

MASTER

Een spoorwegsimulator ten behoeve van onderzoek aan pulssturing bij gelijkstroom-traktie

Boers, P.; Goemans, P.A.F.M.

Award date:
1967

[Link to publication](#)

Disclaimer

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

General rights

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

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

800



800 bse

STUDIEBIBLIOTHEEK
ELEKTROTECHNIEK
E - HOOGBOUW

Een spoorwegsimulator ten behoeve
van onderzoek aan pulssturing bij
gelijkstroom-traktie.

EM 68-1 ir. P. Boers
 ir. P.A.F.M. Goemans

Dit rapport fungeert tevens als verslaglegging
over het afstudeerwerk van P. Boers, dat werd
verricht in de groep Elektromechanica onder
leiding van Prof.dr.ir. J.G. Niesten tijdens
de periode september 1966 - oktober 1967.



INHOUDSOPGAVE

	blz.
1. Summary	4
2. Inleiding	5
3. Overwegingen bij het bouwen van een model	7
4. Beschrijving van het model	9
4.1. De simulatie van de transformator tussen het koppelnet en de 10 kV-kabels	13
4.2. De simulatie van de 10 kV-kabels	14
4.3. De gelijkrichterinstallaties	17
4.4. De simulatie van het baanvak Groningen — Vries-Zuidlaren	31
4.5. De traktiemotoren	34
4.6. De chopperinstallatie	41
4.7. De regeling	58
5. De terugwerking van de chopperinstallatie op het voedende net	72
6. Conclusies	79
7. Lijst van geraadpleegde literatuur	80
8. Aanhangsel	
Appendix 1: Het berekenen van spanningen en stromen in een willekeurig elektrisch netwerk	82
Appendix 2: De representatie van lange leidingen in het model	86



Appendix 3: De transformatoren in het model	101
Appendix 4: De thyristorschakelaars	106
Bijlage 4.0.: De konstruktie van het spoorwegmodel	115
Bijlage 4.2.: De 10 kV-transformator en 10 kV-kabels	117
Bijlage 4.3.: De gelijkrichtereenheden	119
Bijlage 4.4.: Het bovenleiding-railcircuit tussen de onderstations te Groningen en te Vries-Zuidlaren	121
Bijlage 4.5.: De traktiemotorsimulatie	123
Bijlage 4.6.: De choppers en het afvlakfilter	125
Bijlage 4.7.: De regel- en stuurcircuits voor de thyristor-schakelaars	126
Lijst van gebruikte symbolen	127
Foto's en tekeningen	132

- - - - -



1. Summary

A small-scale model has been made in order to investigate the influence of a chopper-controlled d.c. traction system on a power supply, as used by the Netherlands Railways Ltd.

This report contains a detailed survey of the lay-out and construction of the model and a comprehensive mathematical analysis of the several systems involved.



2. Inleiding

De in 1945 door de N.V. Nederlandse Spoorwegen genomen beslissing om haar spoorwegnet opnieuw te elektrificeren met gebruikmaking van een voedingssysteem op basis van 1500V gelijkspanning vormt in zekere zin een "point of no return".

Immers, zelfs indien zou blijken, dat deze keuze van de voedingsspanning bij de huidige of toekomstige stand van de techniek niet optimaal is, dan nóg is het op zijn minst twijfelachtig of eventuele technische voordelen van een alternatief kunnen opwegen tegen de kosten en moeiten die de overgang op een andere voedingsspanning met zich mee zou brengen.

Behalve de gelijkspanning is in 1945 tevens de gelijkstroomseriemotor als traktiemotor herkozen.

Na de snelle ontwikkeling van de vermogenselektronica gedurende de laatste jaren, spreekt de konventionele koppeling van een bepaald type traktiemotor aan een bepaalde soort voedingsspanning de technicus niet meer zo aan als 20 jaar geleden. Het toepassen van elektronische frekwentie-omzetteren biedt immers de mogelijkheid om de gelijkstroomseriemotor te vervangen door de minder kwetsbare en goedkopere kooianker-induktie-machine, dit met behoud van uitwendige kenmerken als gelijkspanningsvoeding en gunstige koppel-hoeksnelheidskarakteristiek en met het voordeel van een soepeler regelbaarheid.

Hoewel deze zogenaamde elektronisch gestuurde inductiemotor vanuit principieel-technisch oogpunt bekeken de voorkeur geniet boven de konventionele gelijkstroom-commutatormotor, is hij in economisch opzicht daarvan vooralsnog de mindere.

De tegenwoordig nog vrij hoge prijs van de vermogenselektronica heeft tot gevolg dat de gelijkstroomseriemotor zijn plaats voorlopig lijkt te kunnen behouden.

Niettemin kan de klassieke tractie-installatie met beperkte kosten belangrijk worden verbeterd:

De bij seriemotoren tot op heden toegepaste weerstandssturing wordt daarbij vervangen door een met elektronische middelen gerealiseerde variatie van de gelijkspanning.

Het economisch voordeel dat daarmee kan worden behaald, berust in de eerste plaats op het vrijwel achterwege blijven van aanloopverliezen



zoals die bij weerstandssturing optreden.

Het principe van de werking van deze regelbare spanningsbron berust op het met hoge frekwentie openen en sluiten van een "elektronische schakelaar" of "chopper" in de keten waarin een bron van konstante spanning en een belasting zijn opgenomen. Op de belasting heeft deze "gechopte" gelijkspanning het effect van een variabele spanning, waarvan de grootte afhangt van de relatieve inschakelduur van de schakelaar.

Op grond van het zojuist vermelde economische voordeel heeft N.S. in 1966 besloten om bij wijze van experiment een motorpostrijtuig uit te rusten met een traktie-installatie, waarbij "choppers" zijn toegepast, en deze op de baan te beproeven.

Aan Associated Electrical Industries (A.E.I.) is opdracht verleend voor ontwerp en levering van de benodigde elektronica.

Tezelfder tijd is in de groep Elektromechanica van de Technische Hogeschool te Eindhoven een begin gemaakt met de bouw van een model,* waarin de werking van dergelijke elektronisch bestuurd traktiemotoren in combinatie met het bijbehorende voedingssysteem kan worden gesimuleerd.

De doeleinden die met dit modelonderzoek worden nagestreefd, zijn:

1. onderzoek naar de terugwerking op het voedingsnet van de "gechopte" traktiemotoren, naar de eventuele storing van signaleringssystemen die van deze terugwerking een gevolg is, en naar de doeltreffendheid van voorzieningen die deze storende terugwerking moeten beperken.
2. beproeving van verschillende mogelijkheden voor een regelsysteem, dat het ritme van de "chopper" bepaalt.

In feite vormt dit modelonderzoek een aanvulling op het experiment aan de echte schakeling. Het model biedt de mogelijkheid om snel en met geringe kosten wijzigingen te realiseren en daarvan de gevolgen te onderzoeken, zonder dat de uitgebreide beveiligingsmaatregelen tegen storingen behoeven te worden genomen die bij het experiment in de werkelijkheid noodzakelijk zijn.

De konstruktie en de werking van het betreffende model zijn het onderwerp van dit rapport.

* ———

In een eerder stadium werd een inleidend model-onderzoek uitgevoerd door ir. H.C. Appelo; de beschrijving daarvan is vervat in rapport EM 65-6



3. Overwegingen bij het bouwen van een model.

In een geschrift over een modelonderzoek behoort de schrijver aan de lezer uiteen te zetten welke speciale betekenis hij aan het woord *model* verbindt. Het probleem doet zich voor, dat geen aansluiting gevonden kan worden bij het normale taalgebruik.

We definiëren daarom voor ons doel het model als:

Een systeem dat in zodanig verband tot een deel van de fysische werkelijkheid staat, dat sommige kwantitatieve gegevens betreffende het laatste aan het eerste kunnen worden ontleend.

Het is niet noodzakelijk, dat de "af te beelden" werkelijkheid bestaat.

Een klassifikatie, die past bij de zojuist gegeven definitie maakt onderscheid tussen het *fysische* en het *mathematische* model. Onder *fysisch model* dient men te verstaan een schaalmodel of een fysisch systeem, dat in gedrag analoog is met de af te beelden werkelijkheid. In het laatste geval mag men spreken van simulatie. Enkele voorbeelden mogen deze begrippen verduidelijken:

Schaalmodellen van schepen worden beproefd in een sleeptank, van vliegtuigen in een windtunnel.

Voor het oplossen van problemen in verband met warmtegeleiding maakt men wel gebruik van een analoog fysisch systeem in de vorm van een elektrisch weerstandsnetwerk;

stationaire elektrische en magnetische velden kunnen worden onderzocht met behulp van een elektrisch analogon in de elektrolytische trog.

De evenwichtsbetrekkingen die het gedrag van de af te beelden werkelijkheid beschrijven, vormen tezamen het *mathematisch model*. Oplossen van de betrekkingen kan geschieden "met handkracht" of met gebruikmaking van een rekenmachine.

Resumerend kunnen we stellen, dat er bij een modelonderzoek *drie* mogelijkheden zijn om de werkelijkheid af te beelden:

door *schaalverkleining*, door *analoge representatie* of met behulp van de *evenwichtsbetrekkingen*.

In het spoorwegmodel, waarvan hier sprake is, zijn de opgesomde alternatieven alle vertegenwoordigd. De verklaring daarvoor is het



feit, dat de soort kennis van de werkelijkheid, die de onderzoeker moet bezitten om een model te kunnen realiseren, voor elk der drie typen totaal verschillend is.

Zo kan men stellen, dat voor het creëren van een mathematisch model of een analogon nauwkeurige kennis van de principes van de werking van het te onderzoeken systeem vereist is, terwijl zulks voor het maken van een schaalmodel nauwelijks het geval is. Voor de vereiste mate van bekendheid met de uiterlijke verschijningsvorm van de werkelijkheid, geldt de omgekeerde volgorde.

Tijdens de ontwikkeling van het spoorwegmodel is voor elk af te beelden onderdeel een bewuste keuze gemaakt uit de drie model-typen.

Een model kan op twee principieel verschillende manieren tekort schieten in het verschaffen van informatie over de werkelijkheid. *Enerzijds* is het mogelijk, dat in kwalitatief opzicht de werkelijkheid niet goed wordt afgebeeld door het model. Meestentijds is deze fout het gevolg van onvoldoende inzicht in de af te beelden fysische realiteit bij de ontwerper. Soms gaat deze er juist bewust toe over om bepaalde aspecten van de werkelijkheid in het model te verwaarlozen. In deze gevallen is het model in verminderde mate *representatief* voor de realiteit.

Anderzijds kan het model op principieel juiste wijze zijn opgebouwd en toch door gebrekkige werking onbetrouwbare gegevens produceren. Een dergelijk model is onvoldoende *nauwkeurig*.

Bij de beschrijving van de diverse onderdelen van het spoorwegmodel zal tevens worden vermeld welke eisen gesteld mogen worden aan representativiteit en nauwkeurigheid.



4. Beschrijving van het model.

Zoals reeds onder 2. vermeld beoogt het modelonderzoek onder meer na te gaan, in welke mate de terugwerking van de chopper-installatie zich voortplant in het voedingsnet.

Het spreekt voor zich dat daarom het gedeelte van het voedingscircuit waarvoor bij het onderzoek interesse bestaat, natuurgetrouw in het model dient te worden gerepresenteerd. Buiten het gedeelte waarin metingen worden verricht is vereenvoudiging geoorloofd, mits dit geen of slechts verwaarloosbare effecten tengevolge heeft binnen de interessesfeer van het onderzoek.

Vanaf de plaats waar de traktie-installatie zich bevindt bestaat het voedingscircuit primair uit een bovenleiding-railcircuit, dat gevoed wordt vanuit gelijkrichterstations die zich op min of meer regelmatige afstanden langs de baan bevinden.

In deze onderstations staan één of enkele mutator-installaties opgesteld, die uit de 10kV-driefasenspanning de voor de bovenleiding benodigde 1500V-gelijkspanning vormen. De elektrische energie wordt via 10kV-kabels uiteindelijk aan het koppelnet onttrokken.

Daarvoor staan bij de diverse verdeelpunten transformatoren opgesteld die de spanning van het koppelnet transformeren naar het 10kV-niveau. De 10kV-kabels van deze transformatoren naar de onderstations kunnen tot 16 km lang zijn.

In overleg met N.S. is besloten om in het model het traject van Groningen naar Vries-Zuidlaren te simuleren. De sterk uiteenlopende eigenschappen van de twee onderstations op dit traject liggen aan deze keuze ten grondslag.

In het onderstation te Groningen zijn twee gelijkrichtereenheden opgesteld; deze worden via twee korte, parallelle kabels gevoed vanuit het verdeelpunt Helpman. Het onderstation Groningen representeert dus een sterke voeding. Vries-Zuidlaren met slechts één gelijkrichtereenheid, die vanuit hetzelfde verdeelpunt gevoed wordt via twee lange, parallelle kabels, vertegenwoordigt een zwakke voeding.

In het blokschema in figuur 4.0.1 is de elektrische energievoorziening van de traktie-installatie weergegeven, voorzover deze bij het modelonderzoek van belang is.

Op het eerste gezicht lijkt het eenvoudig te zijn om het gehele voedingsstelsel op verkleinde schaal of door analoge representatie



in het model af te beelden. Zoals in de volgende paragrafen zal worden aangetoond, doet zich daarbij de moeilijkheid voor dat schaalverkleining bij bepaalde onderdelen (o.a. transformatoren) niet mogelijk is, zonder dat de "weergave-kwaliteit" van het model m.b.t. belangrijke eigenschappen veel te wensen overlaat. Aan analoge representatie is veelal hetzelfde bezwaar verbonden.

Een radicale oplossing is gelegen in het afbeelden van het gehele voedingssysteem in een rekenmachine-schakeling door gebruik te maken van de evenwichtsbetrekkingen. Het is immers zeer goed mogelijk om het gedrag van het voedingcircuit door een stelsel simultane differentiaalvergelijkingen voor het onderzoek voldoende "natuurgetrouw" te beschrijven. Het minimum-aantal onafhankelijke vergelijkingen dat daarvoor nodig is, is echter zo groot dat een model op basis van schaalverkleining en analoge representatie de voorkeur geniet, ondanks de hieraan klevende bezwaren.

Met behulp van netwerktheorie (lit.: 1) kan uit het elektrisch schema worden bepaald hoeveel onafhankelijke vergelijkingen tenminste nodig zijn om het voedingssysteem te beschrijven. Gebruik wordt daarbij gemaakt van netwerken die uit het schema zijn afgeleid, de "graaph" en de "boom". Van de helft van het voedingcircuit, die is getekend in figuur 4.0.2 zijn graaph en boom afgebeeld in figuur 4.0.3; daarbij moet worden opgemerkt dat het schema een eenvoudiger voorstelling geeft van de 10kV-kabels dan voor het modelonderzoek acceptabel is. Het benodigde aantal evenwichtsbetrekkingen blijkt voor deze vereenvoudigde conceptie al tenminste 21 te bedragen. In Appendix 1 wordt het een en ander nader toegelicht.

Behalve de energievoorziening is ook de regeling van de elektronische schakelaar in het spoorwegmodel een object dat onderzocht moet worden. Omdat de echte regelaar ongewijzigd in de spoorwegsimulator kan worden opgenomen, zou met recht kunnen worden gesteld dat hij geen deel uitmaakt van het eigenlijke model. Het spoorwegmodel doet zich in dat geval aan de regelaar voor als de nagebootste werkelijkheid, die het mogelijk maakt om regelaars van verschillend type onder bedrijfsomstandigheden te beproeven, zonder dat uitvoerige voorzorgsmaatregelen behoeven te worden



getroffen zoals bij het experimenteren op de baan.

Tenslotte bevat het model nog elementen die in feite buiten het onderzoek blijven: de traktiemotoren en de elektronische schakelaar. Van beide wordt slechts geëist dat zij als "black box" de gewenste uitwendige karakteristieken bezitten. Metingen aan het inwendige van de motoren en de choppers van het model kunnen niet worden verricht. Deze beperking komt de bruikbaarheid van het model niet ten goede en is dan ook node aanvaard. Zij is een rechtstreeks gevolg van de fysische groeiwetten, die het onmogelijk maken om motoren en schakelaars op verkleinde schaal natuurgetrouw na te bootsen.

Het ontwerp voor de schakeling die een traktiemotor representeert is in hoofdzaak gebaseerd op het mathematische model; ook kunnen enkele analoge elementen worden onderkend. Het genoemde nadeel van de black-box-conceptie wordt ten dele goed gemaakt door de mogelijkheid die deze biedt om op eenvoudige wijze bepaalde machine-parameters naar behoefte te wijzigen. De choppers worden in het model voorgesteld door met elektronische middelen gerealiseerde "ideale" schakelaars.

Traktiemotoren en schakelaars worden in het spoorwegmodel gerepresenteerd door transistorschakelingen. Bij de keuze van de schaalfactoren voor stroom en spanning moet daarmee rekening worden gehouden.

In aanmerking nemend dat de spanningen en de stromen in de motor-circuits hoogstens enige tientallen volts, resp. enkele honderden milli-ampères mogen bedragen, hebben we voor het model de volgende schaalfactoren vastgesteld:

spanning (V)	1	:	60
stroom (A)	1	:	3400

Daaruit kan worden afgeleid:



weerstand (V/A)	56,7 : 1
zelfinductie (V.s/A)	56,7 : 1
capaciteit (A.s/V)	1 : 56,7
vermogen (V.A)	1 : 204.10^3

Van de mogelijkheid om ook voor de tijd een van de eenheid verschillende schaalfactor in te voeren is geen gebruik gemaakt.

De diverse onderdelen van het model die in het voorgaande kort ter sprake zijn gekomen, worden in de hierna volgende paragrafen uitvoeriger behandeld. De konstruktiegegevens en de schema's van elektronica-schakelingen zijn opgenomen in het aanhangsel van dit rapport.



4.1. De simulatie van de transformator tussen het koppelnet en de 10kV-kabels.

Het modelonderzoek blijft beperkt tot het gedeelte van het voedingscircuit dat is gelegen aan de verbruikerszijde van de transformator. Deze begrenzing bakent tevens het gebied af waarbinnen N.S. verantwoordelijkheid draagt voor het ontstaan van storingen. Zonder aan de bruikbaarheid van het model voor het gestelde doel afbreuk te doen, kan de transformator daarom eenvoudig worden voorgesteld door een driefasen-spanningsbron, waarvan de inwendige impedantie van elke fase overeenkomt met die in de echte transformator.

Van deze impedantie die in feite een gecompliceerde functie is van de frekwentie, stroom en spanning is uitsluitend een geschatte waarde bij kortsluiting bekend. Volgens opgave van N.S. bedraagt het kortsluitvermogen van de echte transformator 250 MVA. De waarde van de kortsluitimpedantie die uit dit gegeven kan worden berekend is in het model verwezenlijkt.

Voor het realiseren van de driefasen-spanningsbron is gebruik gemaakt van drie gekoppelde variacs (figuur 4.1.1) met het oog op de mogelijkheid die deze bieden om de spanning in het model bij te regelen in geval van netspanningsvariaties.

Naar de juiste verhouding tussen ohms- en inductief gedeelte van de kortsluitimpedantie kunnen we slechts gissen; wel zijn we er van overtuigd dat de weerstand van de variacs groter is dan met de werkelijkheid overeenstemt. De inwendige impedanties van de drie fasen zijn om die reden tot de juiste kortsluitwaarde verhoogd door het opnemen van extra zelfinducties in de sekundaire ketens van de variacs.



4.2. De simulatie van de 10 kV-kabels.

Het transport van elektrische energie vanuit het verdeelstation Helpman van het Provinciaal Elektriciteitsbedrijf naar de onderstations van N.S. te Groningen en Vries-Zuidlaren vindt plaats via 10kV-kabels.

Het betreft hier kabels van het type GPLK 3 x 95 mm² voor nominaal 10kV, waarvan er twee parallel zijn geschakeld.

Volgens opgave van N.S. hebben de kabels naar het onderstation te Groningen een lengte van 1,14 km en die naar Vries van 14,76 km. Volgens gegevens van de Nederlandse Kabelfabrieken geldt voor dit type kabel:

$$R' = 0,211 \Omega/\text{km}$$

$$L' = 0,28 \text{ mH}/\text{km}$$

$$C' = 0,37 \mu\text{F}/\text{km} \text{ , gerekend per fase en}$$

bij een kabeltemperatuur van 43 °C.

Voor de bedrijfskapaciteit C van een symmetrisch opgebouwde kabel geldt, mits hij is aangesloten op een symmetrische driefasen-spanning: $C = C_a + 3C_i$ (lit.: 2).

Hierin is C_a de capaciteit van een geleider ten opzichte van aarde, en C_i de capaciteit van een geleider ten opzichte van één der beide andere aders

Voor een mantelkabel geldt bovendien met goede benadering $C_a = 3C_i$ (lit.: 2). Daaruit resulteert $C'_a = 0,18 \mu\text{F}/\text{km}$ en $C'_i = 0,06 \mu\text{F}/\text{km}$.

De kabel bezit een kontinuu verdeelde weerstand, zelfinductie en capaciteit. De grootten daarvan, gerekend per lengte-eenheid, hangen samen met de doorsnede en de onderlinge afstanden van de geleiders der verschillende fasen.

Om ook in het model de kontinuu verdeelde R , L en C te handhaven, is het noodzakelijk schaalverkleining toe te passen. We beschouwen de konsekwentie van een dergelijke verkleining voor de zelfinductie en de capaciteit van de kabel.

De grootten van L en C per lengte-eenheid blijken invariant te zijn voor schaalverkleining van de kabeldoorsnede (lit.: 2). We wensen in het model een toename van de totale zelfinductie met een faktor 56,7 ten opzichte van de werkelijkheid; de capaciteit moet een zelfde faktor kleiner worden. Voor de lengte van de kabel in het model



zijn dit tegenstrijdige eisen. Blijkbaar stellen de groeiwetten hier een verbod.

Wel is het mogelijk met behulp van geconcentreerde weerstanden, zelfindukties en capaciteiten een netwerk samen te stellen dat in elektrisch opzicht een grote overeenkomst vertoont met het gewenste schaalmodel waarvan R, L en C kontinu verdeeld zouden zijn.

In Appendix 2 wordt berekend dat het gedrag van een "geconcentreerde" kabel als vierpool dat van een "verdeelde" kabel weergeeft met een onnauwkeurigheid van ten hoogste 2% in het verloop van spanning en stroom aan begin en einde van de kabel indien

—èn de door de één geconcentreerd netwerkelement voorgestelde lengte niet groter is dan 900 meter,

—èn de bestudeerde verschijnselen beschreven kunnen worden binnen het frekwentiegebied van 0-10.000 Hz.

Een dergelijke nauwkeurigheid is inderdaad verwezenlijkt, hetgeen moge blijken uit het volgende:

—De fasegeleiders van de kabels zijn uitgevoerd als serieschakeling van een aantal identieke pi-sekties. Elke sectie vertegenwoordigt een lengte van 590 meter.

—De capaciteiten en zelfindukties waaruit de pi-sekties zijn samengesteld, bezitten een tolerantie van 2 à 3% (gemeten bij 1000 Hz).

—Tengevolge van de terugwerking van de gelijkrichters in de onderstations is de vorm van de wisselstroom door de kabels niet bij benadering sinusvormig. Bij een herhalingsfrequentie van 50 Hz voor deze stroom en een 2% bandbreedte van 0-10.000 Hz wordt zelfs de tweehonderdste harmonische nog nauwkeurig gesimuleerd. Dat is stellig meer dan voldoende voor de vereiste nauwkeurigheid in de representatie van de stroomvorm.

De verschijnselen die een gevolg zijn van de werking van de elektronische schakelaar hebben een herhalingsfrequentie van ten hoogste 1000 Hz. Voor zover zij doordringen in de 10kV-kabels zijn zij zodanig gedempt, dat de hogere harmonischen er uit verdwenen zijn. Een frekwentie-band van 0-10.000 Hz, die dus tot en met de tiende harmonische bevat, is voldoende om het verloop van de schakelverschijnselen binnen enkele procenten nauwkeurig weer te geven.



De twee parallelle kabels zijn in het model gesimuleerd als één kabel, met dienovereenkomstig verdubbelde C en gehalveerde L en R. In de kabel naar Groningen is elk van de drie kabeladers voorgesteld door twee in serie geschakelde identieke pi-sekties; deze drie "aders" zijn door middel van condensatoren op zodanige wijze gekoppeld dat de juiste waarden worden verkregen voor de capaciteiten van de geleiders onderling en van de geleiders ten opzichte van aarde.

In figuur 4.0.2. is dit schematisch weergegeven.

De kabel naar Vries bestaat uit een serie-parallelschakeling van 26 x 3 identieke sekties met eenzelfde samenstelling als die in de kabel naar Groningen. Dit komt overeen met een kabellengte van 14,80 km. Het schema van de praktische uitvoering en verdere konstruktiegegevens zijn opgenomen in bijlage 4.2.

De *nauwkeurigheid* van de kabel in het model bepaalt in welke mate het gerealiseerde netwerk met een eindig aantal sekties een representant kan zijn van een overeenkomstig netwerk dat is opgebouwd uit oneindig veel sekties.

De *representativiteit* van de gesimuleerde kabel is een maat voor de juistheid van de voorstelling die wij ons van de driefasenkabel hebben gevormd.

De grootten van L, C en R die wij konstant veronderstelden, hangen in werkelijkheid af van vele factoren waaronder in de eerste plaats de frekwentie. In het model zijn door gebruik van verliesarme spoelkernen en condensatoren de grootte van L en van C integendeel zo goed mogelijk onafhankelijk van de frekwentie gemaakt. Een weerstandstoename ten gevolge van stroomverdringing, die bij de werkelijke kabel een zeer belangrijke rol speelt, treedt ook in de kabels van het model enigermate op.

Een systematische nabootsing van de frekwentie-afhankelijkheid zou voor dit model beslist te ver voeren.



4.3. De gelijkrichterinstallaties.

De gelijkrichters in de onderstations van N.S. vormen uit de 10 kV-driefasenspanning de bij het traktiebedrijf benodigde 1500 V-gelijkspanning.

N.S. heeft twee soorten installaties in bedrijf: de klassieke kwikdampmutatoren, werkend volgens het principe van de dubbele driefasengelijkrichter met koppeltransformator (figuur 4.3.1.), en de modernere inrichtingen waarbij siliciumdiodes in Graetz-schakeling zijn toegepast (figuur 4.3.2.).

Zowel bij de oude als de nieuwere installaties zijn de primaire transformatorwikkelingen in ster geschakeld, zonder nulleider.

Bij extreem kleine belastingsstroom wordt de koppeltransformator onvoldoende gemagnetiseerd en verliest daardoor zijn uitwerking; de oorspronkelijke twee driefasengelijkrichters gaan dientengevolge tezamen in zesfasenbedrijf werken, hetgeen een verhoging met 15,4 % van de gelijkspanning in nullast tengevolge heeft (lit.:3).

Afgezien van dat effect bestaan er tussen de twee typen gelijkrichters naar buiten geen principiële verschillen: de vorm van de afgegeven gelijkspanning is in beide gevallen gelijk aan die voor de zesfasengelijkrichter, en ook de stromen in het voedende net zijn identiek. Als konsekwentie van het laatste zijn de arbeidsfactoren van beide gelijkrichterinstallaties gelijk (lit.:6).

Ten aanzien van de stromen in de transformatorwikkelingen is er wèl een duidelijk onderscheid. In beide typen voert elk der zes gelijkrichtelementen stroom gedurende $1/3$ deel van elke netspanningsperiode. Als gevolg daarvan zijn de stromen die aan de sekundaire klemmen van de gelijkrichtertransformator worden afgenomen, samengesteld uit een aantal harmonische componenten met frekwenties die een veelvoud zijn van de netfrekwentie; de sekundaire wikkelingen van de dubbel-driefasentransformator voeren behalve de bovenharmonische wisselstroomcomponenten ook een gelijkstroom.



Gelijkstroom en bovenharmonischen der verschillende fasen compenseren elkaar in de transformatorwikkelingen zodanig dat in de stromen die uit het net aan de primaire klemmen worden toegevoerd nog slechts de oneven zeshoofden ± 1 overblijven; d.w.z. harmonische componenten met frequenties $k \cdot 50$ Hz, waarin $k = 1, 5, 7, 11, 13$ enz.

De amplituden der wisselstromen zijn evenredig met de inversen van hun rangnummers, d.w.z. $1 : 1/5 : 1/7$ enz.

Terwijl deze zeefwerking bij de Graetz-schakeling reeds voltooid is voor de sekundaire stromen, is dat voor de dubbel-driefasenschakeling eerst het geval ten aanzien van de stromen in de primaire wikkeling.

Als men bedenkt dat het transport van elektrische energie via de transformator uitsluitend door de 50 Hz-komponenten van de wikkelingsstromen verzorgd wordt, is het duidelijk dat de Graetz-schakeling in het voordeel is ten opzichte van de dubbel-driefasenschakeling voor wat de ohmse verliezen in de transformatorwikkelingen betreft.

Het laatste kan tot uitdrukking worden gebracht in afzonderlijke "arbeidsfactoren" voor de primaire en sekundaire wikkelingsstroom van de transformator. Deze bedragen voor de klassieke mutator sekundair 0,676 en primair 0,955; voor de Graetz-schakeling zijn de factoren primair en sekundair 0,955.

De arbeidsfaktor ten opzichte van het voedende net is voor beide gelijkrichterinstallaties 0,955 (lit.:6).

Daarnaast heeft de driefasenbrug-, of Graetz-schakeling nog andere voordelen boven het alternatief:

— Het ontbreken van de koppeltransformator.

— Een eenvoudiger mutator-transformator, die — zoals reeds werd opgemerkt — efficiënter wordt benut.

Een ander heeft in de eerste plaats tengevolge dat de elektrische verliezen geringer zijn.

Geheel los daarvan staan de voordelen die siliciumdiodes bieden boven de kwikdampgelijkrichtervaten:

— Terwijl de eerste vrijwel geen onderhoud vergen, vereisen de laatste tamelijk gecompliceerde en dientengevolge bewerkelijke hulpapparatuur (beveiliging, vacuum, koeling).

— Het boogspanningsverlies in de kwikdampgelijkrichter bedraagt 20 à 25 V;



daartegenover staat een spanningsverlies van ten hoogste 4 V over twee in serie geschakelde halfgeleiderdiodes. De gunstige concurrentiepositie van de dubbel-driefasenschakeling tegenover de Graetz-schakeling stond en viel met de kwikdampgelijkrichter. De eerstgenoemde schakeling biedt immers de mogelijkheid om de zes "kwikdampdiodes" te verenigen in één vat (figuur 4.3.1.).

De gelijkrichterinstallaties in het spoorwegmodel zijn gerealiseerd op basis van schaalverkleining. Hoewel daarbij grote hinder wordt ondervonden van de konsekwenties van fysische groeiwetten, verdient schaalverkleining toch de voorkeur boven mathematisch model of analoge representatie, om de volgende redenen: — Het gelijkrichtproces in zijn geheel is gecompliceerd en ondoorzichtig. Voor het opstellen van een complete mathematische beschrijving of het maken van een representatief analogon is een beter inzicht in de werking van de installatie nodig dan dat waarover wij beschikken.

Daarentegen is voor een schaalmodel in de eerste plaats bekendheid met de uiterlijke verschijningsvorm van de na te bootsen installatie nodig; over dergelijke kennis beschikken we in de vorm van het elektrische schema en de grootten der netwerkparameters van de installatie.

— Een mathematisch model biedt in dit geval wel de mogelijkheid om te ontkomen aan de fysische groeiwetten, doch laat dit voordeel duur betalen met de gecompliceerdheid van de rekenmachineschakeling. Bij een analogon vormen de groeiwetten een belemmerende faktor, evenals bij het schaalmodel.

De problemen ten aanzien van de representativiteit van de modelgelijkrichterinstallaties, welke uit de groeiwetten voortvloeien, hebben in hoofdzaak betrekking op de transformatoren.

In appendix 3 wordt in dit verband aangetoond dat

— de magnetiseringsstroom van de modeltransformatoren in vergelijking met de werkelijkheid noodzakelijkerwijs buiten verhouding groot is, en dat



— de tijdconstante $\frac{L_K}{R_K}$ van de modeltransformator, welke samenhangt met de kortsluitimpedantie $Z_K = R_K + j\omega L_K$, op principiëel andere wijze van de frekwentie ω afhangt als in de afgebeelde werkelijkheid het geval is.

Zowel het oude als het nieuwere type gelijkrichterinstallatie is in het model op verkleinde schaal nagebootst.

De eigenschappen van de dubbel-driefasentransformator zijn in overeenstemming met de door N.S. daaraan gestelde eisen, zoals die in bestek no. 5315 (maart 1955) zijn vastgelegd:

— Het nominaal voortdurend vermogen van de transformator is tenminste 1800 kW (hetgeen overeenkomt met een gelijkstroom van 1200 A bij 1500 V).

— Het spanningsverlies van de transformator, gemeten aan de gelijkspanningsrails, moet 4 % bedragen per 1800 kW belasting.

— Indien de netspanning 10.000 V effectief tussen de fasen bedraagt, moet de gelijkspanning een grootte hebben van 1530 V bij 800 A belastingstroom.

— De relatieve kortsluitspanning van de transformator bedraagt 5 %.

Met betrekkelijk grote nauwkeurigheid kan uit deze bestekvoorwaarden worden berekend hoe groot het ohmse en het inductieve aandeel van de kortsluitimpedantie $Z_K = R_K + j\omega L_K$ zullen zijn: Het spanningsverlies van de transformator, gemeten aan de gelijkspanningsrails, is samengesteld uit een ohms verlies U_R tengevolge van de weerstand van de wikkelingen in transformator en koppelspoel, en een inductief verlies U_L dat weliswaar uitsluitend tijdens de kommutaties optreedt, doch in rekening wordt gebracht als een over de tijd gemiddelde waarde.

