid planten elektromagnetische golven zich niet rechtlijnig voort.

De golven buigen zich als regel naar de aarde toe. Dit komt door het verschil in brekingsindex (=verschil in diëlektrische constante*) tussen de lagen dicht bij de aarde en de hogere lagen, waar de lucht steeds ijler wordt.

De brekingsindex is in de lucht iets groter dan 1, waardoor de microgolven die zich aanvankelijk evenwijdig aan het aardoppervlak voortplanten, in steeds hogere luchtlagen met een brekingsindex van nagenoeg 1 terechtkomen.

Hierdoor buigen de golven min of meer met het aardoppervlak mee.

Dit heeft het grote voordeel dat de golven veel grotere afstanden kunnen overbruggen.

*Diëlektrische constante M van een medium:

Dit is een eigenschap van het medium waar de golf zich voortplant.

De waarde $M=1$ komt overeen met absoluut vacuüm.

$$c = \lambda \cdot f \cdot \sqrt{M}$$

Als er zich, tussen de zender en de ontvanger, een obstakel zou bevinden, zoals een heuvel is de veldsterkte achter deze heuvel klein.

Toch kan men daar een behoorlijke ontvangst hebben, dit door de eigenschap die deze golven bezitten om langs een voorwerp heen te buigen.

Refractie:

Men kan dit verschijnsel verduidelijken a.d.h.v. de brekingswet van Snellius (zie 3.4.2).

Tussen de invalshoek (i) en de hoek van uittreden (u) geldt:

$$\sin i / \sin u = c_1 / c_2$$

waarbij c_1 de voortplantingssnelheid is in het eerste medium, c_2 is dan de voortplantingssnelheid in het andere medium.

Bij verandering van medium verandert de dielektrische constante, dus ook de voortplantingssnelheid.

3.4.2. Geluidsgolven.

Reflectie:

De golfbeweging voldoet hier aan de terugkaatsingswet, de hoek van invallen is dus gelijk aan de hoek van terugkaatsing (t.o.v. de normale).

Geluid heeft hier een goede eigenschap dat ze ook op ruwe oppervlakken wordt gereflecteerd, nadeel is wel dat ze op een groot oppervlak moeten 'botsen' (door de relatief grote golflengte).

Een voorwerp wordt als spiegelend aanzien wanneer de afmetingen van de oneffenheden van het oppervlak kleiner of in de orde van de golflengte van de golf.

DiffRACTIE:

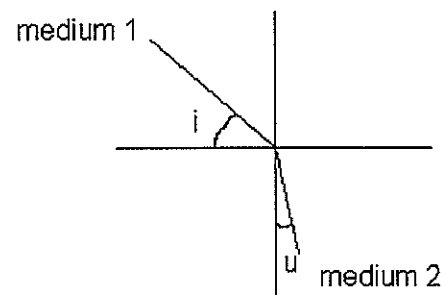
Als de geluidsgolven een obstakel op hun weg tegenkomen, waarvan de grootte kleiner is dan de golflengte van de ultrasone golven, heb je te maken met diffractie. Er wordt slechts een klein deel gereflecteerd, de rest wordt verstrooid en buigt om het obstakel heen.

Dit verschijnsel treedt ook op als de golven door een opening in het obstakel gaan of om een rand buigen.

Refractie:

Dit verschijnsel treedt op wanneer de golven door media van verschillende dichtheid passeren.

Bij de overgang van het ene naar het andere medium (vb: van lucht naar water) gelden de wetten van Snellius (zie figuur 3.13). Deze wetten geven een verband tussen de invalshoek en de hoek van uittreden.



Figuur 3.13

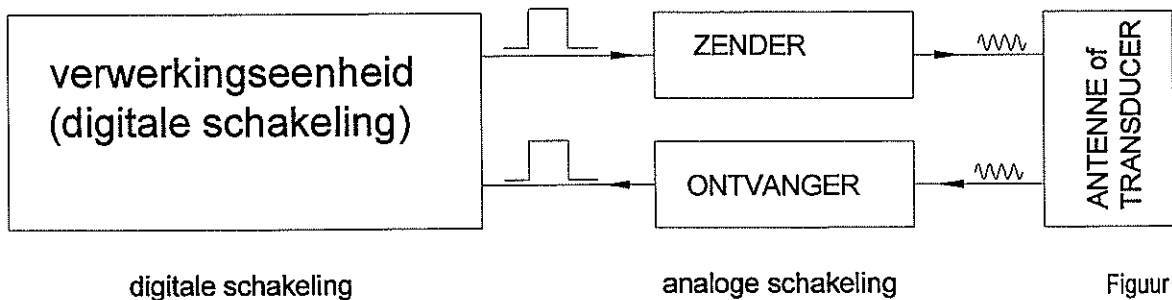
Medium 1 plant zich voort met een voortplantingssnelheid c_1 , medium 2 met c_2 .

Het verband tussen i en u is:

$$\sin i / \sin u = c_1 / c_2$$

4. Het zend- en ontvangstgedeelte van een radar

Een radarsysteem kunnen we voorstellen in een algemeen blokschema:



Figuur 4.1

In het blokschema wordt het radarsysteem in 2 verschillende delen gesplitst:

- analoog gedeelte
- digitaal gedeelte

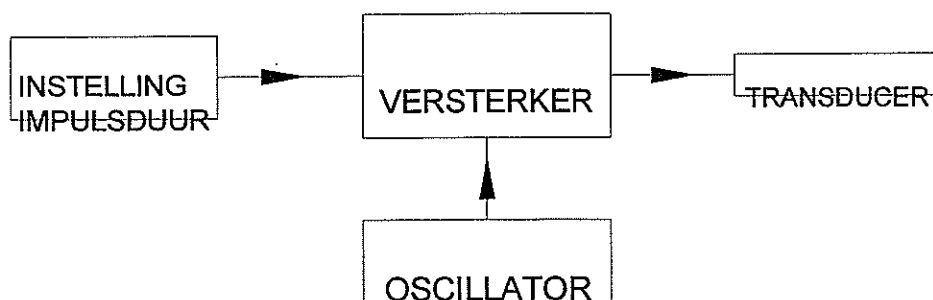
Het digitale gedeelte geeft een commando (blokgolf) aan het analoge gedeelte om een impuls uit te zenden. Er begint een digitale tijdschakeling (teller) te lopen. De ontvanger krijgt een klein signaal binnen en zendt bijgevolg een impuls naar de verwerkingseenheid. De verwerkingseenheid geeft het tijdsverschil op een display weer en geeft opnieuw een commando aan de zender.

De transducer werd bestudeerd in hoofdstuk 3.

Het digitale gedeelte of de verwerkingseenheid wordt bestudeerd in hoofdstukken 5,6 en 7.

Het analoge gedeelte wordt uitgevoerd m.b.v. transistortechniek.

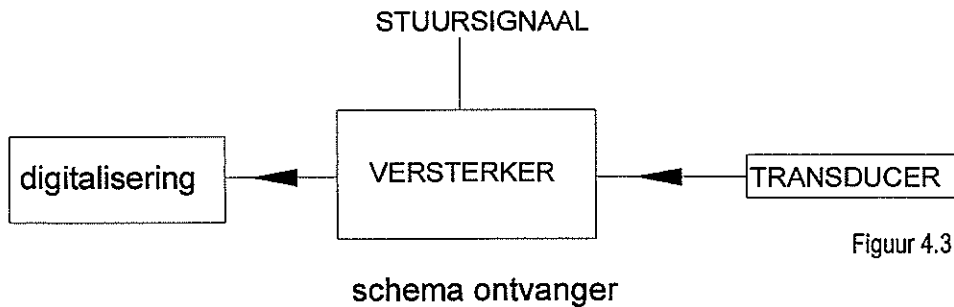
De zender bestaat uit een oscillator en een versterker die m.b.v. een stuursignaal in en uit kan geschakeld worden.



schema zender

Figuur 4.2

De ontvanger bestaat uit een zeer gevoelige versterker die m.b.v. een stuursignaal in- en uitgeschakeld kan worden. Daarna wordt het versterkte signaal gedigitaliseerd met behulp van een Schmitt – trigger (zie hoofdstuk 7).



Figuur 4.3

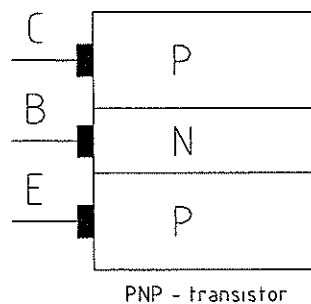
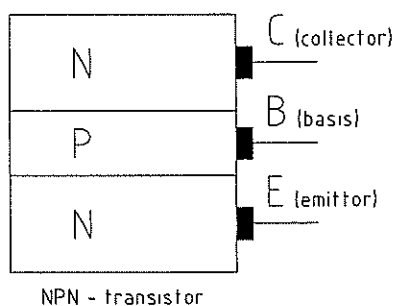
Om deze schakelingen te kunnen ontwerpen moeten we eerst de werking van de transistor en z'n karakteristieken onderzoeken. Daarna kunnen we de versterker en de oscillatoren van nader bekijken. Na enkele labometingen kunnen we m.b.v. de opgedane praktische ervaring de uiteindelijke deelschakelingen maken. Als laatste koppelen we alle deelschakelingen aan elkaar en testen we het geheel uit.

4.1. De transistor

4.1.1. Opbouw en werking transistor

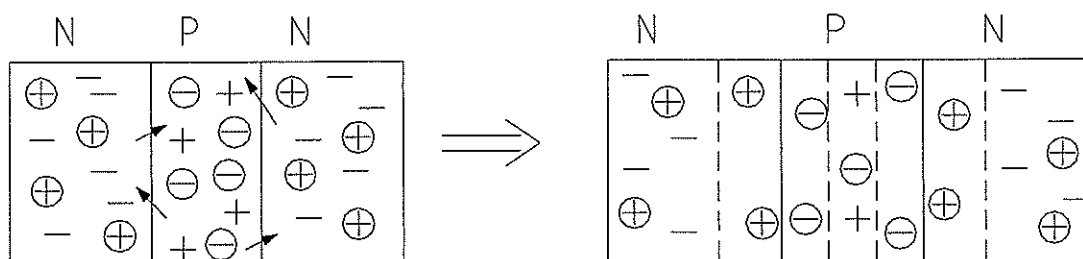
De transistor bestaat uit een kristal met 3 lagen.