Uitgaande van de nullastspanning U_0 , daalt de gelijkspanning onder invloed van de belastingsstroom tot $U = U_0 - U_R - U_L$.

Alle termen van deze uitdrukking variëren in de tijd, ook indien de belastingsstroom konstant is; men dient de spanningen derhalve op te vatten als over één netspanningsperiode gemiddelde waarden.



U_0 is in feite een ideale - d.w.z. niet bestaande - nullastspanning, omdat bij zeer lage belastingsstroom in dit type gelijkrichterinstallaties een extra spanningsverhoging optreedt (lit.:3).

Voor de berekening van de grootte van U_L wordt met nadruk verwezen naar de literatuur (7). Voor de dubbel-driefasengelijkrichter met koppeltransformator ontleen we aan (7) het volgende:

— Indien men kan stellen dat de gelijkstroom I_g tijdens een periode van de netspanning praktisch konstant is, de magnetiseringsstroom van de transformator verwaarloosd kan worden, de boogspanning van de gelijkrichter onafhankelijk is van de grootte van I_g , en dat een nieuwe kommutatie pas begint nadat de vorige is voltooid, is het volgende van toepassing:

$$U_L = \frac{3}{2} \frac{\omega L_{k2}}{2\pi} I_g.$$

Daarin is ω de netcirkelfrequentie en ωL_{k2} de op een sekundaire wikkelingstak betrokken kortsluitreactantie van de transformator.

— Het relatieve gelijkspanningsverlies $\frac{U_L}{U_0}$, bij vollast bedraagt de helft van de relatieve kortsluitspanning. U_0' is gelijk aan de ideale nullastspanning vermeerderd met het boogspanningsverlies: $U_0' = U_0 + 22$ V. Bij de meting van de kortsluitspanning wordt van de transformator één sekundaire ster driefasig kortgesloten, en vloeien in het primaire driefasige net enkelvoudig harmonische stromen met eenzelfde effectieve waarde als de stromen die daar zouden vloeien in gelijkrichterbedrijf bij volledige belasting. Een restrictie is, dat het ohmse deel van de kortsluitspanning niet meer dan 10 % van de kortsluitspanning bedraagt, zodat zijn invloed op de grootte van de kortsluitspanning ten hoogste 1 % is. De kortsluitspanning is dan met goede benadering gelijk aan het inductieve gedeelte ervan. Achteraf zal blijken dat aan deze voorwaarde is voldaan.

In verband met de berekening wensen we de gelijkspanning in nullast U_0 te bepalen.

Daartoe gaan we uit van $U = 1530$ V bij $I_g = 800$ A en $\frac{U_0 - U}{U_0} = 0,04$ bij $I_g = 1200$ A (overeenkomstig het bestek), en berekenen

$$U_0 = \frac{1530 \text{ V}}{0,973} = 1570 \text{ V}; \quad U_0' = 1570 \text{ V} + 22 \text{ V} = 1592 \text{ V}.$$



Omdat de relatieve kortsluitspanning 5 % bedraagt, geldt

$$\frac{U_L}{U_o'} = \frac{3}{2} \cdot \frac{\omega L_{k2}}{2\pi} \cdot \frac{I_g}{U_o'} = \frac{3}{2} \cdot 50 \cdot \frac{1200}{1592} L_{k2} = 0,025, \text{ zodat}$$

$$L_{k2} = 0,44 \text{ mH.}$$

Indien L_1 en L_2 de spreidingszelfinducties voorstellen van respectievelijk een primaire wikkelingsfase en een sekundaire wikkelings-tak (figuur 4.3.1.) en indien de wikkelverhouding van de transformator gelijk is aan $\frac{w_1}{w_2}$, geldt met goede benadering: $L_{k2} = \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 \cdot L_1 + L_2$.

De zelfinductie van de koppeltransformator blijft buiten beschouwing omdat deze geen invloed heeft op het verloop van de kommutatie.

Het gelijkspanningsverlies U_R , dat nu berekend kan worden is een maat voor het ohmse deel van de kortsluitimpedantie.

$$\text{Uit } \frac{U_o - U}{U_o} = \frac{U_L + U_R}{U_o} = 0,04 \text{ en } \frac{U_L}{U_o'} = 0,025 \text{ bij } I_g = 1200 \text{ A,}$$

$$\text{volgt } U_R \cong 0,015 U_o = 24,6 \text{ V.}$$

Indien R_1 en R_2 de ohmse weerstanden zijn van respectievelijk een primaire wikkelingsfase en een sekundaire wikkelingstak, en indien R_2' de weerstand is van de helft der koppelspoel, dan geldt bij verwaarlozing van een aantal parasitaire effecten:

$$U_R = \frac{1}{2} I_g \cdot \left[\left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 \cdot R_1 + R_2 + R_2' \right] = \frac{1}{2} I_g \cdot \left[R_{k2} + R_2' \right].$$

Men dient zich bij het beoordelen van deze betrekking te realiseren dat in een sekundaire wikkelingstak slechts de helft van de gelijkstroom I_g vloeit.

$$\text{Uit } U_R = 600(R_{k2} + R_2') = 24,6 \text{ V volgt } R_{k2} + R_2' = 41 \text{ m}\Omega.$$

Omdat de informatie over de mutatortransformator volledig wordt, moet tenslotte de wikkelverhouding $\frac{w_1}{w_2}$ worden bepaald.

Men geve er zich in dit verband rekenschap van

— dat elk der zes sekundaire wikkelingstakken telkens gedurende $1/3$ netspannings-periode de halve gelijkstroom voert;

— dat elk paar wikkelingstakken waarvan de geïnduceerde spanningen $\pi/3$ rad. in fase verschillen, telkens gedurende $1/6$ periode in parallelbedrijf stroom voeren en



— dat de koppeltransformator fungeert als inductieve spanningsdeler die maakt dat de gelijkspanning in nullast op elk tijdstip gelijk is aan de halve som van de in parallele takken geïnduceerde spanningen.

We stellen: U_1 is het spanningsverschil (effektieve waarde) tussen het sterpunt en de primaire klemmen van de transformator,

U_2 is de in een sekundaire wikkelingstak geïnduceerde spanning, en U'_0 is de ideële nullastspanning U_0 vermeerderd met de boogspanning van de gelijkrichter (22 V).

Voor de dubbel-driefasengelijkrichter met de primaire transformatorwikkeling in ster, geldt nu:

$$U'_0 = \overline{U'_0(t)} = \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} \left[\hat{U}_2 \cos \omega t + \hat{U}_2 \cos(\omega t - \pi/3) \right] d\omega t$$
$$= \frac{3}{\pi} \frac{\sqrt{6}}{2} U_2 = 1592 \text{ V, zodat}$$

$$U_2 = \frac{1592}{1,17} \text{ V} = 1360 \text{ V} \quad (\text{lit.: 4}).$$

Voor de wikkelverhouding resulteert daaruit:

$$\frac{w_1}{w_2} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{10.000}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{1360} = 4,25.$$

Indien van de gelijkrichterinstallatie een konstante stroom I_g wordt afgenomen, gedraagt de installatie zich ten opzichte van de gebruiker als een spanningsbron met e.m.k. : $U_0 = 1570 \text{ V}$,

en inwendige weerstand: $R_i = \frac{U_R + U_L}{I_g} = \frac{0,04 \cdot 1570 \text{ V}}{1200 \text{ A}} = 52,5 \text{ m}\Omega$.

Met reden kan men zich afvragen hoe de mutator respondeert op snelle belastingsvariaties.

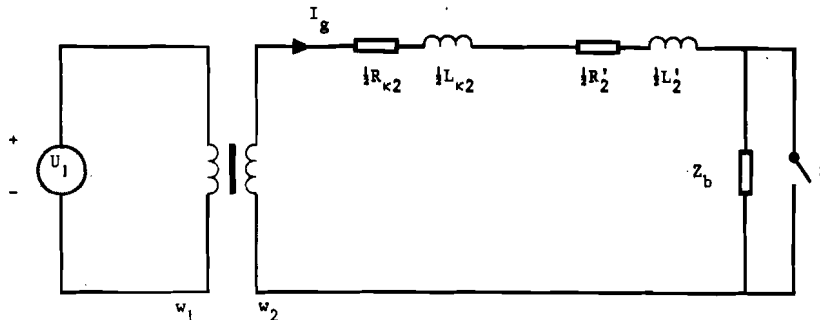
We bezien daarom het bijzondere geval dat de gelijkrichter wordt kortgesloten en bepalen de tijdconstante van de kortsluitstroom.

We onderstellen dat de kortsluiting en de daarop volgende snelle toename van de belastingsstroom plaatsvinden in de tijd tussen twee kommutaties.

Vóór het tijdstip van kortsluiten voeren twee van de sekundaire wikkelingstakken elk de helft van de belastingsstroom I_g . Deze wikkelingstakken zijn transformatorisch gekoppeld met afzonderlijke primaire wikkelfasen.

De op de primaire wikkeling aangesloten netspanningen veranderen slechts weinig in de tijd gedurende welke het gedeelte van het overgangverschijnsel dat we onderzoeken, plaatsvindt. Daarenboven kiezen we het ogenblik van kortsluiten zodanig dat de momentele waarden van de faasespanningen over de stroomvoerende primaire wikkelfasen vrijwel gelijk zijn.

De twee parallele primaire en sekundaire ketens mogen in dat geval worden samengevoegd, zodat het probleem kan worden opgelost met behulp van een vervangchema zoals is afgebeeld in onderstaande figuur.



R_{k2} en L_{k2} vormen tezamen de sekundaire kortsluitimpedantie van één sekundaire wikkelingstak met een primaire wikkelingsfase.

R_2' en L_2' zijn de weerstand, resp. spreidingszelfinductie der beide wikkelingstakken van de koppeltransformator.

Z_b vormt de belasting van de gelijkrichter.

U_1 is de primaire netspanning die hier beschouwd mag worden als gelijkspanning.

De inwendige impedantie van de netvoeding wordt verwaarloosd.

De in het vervangschema getekende transformator is ideaal.

Nadat de kortsluiting op het tijdstip $t = 0$ is gerealiseerd door het sluiten van de schakelaar over Z_b , groeit I_g aan volgens:

$$I_g(t) = I_g(0)e^{-\frac{t}{\tau}} + I_g(\infty) \cdot \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right].$$

De op $t = 0$ vloeiende gelijkstroom $I_g(0)$ hangt af van de grootte van R_b (ohmse gedeelte van Z_b); ten opzichte van $I_g(\infty)$ kan $I_g(0)$ gewoonlijk worden verwaarloosd. De gelijkstroom $I_g(t)$ groeit derhalve met een tijd-

$$\text{konstante } \tau = \frac{L_{k2} + L_2'}{R_{k2} + R_2'} \text{ aan naar een kortsluitwaarde } I_g(\infty) = \frac{\frac{w_2}{w_1} U_1}{\frac{1}{2}R_{k2} + \frac{1}{2}R_2'}.$$

Indien we L_2' mogen verwaarlozen ten opzichte van L_{k2} , kan worden berekend:

$$\tau = \frac{0,44 \text{ mH}}{41 \text{ m}\Omega} = 10,5 \text{ msec.}$$

Omdat de maximale tijd tussen twee kommutaties $1/6$ netspanningsperiode of 3,3 msec bedraagt, wordt het volledige overgangsverschijnsel niet binnen die tijd voltooid. Voor de praktijk is dat van geen enkel belang, omdat de kortsluitstroom reeds bij 4000A wordt afgeschakeld. Theoretisch is die stroomwaarde binnen 1,5 msec na de kortsluiting bereikt. Indien de kortsluiting op enige afstand van de gelijkrichter plaatsvindt, wordt het verloop van de kortsluitstroom mede bepaald door de impedantie van het bovenleiding-railcircuit tussen gelijkrichter en kortsluiting. Dit circuit met $L = 0,63 \text{ mH/km}$ en $R = 30 \text{ m}\Omega/\text{km}$ (paragraaf 4.4.), heeft een tijdconstante $\frac{L}{R} = 21 \text{ msec}$. In afhankelijkheid van de afstanden der onderstations tot de kortsluiting, en van de aantallen gelijkrichters die in de betreffende onderstations zijn opgesteld, ligt de grootte van de tijdconstante van de kortsluitstroom tussen 10,5 msec en 21 msec. Indien onderstations worden gevoed via lange 10kV-kabels moeten ook de netreaktanties in rekening worden gebracht.



Evenals dat voor de kwikdampmutatoren in het voorgaande geschiedde, kan ook voor de moderne siliciumgelijkrichters in driefasenbrugschakeling (Graetz-schakeling) worden berekend, op welke wijze de eigenschappen van de gelijkrichtertransformator doorwerken in het gelijkspanningscircuit. Als uitgangspunt daarbij fungeert het door N.S. opgestelde bestek no. 5454 II, dat de eisen bevat die worden gesteld aan transformatoren voor de voeding van siliciumgelijkrichters 1500 V - 1500 kW (januari 1965):

— Het nominaal voortdurend vermogen van de transformator is 2500 kVA. (Omdat de arbeidsfaktor van de transformator ten aanzien van de stromen in de wikkelingen 0,955 is, komt het schijnbaar vermogen van 2500 kVA overeen met een gelijkstroom van 1600 A bij 1500 V).

— De overzetverhouding $\frac{U_1}{U_2} = 10.000V/1173V = 8,5$.

— De nullastverliezen bedragen 4 kW en de kortsluitverliezen 21 kW.

— De relatieve kortsluitspanning is ongeveer 6 %.

In de eerste plaats berekenen we de gemiddelde gelijkspanning in nullast; daarbij maken we gebruik van de notatie die ook bij vorige gelegenheden is toegepast.

In rekening brengend dat per netspanningsperiode zes kommutaties plaatsvinden, en dat gedurende de tijd tussen twee kommutaties de gehele gelijkstroom wordt gevoerd door twee sekundaire wikkelingstakken in serie (figuur 4.3.2.), bepalen we:

$$U_o' = \overline{U_o'(t)} = \frac{3}{\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{6}}^{+\frac{\pi}{6}} \hat{U}_2 \sqrt{3} \cdot \cos \omega t \, d\omega t = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \sqrt{3} = \\ = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} \cdot 1173V = 1590V.$$

Omdat het spanningsverlies over de siliciumdiodes relatief klein is, geldt: $U_o' \approx U_o = 1590V$. Aan (lit.:7) ontlelen we:

$$U_L = 6 \cdot \frac{\omega L}{2\pi} I_g \cdot$$



(N.B. Vergelijken we de uitdrukking voor U_L van de dubbeldriefaseninstallatie met bovenstaande relatie, dan constateren we dat in de eerste een faktor 4 ontbreekt: enerzijds wordt in de klassieke installatie het spanningsverlies tijdens de kommutaties tot de helft gereduceerd door de koppeltransformator; anderzijds wordt steeds de helft van de gelijkstroom gekommuteerd in de oude schakeling, tegenover de gehele gelijkstroom in de Graetz-schakeling.) Omdat de relatieve kortsluitspanning ongeveer 6 % bedraagt, geldt tevens op grond van (lit.:7):

$$\frac{U_L}{U_0} = 0,03 \text{ bij } I_g = 1600 \text{ A (vollast).}$$

$$\text{Uit een en ander volgt: } L_{\kappa 2} = \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 \cdot L_1 + L_2 = 0,10 \text{ mH.}$$

De koperverliezen van de gelijkrichtertransformator in vollast zijn in eerste benadering gelijk aan de kortsluitverliezen, zodat

$$2I_g^2 \cdot \left[\left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 R_1 + R_2 \right] = 21 \text{ kW ; d.w.z.}$$

$$R_{\kappa 2} = \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 R_1 + R_2 = \frac{21.000}{2 \cdot (1600)^2} \Omega = 4,1 \text{ m}\Omega.$$

De tijdconstante die aan de gelijkrichterinstallatie kan worden toegekend, indien men hem beschouwt als gelijkspanningsbron met inwendige weerstand en zelfinductie, is:

$$\tau = \frac{L_{\kappa 2}}{R_{\kappa 2}} = \frac{0,10 \text{ mH}}{4,1 \text{ m}\Omega} = 24,5 \text{ msec.}$$

De berekening van de tijdconstante van deze gelijkrichter verloopt op soortgelijke wijze als bij de kwikdampmutator. Ook hier is de voorwaarde gesteld dat de tijdconstante geldig is in de tijd tussen twee kommutaties.

Vindt het bestudeerde overgangverschijnsel geheel of ten dele tegelijkertijd met de kommutatie plaats, dan dient men bij het vaststellen van de tijdconstante rekening te houden met de tijdelijke vermindering van de gelijkspanning tengevolge van het inductieve spanningsverlies in de gelijkrichtertransformator.

Voor de twee typen gelijkrichters waarvan hier sprake is kan door berekening worden aangetoond dat het betreffende spanningsverlies zich manifesteert als een schijnbare vergroting van de tijdconstante tijdens de kommutaties.

Het zou stellig te ver voeren indien hier verder op dit verschijnsel werd ingegaan, omdat de mate van de toeneming nog blijkt af te hangen van de aard van het bestudeerde overgangverschijnsel.

Strikt genomen zouden ook de periodieke variaties in de gelijkgerichte spanning gedurende de tijd tussen de kommutaties, tot uitdrukking moeten worden gebracht door een tijdsafhankelijke tijdconstante.



Samenvattend kunnen we stellen dat voor de kwikdampmutator geldt:

$$U = U_o - U_L - U_R$$
$$= U_o - \frac{1}{2} I_g \left[.3 \frac{\omega L_{\kappa 2}}{2\pi} + R_{\kappa 2} + R_2' \right],$$
$$\text{en } \tau = \frac{L_{\kappa 2} + L_2'}{R_{\kappa 2} + R_2'}$$

(R_2' en L_2' zijn de weerstand resp. de spreidingszelfinductie van een wikkelingstak van de koppeltransformator.)

Op de driefasenbrug-gelijkrichter is van toepassing:

$$U = U_o - I_g \left[6 \cdot \frac{\omega L_{\kappa 2}}{2\pi} + 2R_{\kappa 2} \right] \quad \text{en } \tau = \frac{L_{\kappa 2}}{R_{\kappa 2}}.$$

Uit het bovenstaande blijkt dat, indien de impedanties van de koppeltransformator mogen worden verwaarloosd, de twee typen gelijkrichterinstallaties dezelfde karakteristieke eigenschappen bezitten (inwendige spanningsverliezen, tijdconstante) in het geval dat $R_{\kappa 2}$ en $L_{\kappa 2}$ van de driefasenbrug-gelijkrichter resp. van de dubbel-driefasengelijkrichter zich verhouden als 1 : 4.

Bij de afbeelding van de gelijkrichterinstallaties in het spoorwegmodel wordt van deze omstandigheid gebruik gemaakt.

De gelijkrichterelementen van de installaties in het spoorwegmodel zijn voorgesteld door germaniumdiodes. Deze bezitten bij stroomwaarden zoals in het model voorkomen, een spanningsverlies in de doorlaatrichting van 300 - 400 mV. Op schaal komt dit vrijwel overeen met de boogspanning van de kwikdampgelijkrichter (60. 350 mV = 21 V); het spanningsverlies over de siliciumdiodes wordt in het model beduidend minder korrekt voorgesteld (21 V i.p.v. 4 V!).

De "differentiaalweerstand" van de germaniumdiodes in het model is - op schaal - aanzienlijk groter dan die van de kwikboog of van de siliciumdiodes in de werkelijkheid.

Omdat de onderstations van N.S. te Groningen en te Vries-Zuidlaren zijn uitgerust met kwikdampmutatoren, zijn in eerste instantie ook de gelijkrichters in het model uitgevoerd als dubbel-driefasengelijkrichters met koppeltransformator. Met de bedoeling om de werkelijkheid eveneens ten aanzien van de magnetiseringsstroom zo goed



mogelijk na te bootsen, werden de gelijkrichtertransformatoren in het model als driefasenkerntransformator opgebouwd.

Omdat bleek dat de transformatoren van zichzelf te weinig spreiding bezitten, werden in serie met de primaire wikkelingsfasen extra zelf-indukties opgenomen.

Het onderstation te Groningen is uitgerust met twee identieke gelijkrichterinstallaties; deze zijn in het model voorgesteld door één installatie met dienovereenkomstig aangepaste impedanties.

De modelgelijkrichters geven bij vollast een groter spanningsverlies dan in het bestek wordt geëist: Groningen 5 % i.p.v. 4 %, en Vries-Zuidlaren 6 % i.p.v. 4 %.

Veel zwaarder weegt de onjuistheid van het model met betrekking tot de magnetiseringsstroom:

— De nullaststroom van de gelijkrichter-transformatoren in het model is ongeveer van gelijke grootte als de nuttige stroom in de primaire wikkelingsfasen bij vollast.

— De koppeltransformatoren functioneren uitsluitend bij meer dan 10 % van vollast; in de werkelijkheid is 0,25 à 0,5 % voldoende. Ook deze diskrepantie tussen het spoorwegmodel en de realiteit is een gevolg van de onevenredigheid in de grootten der magnetiseringsstromen in het model.

Het betreffende probleem, dat samenhangt met de fysische groeiwetten, is van algemene aard. Het wordt om die reden afzonderlijk behandeld in Appendix 3.

Voor konstruktiegegevens betreffende de dubbel-driefasengelijkrichters in het model, wordt verwezen naar bijlage 4.3. van dit rapport.

Dankzij een aantal wijzigingen in de bewikkeling en het magnetisch circuit van de gelijkrichtertransformatoren, is het mogelijk gebleken om de magnetiseringsstroom zodanig te verkleinen dat hij in grootte nog "slechts" overeenkomt met 20 % van de primaire nuttige stroom bij volledige belasting.

Zulks is te danken aan de volgende maatregelen:

— De driefasen-kerntransformator is vervangen door drie éénfase-manteltransformatoren. Bij de eerste moeten de homopolaire componenten (vnl. 3e harmonische) van de magnetische fluxen zich sluiten door de lucht, hetgeen extra magnetiseringsstroom vereist.



Bij de laatste is een sluitweg door de transformatormantel mogelijk.

— Het magnetische circuit van de driefasen-kerntransformator werd samengesteld uit EI-170-blikken; dit met het oog op de benodigde wikkelruimte. (Om drie gelijke kernen te verkrijgen moest een gedeelte van de middenpoot der E-kernen worden weggeknipt.)

Voor de éénfase-manteltransformatoren kon worden volstaan met de veel kleinere M 85 blikken. Bij een gelijke wikkelruimte per fase, en bij gelijke doorsnede van de kern heeft het magnetisch circuit van éénfase-transformatoren een kleinere luchtspleet en een kortere ijzerweg als een driefasen-kerntransformator. Voor uitsturing tot een zelfde waarde van de inductie zijn dientengevolge bij de éénfase-transformatoren minder magnetiserings-ampère-windingen vereist.

— De primaire en sekundaire wikkelingsfasen van de nieuwe transformatoren werden gewikkeld op afzonderlijke kokers zodat de wikkelingen de vorm kregen van een schijf. Deze schijven zijn, gescheiden door een instelbare magnetische shunt, boven elkaar op de kernen geschoven (zie bijlage 4.3.). Met behulp van de shunt is het mogelijk de spreiding van de transformatoren zodanig te vergroten, dat zonder externe zelfindukties de gewenste waarde van de kortsluitreactantie ωL_k kan worden ingesteld.

De ampère-windingen van de spreidingsfluxen dragen thans ten dele bij tot de magnetisering van het transformatorijzer. Indien de spreiding wordt gerepresenteerd door buiten de transformator aangebrachte zelfindukties, zijn de ampère-windingen van de zelfindukties voor de transformator verloren.

— Bij de meest recente gelijkrichter-installaties in het model, is de driefasenbrug-schakeling toegepast.

De sekundaire wikkeling daarvan heeft een grotere arbeidsfaktor, en dientengevolge een kleiner volume als een overeenkomstige wikkeling van de dubbel-driefasen-transformator. De beschikbaar gekomen extra wikkelruimte kan worden gebruikt om het aantal primaire en sekundaire windingen te vergroten. Een dergelijke vermeerdering van het "aantal windingen per volt" heeft zowel een afname van de magnetiseringsstroom als een verlaging van de magnetische inductie in de transformator kern tengevolge. Het laatste manifesteert zich in een minder vervormde - d.w.z. méér sinusvormige - magnetiseringsstroom.



Er wordt nogmaals de aandacht op gevestigd dat de dubbel-driefasengelijkrichter met koppeltransformator en de gelijkrichter in brugschakeling in het normale bedrijfsgebied volkomen gelijkwaardig zijn ten opzichte van het voedingsnet en de belasting.

De driefasen-bruggelijkrichters met de eigenschappen van "kwikdampmutatoren" in het model geven een spanningsverlies bij vollast van 4,5 % tegenover 4 % volgens de in het N.S.-bestek geëiste karakteristiek. De afwijking moet niet in de eerste plaats worden gezocht in fouten van de kortsluitimpedantie $Z_k = R_k + j\omega L_k$ der transformator, doch eerder in de differentiaalweerstand van de gebruikte germaniumdiodes, en in de extra weerstand tengevolge van klem- en soldeerverbindingen in het model.

Voor meetresultaten en konstruktiegegevens wordt verwezen naar bijlage 4.3.

In het model zijn voorzieningen getroffen die ons in staat stellen om bij de registratie van de stromen naar de primaire klemmen der gelijkrichtertransformatoren, de magnetiseringsstroom te compenseren (bijlage 4.3.).



4.4. De simulatie van het baanvak Groningen-Vries Zuidlaren.

Een baanvak bestaat elektrisch gezien in hoofdzaak uit een circuit waarin bovenleiding en rails de stroomvoerende elementen zijn. Het circuit is gekenmerkt door een kontinu verdeelde weerstand, zelf-inductie en capaciteit.

De waarden daarvan zoals die verwerkt zijn in het model werden ontleend aan de literatuur (3) en aan het Kema-rapport 3071-50 dat een onderzoek in opdracht van N.S. beschrijft, hetwelk hier niet van belang is.

Voor de zelfinductie L en de capaciteit C van twee parallel geschakelde draden in combinatie met de spoorstaven vermeldt het betreffende Kema-rapport respectievelijk $0,63 \text{ mH/km}$ en $0,020 \text{ } \mu\text{F/km}$. Voor de gelijkstroomweerstand R is aan (3) de waarde $0,029 \text{ } \Omega/\text{km}$ ontleend.

Omdat het niet goed mogelijk is, in het model een lijn met kontinu verdeelde L , C en R te realiseren, moest genoeg worden genomen met een netwerk dat uit geconcentreerde elementen is opgebouwd. De overeenstemming in elektrisch gedrag van het "geconcentreerde" en het "verdeelde" netwerk wordt beter naarmate de elementen van het eerste een kortere lengte vertegenwoordigen.

In appendix 2 wordt berekend dat het gedrag van een geconcentreerde lijn als vierpool het gedrag van een verdeelde lijn weergeeft met een onnauwkeurigheid van ten hoogste 2% in het verloop van spanning en stroom aan begin en eind van de lijn, indien

1e de door één netwerkelement voorgestelde lengte niet groter is dan 1800 meter,

2e de bestudeerde verschijnselen beschreven kunnen worden binnen het frequentiegebied van 0-10.000 Hz.

Deze eisen hangen ten nauwste met elkander samen.

Geheel los van de zoëven vermelde nauwkeurigheid staat de representativiteit van de bovenleiding in het model.

Bij de nabootsing is gebruik gemaakt van een aantal vereenvoudigingen c.q. verwaarlozingen, zoals:

1e het buiten beschouwing laten van de frequentie-afhankelijkheid van L , C en R ,

2e vereenvoudiging van de elektrische inrichting van de bovenleiding,

3e het weglaten van het bovenleiding-railsysteem buiten het traject Groningen-Vries Zuidlaren.



Wat betreft het verwaarlozen van de afhankelijkheid van de frequentie kan worden gesteld dat er in het onderhavige geval geen andere mogelijkheid was.

Van de in de literatuur vermelde waarden voor L en C mag worden aangenomen dat zij werden ontleend aan het verloop van de kortsluitstroom, resp. de capacatieve laadstroom van het bovenleiding-railcircuit. Aldus verkregen waarden voor zelfinductie en capaciteit zijn als het ware "gemiddelden" over een bepaald frequentiegebied.

Omdat voor dit circuit het dielektrikum en diamagnetikum in hoofdzaak bestaan uit lucht kan met reden worden verondersteld dat de frequentie een slechts geringe invloed heeft op de waarden van L en C.

Geheel anders is het gesteld met de weerstand R. Tengevolge van stroomverdringing zal de weerstand van bovenleiding en retourgeleider voor wisselstromen groter zijn dan de in (3) vermelde waarde voor gelijkstroom.

Er zijn geen feiten die, zoals bij L en C, wijzen in de richting van slechts geringe frequentie-afhankelijkheid. Het is bovendien uitermate moeilijk om van de weerstandstoename een verantwoorde schatting te maken omdat enerzijds rekening gehouden moet worden met het feit dat de bovenleiding bestaat uit een veelheid van in serie en parallel geschakelde geleiders (rijdraden, draagkabels en versterkingsleidingen), terwijl anderzijds de retourstroom gedeeltelijk door de bodem vloeit.

Van veel geringer importantie is de vereenvoudiging van de elektrische inrichting van de bovenleiding.

Op trajekten met dubbel spoor zijn onder normale omstandigheden de bovenleidingen van beide sporen parallel geschakeld. De koppeling vindt plaats in de onderstations en alle tussen de onderstations gelegen schakelstations. Vanuit de traktie-installatie gezien vindt de energievoorziening derhalve plaats via één enkele leiding vanaf het dichtsbijzijnde schakelstation en verder langs twee parallelle bovenleidingen vanaf het onderstation.

Een en ander is voor de effecten die in het model zullen worden onderzocht van zo weinig principieel belang, dat de bovenleiding over de gehele lengte is voorgesteld als één leiding met een impedantie, gelijk aan die van twee parallel geschakelde bovenleidingen.

De derde verwaarlozing betreft het weglaten van het bovenleiding-railcircuit buiten het traject Groningen-Vries Zuidlaren. We zullen daarvan de konsekventies nagaan.



In paragraaf 4.3. is uitvoerig aangetoond dat de inwendige impedantie van een gelijkrichter een zelfinductie heeft van ca. 0,5 mH. Voor de weerstand van een gelijkrichtereenheid geeft de literatuur (3) een waarde van 50 m Ω . Voor wisselstromen is de impedantie van een enkele gelijkrichter reeds bij 50 Hz kleiner dan die van 0,6 km van het bovenleiding-railcircuit.

Door in het model slechts het traject Groningen-Vries Zuidlaren te simuleren, geeft men als het ware een verkeerde grootte aan de inwendige impedanties van de gelijkspanningsvoeding vanuit de onderstations.

De afstand van het onderstation te Vries tot het naburige in Hooghalen bedraagt ongeveer 20 km. Indien parallel aan de gelijkrichter te Vries nog de bovenleiding-railkombinatie tot dit eerstvolgende voedingspunt zou worden geschakeld, wordt daardoor de inwendige impedantie van de voeding te Vries verlaagd met minder dan 3% voor frekwenties boven 50 Hz, en met ten hoogste 10% voor frekwenties beneden 50 Hz.

Bij Groningen eindigt de bovenleiding, zodat het model daar de werkelijkheid korrekt weergeeft.

Uit het voorgaande blijkt duidelijk dat ook deze vereenvoudiging slechts geringe konsekwenties heeft voor de werking van het model.

De bovenleiding heeft op het traject Groningen-Vries Zuidlaren een totale lengte van 13,8 km. In het model is het bovenleiding-railcircuit gesimuleerd door een serieschakeling van 10 identieke pi-sekties. Omdat elke sectie een lengte van 1380 meter vertegenwoordigt, is voldaan aan de in deze paragraaf beschreven nauwkeurigheidseis.

Een konsekwentie van het opbouwen van de bovenleiding in sekties is dat de traktie-installatie in het model niet kontinu langs de baan kan worden verplaatst, doch uitsluitend in stappen van 1380 meter.

Voor meet- en demonstratiedoeleinden is in het model een bron van konstante spanning aangebracht die zowel de rol van de onderstations kan overnemen als onmiddellijk op de traktie-installatie kan worden aangesloten (accuvoeding).

De konstruktiegegevens van het gesimuleerde bovenleidings-railsysteem zijn opgenomen in bijlage 4.4.



4.5. De traktiemotoren.

Ook voor de representatie van de traktiemotoren in het model moet worden gekozen uit de in paragraaf 3 opgesomde mogelijkheden. Bij die keuze spelen de volgende overwegingen een rol:

— Bij het onderhavige modelonderzoek zijn we slechts geïnteresseerd in de vraag hoe de motoren zich voordoen aan het voedingsstelsel, niet in de verschijnselen die zich binnen de traktiemotoren afspelen.

Een black-box, die aan twee ingangen of "poorten"- welke respectievelijk de elektrische klemmen en de mechanische as vertegenwoordigen - met de motor overeenstemt, geeft in het model de werkelijkheid voldoende weer.

— Tengevolge van de grootte der te versnellen massa moeten hoeksnelheidsvariëaties van de traktiemotoren noodzakelijkerwijs zeer langzaam verlopen. De mechanische tijdconstante van het traktiesysteem waarvan de motoren de aandrijving vormen, is tenminste enige tientallen maal zo groot als de elektrische tijdconstante van de motoren. Bij bestudering van de elektrische overgangsverschijnselen kan daarom met goede benadering worden gerekend alsof het systeem in mechanisch opzicht stationair is. In dat geval loont het nauwelijks de moeite om in het model de mechanische overgangsverschijnselen te simuleren. De mechanische poort van de eerdergenoemde black-box of twee-poort wordt in het model uitsluitend gebruikt om een konstante, doch instelbare hoeksnelheid op te drukken.

Fysisch betekent dit, dat de motor aan de as belast is met een oneindig grote roterende massa.

— Aan representatie van de traktiemotoren op basis van schaalverkleining of analogie kleven problemen van gelijke aard als die welke zich voordoen bij de 10kV-kabels en de transformatoren:

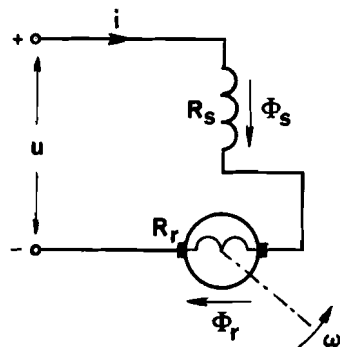
de groeiwetten vormen een belemmering.

Slechts de mogelijkheid om gebruik te maken van de evenwichtsbetrekkingen van de motoren blijft over.

In concreto luidt de conclusie uit het voorgaande aldus: *traktiemotoren worden in het model voorgesteld door een rekeschakeling waaraan men een "elektrische" poort - de gesimuleerde motorklemmen - en een "mechanische" poort - de gesimuleerde motoras - kan onderscheiden. Het verband tussen spanning en stroom ter plaatse van de "motorklemmen" wordt geregeerd door de bedrijfs-toestand, c.q. de als elektrisch signaal aan de "as" opgedrukte mechanische hoeksnelheid.*

Ten opzichte van de gesimuleerde 1500V-voedingsbron gedraagt een dergelijke schakeling zich dus als een echte traktiemotor.

Met inachtneming van hetgeen is opgemerkt over de mechanische overgangsverschijnselen hebben de beide evenwichtsrelaties van de traktiemotor, c.q. de gelijkstroomseriemotor, de volgende vorm:



$$u = u_b + (R_s + R_r)i + \overset{\circ}{\Phi}_s + \overset{\circ}{\Phi}_r + G.i.\omega.$$

$$\omega = \Omega = \text{konstant}$$

- Hierin is u de spanning tussen de motorklemmen;
- u_b de borstelovergangsspanning;
- i de motorstroom;
- R_s, R_r de ohmse weerstand van de stator-, resp. de rotorketen;
- Φ_s, Φ_r de met de stator-, resp. de rotorwikkeling gekoppelde magnetische flux;
- G de stroom-snelheids-coëfficiënt welke in grootte overeenkomt met de in de rotorwikkeling geïnduceerde rotatiespanning, per eenheid van motorstroom en van mechanische hoeksnelheid;
- ω de mechanische hoeksnelheid van de rotor in rad/sec.



De afzonderlijke termen en coëfficiënten van de evenwichts-betrekkingen zullen achtereenvolgens nader worden toegelicht:

— Onafhankelijk van de grootte van de stroom die door het borstel-kollektorkontakt wordt getransporteerd, bedraagt de overgangsspanning per borstel ($= \frac{1}{2} u_b$) ongeveer 1V.

Ten opzichte van de spanning u tussen de motorklemmen, die voor de betreffende motoren nominaal 750V is, kan u_b gevoegelijk worden verwaarloosd.

— Bij snelle stroomvariaties, zoals die optreden bij puls-sturing, vloeien er wervelstromen in de wikkelingen van de motor. Deze verdringen de motorstroom (Skin-effect, proximity-effect), hetgeen zich naar buiten manifesteert in een onder omstandigheden niet geringe toename van de ohmse weerstand ($R_s + R_r$). In het model blijft dit verschijnsel buiten beschouwing en wordt er gerekend met de gelijkstroom-weerstand.

— De termen ϕ_s , ϕ_r en $G.i.\omega$ houden alle verband met de eigenschappen van het magnetische circuit van de traktiemotoren. Daarbij zijn effecten als magnetische verzadiging, hysteresis, wervelstromen in het ijzer en commutatieverschijnselen aan de orde. Uitsluitend de belangrijkste daarvan, te weten de verzadiging en de wervelstromen, worden in het model gerealiseerd.

De verzadiging van het ijzer in het magnetisch circuit van het hoofdveld wordt tot uitdrukking gebracht in de gedaanten van de functies $\phi_s(i)$ en $G(i)$.

Verzadiging in het dwarsveld ϕ_r treedt in veel geringere mate op. In het bedrijfsgebied van de traktiemotor stellen we daarom $\phi_r(i) = L_r \cdot i$, waarin L_r de tussen de borstels gemeten coëfficiënt van zelfinductie van de rotorwikkeling voorstelt. Hoewel ϕ_r vele malen kleiner is dan ϕ_s kan men hun geenszins verwaarlozen, omdat ϕ_r in grootte vergelijkbaar kan worden met ϕ_s indien ϕ_s verzadigd is.

De ankerreactie en het veld van de hulppolen op de stator zijn buiten beschouwing gelaten omdat zij elkaar grotendeels compenseren.

Het verband tussen de rotatiespanning $G(I).I.\omega$ en de stationaire statorstroom $i = I$, bij stroomloze rotorwikkeling, ligt vast in de nullastkarakteristiek.

Voor de traktiemotoren die in het model zijn gesimuleerd (Heemaf, type TM 8) is deze kromme weergegeven in bijlage 4.5.

Alhoewel men zulks kan verwachten is het niet beslist noodzakelijk dat tussen Φ_s en $G(i).i$ een voor het gehele bedrijfsgebied geldend lineair verband bestaat. Met de mate van verzadiging van Φ_s wijzigt zich ook het spreidingsaandeel ervan; dat is het gedeelte van Φ_s dat niet de luchtspleet passeert en daarom geen bijdrage levert tot de rotatiespanning $G.i.\omega$. We verwaarlozen dit spreidings-effekt, en stellen $\Phi_s = c.G(i).i$ met $c =$ konstant.

Teneinde de grootte van de evenredigheidskonstante c te berekenen, moet men in de eerste plaats de coëfficiënt van zelfinductie L_s van de statorwikkeling bepalen bij een zodanige statorstroom dat geen verzadiging optreedt. Met gebruikmaking van het "onverzadigde" gedeelte van de nullastkromme kan c vervolgens worden berekend:

$$\Phi_s = L_s.I = c.G.I, \text{ zodat } c = L_s/G.$$

In het rotorijzer worden rotatiespanningen geïnduceerd, tengevolge van de relatieve beweging van het ijzer ten opzichte van het in de ruimte stilstaande hoofdveld en dwarsveld. Het ontstaan van wervelstromen onder invloed van deze spanningen wordt ten zeerste bemoeilijkt doordat de rotor is samengesteld uit dunne blikken die door isolerende lagen van elkaar zijn gescheiden. De wervelstromen die desondanks in het rotorijzer kunnen vloeien, worden in de verdere beschouwingen verwaarloosd.

Wanneer de motorstroom snelle veranderingen ondergaat, zoals bij pulssturing het geval kan zijn, worden in het ijzer van zowel stator als rotor transformatorische spanningen geïnduceerd. In die delen van de stator welke uit dikke blikken zijn samengesteld, of in het geheel niet zijn gelamelleerd, ontstaan aanzienlijke wervelstromen als gevolg van deze inductiespanningen.

De wervelstromen manifesteren zich door:

- verwarming van het statorijzer, en
- verkleining van de elektrische tijdconstante van de statorwikkeling.



De genoemde verschijnselen kan men als volgt beschrijven: Periodieke variaties van i worden ontbonden in hun harmonische componenten, evenals de met het verloop van i korresponderende $\phi_s(i)$ en $G(i).i$.

De harmonische componenten van $\phi_s(i)$ en $G(i).i$ zoals die in werkelijkheid optreden, blijken in amplitude en in fase te verschillen van de componenten die men zou verwachten op grond van de functies $\phi_s(I)$ en $G(I).I$ voor stationaire stroom $i = I$. Deze verschillen nemen toe met de frekwentie.

De functies $\phi_s(i)$ en $G(i).i$ welke behoren bij een periodiek veranderende motorstroom i , zijn als het ware uit $\phi_s(I)$ resp. $G(I).I$ verkregen door tussenschakeling van een "laagdoorlaatfilter".

N.B. Het dissipatieve karakter van de wervelstromen komt tot uiting in de faseverschuiving tussen i en ϕ_s ; men vergelijk dit met de magnetische hysteresis waarbij een soortgelijke faseverschuiving tussen stroom en flux optreedt.

In afwachting van bruikbare meetgegevens betreffende het gedrag van $G(i).i$ en $\phi_s(i)$ van de traktiemotor TM 8 bij pulssturing, zijn we genoodzaakt in het model de wervelstromen voorlopig te verwaarlozen en gebruik te maken van $G(I).I$ en $\phi_s(I)$ die aan de stationaire nullastkromme zijn ontleend.

Rekening houdend met het voorgaande stellen we de evenwichtsbetrekkingen voor de traktiemotor als volgt op:

$$u = (R_s + R_r)I + L_r \frac{dI}{dt} + c \cdot \frac{d}{dt} [G(I).I] + [G(I).I] \omega$$

$$\omega = \Omega,$$

$$\text{met } c = L_s / G.$$

Als symbool voor de motorstroom is in deze betrekkingen I gebruikt i.p.v. i teneinde aan te geven dat gerekend wordt met quasi-stationaire veranderingen van de stroom.

De vergelijkingen kunnen worden opgelost in een analoge reenschakeling. Deze rekenmachine gedraagt zich naar buiten, c.q. aan de (u, I) -klemmen, als een traktiemotor die aan de as een in de tijd konstante hoeksnelheid Ω krijgt "opgedrukt".



Uit de uitwendige variabelen u en Ω wordt de motorstroom I berekend en aan de elektrische klemmen toegevoerd.

In een eerste versie bestaan de traktiemotoren van het spoorwegmodel uit een serieschakeling van een weerstand ($R_s + R_r$), een zelfinductie ($L_s + L_r$) en een spanningsbron met zeer geringe inwendige impedantie, die de rotatiespanning $G(I) \cdot I \cdot \Omega$ vertegenwoordigt (figuur 4.5.1. en bijlage 4.5.).

Het niet-lineaire verband tussen de rotatiespanning en de stroom wordt gerealiseerd met behulp van een elektronische funktiegenerator. Op een eenvoudige wijze kan met deze schakeling de stroomsnelheids-coëfficiënt $G(I)$ aan elke willekeurige traktiemotor worden aangepast. De mechanische hoeksnelheid Ω kan afzonderlijk worden ingesteld.

Voor uitvoeriger gegevens betreffende de elektronische spanningsbron $G(I) \cdot I \cdot \Omega$, wordt verwezen naar bijlage 4.5.

Het dynamische gedrag van de motorstroom I wordt bepaald door de termen $L_r \frac{dI}{dt}$ en $c \frac{d}{dt} [G(I) \cdot I]$ in de evenwichtsbetrekkingen. Juist om die reden is het onbevredigend dat deze termen op zo gebrekkige wijze worden weergegeven door een spoel met ijzerkern. Weliswaar vertoont deze zelfinductie effecten als magnetische verzadiging en hysteresis en treedt er demping op tengevolge van wervelstromen in het ijzer, doch alles geschiedt in een mate die volstrekt niet representatief is voor de gesimuleerde werkelijkheid.

Het zijn wederom de groeiwetten die ons parten spelen.

Resumerend kunnen we stellen dat met een spoel geen goede benadering gegeven kan worden van $\frac{d}{dt} [L_r \cdot I + c \cdot G(I) \cdot I]$, laat staan van $\frac{d}{dt} [L_r \cdot i + c \cdot G(i) \cdot i]$.

In een verbeterde uitvoering van de gesimuleerde traktiemotor zal de spoel worden vervangen door een elektronische schakeling. Uitgaande van de door eerdergenoemde funktiegenerator gevormde spanning $G(I) \cdot I$ wordt door vermenigvuldigen met konstante factoren en optellen een spanning $L_r \cdot I + c \cdot G(I) \cdot I$ gemaakt. Differentiatie daarvan levert de gezochte term $L_r \frac{dI}{dt} + c \frac{d}{dt} [G(I) \cdot I]$ op.



Als principieel bezwaar tegen het differentiëren van elektrische spanningen in elektronische schakelingen wordt gewoonlijk aangevoerd, dat de oorspronkelijk aanwezige hoogfrequentie stoorspanningen tijdens deze bewerking buiten proporties worden versterkt. Als remedie daartegen wordt achter de differentiator gewoonlijk een laagdoorlaatfilter geplaatst.

Hoewel een dergelijk filter in de meeste gevallen beschouwd wordt als een noodzakelijk kwaad, is het juist op deze plaats bijzonder welkom. De veranderingssnelheid van de gesimuleerde magnetische fluxen wordt door het filter immers op soortgelijke wijze beperkt, als dit bij de werkelijke fluxen geschiedt door de wervelstromen. Het filter transformeert de termen $L_r \frac{dI}{dt}$ en $c \frac{d}{dt} [G(I).I.]$ in feite tot de gewenste $L_r \frac{di}{dt}$ resp. $c \frac{d}{dt} [G(i).i.]$.

Het bezwaar dat $L_r \frac{dI}{dt}$ en $c \frac{d}{dt} [G(I).I.]$ in gelijke mate worden gedempt kan desgewenst worden ondervangen door het toepassen van twee afzonderlijke differentiatoren met verschillende filterkarakteristieken. Onopgelost blijft vooralsnog de vraag welke frekwentiekarakteristiek aan dergelijke filters moet worden gegeven.

Een afdoend oordeel over het nut van verfijningen in het model zoals hierboven werden beschreven, kan pas worden gegeven nadat de betreffende schakelingen zijn gerealiseerd en beproefd.



4.6. De chopperinstallatie.

De thyristor-schakelaar met inbegrip van alle voorzieningen die zijn getroffen om een feilloze schakelwerking te verzekeren, vatten we samen onder het begrip "chopperinstallatie".

De praktische uitvoering van de elektronische schakelaar en het principe van de werking worden besproken in Appendix 4. In deze paragraaf wordt meer in het bijzonder aandacht besteed aan de eerdergenoemde extra-voorzieningen.

De schakelaar zelf wordt in dit verband verondersteld ideaal te zijn: hij kan binnen een oneindig korte tijdsduur een stroom afschakelen door diskontinu over te gaan van de geleidende naar de isolerende toestand.

Bij het afschakelen van een stroom in een circuit dat is opgebouwd uit een spanningsbron in serie met een zelfinductie en een *ideale schakelaar*, ontstaat principiëel een *oneindig hoge spanning* over de schakelaar.

In praktische gevallen, waarin men te maken heeft met *niet-ideale schakelaars*, wordt de stroom binnen een *eindige tijdsduur* afgebroken. De over de schakelaar optredende *zelfinductie-spanning* wordt bij mechanische schakelaars *in grootte beperkt* doordat een boogontlading over de geopende kontakten ontstaat.

Ook een thyristorschakelaar zal ten gevolge van een doorslag opnieuw geleidend worden; in het algemeen is dat funest.

Het is daarom noodzakelijk dat ter bescherming van de elektronische schakelaar speciale voorzieningen worden getroffen. Onder de beproefde middelen zijn er twee die vrijwel geen extra verliezen veroorzaken:

— In de schakeling wordt een capaciteit aangebracht op zodanige wijze dat hij na het openen van de schakelaar de in de zelfinductie aanwezige magnetische energie $\frac{1}{2}LI_L^2$ kan opnemen in de vorm van de elektrische energie $\frac{1}{2}CU_C^2$.

Uit de grootte van $\frac{1}{2}LI_L^2$, de bronspanning U en de in verband met de schakelaar in het circuit toe te laten spanning U_C , volgt de minimale waarde van de capaciteit C .



Indien de schakelaar ritmisch wordt geopend en gesloten, wordt in afhankelijkheid van dat ritme een aanvullende eis gesteld aan de grootte van C. Het laatste staat in verband met het beperken van ongewenste slingeringen in de ontstane LC-kring. Een en ander wordt in deze paragraaf uitvoerig aan de orde gesteld.

— Parallel aan de zelfinductie kan een diode worden geschakeld in die gevallen waarbij de polariteit van de stroom door de zelfinductie voortdurend dezelfde is. De diode moet zodanig worden aangesloten dat hij niet geleidt zolang de schakelaar in het circuit is gesloten. Zodra de schakelaar geopend wordt, verandert de polariteit van de spanning over de zelfinductie en gaat de diode geleiden. Hij voert nu de stroom I_L die tevoren de schakelaar passeerde; de magnetische energie $\frac{1}{2}LI_L^2$ die op het tijdstip dat de schakelaar geopend werd in de zelfinductie aanwezig was, behoeft derhalve niet te worden afgevoerd. Naast de genoemde restrictie betreffende de polariteit van de stroom geldt voor deze methode ook de beperking dat de zelfinductie niet over een grote afstand mag zijn verdeeld, zoals bij lange leidingen het geval is. Betreft het geconcentreerde elementen die op grote onderlinge afstanden zijn gesitueerd, dan moet elk element worden voorzien van een aparte "vrijloop diode". In ieder geval moet worden voorkomen dat de zelfinductie van de toevoerdraden naar de diode(s) een wezenlijke rol gaat spelen.

Binnen het door de zoëven genoemde twee voorwaarden beperkte toepassingsgebied van diodes, genieten zij de voorkeur boven capaciteiten omdat laatstgenoemde elementen de mogelijkheid openen tot het ontstaan van ongewenste oscillaties.

Het in het voorgaande besprokene kan nu worden toegepast op de chopperinstallatie in combinatie met de traktiemotoren (fig.4.6.1.): In paragraaf 4.5 is uiteengezet dat de traktiemotoren in eerste benadering kunnen worden voorgesteld door een spanningsbron (rotatiespanning) in serie met de voornamelijk inductieve impedantie van de wikkelingen.



De motoren worden via een thyristorschakelaar periodiek aangesloten op een bron van konstante spanning waarvan de inwendige impedantie eveneens in hoofdzaak inductief is. Bij afwezigheid van speciale voorzieningen bestaat het gevaar, dat de in het systeem opgezamelde magnetische energie zich een uitweg door de schakelaar forceert zodra deze wordt geopend.

We beschouwen achtereenvolgens de maatregelen die ten aanzien van de zelfinducties der motoren en van het voedingssysteem zijn genomen: De stroom die via de klemmen naar de motoren vloeit, heeft een vaste polariteit welke niet afhangt van de draairichting der traktiemotoren tijdens het motor-bedrijf. Het is daarom mogelijk en derhalve te prefereren, om de klemmen te overbruggen door een diode in plaats van door een capaciteit (zie figuur 4.6.1.).

De inductiviteit van het voedingcircuit wordt in hoofdzaak bepaalde door het bovenleiding-railcircuit. Enerzijds omdat de zelfinductie verdeeld is en anderzijds daar de richting van de stroom in het circuit verandert met de plaats van de traktie-installatie kan hier uitsluitend een capaciteit worden toegepast. Deze wordt in de onmiddellijke nabijheid van de schakelaar opgesteld. Wanneer de traktie-installatie zich langs de bovenleiding verplaatst, verandert dientengevolge de grootte van de zelfinductie L van het voedingssysteem zoals die zich aan de installatie voordoet. Eveneens wijzigt zich de resonantiefrequentie van de door zelfinductie en capaciteit gevormde slingerkring waarvoor immers geldt:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} .$$

Ter plaatse van een onderstation is L minimaal, zodat ω_0 daar een maximum vertoont:

$$[\omega_0]_{\max} = \frac{1}{\sqrt{[L]_{\min} \cdot C}} .$$

In het volgende zal blijken dat de herhalingsfrequentie van het schakelritme der chopperinstallatie aanzienlijk groter moet zijn dan de resonantiefrequentie van de LC-kring, opdat de daarin optredende spanningsoscillaties in amplitude beperkt worden.



In appendix 4 wordt uiteengezet hoe de herhalingsfrequentie van de elektronische schakelaar naar boven wordt begrensd. Tevens zal aldaar worden aangetoond dat de kwaliteit van de elektronische schakelaar in de onderzochte schakeling toeneemt naarmate het frequentiegebied waarbinnen hij bedreven kan worden, een groter aantal oktaven omvat.

Het is daarom noodzakelijk dat ω_0 een nader te bepalen waarde $(\omega_0)_{\max}$ niet overschrijdt.

Als de waarde $L = (L)_{\min}$ ter plaatse van een onderstation en de bovengrens $(\omega_0)_{\max}$ van de resonantiefrequentie bekend zijn, kan de grootte van de benodigde capaciteit worden berekend:

$$C \geq \frac{1}{(\omega_0)_{\max}^2 \cdot (L)_{\min}}$$

In bepaalde gevallen kan het economisch voordeliger zijn om een kleinere C toe te passen, en de minimale L kunstmatig te vergroten.

Daarbij dient wel in het oog te worden gehouden dat de capaciteit voldoende groot moet zijn om de magnetische energie uit de zelfinductie op te nemen zonder dat de spanning daarbij ontoelaatbaar hoog wordt.

In het hierna volgende getallenvoorbeeld wordt het een en ander toegelicht:

Er wordt ondersteld dat men, in verband met de maximale herhalingsfrequentie van de schakelaar, de resonantiefrequentie van het filter ($f_0 = \frac{\omega}{2\pi}$) wil begrenzen door een maximum van 70 Hz.

De minimale zelfinductie L ter plaatse van een onderstation bedraagt 0,25 mH, zijnde de kortsluitreactantie van twee parallel geschakelde gelijkrichtereenheden. De waarde van de benodigde capaciteit bedraagt in dat geval tenminste $\frac{10^6}{(2\pi \cdot 70)^2 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3}} \mu\text{F} = 20.000 \mu\text{F}$.

Een condensatorbatterij van een dergelijke grootte en berekend op een bedrijfsspanning van 2000 V met pieken tot 4000 V is zowel volumineus als uitermate kostbaar. Ten aanzien van de resonantiefrequentie kan een zelfde resultaat worden bereikt met $C = 800 \mu\text{F}$ indien de minimale L kunstmatig wordt verhoogd tot 6,25 mH.

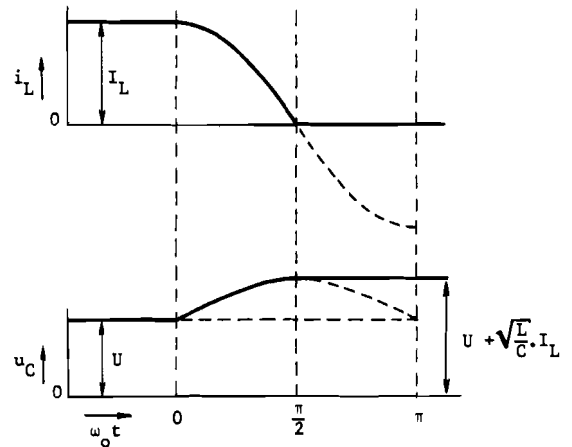
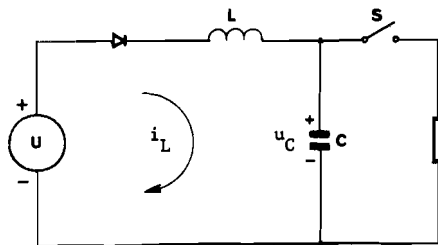
We controleren tenslotte of de capaciteit voldoende groot is om de magnetische energie uit de zelfinductie op te nemen zonder dat daarbij de spanning ontoelaatbaar hoog wordt.

Na het inschakelen van de installatie kan de spanning over de capaciteit in principe toenemen tot ten hoogste tweemaal de voedingsspanning. Bij een maximale bovenleidingsspanning van 1800 V blijft u_C stellig kleiner dan 3600 V. In verband met de aanwezigheid van enige demping in het circuit is een slechts geringe veiligheidsmarge voldoende:

de overspanningsbeveiligingen van de chopperinstallatie zijn ingesteld op 4000 V.

Het verloop van $u_C(t)$ wordt berekend voor een geïdealiseerde configuratie - zonder demping - zoals die in onderstaande figuur schematisch is voorgesteld.

Voor de betekenis der gebruikte symbolen wordt verwezen naar figuur 4.6.2.



N.B. De diode is in het schema opgenomen omdat de gelijkspanningsvoeding in de werkelijkheid uitsluitend positieve stroom kan voeren.

We onderstellen dat zich een stationaire toestand heeft ingesteld gedurende de tijd dat de schakelaar S gesloten is, zodat tenslotte $u_C = U$ en $i_L = I_L$.

Het verschijnsel dat zich afspeelt gedurende de tijd $t \geq 0$, na het openen van S op het tijdstip $t = 0$, kan worden beschreven door de evenwichtsrelatie $U = L \cdot \dot{i}_L + u_C = LC \ddot{u}_C + u_C$, met de beginvoorwaarden $u_C(0) = U$, $i_L(0) = C \dot{u}_C(0) = I_L$ en $\dot{i}_L(0) = C \ddot{u}_C(0) = 0$.

Deze beginvoorwaarden brengen tot uitdrukking dat de stroom i_L en de spanningen u_C en $L \cdot \dot{i}_L$ continu zijn op het tijdstip $t = 0$ vóór en na het openen van de schakelaar S.

De volledige oplossing van de differentiaalvergelijking in u_C luidt:

$$u_C(t) = U + \frac{I_L}{\omega_0 C} \sin \omega_0 t \quad \text{voor } t \geq 0, \quad \text{met} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Daaruit volgt: $i_L(t) = C \dot{u}_C(t) = I_L \cos \omega_0 t$.

Omdat $i_L \geq 0$, wordt het overgangverschijnsel afgebroken zodra $i_L = 0$, dus voor $\omega_0 t = \frac{\pi}{2}$.

De stroom i_L en de spanning u_C blijven daarna constant. Een en ander is in bovenstaande figuur geschetst.

De maximale waarde van $u_C(t)$ gedurende het interval $0 < \omega_0 t < \frac{\pi}{2}$ bedraagt $U + \frac{I_L}{\omega_0 C}$.

Uitgaande van de (voor)waarden

$$U = 1800 \text{ V},$$

$$u_C < 4000 \text{ V},$$

$$C = 800 \mu\text{F} \text{ en}$$

$L = 12,5 \text{ mH}$ (dit is de kunstmatig tot $6,25 \text{ mH}$ verhoogde kortsluitreactantie van een onderstation in serie met de zelfinductie van 10 km bovenleiding-railcircuit),

$$\text{berekenen we: } U + \frac{I_L}{\omega_0 C} = 1800 \text{ V} + I_L \sqrt{\frac{L}{C}} < 4000 \text{ V}, \quad \text{zodat } I_L < 557 \text{ A}.$$

Bij de in het model gesimuleerde tractie-installatie wordt deze bovengrens voor de via de zelfinductie door de motoren opgenomen stroom nimmer bereikt.

De extra zelfinductie kan worden aangebracht in *alle* onderstations of bij *elke* traktie-installatie. Zolang pulssturing uitsluitend wordt toegepast in enkele experimentele installaties, geniet de tweede mogelijkheid uiteraard de voorkeur op grond van economische motieven. De combinatie van de capaciteit en de extra zelfinductie welke door de traktie-installatie wordt meegevoerd, duiden we in het volgende aan als het "filter".

De samenstelling van het filter zoals het in eerste instantie in het spoorwegmodel werd gerealiseerd, beantwoordt aan de waarden die zijn vermeld in het hierboven uitgewerkte rekenvoorbeeld.

Het ligt voor de hand om t.z.t. met behulp van het model te onderzoeken of in de werkelijkheid wellicht met een kleiner en dus goedkoper filter kan worden volstaan.

We onderzoeken tenslotte het elektrische gedrag van het filter in afhankelijkheid van het ritme van de schakelaar.

In de hierna volgende berekening zijn verschillende vereenvoudigingen toegepast:

— De spanning op de bovenleiding ter plaatse van een onderstation is konstant, d.w.z. vrij van enige rimpel en onafhankelijk van de grootte van de afgenomen gelijkstroom.

— Van het bovenleiding-railcircuit is de impedantie zuiver inductief.

— De thyristorschakelaar is vervangen door een ideale schakelaar.

— Het systeem, bestaande uit voedingsbron, chopperinstallatie en traktiemotoren verkeert in *quasi-stationair evenwicht*.

— De elektrische tijdconstante van de traktiemotoren heeft een zodanige grootte dat de motorstroom i_m vrijwel niet verandert tijdens een periode van het schakelritme, zodat $i_m = I_m$.

De betekenis van de bij de berekening gebruikte symbolen en de door ons als positief gedefiniëerde richtingen van spanningen en stromen is aangeduid in fig. 4.6.2.

Tijdens elke periode van het schakelritme, met lengte T seconden, is de schakelaar S gesloten gedurende βT sec. = $\frac{\beta}{f}$ sec. (fig. 4.6.3.); uiteraard is $0 \leq \beta \leq 1$.

De grootte β noemt men de *relatieve inschakelduur* van de schakelaar. Indien S gesloten is, d.w.z. voor $n T \leq t < (n + \beta) T$ met n positief en geheel, geldt:



$$\left. \begin{aligned} U &= u_L + u_C = L \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i_C dt' \\ i_L &= i_C + I_m. \end{aligned} \right\} \quad (1')$$

Gedurende de tijd dat S geopend is, d.w.z. voor $(n + \beta) T \leq t < (n + 1) T$ geldt:

$$\left. \begin{aligned} U &= u_L + u_C = L \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i_C dt' \\ i_L &= i_C. \end{aligned} \right\} \quad (2')$$

De vergelijkingen (1') en (2') kunnen worden vervangen door:

$$\frac{1}{\omega_0^2} \ddot{i}_L + i_L = I_m \quad (1),$$

$$\frac{1}{\omega_0^2} \ddot{i}_L + i_L = 0 \quad (2) \quad \text{met} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

De volledige oplossing voor de stroom door de bovenleiding bij gesloten schakelaar S, d.w.z. voor $n T \leq t < (n + \beta) T$, luidt:

$$i_L = I_m \left[1 - \frac{\sin \frac{1}{2} \omega_0 (1 - \beta) T}{\sin \frac{1}{2} \omega_0 T} \cdot \cos \left[\omega_0 t - \frac{1}{2} \omega_0 \beta T \right] \right] \quad (3).$$

Bij geopende schakelaar, d.w.z. voor $(n + \beta) T \leq t < (n + 1) T$, geldt:

$$i_L = I_m \cdot \frac{\sin \frac{1}{2} \omega_0 \beta T}{\sin \frac{1}{2} \omega_0 T} \cdot \cos \left[\omega_0 t - \frac{1}{2} \omega_0 (1 + \beta) T \right] \quad (4).$$

De procedure van het oplossen der vergelijkingen (1) en (2) verloopt als volgt:

S gesloten, d.w.z. $nT \leq t < (n + \beta) T$: $i_L = A \cos(\omega_0 t - \phi) + B$;

S geopend, d.w.z. $(n + \beta) T \leq t < (n + 1) T$: $i_L = D \cos(\omega_0 t - \psi)$,

met $\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

De konstanten A, B, D, ϕ en ψ kunnen worden berekend door gebruik te maken van een aantal continuïteits- of randvoorwaarden.

Een diskontinuitéit in $u_C(t)$ zou uitsluitend het gevolg kunnen zijn van een - niet realiseerbare - oneindig grote laadstroom i_C ; derhalve is $u_C(t)$ te allen tijde continu. Op grond van de vergelijking $U = u_C(t) + u_L(t)$ is eveneens $u_L(t) = L \frac{di_L}{dt}$ continu. Uit het laatste volgt de continuïteit van zowel $\frac{di_L}{dt}$ als van $i_L(t)$.

We passen dit in de eerste plaats toe op de schakeltijden $t = (n + \beta) T$ en verkrijgen daardoor twee voorwaarden:



$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} i_L [t = (n + \beta) T - \Delta t] = i_L [t = (n + \beta) T] \quad \text{en}$$

$$\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{di_L}{dt} [t = (n + \beta) T - \Delta t] = \frac{di_L}{dt} [t = (n + \beta) T] .$$

Voor de schakeltijden $t = n T$ zouden we hetzelfde willen doen, maar worden daarbij gekonfronteerd met het feit dat de oplossing is gedefinieerd in de gebieden $T \leq t < (n + 1) T$ (let op de grenzen). We stellen dat de gezochte oplossing voor i_L periodiek is met periode mT , waarin m een willekeurig positief geheel getal is. Later zal blijken dat $m = 1$. Het feit dat er periodiciteit is, volgt uit de aanname dat een quasi-stationaire toestand is ingetreden.