- twee P-lagen gescheiden door een heel dunne N-laag (PNP)
- twee N-lagen gescheiden door een heel dunne P-laag (NPN)



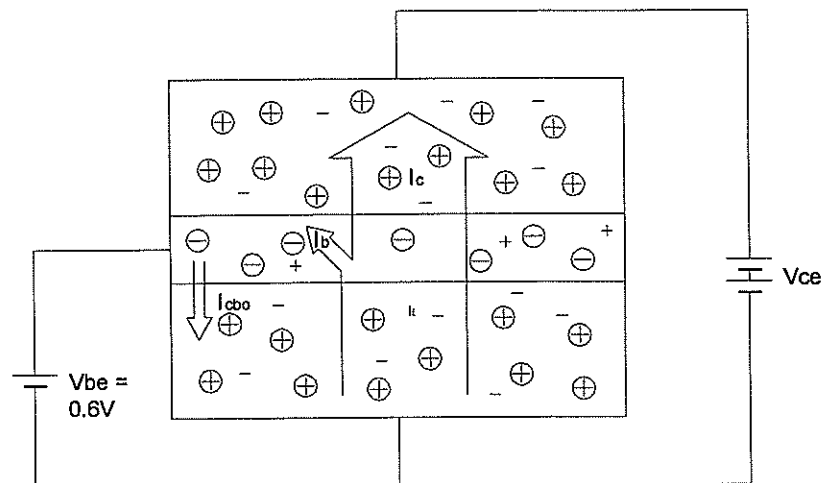
Figuur 4.4

In de omgeving van de 2 juncties ontstaan diffusiestromen waardoor 2 grenslagen (en dus ook diffusiespanningen) ontstaan.



Om de transistor te gebruiken als versterker moet aan 2 voorwaarden worden voldaan:

- de basis-emitter moet in doorlaat gepolariseerd worden
- de basis-collector moet in sper gepolariseerd worden



Figuur 4.6

De basis-emitter staat in doorlaat gepolariseerd dus zal er een basis-emitterstroom vloeien.

De basis van de transistor is dun en weinig verontreinigd. Er zijn dus weinig vrije gaten in de basis wat een lage geleidbaarheid in de basiszone tot gevolg heeft.

De elektronen die zich in de basis bevinden, vullen de gaten op. Er is echter een overschot aan elektronen in de basis (ze kunnen niet vlug genoeg weg). Door de grote spanning over de basis-collector junctie en het overschot aan elektronen worden deze doorheen de sperlaag 'gezogen' (I_c).

Niettegenstaande dat de basis-collector junctie invers gepolariseerd is, vloeit er toch een collectorstroom. Dit effect noemt men het transistoreffect.

Het procentuele deel van de emitterstroom dat door de collector vloeit noemt men de statische stroomversterking, symbool: α ($= h_{FB}$).

Verder is

$$I_e = I_b + I_c \quad \text{Formule 4.1}$$

$$I_c = \alpha \cdot I_e + I_{cb0} \quad \text{Formule 4.2}$$

met I_{cb0} een temperatuursafhankelijke sperstroom, ook collectorverzadigingsstroom genoemd. Deze stroom loopt in dezelfde zin als I_c . Die lekstroom bedraagt bij siliciumtransistoren slechts enkele nanoampères.

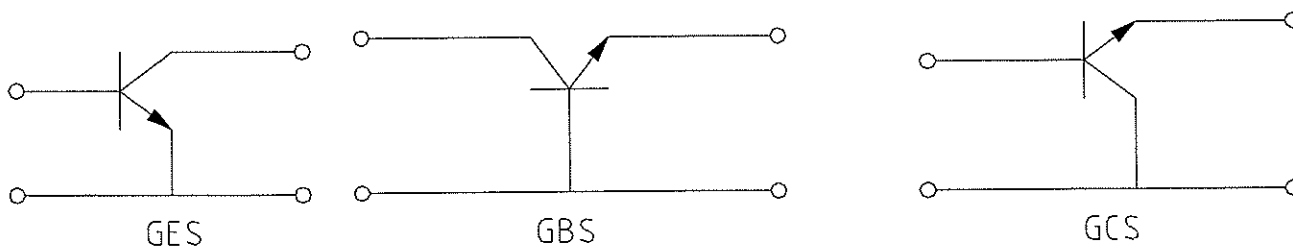
4.1.2. Codering transistoren

Eerste letter	tweede letter	derde letter	getal
A: germanium B: silicium	C: LF-transistor D: LF-vermogen transistor F: HF-transistor L: HF-vermogen transistor S: schakel transistor U: vermogenschakel transistor	R,W,X,Y = transistor voor professionele doeleinden	volgnummer

4.1.3. Fundamentele transistorschakelingen

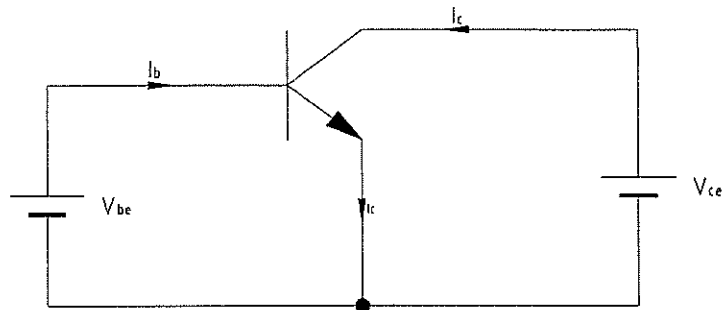
Een transistor kan op 3 verschillende manieren geschakeld worden:

- gemeenschappelijke emitter schakeling (GES)
- gemeenschappelijke basis schakeling (GBS)
- gemeenschappelijke collector schakeling (GCS)



Figuur 4.7

4.1.4. Stroomversterking in GES



Figuur 4.8

In een transistor geldt steeds:

$$I_e = I_b + I_c$$

$$I_c = \alpha \cdot I_e + I_{cb0}$$

We kunnen nu de uitgangsstroom I_c i.f.v. de ingangsstroom I_b uitdrukken:

$$I_c = \alpha I_e + I_{cb0}$$

$$I_c = \alpha(I_c + I_b) + I_{cb0}$$

$$I_c = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_b + \frac{I_{cb0}}{1-\alpha}$$

$$\text{met } \frac{\alpha}{1-\alpha} = \beta = h_{FE}$$

Formule 4.3

$$\frac{I_{cb0}}{1-\alpha} = (1 + \beta) I_{cb0} = I_{ce0}$$

Formule 4.4

$$I_c = h_{FE} \cdot I_b + I_{ce0}$$

Formule 4.5

4.2. Statische transistorkarakteristieken

Om de transistor als versterkerelement te kunnen gebruiken moeten doorheen de transistor gelijkstromen vloeien. Deze stromen zijn niet willekeurig en moeten dus ingesteld worden. Dit noemt men de gelijkstroominstelling van de transistor.

Als de gelijkstroominstelling niet correct gebeurt, zal het versterkte wisselspanningssignaal vervormd worden. Om dit te vermijden moeten we de transistor correct instellen. In de vorige paragraaf hebben we oa. verondersteld dat $h_{FE} = \text{cte}$ en $V_{be} = 0,6V = \text{cte}$.

In de praktijk is dat echter niet het geval. Om de transistor toch juist in te stellen zullen we moeten gebruik maken van karakteristieken.

Afspraak: V_{CE} : volledig signaal

V_{ce} : enkel gelijkspanningsignaal

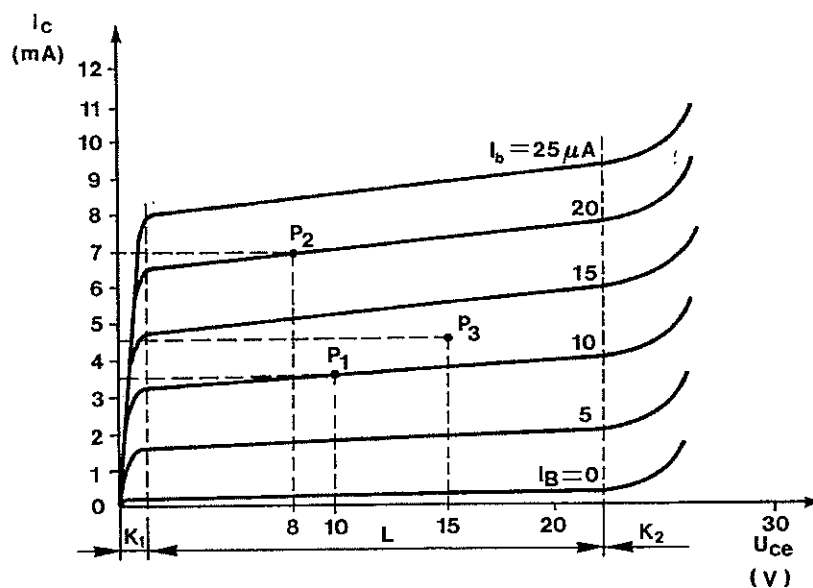
v_{ce} : enkel wisselspanningsignaal

Meestal worden de volgende karakteristieken gegeven:

- de uitgangskarakteristiek $I_C = f(V_{CE})$ met $I_B = \text{cte}$.
- de ingangskarakteristiek $I_B = f(V_{BE})$ met $V_{CE} = \text{cte}$.
- de transfertkarakteristiek $I_C = f(I_B)$ met $V_{CE} = \text{cte}$.
- de terugwerkingskarakteristiek $V_{BE} = f(V_{CE})$ met $I_B = \text{cte}$.

4.2.1. De uitgangskarakteristiek

In deze karakteristiek wordt de uitgangsstroom opgenomen i.f.v. de uitgangsspanning bij constante basisstroom $I_C = f(V_{CE})$ met $I_B = \text{cte}$.



Figuur 4.9

In de uitgangskarakteristiek onderscheiden we 3 gebieden:

1. Het kniegebied is zeer smal. De spanning waarbij de overgang van het lineaire gebied plaatsgrijpt noemt men de kniespanning. Die spanning bedraagt meestal slechts enkele tienden van een volt (gebied K_1).
2. Het lineair gebied = werkgebied van de transistor.
Een verandering van de uitgangsspanning heeft slechts een zeer kleine invloed op de uitgangsstroom (gebied L).
3. Het bovenste krommingsgebied van de transistor is het gebied waarin de transistor kan doorslaan wegens de zeer hoge spanning en bijgevolg een te groot gedissipeerd vermogen. De transistor mag nooit in dit gebied werken. Bij Si-transistoren bedraagt deze spanning ongeveer 100V, bij Ge: 20-50V (gebied K_2).