De continuïteitsvoorwaarden voor de punten $t = n T$ luiden:

$$i_L(t = n T) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} i_L [t = (n + m) T - \Delta t]$$

$$\frac{di_L}{dt}(t = n T) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{di_L}{dt} [t = (n + m) T - \Delta t]$$

Toegepast op de algemene oplossing leveren de voorwaarden voor $n = 0$ de volgende vergelijkingen op:

$$A \cos(\omega_0 \beta T - \phi) + B = D \cos(\omega_0 \beta T - \psi)$$

$$A \sin(\omega_0 \beta T - \phi) = D \sin(\omega_0 \beta T - \psi)$$

$$A \cos \phi + B = D \cos(m\omega_0 T - \psi)$$

$$-A \sin \phi = D \sin(m\omega_0 T - \psi)$$

In eerste instantie kan uit deze vergelijkingen worden berekend dat

$$\phi = \frac{1}{2} \omega_0 \beta T \quad \text{en} \quad \psi = \frac{1}{2} \omega_0 (1 + \beta) T .$$

De extrema van de stroom i_L zijn blijkbaar midden tussen de schakeltijden $t = n T$ en $t = (n + \beta) T$ gelegen; een rechtstreeks gevolg daarvan is dat de gezochte oplossing periodiek met periode T is. Nu bekend is dat $m = 1$ kunnen A en D worden uitgedrukt in B :

$$A = -B \cdot \frac{\sin \frac{1}{2} \omega_0 (1 - \beta) T}{\sin \frac{1}{2} \omega_0 T} \quad \text{en}$$

$$D = B \cdot \frac{\sin \frac{1}{2} \omega_0 \beta T}{\sin \frac{1}{2} \omega_0 T} .$$

Om tenslotte de grootte van B te berekenen maken we gebruik van de periodiciteit van de spanning $u_C(t)$:

$$u_C(t') = u_C(t' + n T), \quad \text{ofwel voor } n = 1 \text{ en } t' = 0:$$

$$\frac{1}{C} \int_0^T i_C dt = 0$$

Omdat $i_L = i_C + I_m$ voor $0 \leq t < \beta T$ en $i_L = i_C$ voor $\beta T \leq t < T$ geldt op grond van het voorgaande:

$$\int_0^T i_L dt = \beta T I_m = \beta T B ; \quad \text{derhalve is } B = I_m .$$

De oplossing is hiermee compleet.



De spanning u_C over de capaciteit C kan worden berekend uit de gevonden oplossing voor i_L met behulp van de betrekking $U = u_C + L \frac{di_L}{dt}$.

Bij gesloten schakelaar, voor $nT \leq t < (n + \beta)T$, geldt:

$$u_C = U - \frac{I_m}{\omega_0 C} \cdot \frac{\sin \frac{1}{2} \omega_0 (1 - \beta) T}{\sin \frac{1}{2} \omega_0 T} \cdot \sin \left[\omega_0 t - \frac{1}{2} \omega_0 \beta T \right] \quad (5),$$

en bij geopende schakelaar, voor $(n + \beta)T \leq t < (n + 1)T$:

$$u_C = U + \frac{I_m}{\omega_0 C} \cdot \frac{\sin \frac{1}{2} \omega_0 \beta T}{\sin \frac{1}{2} \omega_0 T} \cdot \sin \left[\omega_0 t - \frac{1}{2} \omega_0 (1 + \beta) T \right] \quad (6).$$

In figuur 4.6.3. zijn het verloop van $i_L(t)$ en $u_C(t)$ weergegeven door een willekeurig gekozen waarde van β , in het geval dat de schakelfrequentie $f = \frac{1}{T}$ weinig groter is dan de resonantiefrequentie $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$.

Aan de bovenleidingstroom i_L wordt de eis gesteld dat hij steeds positief is, omdat de gelijkrichters in de onderstations van N.S. uitsluitend positieve stroom kunnen voeren.

Aan de vergelijkingen (3) en (4) ontleen we dat i_L te allen tijde de gewenste richting heeft, indien

$$f \geq (2 - \beta) f_0 \quad (7).$$

In de praktijk neemt men een ruime veiligheidsmarge in acht, zodat daar $f > 2,5 f_0$.

De eis $i_L \geq 0$ moet voor beide delen van de schakelcyclus afzonderlijk worden behandeld; m.a.w. de eis moet worden uitgewerkt voor betrekking (3) enerzijds en voor relatie (4) anderzijds:

————— Bij geopende schakelaar, voor $(n+\beta)T \leq t < (n+1)T$, geldt:

$$i_L = I_m \cdot \frac{\sin \frac{1}{2} \omega_0 \beta T}{\sin \frac{1}{2} \omega_0 T} \cdot \cos \left[\omega_0 t - \frac{1}{2} \omega_0 (1+\beta) T \right] \quad (4).$$

Omdat het verschijnsel periodiek is met periode T kunnen we volstaan met het onderzoeken van de periode waarvoor $n = 0$, dus $\beta T \leq t < T$.

Op het tijdstip $t = \frac{1}{2}(1+\beta)T$ dat binnen dit interval is gelegen, geldt $\cos \left[\omega_0 t - \frac{1}{2} \omega_0 (1+\beta) T \right] = +1$; omdat geen verandering van de richting van i_L kan worden toegestaan, moeten we eisen dat bedoelde cosinus-term te allen tijde positief of nul is.

Aan de eis $i_L \geq 0$ gedurende $\beta T \leq t < T$ wordt derhalve uitsluitend voldaan indien

a. $\cos \left[\omega_0 t - \frac{1}{2} \omega_0 (1+\beta) T \right] \geq 0$, $\forall n$

b. $\frac{\sin \frac{1}{2} \omega_0 \beta T}{\sin \frac{1}{2} \omega_0 T} \geq 0$



Ad a. Deze voorwaarde komt overeen met $-\frac{\pi}{2} \leq \omega_0 t - \frac{1}{2}\omega_0(1+\beta)T \leq +\frac{\pi}{2}$ voor $\beta T \leq t < T$,
d.w.z. $\frac{1}{2}\omega_0(1-\beta)T \leq \frac{\pi}{2}$, zodat $f \geq 2(1-\beta)f_0$.

In diagram I is aangegeven voor welke combinaties van $\frac{f}{f_0} = \overset{*}{f}$ en β aan de onder a gestelde voorwaarde is voldaan: binnen en op de rand van het "grijze gebied" geldt: $f \geq 2(1-\beta)f_0$.

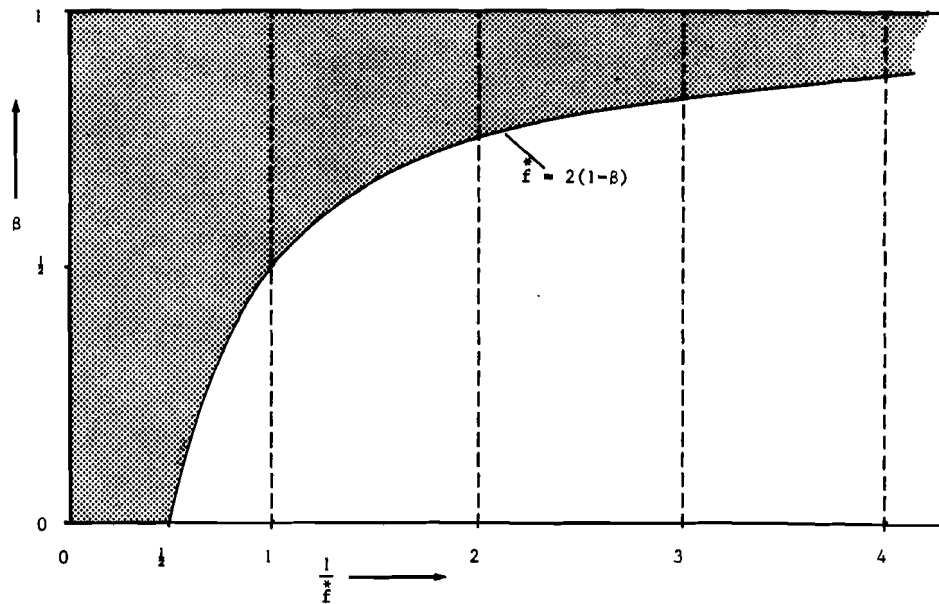


Diagram I

Ad b. Deze voorwaarde komt overeen met

$$\sin \frac{1}{2}\omega_0 \beta T \geq 0 \quad \text{en} \quad \sin \frac{1}{2}\omega_0 T > 0, \quad \text{of}$$

$$\sin \frac{1}{2}\omega_0 \beta T \leq 0 \quad \text{en} \quad \sin \frac{1}{2}\omega_0 T < 0.$$

$$\sin \frac{1}{2}\omega_0 \beta T \geq 0 \quad \text{als} \quad 2k\pi \leq \frac{1}{2}\omega_0 \beta T \leq (2k+1)\pi \quad \text{met}$$

$$k = 0, 1, 2, 3, \dots, \quad \text{d.w.z.} \quad \frac{2k}{\beta} \leq \frac{1}{f} \leq \frac{2k+1}{\beta}.$$

$$\sin \frac{1}{2}\omega_0 \beta T \leq 0 \quad \text{als} \quad (2k+1)\pi \leq \frac{1}{2}\omega_0 \beta T \leq (2k+2)\pi,$$

$$\text{d.w.z.} \quad \frac{2k+1}{\beta} \leq \frac{1}{f} \leq \frac{2k+2}{\beta}.$$

Evenzo kan worden berekend dat

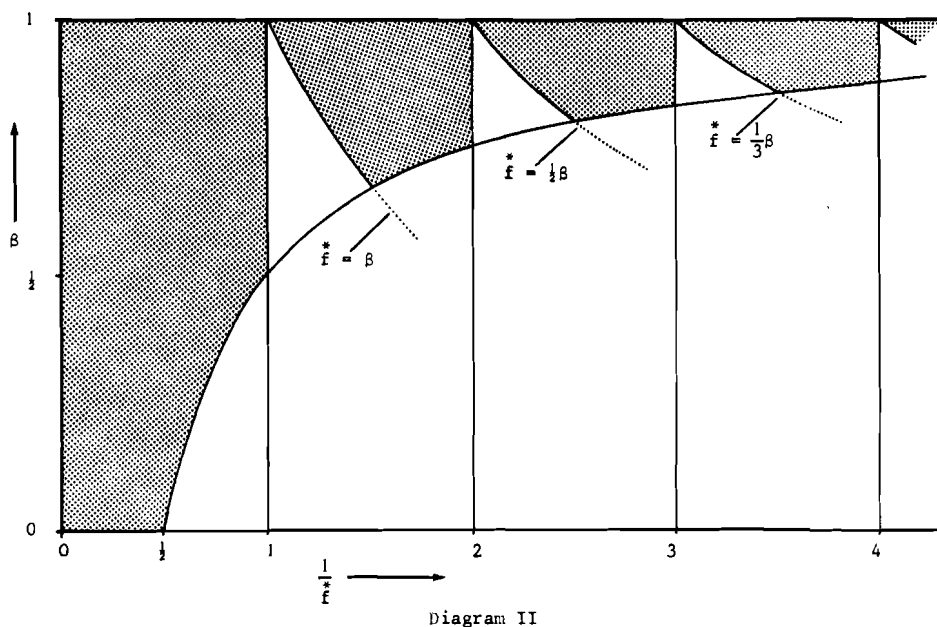
$$\sin \frac{1}{2}\omega_0 T > 0 \quad \text{als} \quad 2l < \frac{1}{f} < 2l+1 \quad \text{met} \quad l = 0, 1, 2, 3, \dots \quad \text{en}$$

$$\sin \frac{1}{2}\omega_0 T < 0 \quad \text{als} \quad 2l+1 < \frac{1}{f} < 2l+2.$$

We zijn nu in staat om met behulp van diagram I te bepalen voor welke combinaties van $\overset{*}{f}$ en β aan de voorwaarden a én b is voldaan.

We brengen in diagram I de grenslijnen $f^* = \beta, \frac{\beta}{2}, \frac{\beta}{3}, \dots$ aan, die korresponderen met de verschillende waarden van k . Bij elke verticale strook in diagram I, die gekarakteriseerd wordt door een bepaalde waarde van l , onderzoeken we of in de tussen de k -grenzen gelegen gebiedjes aan één van beide voorwaarden b is voldaan; omdat tevens voorwaarde a moet zijn vervuld kunnen we ons bij dit onderzoek beperken tot het "grijze gebied" in diagram I.

De grijze gebieden in diagram II representeren tezamen het gedeelte van het $(\frac{l}{f}, \beta)$ -vlak waar zowel voorwaarde a als b is vervuld. In tegenstelling tot de overige begrenzing van genoemde gebieden voldoen de l -grenzen $\frac{l}{f} = 1, 2, 3, \dots$ niet aan de voorwaarden.



— Bij gesloten schakelaar, voor $nT \leq t < (n+\beta)T$, geldt:

$$i_L = I_m \left[1 - \frac{\sin \frac{1}{2} \omega_0 (1-\beta)T}{\sin \frac{1}{2} \omega_0 T} \cdot \cos(\omega_0 t - \frac{1}{2} \omega_0 \beta T) \right] \quad (3).$$

We onderzoeken ook hier de periode waarvoor $n = 0$, zodat $0 \leq t < \beta T$.

Op het tijdstip $t = \frac{1}{2} \beta T$ dat binnen dit interval is gelegen, geldt $\cos(\omega_0 t - \frac{1}{2} \omega_0 \beta T) = +1$.

Aan de eis $i_L \geq 0$ gedurende $0 \leq t < \beta T$ wordt derhalve voldaan indien

$$-1 \leq \frac{\sin \frac{1}{2} \omega_0 (1-\beta)T}{\sin \frac{1}{2} \omega_0 T} \leq 1 \quad (\text{voorwaarde } c),$$

$$\text{d.w.z. } \sin^2 \frac{1}{2} \omega_0 (1-\beta)T \leq \sin^2 \frac{1}{2} \omega_0 T.$$

Door over te gaan op verdubbelde argumenten, transformeren we voorwaarde c tot

$$\cos \omega_0 (1-\beta)T \geq \cos \omega_0 T.$$

Uit $f \geq 2(1-\beta)f_0$ (voorwaarde a) volgt: $\omega_0 (1-\beta)T \leq \pi$.

Derhalve is voorwaarde c equivalent met $m \cdot 2\pi + \omega_0 (1-\beta)T \leq \omega_0 T \leq (m+1) \cdot 2\pi - \omega_0 (1-\beta)T$, met $m = 0, 1, 2, 3, \dots$.

$$\text{d.w.z. } \frac{2-\beta}{f} \leq m+1, \text{ en } \frac{\beta}{f} \geq m.$$

In diagram II brengen we de m-grenzen $\dot{f} = \frac{2-\beta}{m+1}$ aan; de m-grenzen $\dot{f} = \frac{\beta}{m}$ komen overeen met de k-grenzen. In de gebieden die door beide stellen m-grenzen zijn ingesloten, voorzover zij samenvallen met het grijze gedeelte van diagram II, is voldaan aan de voorwaarden a en b en c. In diagram III representeert het grijze gedeelte, met inbegrip van de begrenzing, de combinaties van \dot{f} en β waarvoor aan de voorwaarden a en b en c is voldaan, m.a.w. waarvoor te allen tijde $i_L \geq 0$.

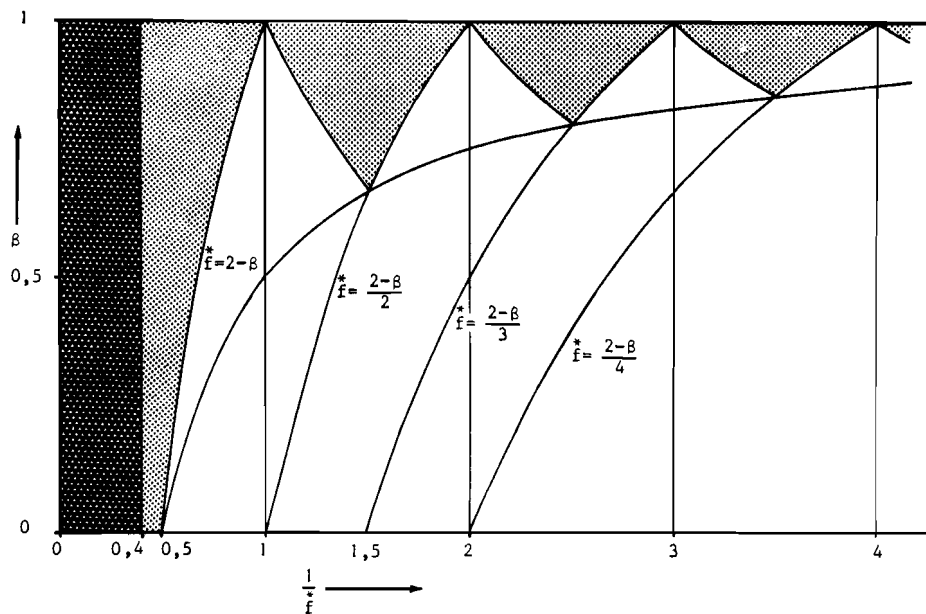


Diagram III

De conclusie die uit het voorgaande kan worden getrokken is deze: binnen het interval $0 < f < f_0$ ligt een oneindig groot aantal afzonderlijke frequentiegebieden waarbinnen de chopperinstallatie kan functioneren, zij het dat β daar slechts binnen zeer nauwe grenzen kan worden gevarieerd.

Bij de chopperinstallatie die in dit rapport wordt beschreven is een eerste vereiste dat β vrijwel tussen de grenzen nul en de eenheid monotoon en continu kan worden gevarieerd. Indien daarbij gebruik wordt gemaakt van één of enkele frequentiegebieden in het interval $0 < f < f_0$, zou zulks de noodzaak impliceren van diskontinuiteiten in het verloop van de schakelfrequentie f als functie van β . Teneinde het systeem niet onnodig gekompliceerd te maken beperken we ons tot het frequentiegebied $\dot{f} \geq 2-\beta$ (d.w.z. $f \geq (2-\beta)f_0$), waar β continu van 0 tot 1 kan worden gevarieerd zonder dat een diskontinuiteit in f noodzakelijk is.

Met inachtneming van een zekere veiligheidsmarge wordt van dit gebied slechts het gedeelte $\frac{1}{f} < 0,4$ (d.w.z. $f > 2,5 f_0$) daadwerkelijk gebruikt; dit "werkgebied" is in diagram III met een donkerder nuance grijs aangegeven.

N.B. Later zal worden aangetoond dat voor $\frac{1}{f} = 1, 2, 3, \dots$ (d.w.z. $f = f_0, \frac{f_0}{2}, \frac{f_0}{3}, \dots$) en $\beta \neq 1$ opslingering plaatsvindt in de LC-kring van de chopperinstallatie.



Indien de apparatuur van de onderstations in de verre toekomst zou worden gewijzigd teneinde het terugvoeren van energie in het voedingsnet tijdens recuperatief remmen mogelijk te maken, dan zou de stringente eis dat i_L steeds positief moet zijn, komen te vervallen. Wel blijft het ook onder de alsdan gewijzigde omstandigheden ongewenst dat i_L grote slingeringen vertoont. Enkele overwegingen dienaangaande zijn de volgende:

— Indien op de door de onderstations geleverde gelijkstroom een wisselstroom is gesuperponeerd, moeten de installaties van het onderstation worden gedimensioneerd op het voeren van een grotere stroom dan indien de wisselkomponent afwezig zou zijn; men dient daarbij in het oog te houden dat uitsluitend de gelijkstroom effectief is bij de omzetting van elektrische in mechanische energie.

— De wisselstroom geeft extra transportverliezen in het bovenleiding-railcircuit. Voor een zuivere gelijkstroom van 400 A bij 1500 V, die getransporteerd wordt langs 10 km bovenleiding-railcircuit met een totale weerstand van 0,3 ohm bedraagt het transportverlies $P_V = 0,3 \cdot (400)^2 \text{ W} = 48 \text{ kW}$. Dit is 8 % van het door de 1500 V-bron afgegeven vermogen.

Indien op de gelijkstroom een enkelvoudig harmonische wisselstroom is gesuperponeerd, zo dat het minimum van i_L juist gelijk is aan nul ($\hat{i}_v = \beta I_m$) dan veroorzaakt de *blindcomponent* in de stroom een extra transportverlies $P'_V = 0,3 \cdot \left(\frac{400}{\sqrt{2}}\right)^2 = 24 \text{ kW}$. Tengevolge van de wisselstroom is het transportverlies dus met 50 % toegenomen.

We onderzoeken nu het gedrag van de wisselkomponent i_v in de bovenleidingstroom. De topwaarde hiervan kan bij benadering gelijk gesteld worden aan $\frac{1}{2} [(i_L)_{\max} - (i_L)_{\min}]$. Met gebruikmaking van de vergelijkingen (3) en (4) kan laatstgenoemde uitdrukking worden uitgewerkt tot

$$\begin{aligned}\hat{i}_v &\approx \frac{1}{2} I_m \left[\frac{\sin \frac{1}{2} \omega_0 \beta T + \sin \frac{1}{2} \omega_0 (1 - \beta) T}{\sin \frac{1}{2} \omega_0 T} - 1 \right] \\ &= \frac{1}{2} I_m \left[\frac{\cos \frac{1}{2} \omega_0 (2\beta - 1) T}{\cos \frac{1}{2} \omega_0 T} - 1 \right].\end{aligned}$$

Het maximum van \hat{i}_v in afhankelijkheid van β blijkt op te treden bij $\beta = \frac{1}{2}$, zodat



$$\left[\hat{i}_{\nu} \right]_{\max} = \frac{1}{2} I_m \left[\frac{1}{\cos \frac{1}{4} \omega_0 T} - 1 \right] .$$

Voor $f > 2,5 f_0$ geldt: $\hat{i}_{\nu \max} < 0,12 I_m$;

de extra transportverliezen tengevolge van de wisselkomponent in de bovenleidingstroom bedragen derhalve voor alle waarden van β minder dan 1 %. We berekenden reeds dat in het geval $f = (2 - \beta) f_0$, dus voor $\hat{i}_{\nu} = \beta I_m$, het extra transportverlies 50 % bedraagt.

In verband met de aanwezigheid van de elektronische schakelaar moet de amplitude van de wisselkomponent u_{ν} van de spanning over de filter-kapaciteit C in grootte beperkt blijven. De maximale spanning over de open thyristorschakelaar, welke gelijk is aan $U + \hat{u}_{\nu}$, mag een bepaalde waarde, die voor de thyristorschakelaar karakteristiek is niet overschrijden.

De grootte van de topwaarde van de wisselkomponent in het frequentiegebied $f > 2f_0$ kan met goede benadering worden gekarakteriseerd door

$$\hat{u}_{\nu} = \frac{1}{2} \left[(u_C)_{\max} - (u_C)_{\min} \right] .$$

Met gebruikmaking van de vergelijkingen (5) en (6) berekenen we op die wijze:

$$\hat{u}_{\nu} \leq \frac{I_m}{\omega_0 C} \cdot \frac{1}{2} \tan \frac{1}{4} \omega_0 T \quad (8).$$

In het "werkgebied" $f > 2,5 f_0$ (d.w.z. voor $\frac{1}{4} \omega_0 T < \frac{\pi}{5}$) kan ongelijkheid (8) worden vereenvoudigd tot:

$$\hat{u}_{\nu} < \frac{I_m}{8fC} .$$

Indien $f < f_0$, volvoert u_C een vrije trilling gedurende tenminste één halve periode ($= \frac{1}{2f_0}$ sec.) per schakelcyclus.

De trilling bereikt daarbij de volle uitslag; de grootte daarvan is afhankelijk van β . Majoreren van de wisselkomponent in de vergelijkingen (5) en (6), voor alle waarden van β , leidt tot het resultaat:

$$\hat{u}_{\nu} \leq \frac{I_m}{\omega_0 C} \cdot \frac{1}{\sin \frac{1}{4} \omega_0 T} .$$

Indien $f > 2f_0$ wordt de vrije trilling afgebroken na minder dan een halve periode, d.w.z. voordat de volle uitslag is bereikt. Thans geldt:

$$\hat{u}_{\nu} = \frac{1}{2} \left[(u_C)_{\max} - (u_C)_{\min} \right] = \frac{I_m}{\omega_0 C} \cdot \frac{\sin \frac{1}{4} \omega_0 (1 - \beta) T \cdot \sin \frac{1}{4} \omega_0 \beta T}{\sin \frac{1}{4} \omega_0 T} .$$

Deze uitdrukking is maximaal bij $\beta = \frac{1}{2}$, zodat:

$$\hat{u}_v < \frac{I_m}{\omega_0 C} \cdot \frac{1}{2} \tan \frac{1}{2} \omega_0 T.$$

Indien $f_0 \leq f \leq 2f_0$ kan de volle uitslag van de trilling ten hoogste éénmaal per schakelcyclus worden bereikt, mits $\beta T \geq \frac{1}{2f_0}$ of $(1 - \beta) T \geq \frac{1}{2f_0}$.

Met gebruikmaking van het recept $\hat{u}_v = \frac{1}{2} [(u_c)_{\max} - (u_c)_{\min}]$ kan worden berekend:

$$\hat{u}_v = \frac{I_m}{\omega_0 C} \cdot \frac{\sin \frac{1}{2} \omega_0 (1 - \beta) T}{\sin \frac{1}{2} \omega_0 T} \quad \text{voor} \quad \begin{cases} f_0 \leq f \leq 2\beta f_0, \\ \frac{1}{2} \leq \beta \leq 1 \end{cases}$$

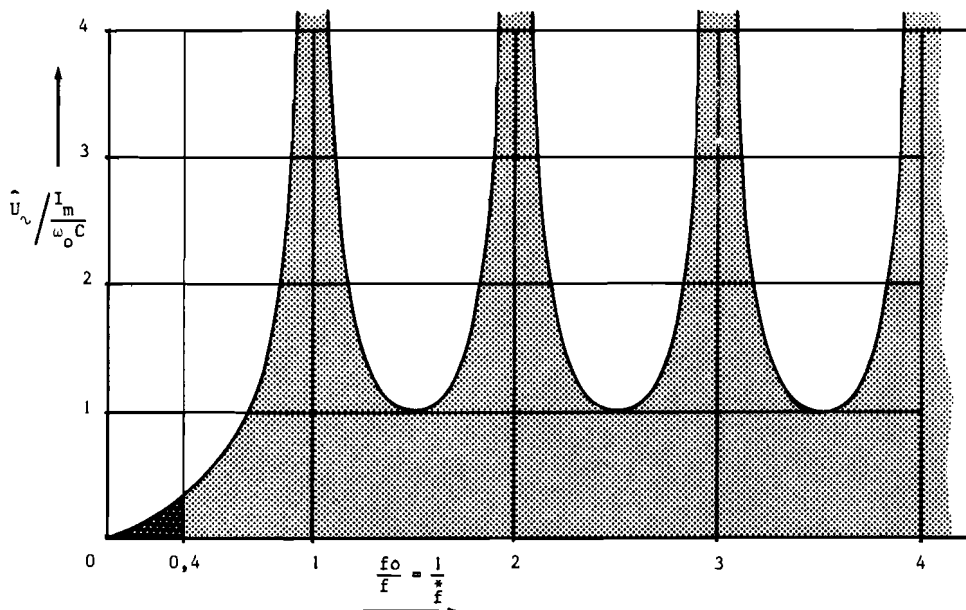
$$\hat{u}_v = \frac{I_m}{\omega_0 C} \cdot \frac{\sin \frac{1}{2} \omega_0 \beta T}{\sin \frac{1}{2} \omega_0 T} \quad \text{voor} \quad \begin{cases} f_0 \leq f \leq 2(1 - \beta)f_0, \\ 0 \leq \beta \leq \frac{1}{2} \end{cases}$$

Het maximum van \hat{u}_v blijkt op te treden bij $\beta = \frac{1}{2}$, zodat

$$\hat{u}_v < \frac{I_m}{\omega_0 C} \cdot \left| \frac{1}{2} \tan \frac{1}{2} \omega_0 T \right|.$$

Deze zelfde uitdrukking berekenden we ook reeds voor $f > 2f_0$; hij is dus van toepassing op het gehele frequentiegebied $f \geq f_0$.

Hetgeen in het voorgaande werd besproken is samengevat in onderstaande grafiek.



Het maximum van de relatieve wisselspanningsamplitude $\left[\hat{u}_v / \frac{I_m}{\omega_0 C} \right]_{\max}$ is uitgezet tegen $\frac{f_0}{f} = \frac{1}{f}$; het grijze gebied onder de kromme bevat de verzameling van alle combinaties van $\hat{u}_v / \frac{I_m}{\omega_0 C}$ en $\frac{f_0}{f}$ die mogelijk zijn.

Opslingeringen van de spanning en de stroom in het LC-circuit zijn gekenmerkt doordat $\frac{I_m}{\omega_0 C} / \hat{u}_\nu$ en I_m / \hat{i}_ν gelijk aan nul worden.

Aan de hand van de vergelijkingen (3) tot en met (6) konstateren we dat zulks het geval is indien $f = f_0/k$ met k positief en geheel, zodat $\sin \frac{1}{2} \omega_0 T = \sin k, \pi = 0$.

Alle resonantiefrekventies zijn blijkbaar gelegen buiten het werkgebied $f > 2,5 f_0$.

Een vaak toegepast middel om f *effektief* te verdubbelen, teneinde \hat{u}_ν overeenkomstig formule (8) te verkleinen, is het volgende: De motoren van de tractie-installatie worden — indien mogelijk — gesplitst in twee gelijkwaardige groepen, die elk via een aparte schakelaar kunnen worden aangesloten op de voedingsbron met het filter. De twee schakelaars worden bedreven in eenzelfde schakelritme met periodeduur $T = \frac{1}{f}$, zódanig dat het midden van elke periode voor de ene groep samenvalt met het einde van elke cyclus voor de andere. In het model kan dit principe zonder meer worden gerealiseerd. Voor uitvoeriger informatie over deze methode wordt verwezen naar de literatuur (5).

Resumerend kunnen we stellen dat de herhalingsfrequentie f van de elektronische schakelaar aan de onderzijde wordt begrensd door de eigenschappen van het filter:

$$f > 2,5 f_0 = 2,5 \cdot \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} .$$

Aan de bovenzijde wordt het frequentiegebied beperkt door de eigenschappen van de schakelaar zelf. Zoals reeds werd opgemerkt, wordt in Appendix 4 aangetoond dat het aldus afgebakende frequentiegebied een voldoende groot aantal oktaven dient te omvatten.

Instabiliteit van i_L en u_C kan eveneens optreden — en in dat geval onafhankelijk van het schakelritme — indien in het tractiesysteem een of andere vorm van meekoppeling voorhanden is. In de paragraaf die hierna volgt wordt een dergelijk mechanisme besproken.

Een laatste eis die aan f gesteld moet worden, is dat het frequentiegebied waarbinnen de elektronische schakelaar opereert geen signaalfrequentie bevat van het spoorweg- of elektriciteitsbedrijf.



Als voorbeeld van een dergelijke signaalfrequentie zij gegeven de 75 Hz van de Automatische Trein Beïnvloeding (A.T.B.).

De konstruktiegegevens van het filter en de elektronische schakelaar in het model zijn opgenomen in bijlage 4.6. De filter-zelfinductie, die in de werkelijkheid bestaat uit luchtspoelen, is om redenen van ruimtebesparing in het model uitgevoerd met ijzerkern en luchtspleet. De representativiteit laat dientengevolge te wensen over: in de modelspoel treden ijzerverliezen op, zulks in tegenstelling tot de werkelijkheid.

Anderzijds zijn de stroomverdringing in het geleidermateriaal, en de daarmee verband houdende extra-verliezen bij de model-spoel relatief geringer dan bij de zelfinductie in de werkelijkheid.

De elektronische schakelaar kan in het model worden voorgesteld door een miniatuur-thyristorschakelaar óf door een bij benadering ideale schakelaar. De thyristorschakelaar in het model schakelt ongeveer even traag als die in de werkelijkheid, doch geeft relatief groter verliezen. In niet-extreme situaties geeft hij een acceptabel beeld van hetgeen zich in de werkelijkheid afspeelt. De "ideale schakelaar", die is uitgevoerd met transistoren, schakelt zeer snel en met geringe verliezen. De maximale herhalingsfrequentie is zo groot (>100 kHz) dat met recht gesproken mag worden van een "traagheidsloze schakelaar". Daardoor biedt het model de mogelijkheid om het gedrag van de chopperinstallatie in combinatie met de traktiemotoren en het voedingssysteem te onderzoeken bij extreem-hoge schakelfrekquenties.

De opslingeren in de LC-kring van het filter, die optreden bij lage herhalingsfrequenties van de schakelaar, en die in de werkelijkheid *moeten* worden vermeden, kunnen in het model zonder enig bezwaar worden gesimuleerd.



4.7. De regeling.

In de inleiding van dit rapport is *summier* uiteengezet welke rol een elektronische schakelaar, c.q. "chopper", speelt bij traktie-installaties die zijn uitgerust met gelijkstroom-seriemotoren. Er is daarbij gewezen op de *energiebesparing* die een gevolg is van het feit dat de motorstroom tijdens de versnellingsperiode wordt gedoseerd met behulp van een dergelijke schakelaar, in plaats van met de konventionele aanloopweerstand. Zoals in deze paragraaf zal worden aangetoond biedt het gebruik van choppers in het traktie-bedrijf nog een aantal *andere belangrijke voordelen*, die inherent zijn aan de flexibiliteit van genoemde elektronische installaties.

Vervolgens zal worden berekend *welk verband er bestaat tussen de relatieve inschakelduur van de schakelaar, de grootte van de motorstroom en het elektromagnetische koppel van de traktiemotoren.*

Tenslotte wordt de mogelijkheid om het gedrag van de traktiemotoren te *regelen* door variatie van het schakelritme aan de orde gesteld. Het blijkt noodzakelijk te zijn dat men daarbij maatregelen treft tegen een door de zelfindukties van de bovenleiding en van het filter veroorzaakte instabiliteit.

Voor een goed begrip van hetgeen volgt, is het gewenst dat we ons een duidelijk beeld vormen van de wijze waarop de gedragingen van de gelijkstroom-seriemotoren in de konventionele traktie-installaties worden gedirigeerd.

Voor dat doel maken we gebruik van een eenvoudiger conceptie van de traktiemotoren dan die welke is beschreven in paragraaf 4.5. We verwaarlozen de magnetische verzadiging en onderstellen *quasi-stationair bedrijf* in zowel elektrisch als mechanisch opzicht (hetgeen wil zeggen dat de veranderingen uitsluitend plaatsvinden doordat een reeks van stationaire toestanden wordt doorlopen).

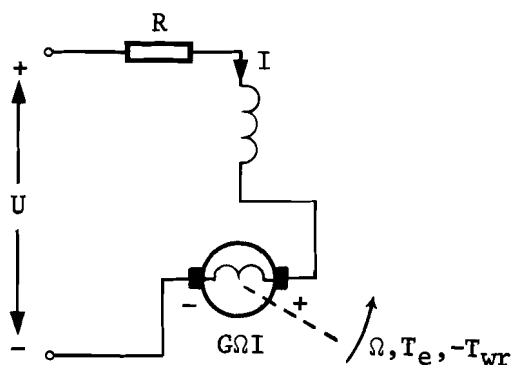
Indien: U is de gelijkspanning tussen de elektrische klemmen,

I is de konstante, of quasi-stationair veranderende motorstroom



- Ω is de mechanische hoeksnelheid van de rotor,
- R is de ohmse weerstand van het stator- en rotor circuit, benevens de eventueel voorgeschakelde weerstand,
- G is de konstante rotatiespanning per eenheid van stroomsterkte en per eenheid van hoeksnelheid,
- J is het traagheidsmoment van de rotor en van de belasting (c.q. de massa van het voertuig zoals deze zich als roterende massa aan de motor voor- doet),
- T_e is het door de motor opgewekte elektromagnetische koppel,
- T_{wr} is het wrijvingskoppel van de motor en van de be- lasting (c.q. het wrijvingskoppel van roterende de- len, en de wrijvingskracht die het voertuig onder- vindt van de spoorstaven en de omringende lucht en die zich als koppel voordoet aan de motoras),

krijgen de beide evenwichtsrelaties van de traktiemotoren onder de eerder genoemde voorwaarden de volgende vorm:



$$U = (R + G\Omega)I$$

$$T_e = GI^2 = J\dot{\Omega} + T_{wr}(\Omega)$$

Voor het traktiebedrijf is de functie $T_e(\Omega)$ van essentieel belang; deze relatie bepaalt immers na aftrek van het voor inwendige wrijving in de motor en transmissie benodigde koppel de grootte van de trekkracht aan de omtrek van de aangedreven wielen van het rail-voertuig.

Voor de praktijk is het belangrijk dat genoemde snelheid variabel is



bij een gegeven (wrijvings-)belasting $T_{wr}(\Omega)$; daarvoor is het nodig dat de functie $T_e(\Omega)$ kan worden gevarieerd.

Bij voorkeur zal men — binnen zekere grenzen — alle mogelijke combinaties van de grootte van T_e en Ω willen kunnen realiseren; in dat geval zou het immers mogelijk zijn om het voertuig met een willekeurig gekozen versnelling te doen aanlopen, en het vervolgens met elke gewenste konstante snelheid te doen rijden.

De grootte van het koppel $(T_e)_{max}$, en dus van de versnelling $(\Omega)_{max}$ wordt door twee effecten begrensd:

— Aan de motorstroom I is een bovengrens gesteld in verband met de maximaal toelaatbare temperatuurverhoging in de traktiemotoren. Omdat $T_e = GI^2$ betekent dit tevens een beperking van $(T_e)_{max}$.

— De adhesiekrachten welke de door een traktiemotor aangedreven wielen en de spoorstaven op elkaar uitoefenen hebben een beperkte grootte. Indien T_e een zodanige waarde heeft dat de aan de wielomtrekken beschikbare trekkracht de maximale adhesiekracht overtreft, slippen de wielen; het laatste moet vermeden worden.

De maximale adhesiekracht heeft geen konstante grootte, doch is afhankelijk van de wieldruk en van de gesteldheid van de baan. Voor wat het laatstgenoemde verschijnsel betreft kan men daarom aan $(T_e)_{max}$ geen eenduidige waarde toekennen.

Uit de twee eerder gegeven evenwichtsrelaties kan worden berekend dat:

$$T_e = GI^2 = G \left[\frac{U}{R + G\Omega} \right]^2$$

Beïnvloeding van het verband tussen T_e en Ω is blijkbaar mogelijk door variatie van R , U en G . In de praktijk wordt van elk der drie genoemde mogelijkheden gebruik gemaakt, en wel op de hierna beschreven wijze:

- a. De totale weerstand R in het motorcircuit wordt kunstmatig vergroot doordat men een *aanloopweerstand* aanbrengt, teneinde de motorstroom I bij lage waarden van Ω te beperken. Tijdens de versnellingsperiode worden achtereenvolgens gedeelten van de extra weerstand kortgesloten, bij voorkeur zó dat de "schijnweerstand" $(R + G\Omega)$ min of meer konstant is (evenals de motorstroom I en het koppel T_e). Mede opdat de dissipatie in de weerstand tot een minimum beperkt blijft, wil men het voertuig in zo kort mogelijke tijd versnellen.



Tenzij het optreden van wielslip dit onmogelijk maakt zal men derhalve aanzetten met een koppel $(T_e)_{\max} = G(I)_{\max}^2$; hierin stelt $(I)_{\max}$ de door de toelaatbare temperatuurverhoging in de motoren bepaalde grenswaarde van I voor.

- b. Bij een voertuig met een even aantal traktiemotoren die alle zijn berekend op de volle bovenleidingsspanning kan de klemspanning worden gevarieerd door de motoren op verschillende wijze te groeperen. Indien het voertuig bijvoorbeeld is uitgerust met vier 1500 V-motoren bestaan de volgende mogelijkheden:

4 motoren in serie, zodat $U = 1500 \text{ V} \cdot \frac{1}{4} = 375 \text{ V}$;

2 parallele groepen van 2 motoren in serie, zodat

$$U = 1500 \text{ V} \cdot \frac{1}{2} = 750 \text{ V};$$

4 motoren parallel, zodat $U = 1500 \text{ V}$.

Tenslotte is er nog de mogelijkheid om de spanning af te schakelen ($U = 0$), zodat het voertuig op grond van zijn massatraagheid met langzaam afnemende snelheid zijn weg vervolgt.

- c. De coëfficiënt G kan als regel in stappen worden verkleind, doordat men achtereenvolgens *gedeelten van de veldwikkeling van de traktiemotoren kortsluit*, of door weerstanden overbrugt.

De procedure van de aanloop van het voertuig vanuit stilstand verloopt als volgt (loc. cit. Koster, lit.:3):

"Teneinde met zo weinig mogelijk weerstand uit te komen, worden bij het aanzetten de motoren eerst alle in serie geschakeld met een voorschakelweerstand. Deze weerstanden worden dan geleidelijk kortgesloten waarna overgegaan wordt op een andere groepering (enkele parallele groepen van enige motoren in serie) waarbij eveneens weer weerstanden voorgeschakeld worden. Tenslotte worden dan alle motoren (of 2 aan 2, wanneer de collectoren een te hoge spanning zouden krijgen) eerst met, daarna zonder voorschakelweerstand parallel aan de netspanning gelegd. Bij elke schakeling, waarbij de voorschakelweerstand geheel kortgesloten zijn, zijn dan nog één of meerdere snelheidstrappen mogelijk door het hoofdveld van de motoren te verzwakken.

In de eerste plaats vanwege de verliezen en in de tweede plaats wegens de grote warmte-ontwikkeling mogen de weerstanden slechts gedurende korte tijd ingeschakeld zijn.



Men zal er dus steeds naar streven tijdens de rit één der zg. economische snelheidstrappen aan te houden, waarbij dus geen weerstanden in de stroomkringen der motoren zijn geschakeld.

Voorts moet gezorgd worden, dat bij de achtereenvolgende trappen de trekkracht (het koppel) zodanig wordt geregeld, dat de versnelling vanuit stilstand snel toeneemt, een maximum bereikt en deze waarde behoudt, totdat de snelheid de maximum-waarde nadert en daarna geleidelijk afneemt.

De versnelling mag zeker niet sprongsgewijs veranderen. Bovendien mag de trekkracht niet zover toenemen, dat de grens van de wrijving tussen drijfwielen en spoorstaven wordt overschreden, daar anders de wielen doorslaan".

Het is een van de voornaamste taken van de bestuurder om de snelheid en de versnelling van het railvoertuig aan plaats en omstandigheden aan te passen, en daarbij zorg te dragen dat noch de maximale motorstroom, noch de slipgrens worden overschreden.

In feite fungeert de bestuurder tijdens het uitvoeren van die taak als een compleet regelsysteem:

op grond van de informatie die hem voortdurend langs zintuigelijke wegen bereikt, stelt hij de gewenste grootte van de snelheid en de versnelling vast; vervolgens varieert hij de stand van het rijpedaal of de rijkruk totdat hij constateert dat de gewenste en de werkelijke waarde van de te regelen grootte blijvend overeenstemmen.

In de toekomst zal bedoelde regel- en bewakingstaak mogelijkerwijs worden verlicht of zelfs grotendeels komen te vervallen doordat zij wordt overgenomen door een systeem van Automatische Trein Beïnvloeding of Besturing (A.T.B.).

Men kan zich in dat verband met reden afvragen of een systeem van automatische besturing overtuigende voordelen te bieden heeft, indien het wordt toegepast op de konventionele traktie-installaties waar de regeling van snelheid en versnelling zou moeten geschieden door een gekompliceerde combinatie van in- en uitschakelen van weerstanden, omschakelen van motorgroepen en kortsluiten van gedeelten van de veldwikkelingen.

Behalve zijn ingewikkeldheid zou een dergelijk regelsysteem nog als bezwaren hebben dat



— de zogenaamde *niet-ekonomische* (weerstand-)trappen als regelstanden moeten worden gebruikt met het gevolg dat de energiedissipatie in de weerstanden ook buiten de versnellingsperiode plaatsvindt, en dat — desondanks de te regelen grootte (b.v. motorstroom, snelheid, versnelling) over het algemeen niet naar een kontinu instelbare waarde kan worden geregeld, en tenslotte dat

— het systeem als gevolg van de niet te vermijden aanwezigheid van mechanische schakelaars en relais van nature *traag* is.

Een betere kans aan een eventuele gedeeltelijke of gehele automatisering van de besturing wordt geboden door installaties die met "choppers" zijn uitgerust. De variatie van de functie $T_e(\Omega)$ kan in dat geval plaatsvinden door wijziging van één enkele grootte, geschiedt praktisch *verliesvrij* en kan zowel *kontinu* als *snel* worden gerealiseerd.

In hetgeen hierna volgt wordt de mogelijkheid aangetoond om door variatie van de relatieve inschakelduur (β) van de elektronische schakelaar, uitgaande van een konstante spanning U , een variabele gelijkspanning ter grootte βU te creëren; omdat $0 \leq \beta \leq 1$ kan de nieuwe bronspanning alle tussen 0 en U gelegen waarden aannemen.

Daar de verandering van de relatieve inschakelduur met volledig elektronische middelen kan worden bewerkstelligd, is β als regelgrootte bij uitstek geschikt voor toepassing in een elektronisch regelsysteem. Doordat een elektronische regeling praktisch traagheidsloos reageert op verandering van de te regelen grootte is het mogelijk, een bijzonder effectieve wielslip-beveiliging te maken: indien een neiging tot wielslip in de vorm van een plotseling toenemende versnelling wordt gedetekteerd, wordt βU en daarmee T_e omlaaggeregeld tot genoemde neiging verdwenen is. Anders dan bij de konventionele installaties kan derhalve worden aangezet met de maximale trekkracht, zonder inachtneming van een veiligheidsmarge ten aanzien van de beperkte adhesiekracht.

Een elektronische β -regeling is tot méér in staat dan het konstant houden van de motorstroom, de snelheid of de versnelling.

Met een relatief geringe extra investering is het mogelijk om automatisch bepaalde rijprogramma's te doen uitvoeren, die in de vorm van ponskaarten of magnetische band aan de regelaar worden toegevoerd. Dergelijke programma's kunnen op eenvoudige wijze aan de omstandigheden van plaats en tijd worden aangepast.

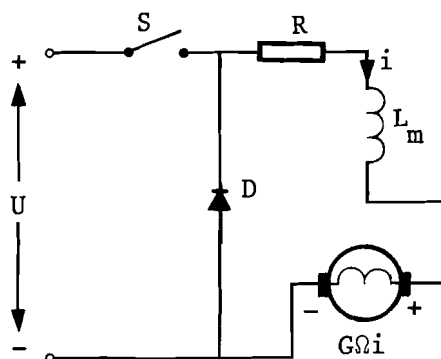
Men kan bijvoorbeeld een programma vaststellen voor de spitsuren, met snelle aanzetten en sterke remmingen en dientengevolge hoge gemiddelde snelheid, en één voor de rustige tijd waarbij het economische gebruik van elektrische energie en het rijcomfort een grote rol spelen.

Het regelsysteem waarvan verder in deze paragraaf sprake is vervult uitsluitend de taak welke in blokschema 4.7.1 is aangegeven: uitgaande van de door de bestuurder ingestelde gewenste waarde van de te regelen grootte, verandert de regelaar de β van de chopper totdat de te regelen grootte de gewenste waarde blijvend heeft aangenomen.

Beïnvloeding van buitenaf door een A.T.B.-systeem kan op eenvoudige manier worden gerealiseerd.

Het op bladzijde 59 schematisch weergegeven motorcircuit ondergaat voor het "chopper-bedrijf" een wijziging:

tussen de spanningsbron U en de motor wordt een elektronische schakelaar S aangebracht. Indien S geleidt, is de motor op de bronspanning U aangesloten; door diode D wordt de motor over de klemmen kortgesloten indien de schakelaar isoleert.



We onderstellen de mechanische traagheid van de motor en zijn belasting zó groot dat de hoeksnelheid konstant blijft, ook al vinden er tengevolge van het schakelen periodieke veranderingen van de motorstroom i plaats. Alle in het circuit aanwezige ohmse weerstand is geconcentreerd

gedacht in R , en alle inductiviteit in L_m .

De schakelaar S wordt bedreven in een periodiek ritme, met periode T sec een relatieve inschakelduur β , zodat de schakelaar overgaat van de isolerende in de geleidende toestand op de tijdstippen $t = nT$, en van de geleidende in de isolerende toestand op $t = (n+\beta)T$ (n geheel). Indien de chopperinstallatie is ingeschakeld ten tijde $t = -\infty$, is de bedrijfstoestand met zekerheid quasi-stationair voor $t \geq 0$:

het verloop van de motorstroom $i(t)$ is periodiek met periode T , zodat $i(nT) = i[(n+1)T] = i_T$ en $i[(n+\beta)T] = i[(n+1+\beta)T] = i_{\beta T}$. Als gevolg van de in het motorcircuit aanwezige inductiviteit is $i(t)$ te allen tijde continu.

We berekenen $i(t)$ tijdens een "willekeurige" periode ($n = 0$).

Zolang de schakelaar geleidt, d.w.z. voor $0 \leq t < \beta T$, geldt:

$$U = (R + G\Omega)i + L_m \frac{di}{dt}, \text{ zodat}$$

$$i(t) = \frac{U}{R + G\Omega} \cdot \{1 - \exp(-\alpha t)\} + i_T \cdot \exp(-\alpha t) \quad (1)$$

$$\text{met } \alpha = \frac{R + G\Omega}{L_m}.$$

Zolang de schakelaar isoleert, d.w.z. voor $\beta T \leq t < T$, geldt:

$$0 = (R + G\Omega)i + L_m \frac{di}{dt}, \text{ zodat } i(t) = i_{\beta T} \cdot \exp[-\alpha(t - \beta T)] \quad (2).$$

Uit (1), (2) en de continuïteitsvoorwaarde volgt:

$$i_T = \frac{U}{R + G\Omega} \cdot \frac{\exp(\alpha\beta T) - 1}{\exp(\alpha T) - 1} \text{ en } i_{\beta T} = \frac{U}{R + G\Omega} \cdot \frac{\exp(-\alpha\beta T) - 1}{\exp(-\alpha T) - 1}.$$

Het verloop van de motorstroom $i(t)$ is thans volledig bepaald, zodat we de naar de tijd gemiddelde waarden van de motorstroom en van het elektromagnetische koppel kunnen berekenen:

$$I_m = \overline{i(t)} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i(t) \cdot dt = \frac{\beta U}{R + G\Omega} \quad (3),$$

$$\begin{aligned} T_{em} &= \overline{T_e(t)} = G \cdot \overline{i^2(t)} = G \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i^2(t) dt \\ &= G \cdot \left[\beta - \frac{[\exp(\alpha\beta T) - 1] \cdot [\exp\{\alpha(1-\beta)T\} - 1]}{\alpha T \cdot [\exp(\alpha T) - 1]} \right] \cdot \left[\frac{U}{R + G\Omega} \right]^2 \\ &= G \cdot A(\beta, \alpha T) \cdot \left[\frac{U}{R + G\Omega} \right]^2 \quad (4). \end{aligned}$$

We onderzoeken thans in hoeverre $A(\beta, \alpha T)$ kan worden vereenvoudigd; omdat $\lim_{\alpha T \rightarrow 0} A = \beta^2$ vermoeden we dat $A = \beta^2$ een goede benadering is.

We onderzochten daarom de functie $F(\beta, \alpha T) = \frac{A - \beta^2}{A}$ d.w.z. de relatieve fout in het berekende koppel $\overline{T_e}(t)$ als functie van β en αT waarbij voor de berekening gebruik is gemaakt van de relatie $T_{em} = G \cdot \left[\frac{\beta U}{R + G\Omega} \right]^2$.

Indien de motorstroom wordt geregeld bestaat er een zeker verband tussen β en αT :

$$\alpha T = \left[\frac{R + G\Omega}{L_m} \right] \cdot T = \left[\frac{\beta U}{L_m I_m} \right] \cdot T = \kappa \beta, \text{ op grond van relatie (4).}$$

We definiëren nu $(\kappa)_{\max} = \frac{(U)_{\max} \cdot (T)_{\max}}{(L_m \cdot I_m)_{\min}}$.

Bewezen kan worden dat $\frac{\partial F(\beta, \kappa)}{\partial \beta} = \frac{\partial F(\beta, \alpha T)}{\partial (\alpha T)} > 0$, zodat $F(\beta, \kappa) < F\{\beta, (\kappa)_{\max}\}$;

m.a.w. de bij een vaste waarde van β en $\kappa < (\kappa)_{\max}$ behorende fout F is kleiner dan de bij diezelfde waarde van β en $\kappa = (\kappa)_{\max}$ optredende fout.

We schatten nu de grootte van $(\kappa)_{\max}$ en berekenen vervolgens een aantal numerieke waarden van de functie $F\{\beta, (\kappa)_{\max}\}$:

— Het filter heeft een resonantiefrequentie $f_0 \approx 70$ Hz, zodat met $f > 2f_0$ (geen veiligheidsmarge, zie paragraaf 4.6.) geldt: $(T)_{\max} = \frac{1}{(f)_{\min}} \approx 7$ msec.

— De inductiviteit L_m representeert de differentiële zelfinductie van het motorcircuit. Als gevolg van de magnetische verzadiging neemt de waarde van L_m sterk af naarmate de motorstroom I_m toeneemt; tevens kan L_m nog extra worden verkleind indien tengevolge van het chopper-bedrijf wervelstromen worden geïnduceerd in het stator-ijzer (paragraaf 4.5.).

De inductiviteit van twee in serie geschakelde traktiemotoren bedraagt ongeveer 120 mH in onverzadigde toestand (zie bijlage B. 4.5.), waarvan 110 mH in de veldwikkelingen en 10 mH in de ankerwikkelingen.

We maken de uiterst voorzichtige schatting dat voor $I_m > 250$ A nog slechts de inductiviteit der ankerwikkeling een rol speelt: $(L_m)_{\min} = 10$ mH (paragraaf 4.5.).

Op grond van de vorm van de nullastkromme van de traktiemotoren (figuur B. 4.5.5.) besluiten we tot de zeer veilige aanname dat:

$$(L_m \cdot I_m)_{\min} = 10 \text{ mH} \cdot 250 \text{ A} = 2,5 \text{ Vsec voor } 60 \text{ A} < I_m < 400 \text{ A.}$$

— Indien de chopperinstallatie stabiel functioneert, zodat er geen sprake is van noemenswaardige overspanning op de filterkondensator, is $(U)_{\max} = 1800$ V.

Na invullen van de hierboven gegeven waarden in de relatie voor $(\kappa)_{\max}$ resulteert:

$$(\kappa)_{\max} = \frac{1800 \cdot 7 \cdot 10^{-3}}{2,5} = 5.$$

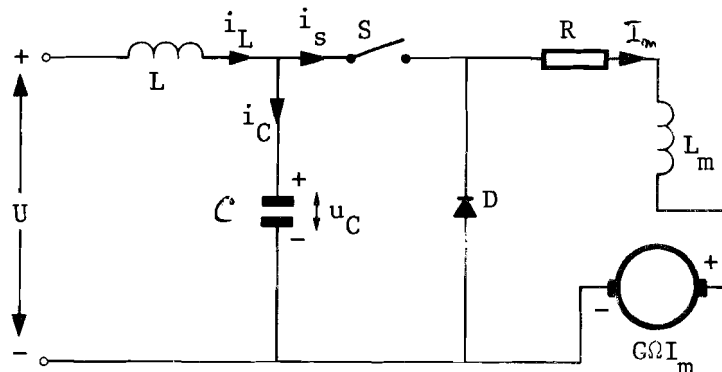
We berekenden de grootten van A en F voor een aantal waarden van β ; de resultaten van die berekening zijn weergegeven in onderstaande tabel:

β	β^2	$A(\kappa=5)$	$F(\kappa=5)$	β	β^2	$A(\kappa=5)$	$F(\kappa=5)$
0	0	0	0 %	0,55	0,3025	0,3350	+ 9,7%
0,20	0,04000	0,04209	+ 5,0 %	0,60	0,3600	0,3954	+ 9,0%
0,30	0,09000	0,09786	+ 8,0 %	0,70	0,4900	0,5250	+ 6,7%
0,35	0,1225	0,1348	+ 9,1 %	0,80	0,6400	0,6655	+ 3,8%
0,40	0,1600	0,1775	+ 9,8 %	1	1	1	0 %
0,45	0,2025	0,2255	+ 10,2 %				
0,50	0,2500	0,2782	+ 10,1 %				

Blijkens het voorgaande kan het koppel T_{em} van de door ons besproken tractie-installatie met een onnauwkeurigheid van ten hoogste 10 % worden berekend met behulp van de relatie:

$$T_{em} = G \cdot \left[\frac{\beta U}{R + G\Omega} \right]^2 = GI_m^2 \quad (5).$$

Het konstant houden van de motorstroom I_m — en dus ook van het koppel T_{em} — onafhankelijk van veranderingen in de hoeksnelheid Ω en de voedingsspanning U , vereist een voortdurende aanpassing van β , welke door een elektronische regelaar kan worden geëffektueerd. Indien de chopperinstallatie van een afvlakfilter voorzien is (paragraaf 4.6.) moet de betreffende regelaar voldoen aan een specifieke voorwaarde die uit de aanwezigheid van het filter voortvloeit. Een en ander zal worden toegelicht aan de hand van het bijgaande principe-schema, dat op een enkel punt verschilt van het schema op bladzijde 64 :



Tussen de spanningsbron U en de elektronische schakelaar S is een filter, bestaande uit een inductiviteit L en een capaciteit C , aangebracht.

We veronderstellen dat

— de frekwentie f van het schakelritme zeer veel groter is dan de resonantiefrekwentie f_0 van de LC-kring, zodat de geschakelde stroom $i_s(t)$ zich aan de kring voordoet als een gelijkstroom ter grootte $\overline{i_s(t)} = \beta I_m$, en dat

— de gemiddelde waarde van de motorstroom door regeling nauwkeurig konstant wordt gehouden, zodat $I_m = I_{m0}$ en $T_{em0} = G \cdot I_{m0}^2$.

Onder de gestelde voorwaarden is het vermogen dat vanuit het voedingssysteem via de schakelaar naar de motor getransporteerd wordt konstant in de tijd.



$$\text{Immers, } P_{\text{voeding}} = u_C(t) \cdot \overline{i_s(t)} = u_C(t) \cdot \beta I_{mo} =$$

$$P_{\text{motor}} = RI_{mo}^2 + T_{emo} \cdot \Omega = (R + G\Omega) I_{mo}^2 =$$

$$P_o = \text{konstant.}$$

De stroom-evenwichtsbetrekkingen van de LC-kring:

$i_L = i_C + \overline{i_s}$ kan met gebruikmaking van het bovenstaande worden getransformeerd tot: $i_L = C\dot{u}_C + \frac{P_o}{u_C}$, zodat het spanningsevenwicht in de

kring beschreven wordt door de relatie:

$$U = Li_L + u_C = LC\ddot{u}_C - L\frac{P_o}{u_C^2}\dot{u}_C + u_C. \quad (6)$$

Omdat de koëfficiënt $-\frac{P_o}{u_C^2}L$ van de dempingsterm negatief is voor $u_C^2 > 0$, zal de spanning u_C rond de "rustspanning" $u_C = U$ gaan slingeren met een in de tijd toenemende amplitude.

In het model kon de voedingsspanning van de chopperinstallatie vanuit de rusttoestand ($u_C = 1500$ V) worden opgeslingerd tot 4200 V.

In de werkelijkheid zal aan de instabiele bedrijfstoestand een einde worden gemaakt doordat de chopperinstallatie door zijn overspanningsbeveiliging wordt afgeschakeld.

Een remedie tegen de betreffende instabiliteit wordt als het ware triviaal indien men relatie (6) schrijft in een vorm waarbij niet a priori wordt gesteld dat de door de regeling gedirigeerde stroom I_m in de tijd konstant is.

Wel maken we de restrictie dat $I_m(t)$ slechts langzaam verandert, zodat de verandering per periode van het schakelritme verwaarloosbaar klein is en de inductiviteit van L_m geen invloed heeft op het verloop van $I_m(t)$.

$$\text{Met } P(t) = u_C(t) \cdot \beta I_m(t) = \frac{\beta^2 u_C^2(t)}{R + G\Omega}, \text{ zodat } i_L = C\dot{u}_C + \frac{\beta^2 u_C}{R + G\Omega},$$

verkrijgt de spanningsevenwichtsrelatie van de LC-kring thans de vorm:

$$U = LC\ddot{u}_C + \frac{\beta^2 L}{R + G\Omega} \cdot \dot{u}_C + \left(1 + \frac{2\beta L}{R + G\Omega} \dot{\beta}\right) u_C \quad (7).$$

Relatie (6) is met $P(t) = P_o$ een bijzonder geval van (7). Opvallend is dat (7) in het geval $\dot{\beta} = 0$ (d.w.z. geen regeling van de motorstroom) het spanningsevenwicht beschrijft van een LCr-circuit met weerstand $r = \frac{R + G\Omega}{\beta^2}$; het geval $P = P_o$ (d.w.z. een zéér snelle regeling zonder beperking t.a.v. de grootte van $|\dot{\beta}|_{\text{max}}$) blijkt overeen te komen met $r = -\frac{R + G\Omega}{\beta^2}$, zodat de LCr-kring instabiel is.



We verwachten dat het LCr-circuit in aangepaste vorm ook als vervangingsschema dienst kan doen indien $0 < \dot{\beta} < \infty$. Het moet daarbij mogelijk zijn om een kritische grens $|\dot{\beta}_k|$ te berekenen, zodat u_C zich verwijdt van de evenwichtstoestand $u_C = U$ indien $|\dot{\beta}| > |\dot{\beta}_k|$ en stabiel is voor $|\dot{\beta}| < |\dot{\beta}_k|$.

Met betrekking tot de chopperinstallatie in combinatie met de stroomregeling konkluderen we dat het al of niet stabiel functioneren blijkbaar samenhangt met de grootte van $\dot{\beta}$. Het nauwkeurig bepalen van een dergelijke *stabiliteitsgrens* is een zaak die stellig grote aandacht verdient, maar die qua omvang niet past binnen dit bestek.

Wèl kunnen we met zekerheid stellen dat een stabiel bedrijf is gegarandeerd indien $\frac{2\beta L}{R + G\Omega} \cdot \dot{\beta} \ll 1$ (zie relatie (7)), zodat $\dot{\beta} < \frac{R + G\Omega}{2\beta L}$. (8)

Nota bene: Tijdens stabiel bedrijf doet de traktie-installatie zich aan de voeding voor als een belastingsweerstand ter grootte $\frac{R + G\Omega}{\beta^2}$; immers, uit $u_C = U$ volgt $\overline{i_C} = 0$, $\overline{i_L} = \beta I_m \rightarrow [R + G\Omega] \cdot I_m^2 = \frac{R + G\Omega}{\beta^2} \overline{i_L}^2$.

De tijdconstante van het voedingscircuit in combinatie met de belasting is derhalve $L / \frac{R + G\Omega}{\beta^2}$.

Indien de veranderings-snelheid van β wordt beperkt door een tijdconstante van τ sec, kan het verloop van β vanaf een instelwaarde $\beta = \beta_0$ naar een nieuwe waarde $\beta = \beta_0 + \Delta\beta$ worden beschreven door de functie: $\beta(t) = \beta_0 + \Delta\beta \{1 - \exp(-t/\tau)\}$; daaruit volgt

$$\dot{\beta}(t) = \frac{\Delta\beta}{\tau} \exp(-t/\tau) < \frac{\Delta\beta}{\tau} < \frac{\beta}{\tau}.$$

Aan voorwaarde (8) is blijkbaar voldaan indien

$$\frac{\beta}{\tau} \ll \frac{R + G\Omega}{2\beta L}, \text{ zodat}$$

$$\tau \gg 2L / \frac{R + G\Omega}{\beta^2}.$$

De stabiliteit is dus verzekerd indien de tijdconstante τ van de regeling een orde groter is dan die van het voedingsstelsel in combinatie met de belasting.

Bij het beheersen van de motorstroom I_m door middel van een regeling kan gebruik gemaakt worden van verschillende schakelritmen. Een drietal regelsystemen waarvan de bijbehorende ritmen in essentie verschillen, zijn:

1. *De impulsbreedte-regeling*: β variabel, T konstant. Dit regelsysteem is geschikt voor toepassing bij chopperinstallaties in combinatie met een afvlakfilter.

De keuze van de frekwentie van het schakelritme is een kompromis: enerzijds is een zo groot mogelijke herhalingsfrekwentie gewenst in verband met de dimensionering van het filter (paragraaf 4.6.), anderzijds kan β in een groter gebied worden gevarieerd naarmate de frekwentie van het ritme kleiner is (appendix 4).

Uiteraard moeten in de regelaar voorzieningen zijn getroffen waardoor $|\dot{\beta}|$ in grootte wordt beperkt.

2. *De tweepunts- of tweegrenzen-regeling*: β variabel, T variabel.

Bij dit systeem zijn de grenswaarden $i_{\beta T}$ en i_T (zie bladzijde 65) vast ingesteld met een gering onderling verschil; de grootte van $I_m \approx \frac{1}{2} \cdot (i_T + i_{\beta T})$ is daarmee vastgelegd.

De schakelaar S wordt gesloten zodra de motorstroom $i(t)$ tot beneden de laagste grenswaarde i_T is gedaald, en geopend na overschrijding van de bovengrens $i_{\beta T}$.

De tweegrenzen-regeling is om twee redenen niet geschikt voor toepassing bij chopperinstallaties met een afvlakfilter:

— De frekwentie van het schakelritme kan bij dit systeem vrijwel onbeperkt kleine waarden aannemen. De kosten van een afvlakfilter met een dienovereenkomstig lage resonantiefrekwentie (zie paragraaf 4.6.) maken het toepassen van de tweegrenzen-regeling economisch onaanvaardbaar.

— De tweegrenzen-regeling veroorzaakt instabiliteit, aangezien de motorstroom I_m nauwkeurig op een konstante waarde wordt geregeld. Het aanbrengen van voorzieningen waardoor de instabiliteit wordt opgeheven is bij de tweegrenzen-regeling minder eenvoudig als bij andere systemen.

Vanwege zijn eenvoud is de tweegrenzen-regeling bij uitstek geschikt voor traktie-installaties die gevoed worden uit een inductievrije spanningsbron (accuvoeding).



3. *De regeling volgens ontwerp van A.E.I.* : β variabel, T variabel.
Dit systeem vertoont voor wat betreft zijn gedragingen een opvallende
gelijkenis met de tweegrenzen-regeling.

De frekwentie van het schakelritme is door een minimum begrensd,
en de stabiliteit is verzekerd door een beperking van $|\dot{\beta}|_{\max}$.

In het model zijn de regelsystemen 1., 2. en 3. alle vertegenwoordigd.
Voor de beschrijving van de praktische uitvoering wordt verwezen naar
bijlage 4.7.



5. De terugwerking van de chopperinstallatie op het voedende net.

Een der vraagpunten welke geleid hebben tot het onderhavige modelonderzoek betreft de terugwerking van de "gechopte" traktie-motoren op het voedingsnet, i.c. de door de chopper veroorzaakte extra-vertorming van de netspanning in de 1500V-gelijkspanningsvoeding en het 10 kV-wisselspanningssysteem.

Het is mogelijk gebleken om met behulp van het model een bevredigend inzicht te verkrijgen in het kwalitatieve gedrag van de genoemde terugwerking, en speciaal in de voorwaarden waaronder de extra-vertorming extreme proporties aanneemt.