Uit deze karakteristiek haalt men 2 parameters:

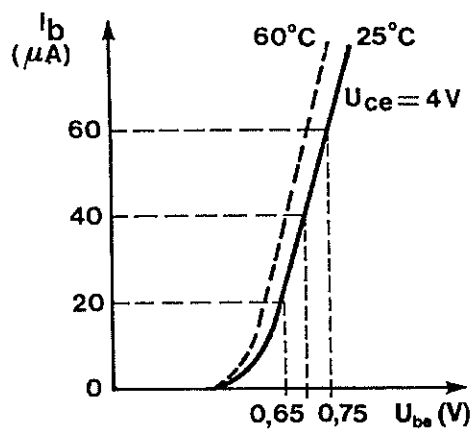
- de statische uitgangselektrodegeleidbaarheid in een werkpunt P

$$h_{OE} = \frac{I_c}{U_{ce}} \quad \text{Formule 4.6}$$

- de dynamische uitgangselektrodegeleidbaarheid rond een werkpunt P

$$h_{oe} = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{CE}} = \frac{I_c}{U_{ce}} \quad \text{Formule 4.7}$$

4.2.2. De ingangskarakteristiek



Figuur 4.10

Deze karakteristiek geeft het verband tussen de ingangsstroom en deingangsspanning bij constante uitgangsspanning weer.

Deze karakteristiek komt overeen met die van een diode in doorlaat (PN-overgang).

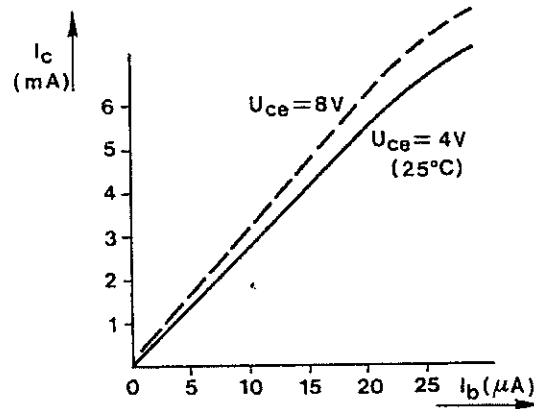
Dit is eenvoudig te verklaren als men naar de inwendige bouw van een transistor kijkt. Daar ziet men ook een PN-overgang.

Uit deze karakteristiek haalt men de statische ingangsweerstand in een bepaald werkpunt en de dynamische ingangsweerstand gelegen rond dat werkpunt.

$$h_{IE} = \frac{U_{be}}{I_b} \quad \text{Formule 4.8}$$

$$h_{ie} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{U_{be}}{I_b} \quad \text{Formule 4.9}$$

4.2.3. De transfertkarakteristiek



Figuur 4.11

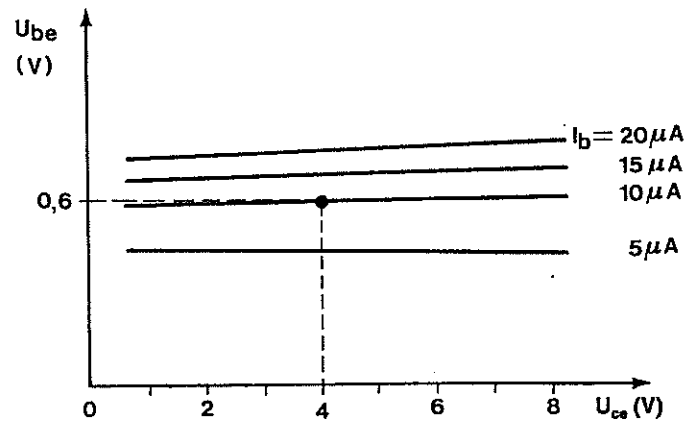
Deze karakteristiek geeft het verband tussen de ingangs- en de uitgangsstroom weer.

De statische stroomversterkingsfactor in een bepaald werkpunt P noemt men $h_{FE} = \beta$. De dynamische stroomversterkingsfactor rond een bepaald werkpunt h_{fe} .

$$h_{FE} = \beta = \frac{I_c}{I_b} \quad \text{Formule 4.10}$$

$$h_{fe} = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_B} = \frac{i_c}{i_b} \quad \text{Formule 4.11}$$

4.2.4. De terugwerkingskarakteristiek



Figuur 4.12

Deze grafiek geeft het verband tussen de ingangs- en de uitgangsspanning weer bij constante basisstroom.

Uit het horizontale verloop blijkt dat de ingangsspanning weinig afhankelijk is van de uitgangsspanning.

Bij de laagfrequenttechniek is deze karakteristiek dan ook van weinig belang.

In de hoogfrequenttechniek kan deze grafiek wel van belang worden en is het soms nodig om de invloed te compenseren m.b.v. speciale schakelingen.

Ook uit deze karakteristiek haalt men weer 2 parameters:

- de statische terugwerkingsfactor

$$h_{RE} = \frac{U_{be}}{U_{ce}}$$

Formule 4.12

- de dynamische terugwerkingsfactor

$$h_{re} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}} = \frac{U_{be}}{U_{ce}}$$

Formule 4.13

De terugwerkingsfactor is een onbenoemd getal dat de invloed van de uitgangsspanning V_{CE} op de ingangsspanning V_{BE} uitdrukt.

4.3. Dynamische transistorkarakteristieken

De statische transistorkarakteristieken geven de mogelijkheden van een transistor als discrete component weer.

De dynamische karakteristieken geven de mogelijkheden van die transistor in een schakeling weer.

Dynamische karakteristieken van een transistor worden bepaald door de belastingsweerstand en de voedingsspanning, vandaar de naam belastingslijnen.

4.3.1. Belastingslijn uitgangsketen

De belastingslijn van de uitgangsketen geeft grafisch het verband weer tussen de uitgangsstroom en uitgangsspanning rekening houdende met de voedingsspanning en de collectorweerstand.

Door middel van de 2^o wet van Kirchhoff kunnen we 2 punten bepalen om de belastingslijn te construeren:

$$U_{ce} = U_2 - I_c \cdot R_c$$

- kortsluitpunt A:

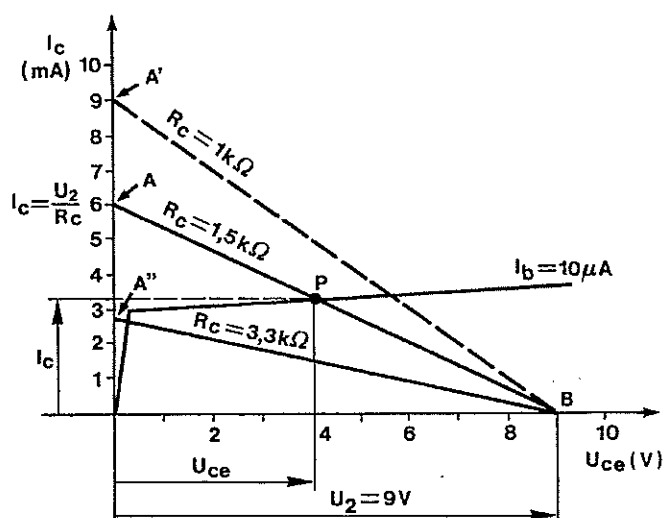
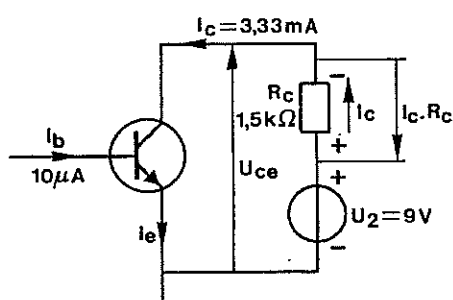
$$I_c = \frac{U_2}{R_c}$$

Formule 4.14

- nullastpunt B:

$$I_c = 0 \text{ en } U_{ce} = U_2$$

Formule 4.15



Figuur 4.13

4.3.2. Belastinglijn ingangsketen

De belastinglijn van de ingangsketen geeft grafisch het verband weer tussen de ingangsstroom en ingangsspanning rekening houdende met de basisweerstand en de bronspanning.

Met de wet van Kirchhoff kunnen we weer 2 punten bepalen:

- kortsluitpunt A:

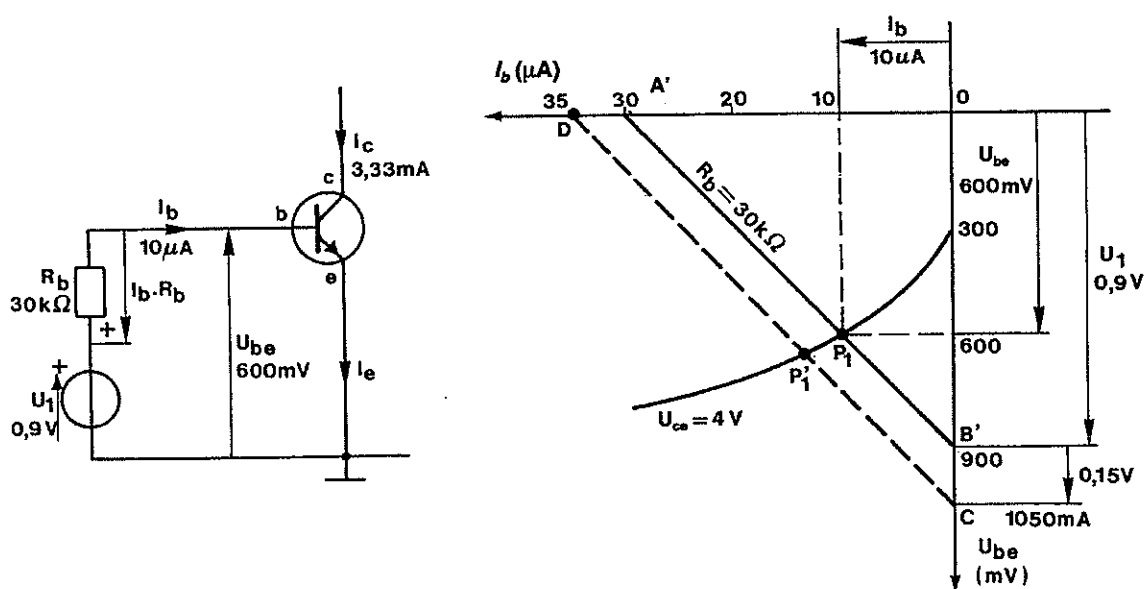
$$I_b = \frac{U_1}{R_b}$$

Formule 4.16

- nullastpunt B:

$$I_b = 0 \quad \text{en} \quad U_{be} = U_1$$

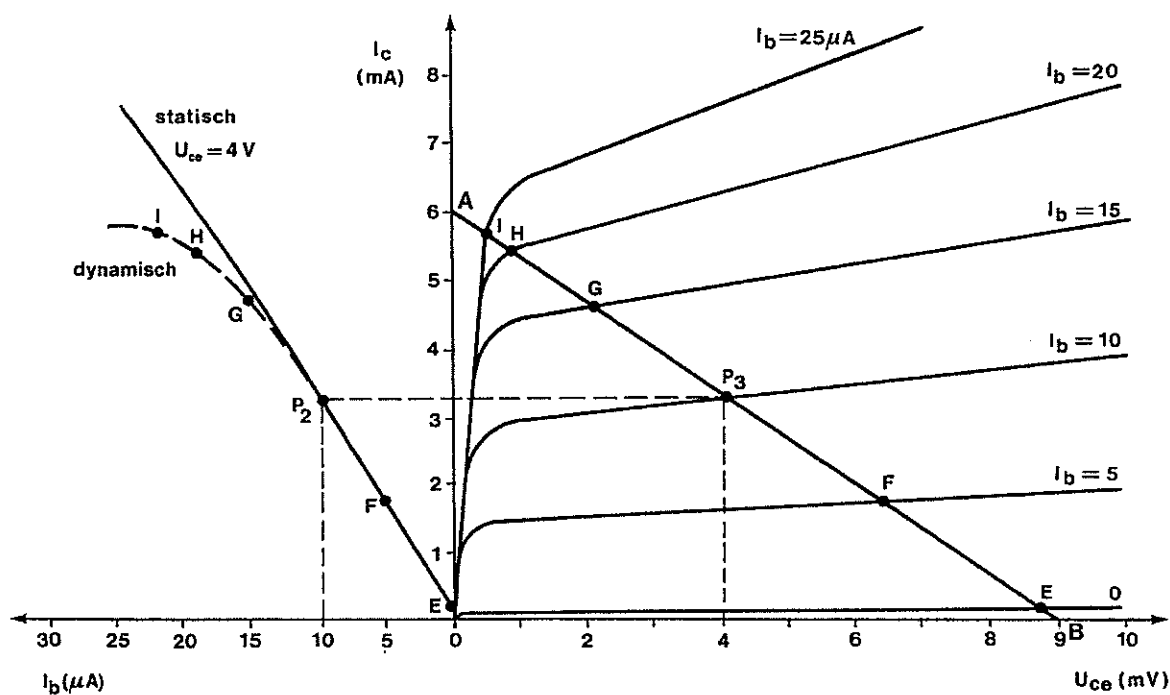
Formule 4.17



Figuur 4.14

4.3.3. Dynamische transfertkarakteristiek

Als we de snijpunten van de belastingslijn AB met de statische uitgangskarakteristiek overbrengen dan verkrijgen we een dynamische transfertkarakteristiek. In die dynamische transfertkarakteristiek is het saturatieverschijnsel duidelijk waar te nemen.

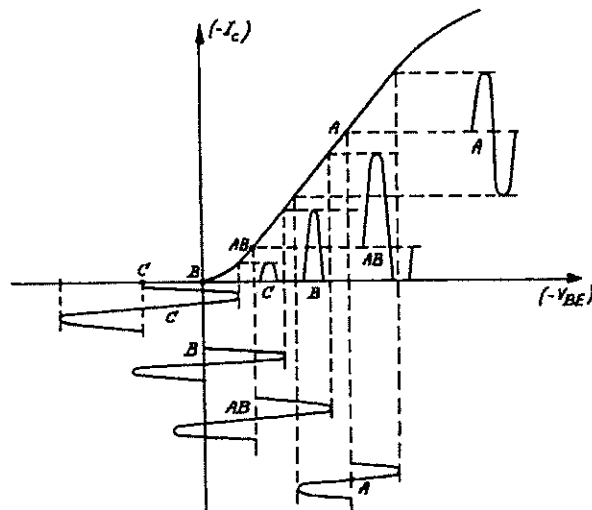


Figuur 4.15

4.4. Polarisation en stabilisatie van een transistor in een GES

4.4.1. Klasse instelling

Om een wisselspanningssignaal te versterken kan men de versterker in verschillende klassen instellen.



Figuur 4.16

Klasse A:

Het werkpunt ligt in het lineaire deel van de karakteristieken. Men stelt $V_{ce} = V_{Rc}$ zodat men maximaal kan uitsturen. Deze klasse heeft weinig vervormingen maar een laag rendement: maximum 12,5% bij sinusregime. L.F. – voorversterkers werken steeds in klasse A. De collectorstroom vloeit over 360° .

Klasse B:

Zonder stuursignaal is de transistor gesperd. De collectorstroom vloeit dus enkel over de positieve periode van het stuursignaal. Dit geeft enorme vervormingen (stuursignaal wordt gelijkgericht). Deze instelling wordt in de praktijk enkel in push-pull versterkers gebruikt waar men 2 transistoren gebruikt: 1 voor de positieve alternantie en 1 voor de negatieve. Het rendement is maximum 78% (sinusregime). De collectorstroom vloeit over 180° .

Klasse AB:

Om de vervormingen te verminderen polariseert men de transistor lichtjes in doorlaat. Het rendement blijft nog altijd hoog, maar de vervormingen zijn verminderd. De collectorstroom vloeit over meer dan 180° .

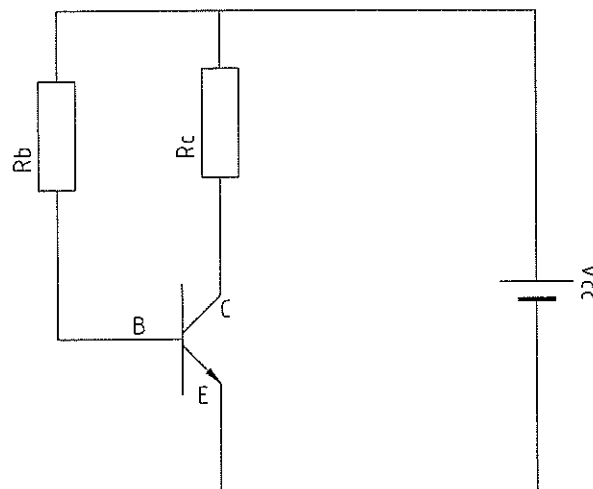
Klasse C:

De transistor wordt lichtjes in sper gepolariseerd. Daardoor wordt enkel de top van het sinusvormig stuursignaal versterkt. De collectorstroom vloeit over bv. 120° .

Daar het om laagvermogenversterkers gaat zullen we de versterker steeds in klasse A instellen.

4.4.2. Polarisatiemethodes

4.4.2.1 Instelling m.b.v. een basisweerstand



Figuur 4.17

Meestal kan men veronderstellen dat $V_{be} = 0,6V$.

Om het gewenste instelpunt te bereiken moeten we de basisweerstand berekenen.

$$I_b = \frac{I_c}{h_{FE}}$$

$$U_{Rb} - V_{be} - V_{cc} = 0$$

$$R_B = \frac{V_{cc} - V_{be}}{I_b}$$

Formule 4.18

Voorbeeld:

Geg: Transistor: BC547B
 Schakeling: fig. 4.17
 $V_{CC} = 12V$

Gevr: R_b en R_c zodat max. uitstuurbaarheid bij $I_c = 2mA$

Oplossing:

In de datablader vinden we bij $I_c = 2 mA$:

- $h_{FE \text{ typ}} = 290$
- $V_{be \text{ typ}} = 660 \text{ mV}$

$$U_{Rc} = V_{CC} / 2$$

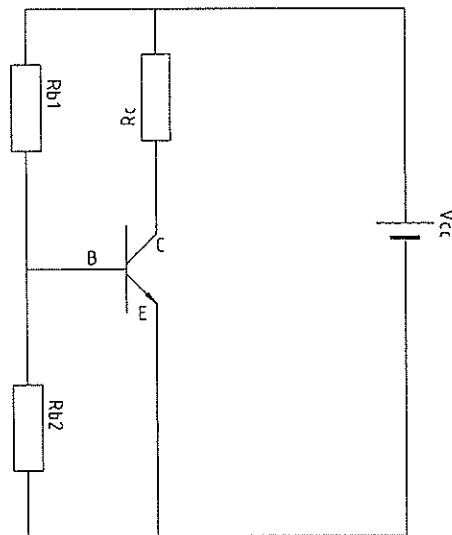
$$R_c = \frac{U_{Rc}}{I_c} = \frac{6V}{2mA} = 3k\Omega \text{ praktisch: } 3,2k\Omega$$

$$I_b = \frac{I_c}{h_{FE}} = \frac{2mA}{290} = 6,897 \mu A$$

$$V_{CC} - I_b \cdot R_b - V_{be} = 0$$

$$R_b = \frac{V_{CC} - V_{be}}{I_b} = \frac{12V - 0,66V}{6,897 \mu A} = 1,644M\Omega \text{ praktisch: } 1,5M\Omega$$

4.4.2 Instelling m.b.v. een spanningsdeler



Figuur 4.18

Deze schakeling heeft als voordeel dat de basisstroom weinig invloed heeft op de ingangspanning V_{be} . Dit bevordert de stabiliteit.

Als stelregel neemt men de stroom door R_{b2} 10 maal de basisstroom.

$$I_b = \frac{I_c}{h_{FE}}$$

$$I_b = I_{b1} - I_{b2}$$

$$U_{R_{b1}} = V_{CC} - V_{be}$$

$$U_{R_{b2}} = V_{be} = 0,7V$$

$$R_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{be}}{I_{B1}} = \frac{V_{CC} - V_{be}}{11I_b}$$

Formule 4.19

$$R_{B2} = \frac{V_{be}}{I_{b2}} = \frac{V_{be}}{10I_b}$$

Formule 4.20

Voorbeeld:

Geg: Transistor: BC547B
Schakeling: fig. 4.18

Gevr: R_b en R_c zodat max. uitstuurbaarheid bij $I_c = 2\text{mA}$

Oplossing:

In de databladen vinden we bij $I_c = 2\text{ mA}$:

- $h_{FE\text{ typ}} = 290$
- $V_{be\text{ typ}} = 660\text{ mV}$

$$U_{R_c} = V_c / 2$$

$$R_c = \frac{U_{R_c}}{I_c} = \frac{12\text{V}}{2\text{mA}} = 6\text{k}\Omega \text{ praktisch : } 5,6\text{k}\Omega$$

$$I_b = \frac{I_c}{h_{FE}} = \frac{2\text{mA}}{290} = 6,897\ \mu\text{A}$$

$$R_{b2} = \frac{V_{be}}{10I_b} = \frac{0,66\text{V}}{10 \cdot 6,897\ \mu\text{A}} = 9,57\text{k}\Omega \text{ praktisch : } 10\text{k}\Omega$$

$$R_{b1} = \frac{V_{cc} - V_{be}}{11I_b} = \frac{12\text{V} - 0,66\text{V}}{11 \cdot 6,897\ \mu\text{A}} = 149,48\text{k}\Omega \text{ praktisch : } 150\text{k}\Omega$$