Onder normale omstandigheden blijkt de extra-vertorming in het 50 Hz-voedingsnet zeer gering te zijn. De resultaten van vertormingsmetingen die in het model (of in de werkelijkheid) worden verricht zijn in dat geval dermate beïnvloed door allerlei nevenverschijnselen (o.a. de magnetiseringsstroom van de transformatoren), dat zij voor een kwantitatieve analyse van de extra-vertorming ongeschikt zijn. Om die reden wordt in deze paragraaf de grootte van de extra-vertorming tengevolge van de chopper *berekend*. Voor een vereenvoudigde conceptie van het voedingssysteem wordt het frekwentiespektrum bepaald van de primaire stroom der 10 kV_~/1500 V₌ - gelijkrichterinstallaties. Daarbij wordt de totale vertorming gesplitst in een deel tengevolge van de chopperinstallatie en een gedeelte dat veroorzaakt wordt door de gelijkrichters. Het frekwentiespektrum van de 10 kV-netspanning kan uit dat van de stroom worden verkregen door vermenigvuldigen met de inwendige impedantie van het 10 kV-systeem, die een functie is van de frekwentie. Omdat deze impedantie de resultante is van een aantal wisselende factoren (kabels, transformatoren, gebruikers), kan er geen eenduidige functie voor worden aangegeven.

In paragraaf 4.6. werd voor de bovenleidingstroom $i_L(t)$ berekend:

$$\left. \begin{aligned} i_L(t) &= I_m \cdot \left\{ 1 - \frac{\sin \frac{1}{2} \omega_o (1-\beta) T}{\sin \frac{1}{2} \omega_o T} \cdot \cos(\omega_o t - \frac{1}{2} \omega_o \beta T) \right\} \\ &\quad \text{voor } nT \leq t < (n+\beta)T ; \\ i_L(t) &= I_m \cdot \frac{\sin \frac{1}{2} \omega_o \beta T}{\sin \frac{1}{2} \omega_o T} \cdot \cos\{\omega_o t - \frac{1}{2} \omega_o (1+\beta) T\} \\ &\quad \text{voor } (n+\beta)T \leq t < (n+1)T ; \\ &\quad n \text{ is geheel en positief.} \end{aligned} \right\} (1)$$



Bovenstaande functie kan worden ontwikkeld in een (fourier-) reeks van harmonische componenten met hoekfrequentie $\frac{2k\pi}{T}$ (waarin k geheel en positief is) :

Een even functie $f(t)$ die periodiek is met periode T kan worden ontwikkeld in een reeks van cosinus-termen:

$$f(t) = \frac{1}{2}a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cdot \cos \frac{2k\pi t}{T} \quad , \text{ met } a_k = \frac{2}{T} \cdot \int_{t_1}^{t_1+T} f(t) \cdot \cos \frac{2k\pi t}{T} \cdot dt \quad .$$

Door verschuiven van de tijdschaal in de relaties (1) overeenkomstig $t' = t - \frac{1}{2}\beta T$ kan worden bereikt dat de functie $i_L(t)$ even wordt:

$$i_L(t') = I_m \left\{ 1 - \frac{\sin \frac{1}{2}\omega_0(1-\beta)T}{\sin \frac{1}{2}\omega_0 T} \cos \omega_0 t' \right\} \quad \text{voor } (n-\frac{1}{2})T < t' < (n+\frac{1}{2})T ;$$

$$i_L(t') = I_m \cdot \frac{\sin \frac{1}{2}\omega_0 \beta T}{\sin \frac{1}{2}\omega_0 T} \cdot \cos(\omega_0 t' - \frac{1}{2}\omega_0 T) \quad \text{voor } (n+\frac{1}{2})T < t' < (n+1-\frac{1}{2})T.$$

Voor de bij deze functie behorende fourier-coëfficiënten a_k geldt:

$$a_k = \frac{2}{T} I_m \int_{-\frac{1}{2}\beta T}^{+\frac{1}{2}\beta T} \cos \frac{2k\pi t'}{T} \cdot dt' - \frac{2}{T} I_m \cdot \frac{\sin \frac{1}{2}\omega_0(1-\beta)T}{\sin \frac{1}{2}\omega_0 T} \cdot \int_{-\frac{1}{2}\beta T}^{+\frac{1}{2}\beta T} \cos \omega_0 t' \cdot \cos \frac{2k\pi t'}{T} \cdot dt'$$

$$+ \frac{2}{T} I_m \cdot \frac{\sin \frac{1}{2}\omega_0 \beta T}{\sin \frac{1}{2}\omega_0 T} \cdot \int_{\frac{1}{2}\beta T}^{-\frac{1}{2}\beta T+T} \cos(\omega_0 t' - \frac{1}{2}\omega_0 T) \cdot \cos \frac{2k\pi t'}{T} \cdot dt'$$

$$= 2I_m \cdot \frac{\sin k\pi\beta}{k\pi} - 2I_m \cdot \frac{\sin \frac{1}{2}\omega_0(1-\beta)T}{\sin \frac{1}{2}\omega_0 T} \cdot \left[\frac{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 \beta T + k\pi\beta)}{2k\pi + \omega_0 T} - \frac{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 \beta T - k\pi\beta)}{2k\pi - \omega_0 T} \right]$$

$$+ 2I_m \cdot \frac{\sin \frac{1}{2}\omega_0 \beta T}{\sin \frac{1}{2}\omega_0 T} \cdot \left[\frac{\sin\{\frac{1}{2}\omega_0(1-\beta)T - k\pi\beta\}}{2k\pi + \omega_0 T} - \frac{\sin\{\frac{1}{2}\omega_0(1-\beta)T + k\pi\beta\}}{2k\pi - \omega_0 T} \right]$$

$$= 2I_m \cdot \frac{\sin k\pi\beta}{k\pi} - 2I_m \cdot \left[\frac{\sin k\pi\beta}{2k\pi + \omega_0 T} + \frac{\sin k\pi\beta}{2k\pi - \omega_0 T} \right]$$

$$= -\beta I_m \cdot \frac{2 \sin k\pi\beta}{k\pi\beta} \cdot \frac{1}{\left(\frac{2k\pi}{\omega_0 T}\right)^2 - 1} \quad .$$

Door $k = 0$ in te vullen berekent men met bovenstaande relatie voor a_k : $\overline{i_L(t)} = \frac{1}{2}a_0 = \beta I_m$, zodat de functie $i_L(t')$ als volgt kan worden genoteerd:

$$i_L(t') = \beta I_m \left[1 - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2 \sin k\pi\beta}{k\pi\beta} \frac{1}{\left(\frac{2k\pi}{\omega_0 T}\right)^2 - 1} \cos \frac{2k\pi t'}{T} \right] \quad (2)$$

$$\text{met } t' = t - \frac{1}{2}\beta T$$

Aangezien de keuze van de tijdas volkomen arbitrair is, kan t' in het volgende zonder bezwaar worden vervangen door t .

In figuur 5.1. is de grootheid $\frac{2|\sin k\pi\beta|}{k\pi\beta} \cdot \frac{1}{\left(\frac{2k\pi}{\omega_0 T}\right)^2 - 1}$ grafisch als functie van $\frac{2k\pi}{\omega_0 T}$ voorgesteld, voor een aantal waarden van $k\beta$.



Uit deze grafiek kan men onder meer de verhouding aflezen van de amplitude der k^e harmonische stroomcomponent tot de gemiddelde waarde βI_m van de stroom, als funktie van de verhouding der cirkelfrekwentie van de bedoelde harmonische tot die van de grondharmonische, voor een aantal waarden van $k\beta$.

Indien de 1500 V-spanning als een zuivere gelijkspanning wordt beschouwd, kan $i_L(t)$ gelijkgesteld worden aan de belastingsstroom van de gelijkrichterinstallatie(s).

N.B. Eigenlijk moet bij $i_L(t)$ zoals die is beschreven door relatie (2) nog een capaciteive laadstroom worden opgeteld, die veroorzaakt wordt door de 300 Hz-kommutatierimpel op de 1500 V-voedingsspanning.

De laadstroom vloeit in hoofdzaak door de filterkapaciteit (800 μF) en voor een uiterst klein gedeelte door de verdeelde capaciteit van de bovenleiding (0,020 $\mu F/km$). Als gevolg van de verdeelde zelfinduktie van de bovenleiding (0,63 mH/km) en van de filterzelfinduktie (6,25 mH) bedraagt de grootte van de laadstroom nimmer meer dan enkele ampères. Dit laatste moge blijken uit het hierna volgende rekenvoorbeeld:

De fourier-reeks die bij een zesfasengelijkrichter in nullast het verloop van de gelijkgerichte spanning beschrijft, luidt:

$$U_o(t) = \overline{U_o}(t) \left[1 - 2 \times \sum_{m=6,12,18,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{\frac{1}{2}m}}{m^2 - 1} \cos m_n t \right],$$

waarin $\frac{\omega_n}{2\pi}$ de basisfrekwentie van het voedende net voorstelt (zie Siemens' Formel- und Tabellenbuch).

Indien $\overline{U_o}(t) = 1590$ V en $\frac{\omega_n}{2\pi} = 50$ Hz , berekent men met behulp van bovenstaande formule voor de effectieve waarden van de 300 , 600 , 900 en 1200 Hz-komponenten van $U_o(t)$ resp. 64 V , 15,7 V , 6,9 V en 3,9 V .

Indien de gelijkrichter uitsluitend met het LC-filter is belast ($L = 6,25$ mH en $C = 800$ μF), bedragen de effectieve waarden van de 300 , 600 , 900 en 1200 Hz-stroomcomponenten resp. 5,4 A , 0,67 A , 0,20 A en 0,08 A .

Het zal eenieder duidelijk zijn dat het LC-filter niet mag zijn afgestemd op 300 Hz. Zoals de zaken nu staan is daar geen sprake van; de huidige elektronische schakelaars zijn immers te traag om aan de eis $f > 2,5 f_o$ met $f_o = 300$ Hz te kunnen voldoen (paragraaf 4.6. , appendix 4). Indien men er in de toekomst in zou slagen aanzienlijk snellere schakelaars te ontwikkelen, biedt het voordelen om ook f_o te vergroten i.v.m. de in dat geval kleinere afmetingen van het filter. Indien het filter ongelukkigerwijze zou worden afgestemd op $6 \cdot \frac{\omega_n}{2\pi} = 300$ Hz , zal de kommutatierimpel op de gelijkgerichte spanning een onder de meeste omstandigheden tamelijk grote 300 Hz-komponent in de bovenleidingstroom tengevolge hebben. In het geval dat de traktie-installatie zich dan bovendien nog ter plaatse van een onderstation bevindt, wordt de grootte van de 300 Hz-stroom praktisch uitsluitend bepaald door de inwendige impedantie van de in het onderstation opgestelde gelijkrichterinstallaties.

Als men het spanningsverlies tijdens de kommutaties verwaarloost, kan de inwendige impedantie van een moderne gelijkrichterinstallatie worden beschouwd als een serieschakeling van 0,20 mH en 3,2 m Ω (paragraaf 4.3.).

Indien we veronderstellen dat de componenten van het filter en de diverse verbindingen in totaal een weerstand van 50 m Ω vertegenwoordigen, kan een onderstation met twee parallelle installaties theoretisch worden belast met een 300 Hz-stroom ter grootte van

$$\frac{64}{\sqrt{(0,10 \cdot 2\pi \cdot 300 \cdot 10^{-3})^2 + (54 \cdot 10^{-3})^2}} \frac{V}{\Omega} \approx \frac{64}{0,196} \frac{V}{\Omega} \approx 325 \text{ A.}$$



De stroom $i_L(t)$ is afgebeeld in figuur 5.2.a.

Het met de belastingsstroom $i_L(t)$ korresponderende verloop van de stroom $i_p(t)$ in één der fasen van de 10 kV-voeding waarop de gelijkrichtertransformator is aangesloten, is in figuur 5.2.b. geschetst. Door in gedachten het kommutatieproces zover te idealiseren dat het overnemen van de gelijkstroom van de ene anode door een volgende in ondeelbaar korte tijd plaatsvindt, bereiken we dat de tijdstippen waarop gekommuteerd wordt uitsluitend afhankelijk zijn van het verloop van de driefasen-netspanning. De bij de fasestroom $i_p(t)$ van figuur 5.2.b. passende fasespanning is in figuur 5.2.c. weergegeven.

Een functie welke het verloop beschrijft van de met $i_L(t)$ korresponderende stroom $i_p(t)$ kan uit de relatie (2) voor $i_L(t)$ worden verkregen door deze te vermenigvuldigen met een schakelfunctie $f_s(t)$, zodat $i_p(t) = f_s(t) \cdot i_L(t)$.

Het verloop van $f_s(t)$ is grafisch weergegeven in figuur 5.2.d.

De faktor γ in de figuren 5.2.b. en 5.2.d. representeert de overzetverhouding van de aan de belastingszijde van de gelijkrichter afgenomen stroom naar de fasestromen in het voedende wisselspannings-net.

Aan paragraaf 4.3. kan worden ontleend dat op de daar besproken gelijkrichterinstallaties $\frac{1}{\gamma} = 8,5$ van toepassing is.

Een fourier-reeks waarin de schakelfunctie kan worden ontwikkeld, luidt:

$$f_s(t) = \gamma \cdot \frac{4}{\pi} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{2l-1} \cdot \cos\left\{(2l-1) \frac{\pi}{6}\right\} \cdot \sin\left\{(2l-1)\omega_n(t-t_0)\right\} \quad (3)$$

Deze uit de gelijkrichtertechniek bekende reeks bevat uitsluitend harmonische termen waarvan de hoekfrequentie een oneven zesvoud ± 1 van de basisfrequentie ω_n van het voedende wisselspannings-net bedraagt: $5\omega_n$, $7\omega_n$, $11\omega_n$, $13\omega_n$ etc. De termen met $l = 2, 5, 8, 11$ etc. zijn nul omdat in die gevallen $\cos(2l-1)\frac{\pi}{6} = 0$.

Tussen het schakelritme van de chopper en het verloop van de driefasen-netspanning bestaat geen enkel verband; teneinde de tijdassen van ritme en spanning met elkaar in overeenstemming te brengen wordt een konstante met willekeurige grootte t_0 ingevoerd.

Door vermenigvuldigen van de relaties (2) en (3) verkrijgen we tenslotte:

$$i_p(t) = f_s(t) \cdot i_L(t)$$



$$= \gamma \cdot \frac{4}{\pi} \sum_{\ell=1}^{\infty} \frac{\cos (2\ell-1) \frac{\pi}{6}}{2\ell-1} \sin \left\{ (2\ell-1) \omega_n (t - t_o) \right\} \times$$

$$\beta I_m \left[1 - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2 \sin k\pi\beta}{k\pi\beta} \cdot \frac{1}{\left(\frac{2k\pi}{\omega_o T}\right)^2 - 1} \cdot \cos \frac{2k\pi t}{T} \right]$$

$$= \beta I_m \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot \gamma \cdot \sin \omega_n (t-t_o) \quad (4)$$

$$+ \beta I_m \cdot \frac{4\gamma}{\pi} \sum_{\ell=3}^{\infty} \frac{\cos (2\ell-1) \frac{\pi}{6}}{2\ell-1} \cdot \sin \left\{ (2\ell-1) \omega_n (t-t_o) \right\} \quad (5)$$

$$- \beta I_m \cdot \frac{4\gamma}{\pi} \cdot \sum_{\ell, k=1}^{\infty} \frac{\cos (2\ell-1) \frac{\pi}{6}}{2\ell-1} \cdot \frac{\sin k\pi\beta}{k\pi\beta} \cdot \frac{1}{\left(\frac{2k\pi}{\omega_o T}\right)^2 - 1} \times$$

$$\left. \begin{array}{l} \times \left\{ \sin \left[\left\{ (2\ell-1) \omega_n + \frac{2k\pi}{T} \right\} t - \omega_n t_o (2\ell-1) \right] + \right. \\ \left. \sin \left[\left\{ (2\ell-1) \omega_n - \frac{2k\pi}{T} \right\} t - \omega_n t_o (2\ell-1) \right] \right\} \right\} \quad (6)$$

De term die met (4) is aangeduid stelt de grondharmonische (50 Hz-) komponent van $i_p(t)$ voor;

de term (5) representeert de bovenharmonischen die aanwezig zijn indien de gelijkrichterinstallatie een zuivere gelijkstroom ter grootte βI_m levert;

de term (6) tenslotte geeft een verantwoording van de extra-harmonischen die tengevolge van de aan de gelijkstroomzijde aanwezige chopperbelasting in de primaire fasestroom $i_p(t)$ zijn geïntroduceerd.

Vergelijking van (5) en (6) leert ons dat de amplituden van de extra-harmonischen t.g.v. de chopperbelasting steeds een orde kleiner zijn dan de amplituden van de harmonischen welke ook bij een normale gelijkstroombelasting aanwezig zijn.

Gesteld wordt dat in het 50 Hz-net een schakel- of signalerings-frekwentie f_c wordt toegepast. Er bestaat dan een reële mogelijkheid dat de frekwentie van een der door de chopperbelasting veroorzaakte extra-harmonischen praktisch samenvalt met f_c . Indien de amplitude van de betreffende harmonische daarvoor voldoende groot zou zijn, kan een ongewenste schakel- of signaleringsmanoeuvre



worden ingeleid.

We vergelijken de amplitude van de met l en k aangeduide extra-harmonischen voor een willekeurige waarde van β , met de amplitude van de grondharmonische (50 Hz-) component voor $\beta = 1$:

$$\begin{aligned} \hat{i}_p^*(l, k, \beta) &= \frac{\hat{i}_p(l, k, \beta)}{\hat{i}_p(50 \text{ Hz}, \beta=1)} = \\ &= \frac{\beta I_m \cdot \frac{4\gamma}{\pi} \cdot \frac{|\cos\{(2l-1)\frac{\pi}{6}\}|}{2l-1} \cdot \frac{|\sin k\pi\beta|}{k\pi\beta} \cdot \frac{1}{\left(\frac{2k\pi}{\omega_o T}\right)^2 - 1}}{\beta I_m \cdot \frac{2\sqrt{3}\gamma}{\pi}} \\ &= \frac{1}{2l-1} \cdot \frac{1}{\left(\frac{2k\pi}{\omega_o T}\right)^2 - 1} \cdot \frac{|\sin k\pi\beta|}{k\pi\beta} \quad (\text{zie figuur 5.1.}) \\ &\leq \frac{1}{2l-1} \cdot \frac{1}{\left(\frac{2k\pi}{\omega_o T}\right)^2 - 1} \end{aligned}$$

Indien de chopper in het normale "werkgebied" $f > 2,5f_o$ wordt bedreven, geldt $\frac{2k\pi}{\omega_o T} > 2,5k$, zodat $\hat{i}_p^*(l, k, \beta) \leq \frac{1}{2l-1} \cdot \frac{1}{(2,5k)^2 - 1}$.

De amplitude van beide door ($l=1, k=1$) gekarakteriseerde extra-harmonischen bedraagt derhalve minder dan $\frac{100\%}{(2,5k)^2 - 1} = 19\%$ van de amplitude der 50 Hz-komponent bij $\beta = 1$; voor de daaropvolgende met ($l=3, k=2$) aangeduide harmonische berekenen we $\frac{100\%}{5 \cdot 24} = 0,83\%$.

Gesteld wordt nu dat de frekwentie van een van beide met ($l=1, k=1$) benoemde componenten overeenkomt met f_c :

$$(2l-1)\omega_n + \frac{2k\pi}{T} = \omega_n + \frac{2\pi}{T} = 2\pi \cdot f_c$$

Indien $\omega_n = 50 \text{ Hz}$ en $f_c = 387 \text{ Hz}$, resulteert $\frac{1}{T} = f = 337 \text{ Hz}$. De resonantiefrekwentie $\frac{\omega_o}{2\pi}$ van het filter bedraagt 70 Hz (paragraaf 4.6.), zodat $\frac{2k\pi}{\omega_o T} = \frac{2\pi}{2\pi} \cdot \frac{337}{70} = 4,8$

We berekenen tenslotte:

$$\hat{i}_p^*(387 \text{ Hz}, \beta) < \frac{100\%}{4,8^2 - 1} = 4,5\%$$

Het is zinvol om tevens te onderzoeken hoe groot de relatieve amplitude van de 350 Hz-komponent uit term (5) is :



$$\begin{aligned} \hat{i}_p^*(350 \text{ Hz}, \beta) &= \frac{\hat{i}_p(\gamma=4, \beta)}{\hat{i}_p(50 \text{ Hz}, \beta=1)} \\ &= \frac{\beta \cdot 4 \cdot \frac{\gamma}{\pi} \cdot \frac{\cos \frac{\pi}{6}}{7}}{2\sqrt{3} \cdot \frac{\gamma}{4}} 100 \% < \frac{100 \%}{7} \approx 14 \% \end{aligned}$$

De vraag of de 350 Hz-stroom dan wel de veel kleinere 387 Hz-komponent het grootste risico oplevert ten aanzien van een ongewenst functioneren der met een 387 Hz-sigitaal bestuurde apparatuur, kan hier niet worden beantwoord. Om over die kwestie uitsluitel te kunnen geven, moet men bekend zijn met

- de eigenschappen van de schakel- of signaleringsapparatuur,
- de konfiguratie van het wisselspanningsnet en de grootten van de daarin aanwezige impedanties, en
- de waarde van I_m .

Met behulp van de relaties (5) en (6) en de waarde van de motorstroom I_m kunnen nu de absolute grootten van de maximale amplituden der door de mutatortransformator opgenomen 350 Hz- en 387 Hz-stroomcomponenten worden berekend.

Met behulp van hetgeen over de samenstelling van het voedingsnet bekend is maakt men vervolgens een schatting van de met de genoemde maximale amplituden korresponderende grootten der 350 Hz- en 387 Hz-spanningscomponenten ter plaatse van de schakel- of signaleringsapparatuur.

Het aanspreekniveau van de betreffende apparatuur voor de frekwenties 350 Hz en 387 Hz is uiteindelijk bepalend voor het al of niet toelaatbaar zijn van genoemde stroomcomponenten.

Indien zou blijken dat inderdaad storingen kunnen worden veroorzaakt, is het aanbrengen van een op de storende frekwentie afgestemd sperfilter tussen het voedingsnet en de mutatortransformator een geschikte remedie. In het algemeen zal men niet snel tot het nemen van een dergelijke kostbare maatregel behoeven over te gaan, mede omdat de stoorsignalen veelal sterk worden gedempt in de 10 kV-kabel.

Anderzijds is het mogelijk dat juist de capaciteit van de 10 kV-voedingskabel deel uitmaakt van een slingerkring, waarvan de resonantiefrekwentie toevalligerwijze dicht bij f_c is gelegen; in dat geval is het optreden van storingen zeer waarschijnlijk.



6. Conclusies

1. Indien een chopperinstallatie opgenomen wordt in een inductief circuit, is het noodzakelijk dat de installatie tegen overspanningen wordt beschermd. In het geval dat de betreffende pulssturing bij tractie-installaties met rijdraad-voeding wordt toegepast, is een voldoende bescherming verzekerd indien vrijloopdiodes over de motorklemmen en een passende afvlak-kapaciteit over de voedingsklemmen zijn aangebracht (paragraaf 4.6.).
2. Indien van een chopperinstallatie met afvlakkondensator de belastingstroom wordt geregeld, bestaat het gevaar van instabiliteit. Een stabiel bedrijf is evenwel verzekerd indien de tijdconstante van de regeling groot is in vergelijking met die van het voedingsstelsel met de belasting (paragraaf 4.7.).
3. Indien bij de in dit rapport beschreven tractie-installatie een regeling volgens ontwerp van A.E.I. wordt toegepast, is de terugwerking van de choppers op het voedende wisselspanningsnet een orde kleiner als de terugwerking van de gelijkrichters (paragraaf 5).
4. Tijdens het modelonderzoek is gebleken dat het model in ruime mate beantwoordt aan zijn in de inleiding omschreven doelstelling.



7. Lijst van geraadpleegde literatuur.

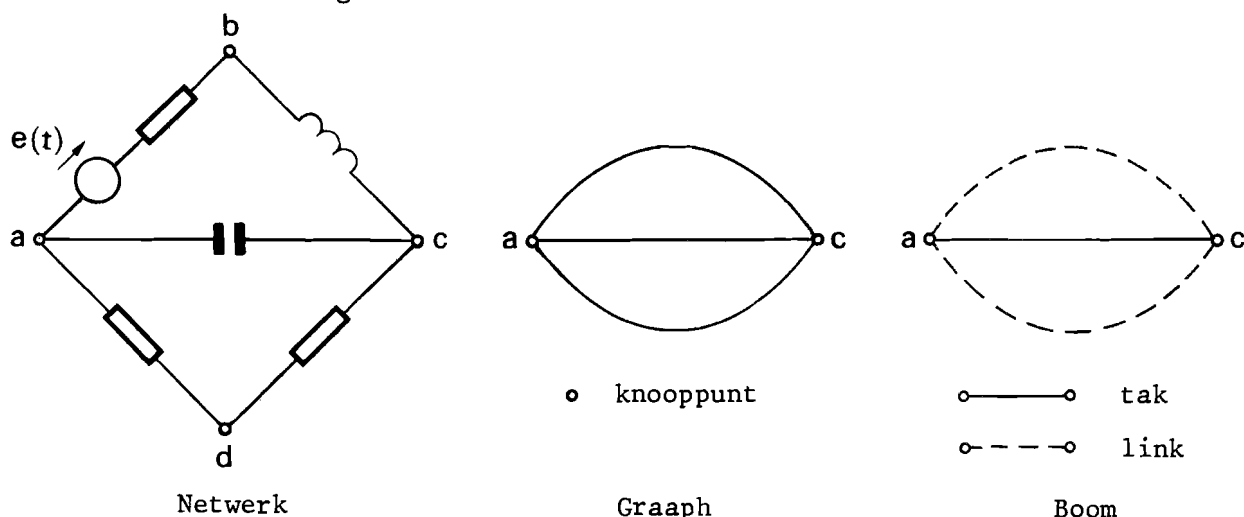
- (1) N. Balabanian - Fundamentals of circuit theory
Allyn and Bacon, Inc.,
Boston (1962)
- (2) H. Waddicor - The principles of electric power
transmission
Chapman and Hall Ltd.,
London (1964)
- (3) J.P. Koster - Gelijkstroomtractie op hoofd-
spoorwegen
J.H. Gottmer, Haarlem (1948)
- (4) E.A. Guillemin - Communication Networks vol. II
John Wiley and Sons, Inc.,
New York (1956)
- (5) K. Heintze, R. Wagner - Elektronischer Gleichstromsteller
zur Geschwindigkeitssteuerung von
aus Fahrleitungen gespeisten
Gleichstrom-Triebfahrzeugen
ETZ - A, 1966, pp 165/169
- (6) - Transformatoren voor het voeden
van gelijkrichters
Smit - Periodieke Mededelingen no. 67

De rol van den transformator in
mutatorinstallaties
Smit - Periodieke Mededelingen no. 71
- (7) H.G. Nolen - Het inductieve gelijkspannings-
verlies bij mutator-installaties.
De Ingenieur, 17 maart 1939
- (8) K. Kriechbaum - Netzanalysator zur Messung der
Einschwingspannung
ETZ - A, 1957, pp 593/599
- (9) M. Vidmar - Die Transformatoren
Birkhäuser Verlag, Basel (1956)

Appendix 1.

Het berekenen van spanningen en stromen in een willekeurig elektrisch netwerk.

Van elk elektrisch netwerk kunnen wij de zogenaamde "graaph" opstellen. Dit is een meetkundig figuur, waarin de actieve netwerkelementen (spannings- en stroombron) en de passieve elementen (weerstand, zelfinductie en capaciteit) alle worden gerepresenteerd door lijnstukken; in de graaph zijn deze op dezelfde wijze met elkaar verbonden als de elementen in het netwerk. Een eenvoudig netwerk met bijbehorende graaph zijn geschetst in onderstaande figuur:



De gemeenschappelijke punten van de verschillende lijnstukken noemen we "knooppunten". Voor elk knooppunt is de som van de langs de lijnstukken toegevoerde stromen nul.

Van deze *stroom-evenwichtsbetrekkingen* (Kirchhoff - betrekkingen voor de knooppunten) zijn er dus evenveel als het netwerk knooppunten telt.

Oninteressant zijn evenwel de betrekkingen, die behoren bij een knooppunt van twee lijnstukken (punt b en d in de figuur).

In het volgende sluiten we dergelijke punten uit en beperken ons tot de evenwichtsbetrekkingen voor de overblijvende, echte knooppunten. Het aantal daarvan stellen wij gelijk aan N_k .

Indien de stromen in het netwerk aan $N_k - 1$ knooppuntsvergelijkingen voldoen, is er automatisch ook aan de evenwichtsvoorwaarde



voor het N_k -de punt voldaan.

Algemeen kan zelfs worden bewezen, dat elk stelsel van $N_k - 1$ dergelijke Kirchhoff-betrekkingen een compleet en onafhankelijk stelsel vergelijkingen vormt; dat wil zeggen, dat alle stromen en spanningen in het netwerk ermee kunnen worden berekend.

De berekening zelf laten we even rusten en we vragen ons af of ook een geringer aantal vergelijkingen kan leiden tot de oplossing van het netwerkprobleem.

De alternatieve methode maakt gebruik van de spannings-evenwichts-betrekkingen, die kunnen worden opgesteld voor alle gesloten kringen in het netwerk (Kirchhoff-relaties voor gesloten circuits). We zoeken daarom naar een compleet stelsel onafhankelijke *spanningsvergelijkingen*. Een hulpmiddel bij dit zoekprocedé is de "boom", die uit de graaf kan worden afgeleid op de hierna omschreven wijze: te beginnen met een willekeurig knooppunt verbinden we via lijnelementen van de graaf achtereenvolgens alle andere knopen met een reeds "verbonden" knooppunt.

Daarbij ontstaat een "vertakte" figuur, waarin geen gesloten circuits voorkomen. De lijnelementen, die zowel deel uitmaken van de graaf als van de boom noemen we "takken"; de in de boom ontbrekende verbindingen zijn de "links".

Zonder meer kan worden ingezien, dat het aantal takken van de boom gelijk is aan $N_k - 1$.

Indien de graaf opgebouwd is uit N_g lijnelementen resulteert voor het aantal van de links $N_g - (N_k - 1)$.

Het gezochte aantal vergelijkingen blijkt tevens $N_g - (N_k - 1)$ te bedragen. Immers, door telkens één link aan te brengen in de boom worden achtereenvolgens $N_g - (N_k - 1)$ circuits gesloten.

De spanningsbetrekkingen voor deze kringen vormen een stelsel onafhankelijke vergelijkingen.

Dit is gemakkelijk in te zien als men overweegt, dat in elke vergelijking één linkspanning voorkomt, die in geen der overige betrekkingen is opgenomen.

Algemeen kan worden bewezen, dat elke boom, die voor een bepaald netwerk kan worden gekozen een compleet stelsel van $N_g - (N_k - 1)$ onafhankelijke spanningsvergelijkingen oplevert.



Afhankelijk van de vraag of de $N_g - (N_k - 1)$ spanningsvergelijkingen dan wel de $N_k - 1$ stroombetrekkingen geringer in aantal zijn, werken we met een der beide stelsels verder.

Omdat in beide stelsels nog N_g onbekenden voorkomen, zijn zij in deze vorm onbruikbaar.

In de $N_g - (N_k - 1)$ spanningsvergelijkingen drukken we daarom alle N_g onbekende spanningen uit in de $N_g - (N_k - 1)$ linkspanningen.

In de $N_k - 1$ stroomvergelijkingen worden alle N_g onbekende stromen geschreven als lineaire combinaties van de $N_k - 1$ stromen door de takken van de boom.

Elk van beide stelsels kan thans worden opgelost.

Met behulp van de stroom-spanningsrelaties van de netwerkelementen kunnen de spanningen uit de stromen worden berekend of omgekeerd. *Omdat gebruik wordt gemaakt van het superpositiebeginsel is een stringente eis, dat het gedrag van elk netwerkelement beschreven kan worden door een lineaire stroomspanningsbetrekking c.q. differentiaalvergelijking.*

Als het netwerk niet één galvanisch geheel vormt doch integendeel is samengesteld uit N_d afzonderlijke delen die magnetisch en/of elektrisch zijn gekoppeld, dan bestaan de stelsels uit $N_k - N_d$ resp. $N_g - (N_k - N_d)$ vergelijkingen.

Voor uitvoeriger behandeling van het een en ander zij verwezen maar literatuur (1), onder *networktopology* en *transformers*

Met behulp van de verworven kennis kunnen wij thans bepalen hoeveel vergelijkingen tenminste nodig zijn om een voedingssysteem als in figuur 4.0.2. te beschrijven.

De graaf en de boom zijn weergegeven in figuur 4.0.3.

We moeten rekening houden met het feit, dat slechts de helft van het eigenlijke voedingssysteem in de figuren is weergegeven.

Voor het hele systeem tellen we $N_k = 24$ knooppunten, $N_g = 51$ elementen van de graaf en $N_d = 3$ magnetisch gekoppelde delen. Het aantal stroomvergelijkingen bedraagt derhalve $N_k - N_d = 21$ tegenover $N_g - (N_k - N_d) = 30$ spanningsbetrekkingen.

Het ligt dus voor de hand om het voedingssysteem te beschrijven met 21 stroomvergelijkingen.

Een complicatie vormt het principiële niet-lineaire gedrag van de diodes in het voedingssysteem.

Door afzonderlijke betrekkingen op te stellen voor enerzijds het



geleidingsgebied en anderzijds het *spergebied* van de gelijkrichters, wordt toch aan de eis van lineariteit voldaan. Ten gevolge van deze kunstgreep wordt het aantal vergelijkingen in een stelsel vermeerderd met één voor elke diode.

De overgang van het stelsel vergelijkingen dat behoort bij het spergebied op het stelsel van het geleidingsgebied wordt gegericht door de randvoorwaarden van de vergelijkingen.



Appendix 2.

De representatie van lange leidingen in het model.

Het systeem van de 1500 V-gelijkspanningsvoeding in het model bestaat gedeeltelijk uit "lange leidingen", te weten de 10 kV-kabels en het bovenleiding-railcircuit.

Onder een "lange leiding" verstaan we een elektrische geleider, waarvan de lengte niet verwaarloosbaar is ten opzichte van de golflengten der elektrische verschijnselen, die aan de leiding worden bestudeerd.

We noemen een leiding "lang", indien er meer dan 0,1 golflengte op kan worden afgepast. Omdat we geïnteresseerd zijn in het frekwentiegebied van 0 - 10.000 Hz ligt in ons geval de grens tussen "kort" en "lang" bij 0,1 golflengte van een verschijnsel met een frekwentie van 10.000 Hz.

Het verband tussen de frekwentie f en de golflengte λ is gegeven door de betrekking:

$$\lambda \cdot f = v,$$

waarin v de snelheid is waarmee het verschijnsel zich langs de geleider voortplant.

Deze grootte, die in de literatuur "fasesnelheid" genoemd wordt, heeft in een verliesvrije geleider de grootte:

$$v = \frac{1}{\sqrt{L'C'}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \cdot \mu}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}} \quad (1)$$

L' en C' stellen de zelfinductie resp. de capaciteit ten opzichte van aarde per meter van de leiding voor; c is de lichtsnelheid in vacuüm (lit.: 4).

Voor de bovenleiding berekenen we, uitgaande van $L' = 0,63 \mu \text{ H/meter}$ en $C' = 20 \text{ pF/meter}$, een fasesnelheid van 280.000 km/sec. In de kabels met $L' = 0,28 \mu \text{ H/meter}$ en $C'_a = 185 \text{ pF/meter}$ is $v = 140.000 \text{ km/sec}$.

Dit verschil wordt begrijpelijk als men overweegt dat de bovenleiding een luchtlijn is (met $\epsilon_r \approx 1$ en $\mu_r \approx 1$), zodat $v \approx c$, terwijl het isolatiemateriaal van de kabels bestaat uit geëlied papier (met $\epsilon_r \approx 4$ en $\mu_r \approx 1$) waarvoor $v \approx \frac{1}{2}c$.

Overeenkomstig de afspraak noemen we de kabels "lang" bij een lengte groter dan 1400 meter, tegenover 2800 meter bij de bovenleiding.

De kabels en de bovenleiding hebben in werkelijkheid een weerstand, zelfinductie en capaciteit die gelijkmatig over de lengte verdeeld zijn. In het model moeten deze noodzakelijkerwijze gerepresenteerd worden door geconcentreerde elementen (zie par.4.2.). Men kan verwachten, dat het gedrag in elektrisch opzicht van een dergelijke "geconcentreerde leiding" afwijkt van de gedragingen van een overeenkomstige "verdeelde leiding". Naarmate de geconcentreerde elementen fijner zijn verdeeld en dus elk een korter lijnstuk representeren, wordt de overeenkomst tussen de verdeelde en de geconcentreerde leiding beter.

Het berekenen van de mate van deze overeenkomst in afhankelijkheid van het aantal der geconcentreerde elementen vormt het onderwerp van dit hoofdstuk. Voor de bij die berekening gebruikte theorie raadplege men een handboek over theoretische elektriciteitsleer, bijv. het onder (4) in de literatuurlijst vermelde werk.

In de hierna volgende tekst zijn impedanties, spanningen en stromen geschreven in complexe vektor-notatie.

Deze complexe grootheden zullen echter niet op enige bijzondere wijze worden aangeduid.

Van de leiding met gelijkmatig verdeelde weerstand, zelfinductie en capaciteit worden de spanning V ten opzichte van aarde en de stroom I , beide als functie van de reële plaatscoördinaat z langs de geleider, beschreven door de oplossing van de telegraafvergelijkingen. Deze luidt in complexe vektor-notatie:



$$\left. \begin{aligned} V(z) &= Re^{-\alpha z} + Se^{\alpha z} \\ I(z) &= \frac{R}{Z_0} e^{-\alpha z} - \frac{S}{Z_0} e^{\alpha z} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

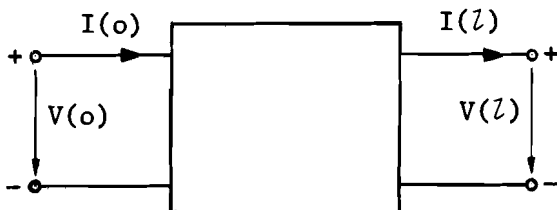
waarin $\alpha z = z \sqrt{(R' + j\omega L')j\omega C'}$ de "voortplantingskonstante" wordt genoemd,

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{j\omega C'}} \quad \text{de "karakteristieke im-}$$

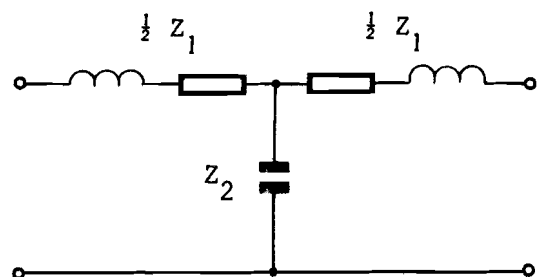
pedantie" is,

en R' , L' en C' resp. de weerstand, zelfinductie en capaciteit per meter van de leiding voorstellen.

We beschouwen de verdeelde geleider als vierpool, waarbij we uitsluitend geïnteresseerd zijn in het verloop van de stroom en de spanning aan het begin ($z = 0$) en het einde ($z = l$) van de geleider.



Figuur 1



Figuur 2

Voor deze vierpool gelden de volgende vergelijkingen (fig.1):

$$\left. \begin{aligned} V(0) &= AV(l) + BI(l) \\ I(0) &= CV(l) + DI(l) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Op grond van het reciprociteitstheorema geldt algemeen: $A = D$.



Voor symmetrische vierpolen (dat zijn die, waarvan in- en uitgang onderling verwisselbaar zijn) is bovendien $AD - BC = 1$.

De coëfficiënten A, B, C en D kunnen worden uitgedrukt in αl en Z_0 :

$$\begin{aligned} A = D &= \left[\frac{V(o)}{V(l)} \right]_{[I(l)=0]} = \cosh \alpha l \\ B &= \left[\frac{V(o)}{I(l)} \right]_{[V(l)=0]} = Z_0 \sinh \alpha l \\ C &= \left[\frac{I(o)}{V(l)} \right]_{[I(l)=0]} = \frac{1}{Z_0} \sinh \alpha l . \end{aligned}$$

We stellen de verdeelde geleider met een totale lengte van l meter door een serieschakeling van n identieke symmetrische netwerken voor, die elk een stuk geleider ter lengte l/n representeren. In fig. 2 is een dergelijke T-sectie geschetst. Van de samenstellende impedanties omvat Z_1 de totale weerstand en zelfinductie en Z_2 de totale capaciteit van een geleider met lengte l/n , zodat:

$$Z_1 = \frac{l}{n} (R' + j\omega L')$$

$$Z_2 = \frac{n}{l} \cdot \frac{1}{j\omega C}$$

Indien n oneindig groot is, gaat het T-netwerk over in de verdeelde geleider. Om een vergelijking te kunnen maken tussen het netwerk dat bestaat uit een eindig aantal vierpolen en de verdeelde geleider, definiëren we in analogie met de verdeelde leiding ook voor vierpolen een karakteristieke impedantie en voortplantingsconstante:

— Als een symmetrische vierpool sekundair belast wordt met de karakteristieke impedantie, is ook de primaire ingangs-impedantie daaraan gelijk.

— De voortplantingsconstante van een sekundair met de karak-



teristische impedantie afgesloten vierpool is gelijk aan de natuurlijke logaritme van de verhouding tussen primaire en sekundaire spanning.

Indien de n in serie geschakelde identieke, symmetrische T-secties alle de karakteristieke impedantie Z_{oT} en de voortplantingsconstante $\alpha_T \cdot \frac{l}{n}$ hebben, heeft de serieschakeling eveneens de karakteristieke impedantie Z_{oT} en is zijn voortplantingsconstante gelijk aan $\alpha_T \cdot 1$; dit op grond van bovenstaande definities.

De overeenkomst van de geconcentreerde en de verdeelde geleider wordt bepaald door de overeenkomst van beider vierpoolcoëfficiënten. Omdat die kunnen worden uitgedrukt in de karakteristieke impedantie en de voortplantingsconstante onderzoeken we het verschil tussen Z_{oT} en α_T van het T-netwerk en Z_o en α van de verdeelde leiding.

We gaan daarbij als volgt te werk:

Met gebruikmaking van de eerder in dit hoofdstuk gegeven definities van de karakteristieke impedantie en de voortplantingsconstante van een vierpool, kunnen de relaties der karakteristieke grootheden Z_{oT} en α_T met de samenstellende impedanties Z_1 en Z_2 van het T-netwerk worden bepaald.

$$Z_{oT} = \frac{1}{2}Z_1 + \frac{Z_2(Z_{oT} + \frac{1}{2}Z_1)}{Z_2 + Z_{oT} + \frac{1}{2}Z_1}, \text{ zodat}$$

$$Z_{oT} = \sqrt{Z_1 Z_2 \left(1 + \frac{Z_1}{4Z_2}\right)} ;$$

$$\alpha_T \frac{l}{n} = \ln \frac{V_1}{V_2} = \ln \frac{(\frac{1}{2}Z_1^2 + Z_1 Z_2) + Z_{oT}(\frac{1}{2}Z_1 + Z_2)}{Z_2 Z_{oT}} =$$

$$\ln \frac{Z_{oT} + \frac{1}{2}Z_1 + Z_2}{Z_2} = 2 \ln \left(\sqrt{b^2 + 1} + b \right) =$$

$$2 \operatorname{arcsinh} b, \text{ met } b = \sqrt{\frac{Z_1}{4Z_2}}, \text{ zodat}$$

$$\alpha_T = \frac{2n}{l} \operatorname{arcsinh} \sqrt{\frac{Z_1}{4Z_2}}$$



De functies $Z_{OT}(Z_1, Z_2)$ en $\alpha_T(Z_1, Z_2)$ kunnen via R' , L' en C' worden uitgedrukt in Z_0 en α van de verdeelde leiding:

$$\left. \begin{aligned} Z_{OT} &= Z_0 \sqrt{1 + \left(\frac{\alpha l}{2n}\right)^2}, \\ \alpha_T &= \frac{2n}{l} \operatorname{arcsinh} \left(\frac{\alpha l}{2n}\right). \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Indien $\left(\frac{\alpha l}{2n}\right) < 1$, kunnen de rechterleden worden ontwikkeld in convergente reeksen:

$$\left. \begin{aligned} Z_{OT} &= Z_0 \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{\alpha l}{2n}\right)^2 - \frac{1}{8} \left(\frac{\alpha l}{2n}\right)^4 + \dots \right] = Z_0 \left[1 + \Delta Z_0^* \right] \\ \alpha_T &= \alpha \left[1 - \frac{1}{6} \left(\frac{\alpha l}{2n}\right)^2 + \frac{3}{40} \left(\frac{\alpha l}{2n}\right)^4 - \dots \right] = \alpha \left[1 + \Delta \alpha^* \right]. \end{aligned} \right\}$$

ΔZ_0^* resp. $\Delta \alpha^*$ zijn de op Z_0 , resp. α genormeerde verschillen tussen Z_{OT} en Z_0 enerzijds en tussen α en α_T anderzijds; we kunnen hier ook spreken van de relatieve fouten in Z_{OT} en α_T .

Omdat $\left|\left(\frac{\alpha l}{2n}\right)^2\right| \ll 1$, zoals later zal worden aangetoond, kan in bovenstaande uitdrukkingen met goede benadering worden volstaan met de eerste twee termen van de reeksen, zodat:

$$\Delta Z_0^* = -3\Delta \alpha^* = \frac{1}{8} \left(\frac{l}{n}\right)^2 \alpha^2 \quad (5)$$

Voor frekventies, waarbij $R' \ll \omega L'^*$, zodat $\alpha = j\omega \sqrt{L' C'}$, geldt:

$$\Delta Z_0^* = -3\Delta \alpha^* = -\frac{L' C' \omega^2}{8} \left(\frac{l}{n}\right)^2$$

Van een geconcentreerde leiding met gegeven L' en C' kan worden berekend hoe ΔZ_0^* als functie van de frekventie verloopt, indien elke T-sectie $\frac{l}{n}$ meter van de overeenkomstige verdeelde geleider voorstelt.

* $R' / \omega L' < 0,05$ voor $f > 2400$ Hz bij de 10 kV-kabels, en voor $f > 150$ Hz bij de bovenleiding, indien de weerstandstoename tengevolge van het skineffekt wordt verwaarloosd.

In een gegeven frekwentiegebied treedt de grootste relatieve fout op bij de bovengrens f_{\max} van het gebied.

We passen een en ander toe op de in het model door T-netwerken gesimuleerde bovenleiding en 10 kV-kabels. Voor de bovenleiding en de kabels geldt:

$$L' C' = 12,6 \cdot 10^{-18} \text{ sec}^2/\text{m}^2, \text{ resp. } 53,5 \cdot 10^{-18} \text{ sec}^2/\text{m}^2.$$

We eisen, dat de relatieve fout $|\Delta Z_o^*|$ in het frekwentiegebied 0 - 10.000 Hz ten hoogste 0,02 of 2 % bedraagt.

Uit (5) volgt onder die voorwaarde de "maximum-lengte" van een T-sectie* :

$$\left(\frac{l}{n}\right)_{\max} = \frac{1}{\pi f_{\max}} \cdot \sqrt{\frac{-2\Delta Z_o^*}{L' C'}}$$

\approx 1800 meter voor de bovenleiding, en
 \approx 900 meter voor de 10 kV-kabels.

In feite stelt in het model elke bovenleiding-sectie een lengte van 1380 meter voor en elke kabel-sectie een lengte van 590 meter. Met (5) kan worden berekend, dat voor de in het model gerealiseerde kabels geldt $|\Delta Z_o^*| < 0,008$ of 0,8 % en voor de bovenleiding $|\Delta Z_o^*| < 0,006$ of 0,6 %.

Voor de goede orde controleren we of aan de bij de afleiding van

(5) gebruikte voorwaarde $\left|\left(\frac{\alpha l}{2n}\right)^2\right| \ll 1$ is voldaan.

Voor de waarden van $L' C'$ en $\frac{l}{n}$ in het model resulteert:

$$\left|\left(\frac{\alpha l}{2n}\right)^2\right| < 0,07.$$

Dit is voldoende klein.

* Door berekening kan men aantonen dat het gestelde eveneens van toepassing is op pi-sekties.



De verschillen tussen de geconcentreerde en de verdeelde geleider voor wat betreft de karakteristieke impedantie en de voortplantingsconstante zijn nu bekend. We zijn echter in de eerste plaats geïnteresseerd in de verschillen, die betrekking hebben op de stroom en de spanning aan de uiteinden van de geleider. We keren daarom terug naar de vierpoolvergelijkingen (3). Omdat de beschouwde vierpool symmetrisch is, kan worden volstaan met het onderzoeken van ingangs- óf uitgangsgrootheden; we prefereren de eerste mogelijkheid.

De uitgang van de vierpool wordt belast met een impedantie

$$Z_l = \frac{V(l)}{I(l)} .$$

De vergelijkingen (3) voor de verdeelde leiding krijgen de vorm:

$$\left. \begin{aligned} V(o) &= \left(\cosh \alpha l + \frac{Z_o}{Z_l} \sinh \alpha l \right) V(l) = C_V \cdot V(l) \\ I(o) &= \left(\frac{1}{Z_o} \sinh \alpha l + \frac{1}{Z_l} \cosh \alpha l \right) V(l) = C_I \cdot V(l) \end{aligned} \right\}$$

Op het T-netwerk zijn dezelfde vergelijkingen van toepassing met dien verstande, dat α vervangen moet worden door α_T en Z_o door Z_{oT} . De relatieve fouten van $V(o)$ en $I(o)$ in het T-netwerk ten opzichte van de overeenkomstige grootheden in de verdeelde lijn zijn in grootte gelijk aan de relatieve fouten in

$$\left. \begin{aligned} C_{VT} &= \cosh \alpha_T l + \frac{Z_{oT}}{Z_l} \sinh \alpha_T l, \text{ resp.} \\ C_{IT} &= \frac{1}{Z_{oT}} \sinh \alpha_T l + \frac{1}{Z_l} \cosh \alpha_T l. \end{aligned} \right\}$$

Omdat $\alpha_T \simeq \alpha = j\omega\sqrt{L'C'}$ kan men ook schrijven:

$$\left. \begin{aligned} C_{VT} &= \cos |\alpha_T| l + j \frac{Z_{oT}}{Z_l} \sin |\alpha_T| l, \\ C_{IT} &= j \frac{1}{Z_{oT}} \sin |\alpha_T| l + \frac{1}{Z_l} \cos |\alpha_T| l. \end{aligned} \right\}$$

Indien de grootten van $\Delta\alpha$ en ΔZ_o bekend zijn, kunnen de relatieve fouten in C_{VT} en C_{IT} in principe worden berekend.

De fouten in α_T en in Z_{OT} worden afzonderlijk behandeld:

— Omdat $|\alpha| = 2\pi\sqrt{L'C} f$ geldt $\Delta\alpha^* = \Delta f^*$
 Door $|\alpha|$ in de formules voor C_V en C_I te vervangen door $|\alpha_T|$, past men een verschuiving van de frekwentie toe, c.q. maakt men een "frekwentie-fout" ter grootte $\Delta f^* = \Delta\alpha^*$

— Men onderzoekt de invloed van een verandering van Z_o met $100 \cdot \left| \frac{\Delta Z_o^*}{Z_o} \right| \%$ op modulus en argument van C_V en C_I .

We onderzoeken in de eerste plaats het geval, dat de belastingsimpedantie een weerstand is: $Z_l = R$.

Ook de karakteristieke impedantie is resistief: $Z_o \approx \sqrt{\frac{L}{C}}$.

Na de frekwentieverhuiving zijn de coëfficiënten:

$$\left. \begin{aligned} C_V &= \cos |\alpha_T|l + j \frac{Z_o}{R} \sin |\alpha_T|l = a + jb = |C_V| e^{j\phi_V} \\ C_I &= j \frac{1}{Z_o} \sin |\alpha_T|l = \frac{1}{R} \cos |\alpha_T|l = jc + d = |C_I| e^{j\phi_I} \end{aligned} \right\}$$

In deze uitdrukkingen zijn a, b, c en d reëel.

Algemeen kan worden bewezen, dat: $\Delta|a + jb| \leq \Delta|a| + \Delta|b|$,
 zodat: $\Delta|C_V|$ en $\Delta|C_I| \leq \Delta Z_o$

De fout in de argumenten ϕ_{VT} en ϕ_{IT} berekent men als volgt:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\phi_V^* &= \Delta \arctan \left(\frac{Z_o}{R} \tan |\alpha_T|l \right) \leq \Delta \frac{Z_o}{R} \tan |\alpha_T|l \leq \Delta Z_o^* \text{ en} \\ \Delta\phi_I^* &= \Delta \arctan \left(\frac{R}{Z_o} \tan |\alpha_T|l \right) \leq \Delta \frac{R}{Z_o} \tan |\alpha_T|l \leq \Delta Z_o^* \end{aligned} \right\}$$

De representatie van een lange leiding door een T-netwerk is bij ohmse belasting dus nauwkeuriger dan 100. $\left| \frac{\Delta Z_o^*}{Z_o} \right| \%$ ten aanzien van de frekwentie en van de grootten en fasen van $V_{(0)}$ en $I_{(0)}$.

Een in vele opzichten afwijkende situatie doet zich voor, indien de belasting zuiver inductief is:



$$Z_L = j \cdot X \text{ met } X \text{ positief reëel.}$$

Na verschuiving van de frekwentie met $100 \cdot \Delta\alpha$ % krijgen de coëfficiënten de vorm:

$$C_V = \cos |\alpha_T| l + \frac{Z_0}{X} \sin |\alpha_T| l = a + b$$

$$C_I = j \frac{1}{Z_0} \sin |\alpha_T| l - j \frac{1}{X} \cos |\alpha_T| l = j(c - d)$$

Er is nu alleen nog sprake van fouten in de moduli van C_{VT} en C_{IT} tengevolge van de fout in Z_{OT} .

Indien de tekens van a en b aan elkaar tegengesteld zijn, evenals de tekens van c en d, geldt:

$$\tan |\alpha_T| l \leq 0,$$

$$k\pi - \frac{\pi}{2} \leq |\alpha_T| l \leq k\pi \text{ met } k = 1, 2, 3, \dots, \text{ en}$$

$$\text{omdat } |\alpha_T| = 2\pi f \sqrt{L'C'} \text{ volgt hieruit } \frac{2k-1}{4l\sqrt{L'C'}} \leq f \leq \frac{2k}{4l\sqrt{L'C'}}$$

In deze frekwentiegebieden geldt: $\Delta |C_I| \leq |\Delta Z_0|$

$\Delta |C_V|$ evenwel kan zeer groot worden, in het bijzonder voor $a \approx -b$.

Indien de tekens van a en b gelijk zijn, evenals die van c en d, d.w.z. voor

$$\frac{2k-2}{4l\sqrt{L'C'}} < f < \frac{2k-1}{4l\sqrt{L'C'}} ,$$

is $\Delta |C_V| \leq |\Delta Z_0|$ doch kan $\Delta |C_I|$ zeer groot worden voor $c \approx d$.

Beide bijzondere gevallen corresponderen met een vorm van resonantie.

Voor $a = -b$, of $\tan |\alpha_T| l = -\frac{X}{Z_0}$, is de ingansimpedantie:

$$\frac{V(o)}{I(o)} = \frac{C_V}{C_I} = 0.$$

Voor $c = d$, of $\tan |\alpha_T| l = \frac{Z_0}{X}$, is deze ingansimpedantie oneindig groot.



Hoewel het T-netwerk de resonanties van de verdeelde lijn met goede benadering weergeeft, berekenen we tengevolge van een kleine frekwentiefout oneindig grote waarden voor: $\Delta^* |C_V|$ en $\Delta^* |C_I|$.

Met het doel deze fouten te beperken, passen we een nieuwe frekwentieverhuiving toe, c.q. voeren we een nieuwe frekwentiefout in. We schrijven daarom:

$$\left. \begin{aligned} C_V &= \sqrt{1 + \frac{Z_o^2}{X^2}} \cdot \cos(|\alpha_T|z - \beta) & \text{met } \beta &= \arctan \frac{Z_o}{X} . \\ C_I &= -\frac{j}{X} \sqrt{1 + \frac{X^2}{Z_o^2}} \cdot \cos(|\alpha_T|z - \gamma) & \text{met } \gamma &= -\arctan \frac{X}{Z_o} \end{aligned} \right\}$$

De fasehoeken β en γ zijn behept met fouten:

$$\Delta^* \beta = \Delta^* \left(\arctan \frac{Z_o}{X} \right) \leq \Delta^* Z_o, \quad \text{resp. } \Delta^* \gamma \leq \Delta^* Z_o.$$

Deze fouten worden overgebracht naar $|\alpha_T|$:

$$\Delta \beta = -\Delta |\alpha_T|z ;$$

$$\Delta^* \beta = \frac{\Delta \beta}{\beta} = -\frac{|\alpha_T|z}{\beta} \cdot \Delta \alpha = -\frac{|\alpha_T|z}{\beta} \cdot \Delta f ;$$

$$\Delta^* f = -\frac{\arctan \frac{Z_o}{X}}{|\alpha_T|z} \cdot \Delta^* \arctan \frac{Z_o}{X} \leq \frac{\pi}{2|\alpha_T|z} \cdot \Delta^* Z_o ,$$

$$\text{omdat } \Delta^* \arctan \frac{Z_o}{X} \leq \Delta^* Z_o \text{ en } \arctan \frac{Z_o}{X} \leq \frac{\pi}{2} .$$

Indien we de resonantiefrequentie in het gebied $|\alpha_T|z < \frac{\pi}{2}$ uitsluiten omdat de fouten daar verwaarloosbaar klein zijn, gaat de uitdrukking voor de relatieve fout over in $\Delta^* f \leq \Delta^* Z_o$.

Naarmate $|\alpha_T|$ toeneemt, wordt $\Delta^* f$ kleiner. We kunnen daarom ook schrijven:

$$\Delta f \leq f \cdot \frac{\pi}{2|\alpha_T|z} \Delta^* Z_o = \frac{1}{4l\sqrt{LC}} \Delta^* Z_o$$



Hoewel we terwille van de eenvoud rekenen met een konstante relatieve frekwentiefout Δf^* , toont de uitdrukking voor Δf aan dat er in feite een relatieve fout optreedt die omgekeerd evenredig met de frekwentie afneemt.

Resumerend kan men stellen, dat bij een zuiver inductieve belasting:

$$\Delta f^* \leq |\Delta \alpha| + |\Delta Z_o| \leq \frac{4}{3} |\Delta Z_o| ,$$

$$\Delta |C_V| , \Delta |C_I| \leq \Delta Z_o$$

$$\Delta \phi_V , \Delta \phi_I = 0$$

Bij een capacatieve belasting $Z_l = -jX$ verloopt de foutenberekening op dezelfde wijze; ook de grootten van de fouten komen met die in het vorige geval overeen.

Indien de lange leiding wordt afgesloten met een "gemengde belasting" $Z_l = R + jX$ is het schatten van de fouten gecompliceerder dan in de besproken situaties.

De te gebruiken methoden zijn evenwel formeel dezelfde.

De fouten bij gemengde belasting zijn ten hoogste gelijk aan de voor $Z_l = R$ en $Z_l = jX$ berekende fouten.

Indien $Z_l = R + jX$ treden resonanties op bij

$$\tan |\alpha|_l = \frac{-(R^2 + X^2)}{Z_o X} \quad \text{en} \quad \tan |\alpha|_l = \frac{Z_o X}{R^2 + X^2}$$

en voor het geval $Z_l = R - jX$ bij

$$\tan |\alpha|_l = \frac{R^2 + X^2}{Z_o X} \quad \text{en} \quad \tan |\alpha|_l = -\frac{Z_o X}{R^2 + X^2}$$

Totnogtoe zijn we voorbijgegaan aan de invloed van de in gedachten uitgevoerde frekwentieverhuivingen op de grootte van de belastingsimpedantie $+jX$. Indien bijv. $X = \omega L$ introduceert de frekwentiefout eveneens een fout in X , zodat $\Delta X^* = \Delta \alpha^*$

Vele malen groter kan deze fout worden, indien $X = L(\omega - \omega_o)$, een situatie welke zich kan voordoen indien Z_l bestaat uit een slingerkring.



Het in rekening brengen van deze fouten valt buiten de beoordeling van de kwaliteit van de gesimuleerde lange leiding.

Met de formules voor C_V en C_I kan worden berekend, dat van een onbelaste lange leiding de ingangsimpedantie gelijk wordt aan nul voor $\cot |\alpha|l = 0$, of $f = \frac{2k-1}{4l\sqrt{L'C'}}$ met $k = 1, 2, 3, \dots$

Bij deze frekwentie treedt tengevolge van opslinging spanningverhoging in de kabel op.

Aan één ader van de gesimuleerde driefasenkabel met $l = 14,76 \cdot 10^3$ meter en $L'C' = 53,5 \cdot 10^{-18}$ sec²/m² zijn deze resonantiefrekquenties gemeten, en deze meetresultaten werden vergeleken met de door berekening verkregen theoretische waarden. Tot en met de resonantie bij 26 kHz zijn de verschillen tussen de theoretische en de gemeten frekquenties kleiner dan 1 %.

Dit resultaat is beter dan kon worden verwacht; zeker als men overweegt, dat rekening moet worden gehouden met een meetfout van ongeveer 1 %.

Resonantiefrekquenties	
<u>Berekend:</u>	<u>Gemeten:</u>
2,36 kHz	2,35 kHz
7,08	7,19
11,80	11,90
16,52	16,55
21,24	21,00
25,96	26,00



Conclusies:

- Indien een lange leiding met een gelijkmatig verdeelde zelfinductie en capaciteit wordt voorgesteld door een serieschakeling van T- of pi-sekties, nemen de fouten welke aan deze representatie kleven, toe met de frekwentie en met de lengte van het stuk lange leiding dat door één sectie wordt voorgesteld.

In formule:

$$|\Delta Z_o^*| = 3 |\Delta \alpha^*| \approx 5 L' C' f^2 l_1^2,$$

waarbij $|\Delta Z_o^*|$ de relatieve fout is in de karakteristieke impedantie van het T- of pi-netwerk,

$\Delta \alpha^*$ de relatieve fout in de voortplantingsconstante,
 L' de zelfinductie en C' de capaciteit naar aarde,
per meter van de lange leiding,

f de frekwentie en

l_1 de "lengte" van één sectie.

- Indien de gesimuleerde lange leiding wordt afgesloten met een willekeurige belasting, waarvan de grootte onafhankelijk van de frekwentie wordt verondersteld te zijn, geldt voor de fouten in het verloop van spanning en stroom aan de ingang van de leiding:

$$\begin{aligned} \text{frekwentiefout } |\Delta f^*| &\leq \frac{1}{3} |\Delta Z_o^*| \\ \text{fouten in amplitude en fase} &\leq |\Delta Z_o^*| \end{aligned}$$

- Dezelfde fouten zijn van toepassing op het verloop van spanning en stroom op een "willekeurige" plaats in de gesimuleerde lange leiding (gemeten tussen twee secties).
- Eist men dat $100 \cdot |\Delta Z_o^*| \leq 2\%$ voor $f < 10.000$ Hz, dan kan worden berekend, dat voor de gesimuleerde bovenleiding $l_1 \leq 1800$ meter en voor de kabels $l_1 \leq 900$ meter moet zijn. Omdat in het model om redenen van praktische aard kleinere waarden van l_1 zijn gekozen, geldt daar voor de bovenleiding $100 \cdot |\Delta Z_o^*| \leq 0,6\%$ en voor de kabels $\leq 0,8\%$, mits $f \leq 10.000$ Hz.



De componenten (zelfindukties en capaciteiten) zijn geselecteerd met een tolerantie op de gewenste waarden van 2 à 3 %.

Men zou verwachten, dat daardoor de fout in α_T en Z_{oT} effectief wordt vergroot tot 3 %.

Daar het aantal componenten dat in de lange leidingen werd verwerkt groot is, zullen hun ongerichte fouten elkaar grotendeels compenseren, en zal de bijdrage van de componenten in de totale fout aanzienlijk kleiner zijn dan 2 à 3 %.

Appendix 3.

De transformatoren in het model.

In het hierna volgende wordt aangetoond dat van de in dit rapport besproken modeltransformatoren

- de relatieve magnetiseringsstroom in vergelijking met de werkelijkheid noodzakelijkerwijs buiten verhouding groot is, en dat
- de tijdconstante welke samenhangt met de kortsluitimpedantie, op principieel andere wijze van de frekwentie afhangt als in de afgebeelde werkelijkheid het geval is.

Met behulp van een globale dimensiebeschouwing kan gemakkelijk worden berekend dat de relatieve invloed van de magnetiseringsstroom van een transformator afneemt bij toenemende grootte van de laatste. We voeren de berekening uit aan een transformator in nullast: de primaire wikkeling is aangesloten op de nominale spanning en de sekundaire wikkeling is onbelast.

Met goede benadering is de stroom die in dat geval in de primaire wikkeling vloeit gelijk aan de magnetiseringsstroom bij nominale belasting van de transformator.

We onderzoeken een éénfase-transformator.

Bij de berekening stellen we de volgende voorwaarden:

- de weg die de magnetische krachtlijnen afleggen door het magnetisch circuit verloopt gemiddeld over een lengte L_y door ijzer en over een lengte L_z door lucht (voegen tussen afzonderlijke blikken);
- de doorsnede van het magnetisch circuit (c.q. het ijzeren juk) heeft overal dezelfde grootte A_y ;
- de magnetische induktie B in het circuit heeft overal eenzelfde waarde;
- het ijzer vertoont geen verzadiging;
- de primaire wikkeling is damengesteld uit N windingen en
- is aangesloten op een spanningsbron ter grootte $\hat{U} \cdot \sin \omega t$, zodat een stroom $\hat{I}_m \cdot \sin(\omega t + \phi)$ vloeit.

Indien aan al deze voorwaarden is voldaan, geldt:



$$\oint \underline{H} \cdot d\underline{l} = \frac{B}{\mu_0} \left[\frac{L_y}{\mu_r} + L_z \right] = N \cdot I_m \quad (\text{Maxwell I}),$$

en bij verwaarlozing van het ohmse spanningsverlies in de wikkeling:

$$\hat{U} = \omega \cdot B \cdot A_y \cdot N \quad (\text{Maxwell II}).$$

Voor het magnetiserings-"vermogen" $P_m = \frac{1}{2} \hat{U} \hat{I}_m$ berekenen we:

$$P_m = \frac{\omega B^2}{\mu_0} \cdot A_y \left[\frac{L_y}{\mu_r} + L_z \right].$$

De oorspronkelijke transformator was berekend voor een primaire spanning en stroom met topwaarden \hat{U} , resp. $\hat{I} = \hat{I}_m / \epsilon$.

Indien we P_m betrekken op het nominale vermogen $P_{\text{nom}} = \frac{1}{2} \hat{U} \hat{I}$, resulteert:

$$\frac{P_m}{P_{\text{nom}}} = \frac{\frac{1}{2} \hat{U} \hat{I}_m}{\frac{1}{2} \hat{U} \hat{I}} = \epsilon = \frac{\omega B^2}{\mu_0 P_{\text{nom}}} \cdot A_y \left[\frac{L_y}{\mu_r} + L_z \right].$$

Aan het in de literatuurlijst onder (9) vermelde werk ontleen we het volgende:

— De doorsnede van het bewikkelde gedeelte van de ijzerkern van een transformator is gewoonlijk cirkelvormig (diameter D).