4.4.3. Stabiliteit van een schakeling

Als men in klasse A instelling volledig wil uitsturen moet het werkpunt van de transistor gedurende de tijd constant blijven. Door temperatuursinvloed en spreiding in h_{FE} kan het werkpunt verschuiven. Als het werkpunt verschuift kan sterke vervorming van het versterkte signaal optreden. Om dit te vermijden zullen we dus methoden moeten zoeken om de vervorming tot een minimum te beperken. Om de stabiliteit van verschillende schakelingen onderling te kunnen vergelijken heeft men 3 stabiliteitsfactoren gedefinieerd.

$$S_1 = \frac{dI_C}{dI_{CB0}} \text{ met } h_{FE} \text{ en } U_{BE} \text{ constant} \quad \text{Formule 4.21}$$

$$S_2 = \frac{dI_C}{dH_{FE}} \text{ met } I_{CB0} \text{ en } U_{be} \text{ constant} \quad \text{Formule 4.22}$$

$$S_3 = \frac{dI_C}{dU_{BE}} \text{ met } h_{FE} \text{ en } I_{CB0} \text{ constant} \quad \text{Formule 4.23}$$

Invloed van de temperatuur op een schakeling:

- De lekstroom I_{CB0}
Deze stroom is een gevolg van minderheidsladingsdragers. De temperatuursinvloed op deze lekstroom lijkt dus sterk op deze van een diode in sper. Als vuistregel kunnen we aannemen dat deze lekstroom verdubbelt per 10°C temperatuurstijging. (exponentieel verloop)

- De lekstroom I_{CE0}
Deze lekstroom is een gevolg van I_{CB0} . We hebben de grootte ervan bepaald in formule 4.4. Deze was gelijk aan:

$$I_{CE0} = \frac{I_{CB0}}{1 - \alpha} = (1 + h_{FE})I_{CB0}$$

- De basis-emitterspanning V_{BE}

Als stelregel nemen we aan dat V_{BE} 2,5mV daalt per stijging van 1°C.

$$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} = -2,5mV / ^\circ C \quad \text{Formule 4.24}$$

Bij een BC547B is dit ongeveer -2mV/°C

- De spreiding van de h_{FE}

De h_{FE} waarde van éézelfde transistor kan zeer sterk variëren.

Zo geeft de fabrikant voor een BC547B bij $I_C=2mA$ volgende waarden op:

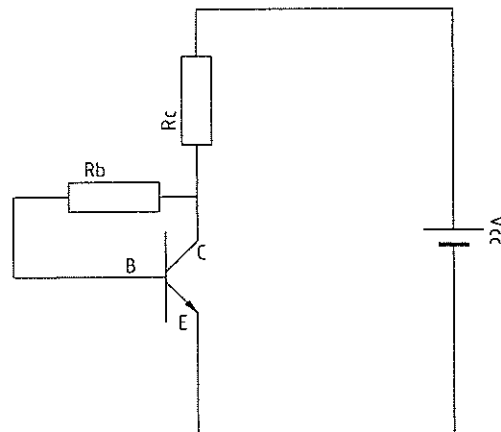
- $h_{FE \text{ min}} = 200$
- $h_{FE \text{ typ}} = 290$
- $h_{FE \text{ max}} = 450$

De laatste letter van de transistor (A, B of C) vb. een BC547B stelt de tolerantie op de h_{FE} voor.

4.4.4. Stabilisatiemethodes

4.4.4.1 Stabilisatie door weerstanden

4.4.4.1.1 Stabilisatie door R_b aan de collector te verbinden



Figuur 4.19

Als door een stijging van de temperatuur of van h_{FE} de collectorstroom stijgt dan daalt de basisstroom. Daardoor daalt de collectorstroom ($I_C = h_{FE} \cdot I_B$) weer. M.a.w. deze schakeling zorgt voor een stabilisatieeffect.

$$I_b = \frac{V_{ce} - V_{be}}{R_b} = \frac{V_{cc} - (I_c \cdot R_C + V_{be})}{R_b} \quad \text{Formule 4.25}$$

Met als vuistregel $V_{be} = 0,6V$ en $V_{ce} = V_{cc}/2$ (max. uitstuurbaarheid) kan men beide weerstanden op een eenvoudige manier berekenen.

Voorbeeld:

Geg: Transistor: BC547B
Schakeling: fig. 4.19

Gevr: R_b en R_c zodat max. uitstuurbaarheid bij $I_c = 2mA$

Oplossing:

In de databladen vinden we bij $I_c = 2 mA$:

- $h_{FE \text{ typ}} = 290$
- $V_{be \text{ typ}} = 660 \text{ mV}$

1. Berekening weerstanden

$$R_c = \frac{V_{cc}/2}{I_c} = \frac{6V}{2mA} = 3k\Omega \text{ praktisch: } 3,2k\Omega$$

$$I_b = \frac{I_c}{h_{FE}} = \frac{2mA}{290} = 6,897 \mu A$$

$$V_{cc} - U_{R_c} - U_{R_b} - V_{be} = 0$$

$$R_b = \frac{V_{cc}/2}{I_b} = \frac{6V - 0,66V}{6,897 \mu A} = 774k\Omega \text{ praktisch: } 830k\Omega$$

2. Berekening stabiliteitsfactoren

Spanningsvgl:

$$R_b \cdot I_b + V_{be} + R_c \cdot (I_b + I_c) = V_{cc}$$

Formule 4.26

Uit formule 4.5 halen we I_b

$$I_c = \beta \cdot I_b + (1 + \beta) \cdot I_{cb0} \Leftrightarrow I_b = \frac{I_c - (1 + \beta) I_{cb0}}{\beta}$$

Formule 4.27

Ingevuld in 4.26 geeft dit:

$$V_{cc} = \frac{R_b}{\beta} [I_c - (1 + \beta) I_{cb0}] + V_{be} + R_c \left[\frac{I_c \cdot \beta}{\beta} + \frac{I_c - (1 + \beta) I_{cb0}}{\beta} \right]$$

$$V_{cc} = \frac{R_b \cdot I_c}{\beta} - \frac{R_b(1 + \beta)}{\beta} I_{cb0} + V_{be} + \frac{R_c}{\beta} [(1 + \beta) I_c - (1 + \beta) I_{cb0}]$$

$$I_c \left[\frac{R_b}{\beta} + \frac{R_c(1 + \beta)}{\beta} \right] = V_{cc} - V_{be} + \frac{R_b(1 + \beta) I_{cb0}}{\beta} + \frac{R_c(1 + \beta) I_{cb0}}{\beta}$$

Formule 4.28

$$I_c = \frac{\beta(V_{cc} - V_{be}) + (1 + \beta)(R_b + R_c)I_{cb0}}{R_b + (1 + \beta)R_c}$$

$$S_1 = \frac{dI_c}{dI_{cb0}} = \frac{(1 + \beta)(R_b + R_c)}{R_b + (1 + \beta)R_c} = \frac{R_b + R_c}{\frac{R_b}{(1 + \beta)} + R_c} \quad \text{Formule 4.29}$$

$$S_2 = \frac{dI_c}{dV_{be}} = \frac{-\beta}{R_b + (1 + \beta)R_c} \quad \text{Formule 4.30}$$

$$S_3 = \frac{dI_c}{dh_{FE}} = \frac{(R_b + R_c)(V_{CC} - V_{be} + R_b I_{cb0})}{[R_b + (1 + \beta)R_c]^2} \quad \text{Formule 4.31}$$

$$S_1 = \frac{R_b + R_c}{\frac{R_b}{1 + \beta} + R_c} = \frac{774000 + 3000}{\frac{774000}{290 + 1} + 3000} = 0,137 \text{mA} / \mu \text{A}$$

$$S_2 = \frac{-\beta}{R_b + (1 + \beta)R_c} = \frac{-290}{774000 + (1 + 290)4000} = -0,150 \mu \text{A} / \text{mV}$$

$$S_3 = \frac{(R_b + R_c)(V_{CC} - V_{be} + R_b I_{cb0})}{[R_b + (1 + \beta)R_c]^2} =$$

$$\frac{(3000 + 774000)(12 - 0,66 + 774000 \cdot 0,000000015)}{[774000 + (1 + 290)4000]^2} = 3,252 \mu \text{A}$$

Toepassing:

Geg: De temperatuur van de junctie stijgt van 25°C naar 150°C.

Gevr: Bereken de verschuiving van het werkpunt.

Oplossing:

In het databoek vinden we : $V_{be} : -2 \text{mV}/^\circ\text{C}$; $I_{cb0} : 15 \text{nA} \rightarrow 5 \mu\text{A}$; $h_{FE} : 290 \rightarrow 450$

$S_1 : (5 \mu\text{A} - 0,015 \mu\text{A}) \cdot S_1 = +0,68 \text{mA}$

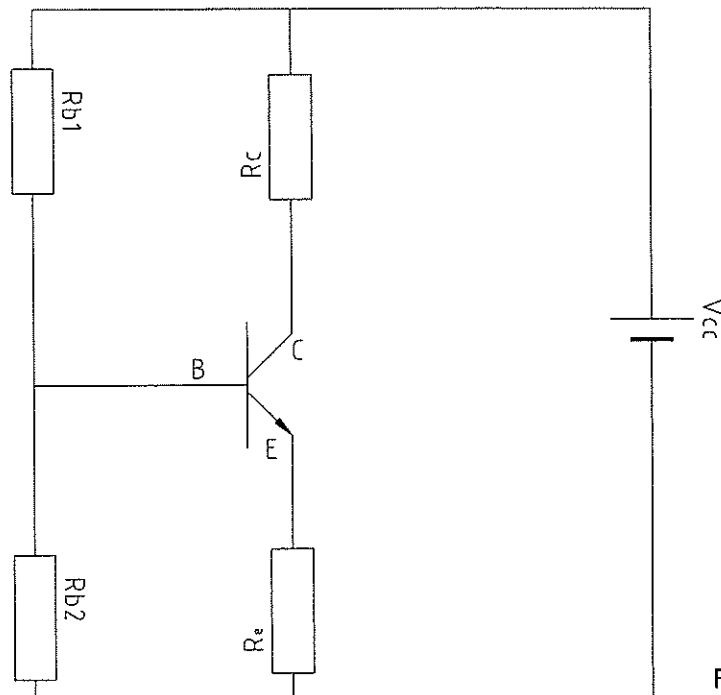
$S_2 : -(125^\circ\text{C} \cdot 2 \text{mV}/^\circ\text{C}) \cdot S_2 = +0,038 \text{mA}$

S_3 : Hiermee hoeven we geen rekening te houden aangezien de spreiding van de h_{FE} opgevangen wordt door het regelbaar maken van R_b d.m.v. een trimmer.

De totale verschuiving van het werkpunt wordt :

$$0,68 \text{mA} + 0,038 \text{mA} = +0,72 \text{mA}$$

4.4.4.1.2 Stabilisatie met spanningsdeler en emitterweerstand



Figuur 4.20

$$V_b = cte \text{ (spanningsdeler)}$$

$$V_e = I_e \cdot R_E \approx I_c \cdot R_e$$

$$V_{be} = V_e - V_b \approx I_c \cdot R_e - cte$$

Als de collectorstroom stijgt daalt V_{be} en bijgevolg I_b en I_c .
Deze schakeling heeft dus een stabiliserend effect.

Hoe groter R_e , hoe groter het stabilisatie-effect. (zie berekening stabilisatiefactor)
Men mag echter R_e niet onbeperkt groot kiezen omdat men anders te veel verlies krijgt.

Meestal kiest men $U_{Re} = 1/6 V_{cc}$.

Voor de spanningsdeler gebruikt men weer een belastingsstroom van $10 I_b$.

Met behulp van de wetten van Kirchhoff kan men alle componenten berekenen om de transistor in het gewenste instelpunt te brengen.

Voorbeeld:

Geg: Transistor: BC547B
Schakeling: fig. 4.20

Gevr: - R_{b1} , R_{b2} en R_c
- Stabiliteitsfactoren

Oplossing:

In de databladen vinden we bij $I_c = 2\text{mA}$:

- $h_{FE \text{ typ}} = 290$
- $V_{be \text{ typ}} = 660\text{mV}$

We nemen $U_{Re} = 1/6 V_{cc}$

$$R_c = \frac{(V_{cc} - U_{Re})/2}{I_c} = \frac{(12\text{V} - 2\text{V})/2}{2\text{mA}} = 2,5\text{k}\Omega \text{ praktisch: } 2,6\text{k}\Omega$$

$$I_b = \frac{I_c}{h_{FE}} = \frac{2\text{mA}}{290} = 6,897\mu\text{A}$$

$$R_{b2} = \frac{V_{be}}{10I_b} = \frac{0,66\text{V}}{10 \cdot 6,897\mu\text{A}} = 9,569\text{k}\Omega \text{ praktisch: } 10\text{k}\Omega$$

$$R_{b1} = \frac{V_{cc} - V_{be}}{11I_b} = \frac{12\text{V} - 0,66\text{V}}{11 \cdot 6,897\mu\text{A}} = 149,5\text{k}\Omega \text{ praktisch: } 150\text{k}\Omega$$

Volgens de stelling van Thevenin kunnen we de ingangskring vervangen door een bron E_{th} met inwendige weerstand R_{th} .

$$\text{Daarbij is } E_{th} = V_{CC} \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} \quad \text{Formule 4.32}$$

$$R_{th} = \frac{R_{b1} \cdot R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} \quad \text{Formule 4.33}$$

Volgens de wetten van Kirchhoff is

$$E_{th} - I_b R_{th} - V_{be} - (I_b + I_c) R_e = 0$$

$$I_b = \frac{E_{th} - V_{be} - I_c R_e}{R_{th} + R_e}$$

verder is $I_c = \beta \cdot I_b + (1 + \beta) I_{cb0}$

$$I_c = \frac{\beta(E_{th} - V_{be} - I_c R_e)}{R_{th} + R_e} + (1 + \beta) I_{cb0}$$

$$I_c = \frac{\beta(E_{th} - V_{be}) + (1 + \beta)(R_{th} + R_e) I_{cb0}}{R_{th} + (1 + \beta) R_e}$$

$$S_1 = \frac{dI_c}{dI_{cb0}} = \frac{(1 + \beta)(R_{th} + R_e)}{R_{th} + (1 + \beta) R_e} = \frac{(1 + \beta)}{1 + \frac{\beta R_e}{R_{th} + R_e}} \quad \text{Formule 4.34}$$

$$S_2 = \frac{dI_c}{dV_{be}} = \frac{-\beta}{R_{th} + (1 + \beta) R_e} \quad \text{Formule 4.35}$$

Om de berekening van de 3e stabiliteitsfactor te vereenvoudigen zullen we het deel van I_c veroorzaakt door I_{cb0} verwaarlozen.

$$I_c \approx \frac{\beta(E_{th} - V_{be})}{R_{th} + (1 + \beta) R_e} \quad \text{Formule 4.36}$$

$$\begin{aligned}
 S_3 &= \frac{dI_c}{dh_{FE}} = \frac{d \left[\frac{\beta(E_{th} - V_{be})}{R_{th} + (1 + \beta)R_e} \right]}{dh_{FE}} \\
 &= \frac{[R_{th} + (1 + \beta)R_e][E_{th} - V_{be}] - R_e \beta(E_{th} - V_{be})}{[R_{th} + (1 + \beta)R_e]^2} \\
 &= \frac{(E_{th} - V_{be})(R_{th} + R_e)}{[R_{th} + (1 + \beta)R_e]^2}
 \end{aligned}$$

Hierin kunnen we de 1ste stabiliteitsfactor substitueren

$$S_1 = \frac{(R_{th} + R_e)(1 + \beta)}{R_{th} + (1 + \beta)R_e}$$

Daaruit volgt :

$$S_3 = \frac{S_1(E_{th} - V_{be})}{(1 + \beta)[R_{th} + (1 + \beta)R_e]}$$

Als we hierin vgl. 4.36 substitueren krijgen we :

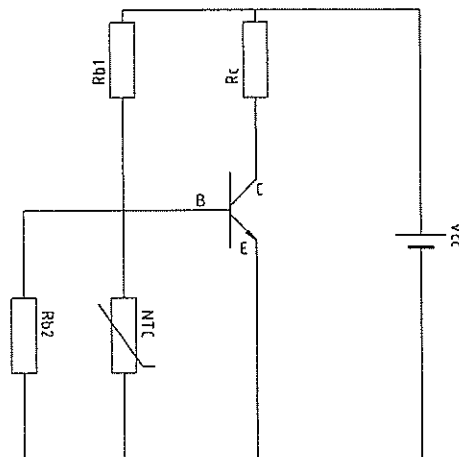
$$S_3 = S_1 \frac{I_c}{\beta(1 + \beta)} \quad \text{met } \beta \approx 1 + \beta$$

$$S_3 = S_1 \frac{I_c}{\beta^2}$$

Formule 4.37

4.4.4.2. Compensatie met temperatuursafhankelijke elementen

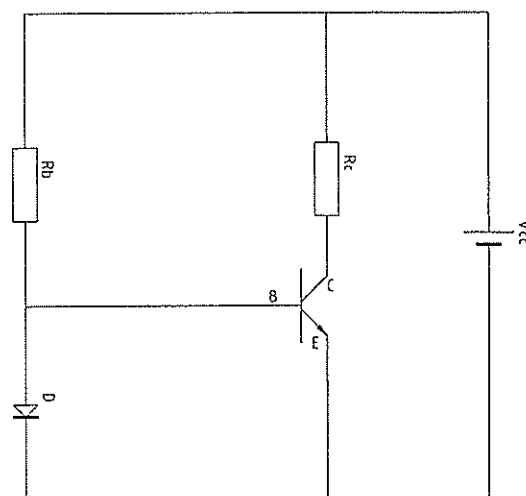
4.4.4.2.1 Stabilisatie met temperatuursafhankelijke weerstanden



Figuur 4.21

R_{b2} wordt parallel op de NTC-weerstand geplaatst om een spanningsverloop van $-2,5\text{mV}/^\circ\text{C}$ te krijgen.

4.4.4.2.2 Stabilisatie met een diode in doorlaat gepolariseerd



Figuur 4.22

Doordat een diode (PN-junctie) een negatieve temperatuurscoëfficiënt heeft van ongeveer $-2,5\text{mV}/^\circ\text{C}$ zal V_{be} aangepast worden aan de temperatuur en zal het instelpunt van de transistor niet verlopen.

4.4.4.2.3 Stabilisatie met een diode in sper gepolariseerd

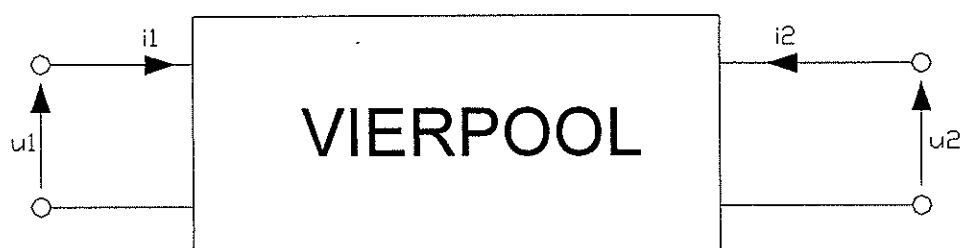
De lekstroom van een diode in sper komt overeen met de lekstroom I_{cb0} in een transistor. Men kan dus een diode gebruiken om de lekstromen in een transistor te compenseren.

4.4.4.2.4 Stabilisatie met een complementaire transistor

Een complementaire transistor is een transistor met bijna exact dezelfde karakteristieken maar van een ander type: PNP i.p.v. NPN en omgekeerd. Doordat de karakteristieken zo goed overeenkomen kan men bijna perfect stabiliseren.

4.5. Transistor in wisselspanningversterkerschakelingen

Een transistor kunnen we vervangen door een elektrisch netwerk dat zich voor de te versterken signalen precies zo gedraagt als de transistor. Zo'n elektrisch netwerk noemen we een vierpool.



Figuur 4.23

Van deze 4 parameters zijn er telkens 2 afhankelijk en 2 onafhankelijk. Naargelang de keuze van de onafhankelijke veranderlijken komt men tot volgende parameters:

- Parameters met open kring: r- of z-parameters
- De hybride parameters of h-parameters
- De parameters op kortsluiting: y- of g-parameters

In de praktijk worden vooral de h- en de y-parameters gebruikt. Voor laagfrequentversterkers worden meestal h-parameters gebruikt. Bij hogere frequenties y-parameters en bij nog hogere frequenties worden de y-parameters complexe grootheden (rekening houdende met de capaciteiten in de transistor).

Vierpoolvergelijkingen met h-parameters:

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2 \quad \text{Formule 4.38}$$

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2 \quad \text{Formule 4.39}$$

Vierpoolvergelijkingen met y-parameters:

$$i_1 = y_{11} \cdot u_1 + y_{12} \cdot u_2 \quad \text{Formule 4.40}$$

$$i_2 = y_{21} \cdot u_1 + y_{22} \cdot u_2 \quad \text{Formule 4.41}$$

4.5.1. Signaalvervangingschema met h-parameters

4.5.1.1 Betekenis h-parameters

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2$$

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2$$

a. Uitgang vierpool kortsluiten ($u_2=0$)

$$h_{11} = h_i = \frac{u_1}{i_1} \quad h_{21} = h_f = \frac{i_2}{i_1}$$

Formule 4.42 – 4.43

met $h_{11} = h_i$: ingangsweerstand (ohm) bij kortgesloten uitgang en
 met $h_{21} = h_f$: stroomversterkingsfactor (onbenoemd) bij kortgesloten uitgang.

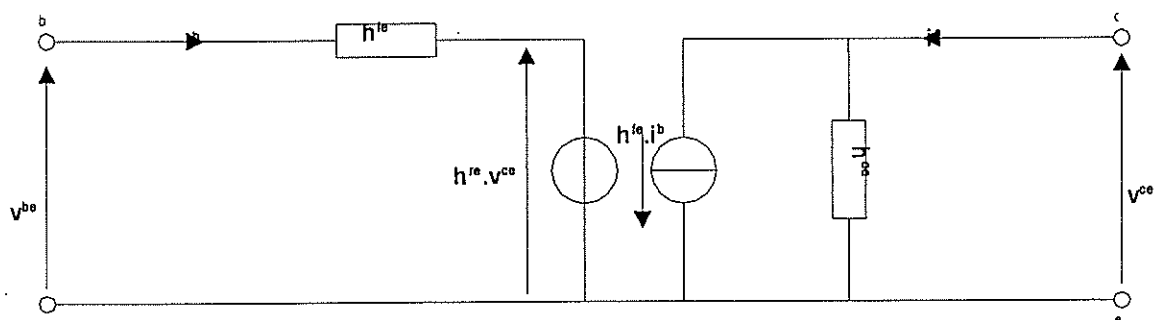
b. Ingang vierpool open ($i_1=0$)

$$h_{12} = h_r = \frac{u_1}{u_2} \quad h_{22} = h_o = \frac{i_2}{u_2}$$

Formule 4.44 – 4.45

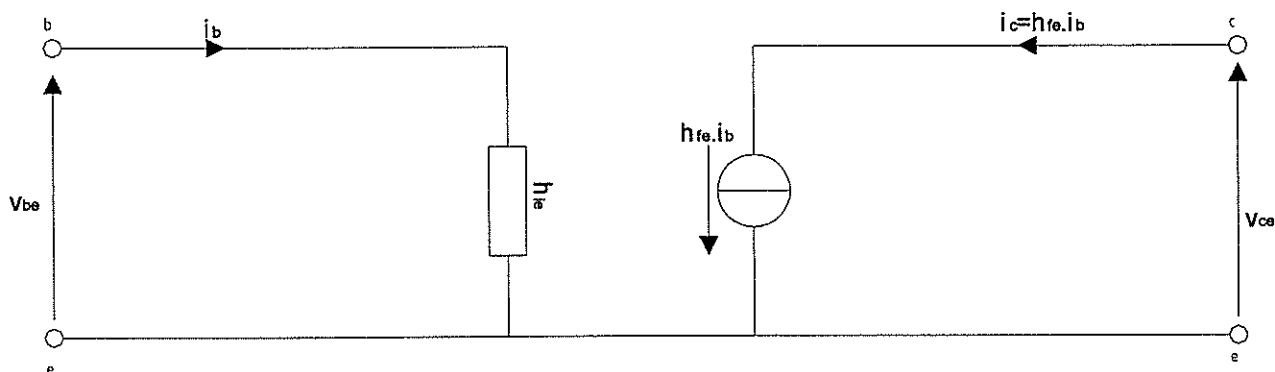
met $h_{12} = h_r$: spanningsterugwerking (onbenoemd) met open ingang en
 met $h_{22} = h_o$: uitgangsadmittantie (S) met open ingang.

4.5.1.2 Signaalvervangingschema van een GES



Figuur 4.24

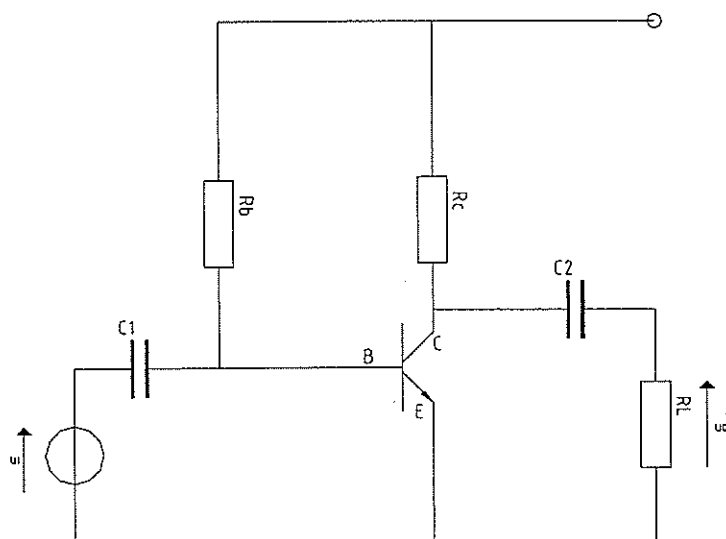
Meestal zijn h_{re} en h_{oe} zeer klein zodat men ze kan weglaten. Na vereenvoudiging komt men dan tot volgend schema:



Figuur 4.25

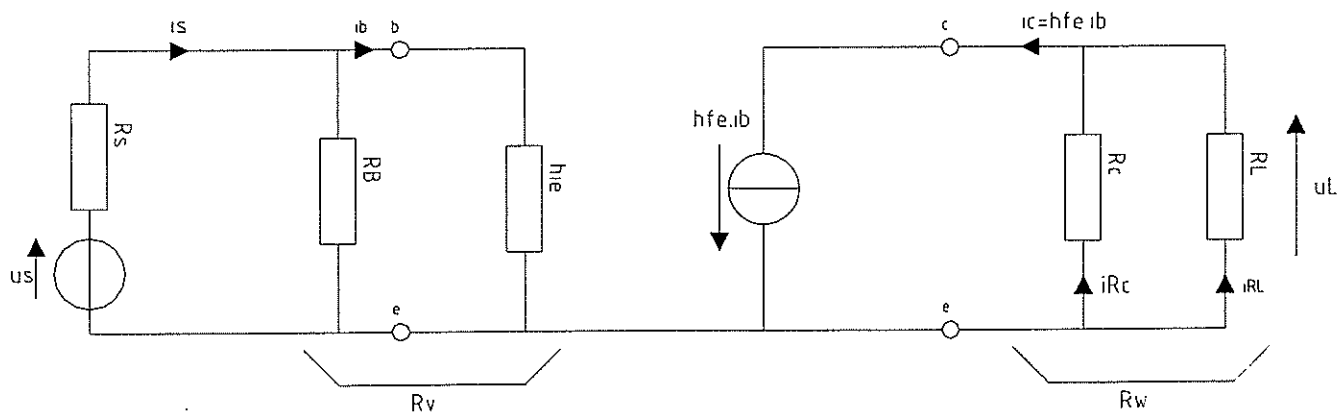
4.5.1.3 Schakeling met basisweerstand

a. Volledig schema



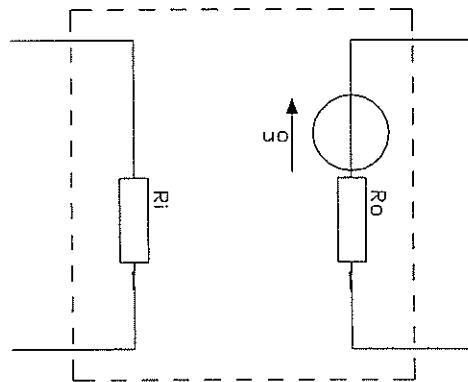
Figuur 4.26

b. Equivalent schema



Figuur 4.27

Volgens de stelling van Thevenin kan men een versterker als volgt voorstellen:



Figuur 4.28

$$E_{th} = -\frac{h_{fe} \cdot R_c \cdot U_s}{R_V + R_s}$$

Formule 4.46

$$R_{th} = R_c$$

Formule 4.47

c. Spanningsversterking in de schakeling

Als we geen belasting aansluiten, wordt de uitgangsspanning $u_o = E_{th}$.

$$\text{De spanningsversterking wordt dan : } A_u = -\frac{h_{fe} \cdot R_c}{R_V + R_s}$$

Sluiten we echter een belasting R_L aan, dan daalt de versterking tot :

$$A_u = -\frac{h_{fe} \cdot R_c \cdot R_L}{(R_V + R_s)(R_c + R_L)} = -\frac{h_{fe} \cdot R_W}{R_V + R_s}$$

Formule 4.48

d. Stroomversterking in de schakeling

$$u_o = -h_{fe} \cdot i_b \cdot R_W$$

$$i_L = \frac{h_{fe} \cdot i_b \cdot R_W}{R_L}$$

$$i_b = \frac{i_s \cdot R_V}{h_{ie}}$$

$$A_i = \frac{i_L}{i_s} = \frac{h_{fe} \cdot R_V \cdot R_W}{h_{ie} \cdot R_L}$$

Formule 4.49

e. Vermogenversterking

$$A_p = A_i A_u = \frac{h_{fe} R_V}{h_{ie} R_L} \frac{h_{fe} R_W}{R_V + R_s} = \frac{h_{fe}^2 R_V R^2_W}{h_{ie} R_L (R_V + R_s)} \quad \text{Formule 4.50}$$

f. Ingangsweerstand

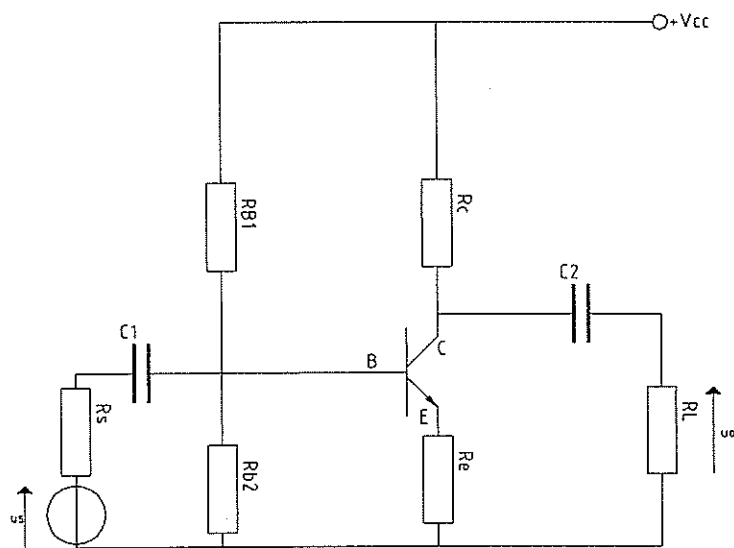
$$R_i = R_V \quad \text{Formule 4.51}$$

g. Uitgangsweerstand

$$R_o = R_c \quad \text{Formule 4.52}$$

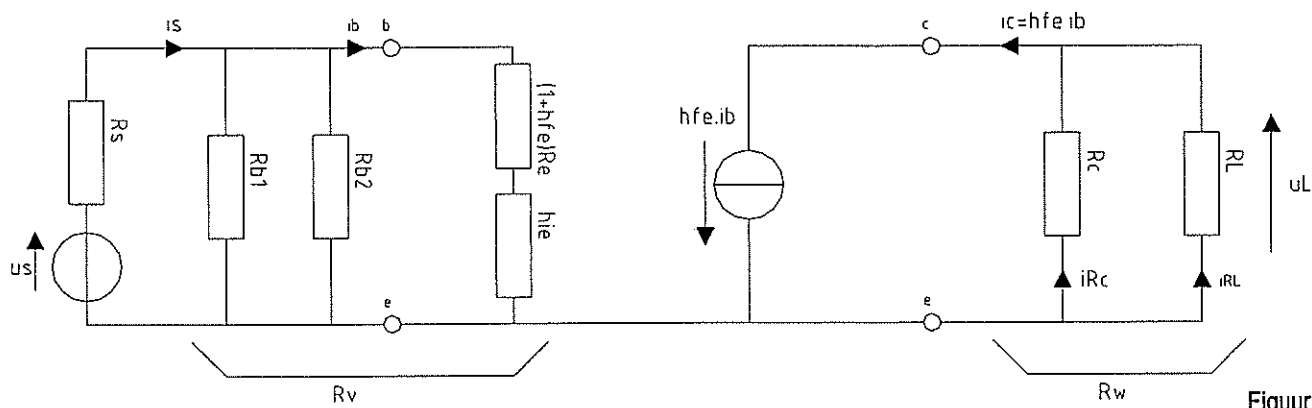
4.5.1.4 Versterker met tegenkoppeling

a. Volledig schema



Figuur 4.29

b. Equivalent schema



Figuur 4.30

c. Spanningsversterking in de schakeling

$$A_u = \frac{-h_{fe} \cdot R_w}{R_v + R_s}$$

Formule 4.53

d. Stroomversterking in de schakeling

$$A_i = \frac{h_{fe} \cdot R_V \cdot R_W}{[h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_e] \cdot R_L}$$

Formule 4.53

e. Vermogenversterking

$$A_p = A_u \cdot A_i$$

Formule 4.54

f. Ingangsweerstand

$$R_i = R_V = R_b // [h_{ie} + (1 + h_{FE}) \cdot R_e]$$

Formule 4.55

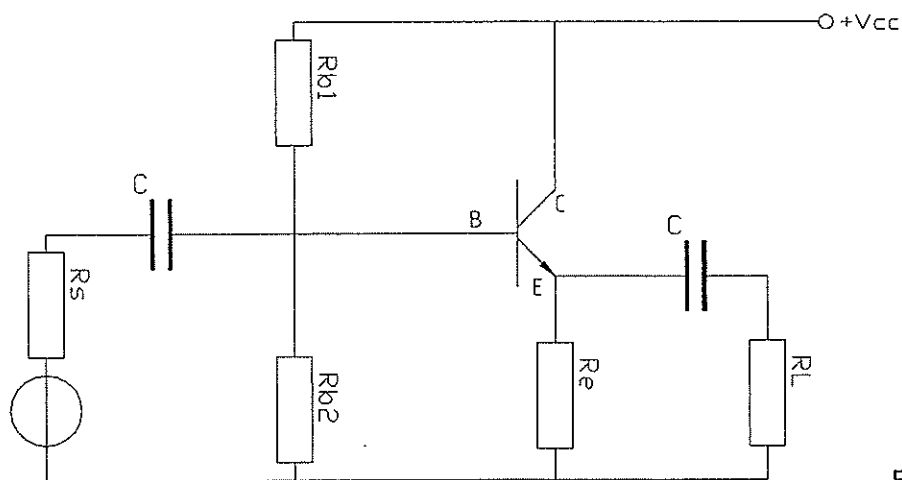
g. Uitgangsweerstand

$$R_o = R_c$$

Formule 4.56

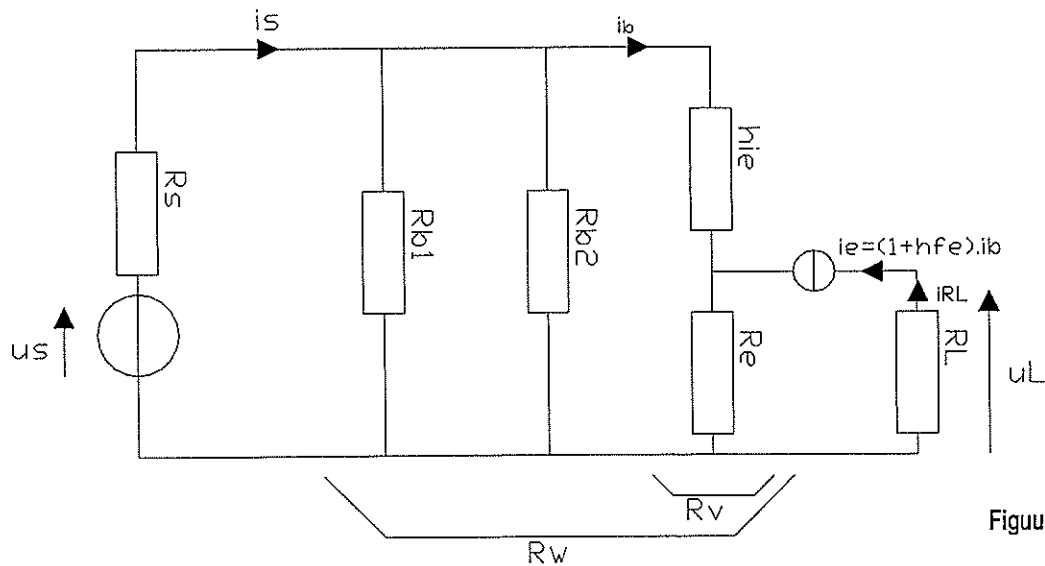
4.5.1.4 Versterker in GCS

a. Volledig schema



Figuur 4.31

b. Equivalent schema



Figuur 4.32

c. Stroomversterking

$$R_v = h_{ie} + (1 + h_{fe})R_e$$

Formule 4.57

$$R_w = R_v \parallel R_{b1} \parallel R_{b2}$$

Formule 4.58

$$i_b = \frac{i_s \cdot R_w}{R_v}$$

$$i_L = (1 + h_{fe})i_b$$

$$A_i = \frac{i_L}{i_s} = \frac{(1 + h_{fe})R_w}{R_v}$$

Formule 4.59

d. Spanningsversterking

$$i_s = \frac{u_s}{R_s + R_w} \Rightarrow i_b = \frac{u_s \cdot R_w}{(R_s + R_w)R_v}$$

$$u_L = i_L \cdot R_L = \frac{(1 + h_{fe})u_s \cdot R_w \cdot R_L}{(R_s + R_w)R_v}$$

$$A_u = \frac{(1 + h_{fe})R_w \cdot R_L}{(R_s + R_w)R_v} \quad \text{met } R_v = (1 + h_{fe})R_e$$

Formule 4.60

Als men R_s en $h_{ie} = 0$ stelt komt men tot :

$$A_u = \frac{R_L}{R_e}$$

Meestal is $R_L = R_e$ zodat $A_u \approx 1$

e. Ingangsweerstand

$$R_i = R_w$$

Formule 4.61

f. Uitgangsweerstand

$$R_o = \frac{R_s + h_{ie}}{1 + h_{fe}}$$

Formule 4.62

4.5.2. Signaalvervangingschema met y-parameters

4.5.2.1 Betekenis y-parameters

$$i_1 = y_{11}.u_1 + y_{12}.u_2$$

$$i_2 = y_{21}.u_1 + y_{22}.u_2$$

a. Ingang vierpool kortsluiten ($u_1=0$)

$$y_{12} = \frac{i_1}{u_2} \quad y_{22} = \frac{i_2}{u_2}$$

Formule 4.63 – 4.64

met y_{12} : inverse transfertadmittantie (S) bij kortgesloten ingang, en
met y_{22} : uitgangsadmintantie (S) bij kortgesloten ingang.

b. Uitgang vierpool kortsluiten ($u_2=0$)

$$y_{11} = \frac{i_1}{u_1} \quad y_{21} = \frac{i_2}{u_1}$$

Formule 4.65 – 4.66

met y_{11} : ingangsadmintantie (S) bij kortgesloten uitgang, en
met y_{21} : directe transfertadmittantie (S) bij kortgesloten uitgang.

c. Toegepast op een GES

$$y_{12e} = \frac{i_b}{V_{ce}} \quad y_{22e} = \frac{i_c}{V_{ce}}$$

Formule 4.67 – 4.68

$$y_{11e} = \frac{i_b}{V_{be}} \quad y_{21e} = \frac{i_c}{V_{be}}$$

Formule 4.69 – 4.70

d. Toegepast op een GBS

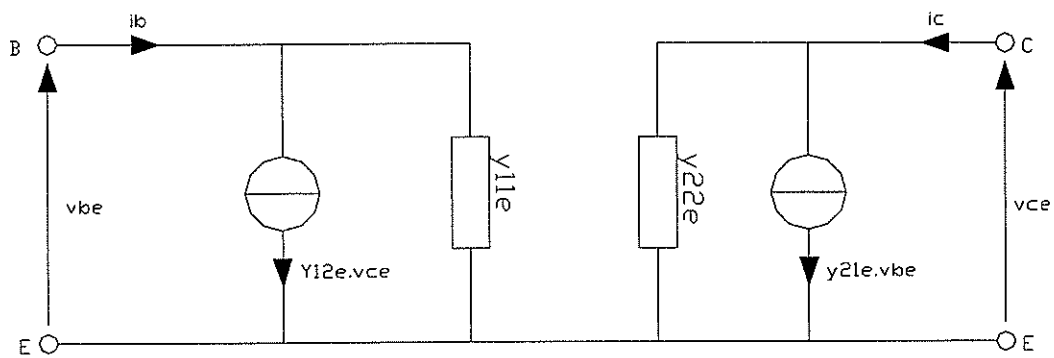
$$y_{12b} = \frac{i_e}{V_{cb}} \quad y_{22b} = \frac{i_c}{V_{cb}}$$

Formule 4.71 – 4.72

$$y_{11b} = \frac{i_e}{V_{eb}} \quad y_{21b} = \frac{i_c}{V_{eb}}$$

Formule 4.73 – 4.74

4.5.2.2 Signaalvervangschema van een GES



Figuur 4.33