Met goede benadering geldt de vuistregel: $D = 50 \sqrt[4]{P_{\text{nom}}}$ (D in mm en P_{nom} in kVA), mits $P_{\text{nom}} < 2000$ kVA.

— De lengte L_y staat in een vaste verhouding tot D : $L_y \cong 14 D$.

— De vullingsgraad van de bewikkelde ijzerkern bedraagt ongeveer 80 % zodat $A_y \cong 0,8 \cdot \frac{\pi}{4} D^2 = 0,63 D^2$.

— Bij een zg. "ineengevlochten" stapeling van de blikken kan de lengte van de luchtspleet L_z tot $2 \times 0,05$ mm worden gereduceerd.

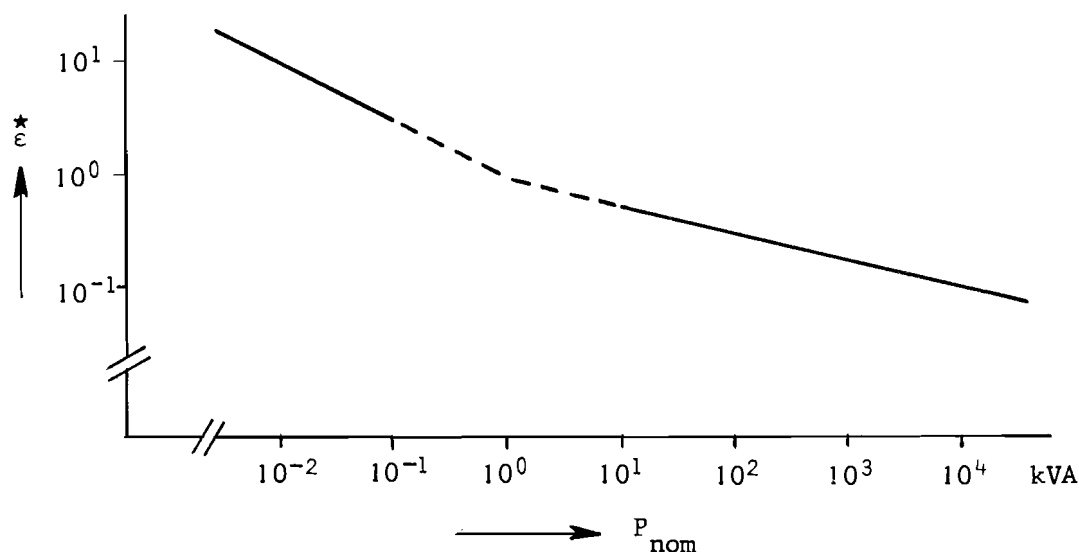
Na invullen van de hierboven vermelde gegevens in de uitdrukking voor $\epsilon = \hat{I}_m / \hat{I}$ resulteert:

$$\begin{aligned} \epsilon &\sim \frac{\omega B^2}{\mu_0} \cdot \frac{1600 \sqrt{P_{\text{nom}}}}{P_{\text{nom}}} \left[\frac{700 \sqrt[4]{P_{\text{nom}}}}{\mu_r} + L_z \right] \\ &\sim \frac{1}{\sqrt[4]{P_{\text{nom}}}} \left[\frac{700}{\mu_r} + \frac{L_z}{\sqrt[4]{P_{\text{nom}}}} \right]. \end{aligned}$$

Blijkbaar neemt de fractie van de magnetiseringsstroom die gebruikt wordt voor magnetisering van het ijzer omgekeerd evenredig met $\sqrt[4]{P_{\text{nom}}}$ af, en de fractie die nodig is voor magnetisering van de luchtspleet omgekeerd evenredig met $\sqrt{P_{\text{nom}}}$.

Beide fracties zijn aan elkaar gelijk indien $\sqrt[4]{P_{\text{nom}}} = \frac{\mu_r L_\lambda}{700}$, ofwel met $\mu_r = 3500$ en $L_\lambda = 0,2 \text{ mm}$: $P_{\text{nom}} = 1 \text{ kVA}$.

In bijgaande figuur is de relatie voor ϵ grafisch weergegeven, waarbij $\epsilon^* = \epsilon/\epsilon_0$ met $\epsilon_0 = \epsilon(P_{\text{nom}} = 1 \text{ kVA})$.



Aan paragraaf 4 van dit rapport ontleen we dat de schaalfactor voor het vermogen in het model $20 \cdot 10^4$ bedraagt.

Indien voor de transformator in het model $\epsilon = \epsilon_M$ en voor die in de werkelijkheid $\epsilon = \epsilon_W$ geldt: $\epsilon_M/\epsilon_W > \sqrt[4]{20 \cdot 10^4} \approx 21$.

Voor de mutator-transformatoren, met $P_{\text{nom}} \approx 2000 \text{ kVA}$ in de werkelijkheid, lezen we in de grafiek af: $\epsilon_M/\epsilon_W \approx \sqrt{100} \cdot \sqrt[4]{2000} \approx 70$.

De relatieve magnetiseringsstroom zou dus bij de model-transformatoren enige tientallen malen groter zijn dan in werkelijkheid.

Enige scepsis met betrekking tot de gevolgde redenering is geboden, omdat bij het samenstellen van de model-transformatoren uiteraard niet de strenge (ekonomisch bepaalde) maatstaven zijn aangelegd die de konstruktie van een echte vermogenstransformator beheersen.

Globaal geeft de uitgevoerde berekening een juist inzicht, en ook de resultaten zijn in overeenstemming met onze bevindingen.

Aan een transformator waarvan de primaire of sekundaire kortsluitimpedantie $Z_k = R_k + \omega L_k$ bedraagt, kent men een tijdconstante $\tau = \frac{L_k}{R_k}$ toe (paragraaf 4.3.); L_k en R_k zijn functies van ω .

Aan (lit.:8) ontlene we:

$$\tau(\omega) = \tau_0 \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^{1,16} \quad \text{met } \tau_0 = 10^{-4} \text{ sec,}$$

$$\omega_0 = 2\pi \cdot 10^4 \text{ rad/sec.}$$

Volgens (8) zou uit metingen zijn gebleken dat genoemde relatie voor τ binnen een frekwentiegebied van 0,4 - 40 kHz van toepassing is op transformatoren voor vermogens van 0,125 - 20 MVA. De nauwkeurigheidsmarge voor de aldus berekende grootte van τ zou enige tientallen procenten bedragen.

Zowel de boven vermelde vermogens-range als het frekwentiegebied stemmen met onze interesse overeen.

Benaderend kunnen we de relatie voor τ vereenvoudigen tot:

$$\tau(\omega) = \frac{L_k}{R_k} \approx \frac{\omega_0 \tau_0}{\omega} = \frac{2\pi}{\omega}, \quad \text{ofwel}$$

$$\frac{\omega L_k}{R_k} \approx 2\pi = \text{konstant.}$$

Blijkbaar tendeert de verhouding $\omega L_k / R_k$ van het inductieve- en het ohmse gedeelte van de kortsluitspanning naar een konstante waarde. Dit verschijnsel wordt plausibel als men overweegt dat R_k is samengesteld uit de normale gelijkstroom-weerstand van de bewikkeling en een van de frekwentie afhankelijke schijnweerstand als gevolg van diverse verliesmechanismen.

De wervelstromen in kernijzer en geleiders veroorzaken een schijnweerstand die evenredig met ω^2 toeneemt; de hystereseverliezen zijn verantwoordelijk voor een weerstandsandaal dat evenredig is met ω . Tenslotte zal ook de spreidingszelfinductie — welke de magnetische krachtlijnen representeert die niet de "voorgescreven" weg volgen doch waarvan de weg voor een groot gedeelte door het wikkelingskoper verloopt — enigermate van de frekwentie afhankelijk zijn. Bij grote frekwenties worden de magnetische krachtlijnen uit het koper verdrongen, en zal dientengevolge het spreidingsandaal van de magnetische flux relatief geringer zijn dan bij de kleine frekwenties.



Een en ander tezamen kan binnen een zeker frekwentiegebied inderdaad als gevolg hebben dat $\omega L_k/R_k$ ongeveer konstant is.

Bij de model-transformator mag men niet verwachten dat aan de genoemde relatie $\tau(\omega)$ ook maar bij benadering is voldaan.

Immers, elk der mechanismen welke kunnen leiden tot het toenemen van R_k en het afnemen van L_k bij aangroeien van ω , spelen in het model een verhoudingsgewijs geringe rol:

de geleiders hebben een aanzienlijk kleinere doorsnede als in de werkelijkheid, zodat de wervelstromen (skin-effekt, proximity-effect) een verwaarloosbare rol spelen; de magnetische inductie B in het model is met het oog op de magnetiseringsstroom kleiner gehouden dan in de werkelijkheid (paragraaf 4.3.), zodat ook de verliezen in het ijzer relatief gering zijn.

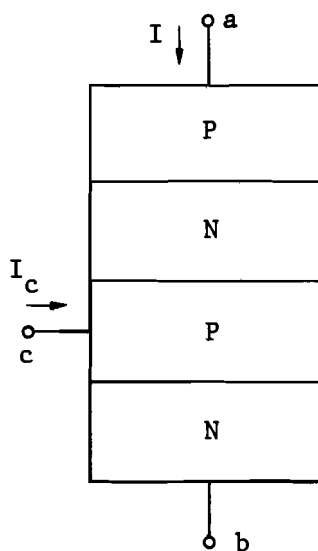
De auteur van (8) heeft een methode ontwikkeld om de verlangde relatie $\tau(\omega)$ in een schaalmodel te realiseren; toepassing van deze methode in ons schaalmodel is niet verenigbaar met de huidige opzet van het model.

Appendix 4.

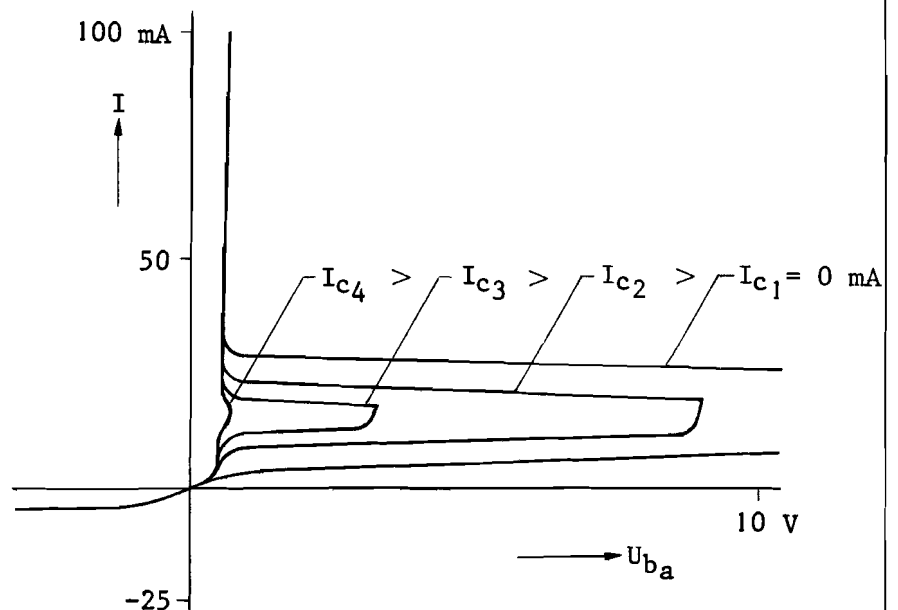
De thyristorschakelaar.

De thyristor.

De thyristor (afgeleid van het griekse woord $\theta\upsilon\rho\omicron\varsigma$ dat *poort* betekend) is een gelijkrichtelement dat bestaat uit vier lagen silicium, afwisselend van het P-type en het N-type (figuur 1). Het element bezit drie elektrodes: de anode a, de kathode b en een stuur-elektrode c.



figuur 1



figuur 2

In de rusttoestand is de thyristor niet-geleidend (afgezien van een zeer kleine lekstroom van hoogstens enkele mA), mits de spanning tussen a en b een bepaalde waarde (max. 500 à 2000 V, afhankelijk van het type) niet overschrijdt; dit geldt voor beide polariteiten van de spanning tussen a en b.

In de doorlaatrichting (met a positief ten opzichte van b) kan de thyristor geleidend worden gemaakt door middel van een stroominjectie gedurende enkele μsec in de stuur-elektrode. De spanningsval over de thyristor is bij nominale waarde van de hoofdstroom I slechts 1,5 à 2 V, hetgeen ongeveer tien maal geringer is dan bij gasgevulde ontlaadingsbuizen zoals thyratrons en



ignitrons.

De niet-geleidende toestand keert pas terug nadat de hoofdstroom I gedaald is tot beneden een lage grenswaarde (enkele tientallen mA), die *houdstroom* wordt genoemd.

Indien na het onderschrijden van de houdstroom enkele μ sec zijn verstreken, zodat de sperlaag zich volledig heeft geregenereerd, kan de spanning in de doorlaatrichting opnieuw worden aangelegd zonder dat de thyristor weer geleidend wordt. De regeneratietijd van een thyristor is ongeveer een faktor tien kleiner dan de deïonisatietijd van thyratrons en ignitrons.

Men mag de spanning in de doorlaatrichting slechts met een zeer beperkte snelheid laten toenemen, omdat de door een te snelle aangroeiing veroorzaakte capacitieve laadstroom in de P-N-overgangen voldoende groot kan zijn om de thyristor te ontsteken. Een doorslag in de sperrichting van het gelijkrichtelement heeft onherstelbare beschadiging tengevolge.

De grenswaarden van de verschillende karakteristieke grootheden zijn afhankelijk van de temperatuur in het inwendige van de thyristor en van de schakeling waarin hij wordt gebruikt.

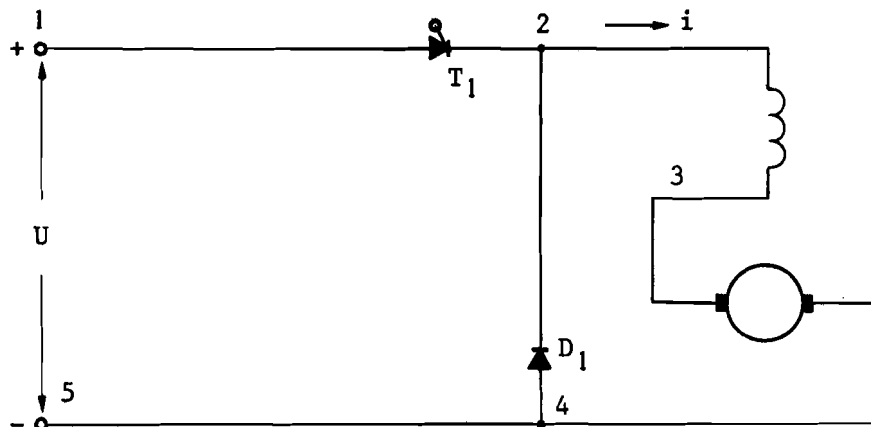
In figuur 2 is een schaar karakteristieken van een willekeurige thyristor weergegeven. Men ziet dat de doorslag in de doorlaatrichting bij lagere waarden van de spanning optreedt naarmate de stuurstroom I_c toeneemt.

Mechanisch is de thyristor zeer robuust.

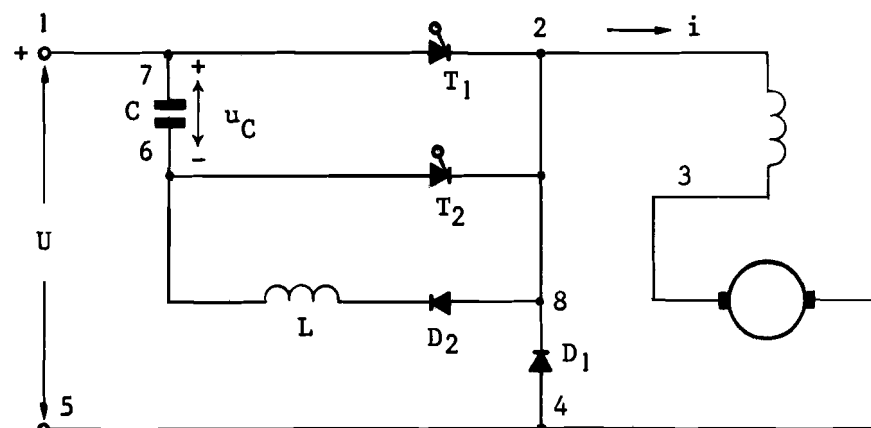
Als nadeel kan de geringe elektrische overbelastbaarheid worden genoemd, welke evenwel bij voorzichtige dimensionering en een geschikte beveiliging nauwelijks als hinderlijk behoeft te worden ondervonden.

De thyristor als elektronische schakelaar.

Indien als schakelaar in het principeschema overeenkomstig figuur 3 een thyristor wordt gebruikt, dient men terdege te beseffen dat deze weliswaar op eenvoudige wijze kan worden ingeschakeld door een stroompuls in de sturelektrode, doch dat men om de thyristor vervolgens weer uit te schakelen moet zorgen dat de hoofdstroom gedurende voldoende lange tijd praktisch nul is. De bekendste voor dat doel gebruikte schakeling is in figuur 4 geschetst.



figuur 3



figuur 4

Om de werking ervan te verklaren gaan we uit van een toestand waarin alle spanningen en stromen in het systeem nul zijn.

Na het aanleggen van de voedingsspanning U wordt de doofthyristor T_2 ontstoken, condensator C wordt nu zodanig opgeladen dat klem 7 positief is ten opzichte van klem 6. Thyristor T_2 zal doven nadat de laadstroom kleiner is geworden dan de houdstroom.

Nadat vervolgens thyristor T_1 is ontstoken, zal daardoor behalve de stroom i ook nog een condensator-ontlaadstroom vloeien. Deze stroom vloeit in de LC-keten 6-7-2-8-6 en bewerkstelligt dat de spanning over C van richting verandert; het laatste is noodzakelijk om straks het doven van T_1 mogelijk te maken. De diode D_2 voorkomt

dat C voortijdig wordt ontladen.

Nu de condensator C zodanig opgeladen is dat klem 6 een hogere potentiaal heeft als klem 7, zorgt thyristor T_2 na het ontvangen van een stuurimpuls (doofpuls) voor het niet-geleidend worden van thyristor T_1 . De ontlaadstroom van de condensator C kan nu immers gedurende enige tijd de hoofdstroom i overnemen van T_1 ; omdat tegelijkertijd een sperspanning over T_1 is aangelegd neemt het aantal vrije ladingsdragers in de hoofdthyristor zodanig af, dat T_1 ook na het afbreken van de stroom door T_2 gedoofd blijft.

Een volledige ontsteek- en doofcyclus is nu beschreven.

Voor het in de juiste volgorde en met het juiste tijdsinterval ontsteken van de thyristoren T_1 en T_2 , wordt een elektronisch stuurapparaat gebruikt.

Het schakelritme.

Indien met de thyristorschakelaar een bron van variabele gelijkspanning wordt gecreëerd, zoals in de toepassing die in figuur 3 is aangegeven, moet de schakelaar in een betrekkelijk snel ritme afwisselend worden in- en uitgeschakeld.

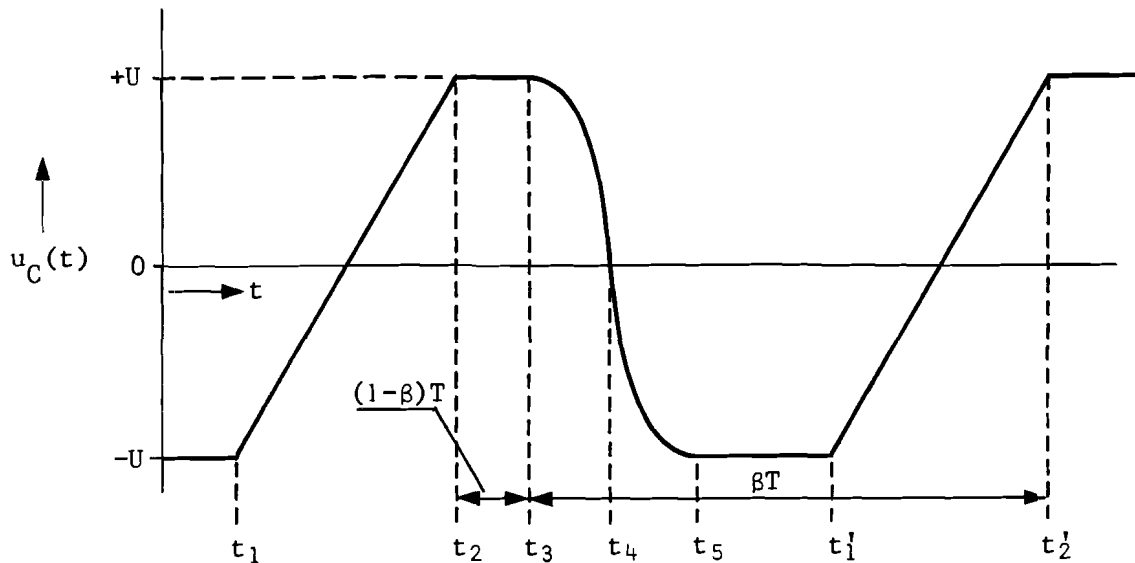
Gedurende elke periode met lengte T sec van het schakelritme is de schakelaar ingeschakeld gedurende βT sec en uitgeschakeld gedurende $(1-\beta)T$ sec.

De grootte β is de relatieve inschakelduur van de schakelaar; uiteraard geldt $0 \leq \beta \leq 1$.

In de keuze van het schakelritme is men niet geheel vrij omdat, als een gevolg van de eigenschappen van de thyristoren en die van het hierboven beschreven doofcircuit, niet alle combinaties van β en T geoorloofd zijn. Zoals we nog zullen zien betekent dit in de praktijk dat aan de periodeduur van het schakelritme een minimum is gesteld, in afhankelijkheid van de grenzen waartussen men β wenst te variëren. Een en ander zal worden toegelicht aan de hand van het gedrag van de spanning $u_C(t)$ over de kommutatie-condensator C (figuur 5).

Uitgangspunt is de toestand waarin C is opgeladen tot een spanning met waarde U en met klem 6 positief ten opzichte van klem 7 : $u_C(t) = -U$.

Nadat T_2 op het tijdstip $t = t_1$ een stuurimpuls (doofimpuls)



figuur 5.

heeft ontvangen, wordt ook klem 2 positief ten opzichte van klem 7; diengevolge dooft T_1 en zal de - konstant veronderstelde - hoofdstroom I zijn weg tijdelijk vervolgen via C en T_2 .

De spanning over de condensator verloopt dan lineair als functie

van de tijd: $u_C(t) = \frac{1}{C} \int I \cdot dt = \frac{I}{C}(t-t_1) - U$, totdat u_C

op het tijdstip $t = t_2 = t_1 + \frac{2UC}{I}$ de waarde $+U$ bereikt; op dat moment keert n.l. de spanning over de diode D_1 van teken om (u_{42} wordt > 0) en gaat deze diode geleiden.

Aangezien het gelijkspanningsnet in dat geval geen stroom aan de serie-machine levert, heeft de diode D_1 in de praktijk de naam *vrijloopdiode* gekregen.

Nota Bene: voor het betrouwbaar functioneren van de thyristorschakelaar T_1 is het noodzakelijk dat de tijd $\frac{1}{2}(t_2-t_1) = \frac{UC}{I}$ gedurende welke $u_C(t)$ - c.q. de spanning over T_1 - negatief is, tenminste gelijk is aan de *hersteltijd* τ_{hl} van de betreffende thyristor. In afhankelijkheid van type en fabrikaat varieert τ_{hl} tussen 10 en 50 μsec . De capaciteit van de kommutatie-condensator moet daarom voldoen aan de navolgende eis:

$$C \geq \frac{(I)_{\max} \cdot \tau_{hl}}{(U)_{\min}} \quad (1),$$

waarin $(I)_{\max}$ de grootste waarde van de hoofdstroom $i = I$ die redelijkerwijs kan optreden voorstelt, en $(U)_{\min}$ de laagste waarde van de voedingsspanning representeert.



Aan het vrijloopbedrijf waarin de chopper niet geleidt komt een einde door ontsteking van de thyristor T_1 op het tijdstip $t=t_3$; de thyristor T_2 zal doven onder invloed van de spanning $-U$ tussen de klemmen 2 (=7) en 6, en de kommutatie-kondensator zal zich gaan ontladen over de inductiviteit L welke tezamen met de capaciteit C een slingerkring vormt.

Door de aanwezigheid van de diode D_2 wordt de slingering onderbroken op het tijdstip $t = t_5$ waarop de stroom in de LC-keten van richting wil veranderen, d.w.z. op het ogenblik dat de condensatorspanning maximaal is ($-U$). De condensatorspanning heeft dan een halve vrije trilling volvoerd zodat het eerder genoemde tijdstip t_5 kan worden bepaald met behulp van de uitdrukking $t_5 - t_3 = \frac{\pi}{\omega}$, waarin ω de cirkelfrekwentie is van de vrije trilling.

Ook al zou men de tijdsduur van het "omslingeren" tot een minimum willen beperken, dan wordt toch door de verliesweerstand R van de kring een beperking gesteld aan de grootte van ω ; R is samengesteld uit de parasitaire weerstanden van L en C , de differentiaalweerstand van T_1 en D_2 en de overgangsweerstanden van klem- en soldeerverbindingen.

Tijdens het transport gedurende de tijd (t_5-t_3) van de in de condensator opgeslagen lading CU via de weerstand R wordt een gedeelte van de aanvankelijk aanwezige energie $\frac{1}{2}CU^2$ in R gedissipeerd. Deze energieverspilling is groter naarmate het ladings-transport door een grotere stroom wordt verzorgt, c.q. naarmate de tijd (t_5-t_3) korter is.

Een kompromis tussen de gewenste kleine tijdsduur (t_5-t_3) en een gering energieverlies wordt gevonden in de voorwaarde dat bij één maal omslingeren niet méér dan b.v. 20 % van $\frac{1}{2}CU^2$ verloren gaat.

Omdat $u_C(t) = A \cdot \exp(-\frac{R}{L}t) \cdot \cos(\omega t + \phi)$, zodat $u_C(0) = A \cdot \cos \phi$

en $u_C(\frac{\pi}{\omega}) = -A \cdot \exp(-\frac{\pi R}{\omega L})$, wordt de grootte van het verlies gegeven door de betrekking:

$$\frac{1}{2}C\{u_C^2(0) - u_C^2(\frac{\pi}{\omega})\} = \frac{1}{2}C\{1 - \exp(-\frac{\pi R}{\omega L})\} = \frac{1}{2}C\{1 - \exp(-\frac{2\pi}{\sqrt{4Q_s^2-1}})\},$$

waarin de kringkwaliteit $Q_s = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$.

Het eerder genoemde kompromis leidt tot: $\{1 - \exp(-\frac{2\pi}{\sqrt{4Q_s^2-1}})\} < 0,2$,
zodat $Q_s > 14$. (2)



Voor het verband tussen de omslingertijd (t_5-t_3) en de cirkelfrequentie ω berekenen we de relatie:

$$t_5-t_3 = \frac{\pi}{\omega} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L}}} = \pi\sqrt{LC} \cdot \sqrt{1 - \frac{4}{Q_s^2}} \approx \pi\sqrt{LC} \quad (3).$$

Kombinatie van de relaties (1), (2), en (3) leert ons dat

$$t_5-t_3 \approx \pi\sqrt{LC} \geq \frac{14 \cdot \pi \cdot (I)_{\max} \cdot R \cdot \tau_{h1}}{(U)_{\min}} \quad (4).$$

Tenslotte moet de tijd (t_4-t_2) gedurende welke de spanning over T_2 negatief is, tenminste gelijk zijn aan de hersteltijd τ_{h2} , aangezien de spanning over T_2 voor $t > t_4$ weer positief wordt en de thyristor in het interval $t_4 < t < t_5$ desondanks nog geen stroom mag voeren

We zijn thans in staat om de minimale waarde van de "aan-tijd" βT van de schakelaar te berekenen.

Ofschoon op tijdstip $t=t_1$ een doofpuls gegeven wordt, loopt er nog stroom van het net naar de machine totdat de doof-kondensator C zijn werk heeft volbracht. De tijdsduur (t_2-t_1) moet daarom worden aangemerkt als behorend tot de "aan-tijd".

We stellen derhalve:

$$\beta T = t_2'-t_3' = (t_2'-t_1') + (t_1'-t_5') + (t_5-t_3), \text{ zodat}$$

$$(\beta T)_{\min} = (t_2'-t_1')_{\min} + (t_5-t_3)_{\min}.$$

Met relatie (4) kan $(t_5-t_3)_{\min}$ worden berekend. Waarden van $\tau_{h1,2}$, U , R , en I welke enigermate representatief zijn voor de installatie waarvan in dit rapport sprake is, zijn:

$$\tau_{h1} = \tau_{h2} \approx 40 \text{ } \mu\text{sec}$$

$$R \approx 40 \text{ m}\Omega$$

$$(U)_{\text{nom}} = 1500 \text{ V}, (U)_{\text{min}} = 1200 \text{ V}, (U)_{\text{max}} = 1800 \text{ V}$$

$$(I)_{\text{nom}} = 240 \text{ A}, (I)_{\text{min}} = 200 \text{ A}, (I)_{\text{max}} = 300 \text{ A}$$

(bij grotere waarden van I reageert de beveiliging).



Na invullen van deze waarden in (4) resulteert:

$$(t_5 - t_3)_{\min} = \frac{14 \cdot \pi \cdot 300 \cdot 40 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^{-6}}{1200} \approx 20 \text{ } \mu\text{sec}$$

De tijdsduur $(t_2 - t_1)$ moet een zodanige lengte hebben dat het "omladen" van C ook onder de meest ongunstige omstandigheden kan worden voltooid.

Reeds eerder werd afgeleid, dat $t_2 - t_1 = \frac{2UC}{I}$, zodat thans kan worden gesteld dat $t_2 - t_1 \leq \frac{2(U)_{\max} \cdot C}{(I)_{\min}}$, hetgeen met $C = \frac{(I)_{\max}}{(U)_{\min}} \cdot \tau_{h1}$ (1)

kan worden getransformeerd tot:

$$t_2 - t_1 \leq \frac{2(U)_{\max} \cdot (I)_{\max}}{(U)_{\min} \cdot (I)_{\min}} \cdot \tau_{h1} = 4,5 \tau_{h1} \approx 180 \text{ } \mu\text{sec}.$$

Derhalve is $(\beta T)_{\min} = (t_5 - t_3)_{\min} + (t_2 - t_1)_{\min} = (180 + 20) \mu\text{sec} = 200 \text{ } \mu\text{sec}.$

Indien men bij gegeven grootte van de periodeduur T een minimale β van 0,05 wenst te realiseren, geldt: $(T)_{\min} = \frac{(\beta T)_{\min}}{0,05} = 4 \text{ msec}.$

De minimale "uit-tijd" $\{(1-\beta)T\}_{\min}$ volgt uit de eerder genoemde eis dat de tijd $(t_4 - t_2)$ tenminste gelijk is aan de hersteltijd τ_{h2} van thyristor T_2 .

Op die manier berekenen we:

$$\{(1-\beta)T\}_{\min} = (t_3 - t_2)_{\min} = (t_4 - t_2)_{\min} - (t_4 - t_3)_{\min} =$$

$$\tau_{h2} - 10 \text{ } \mu\text{sec} = 30 \text{ } \mu\text{sec} \text{ (zie figuur 5).}$$

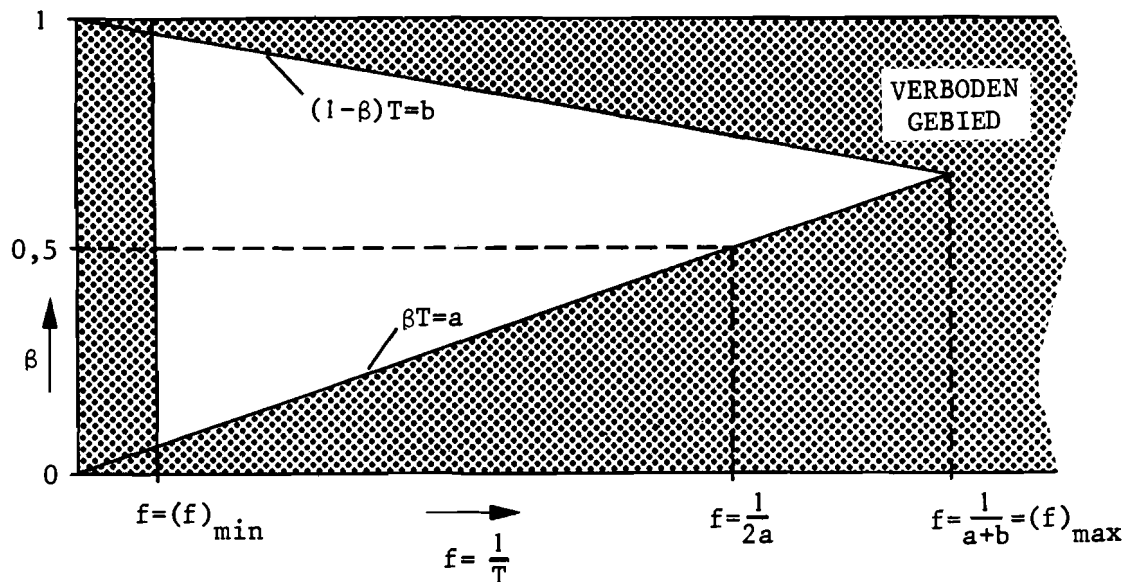
Indien men bij gegeven grootte van de periodeduur T een maximale β van 0,95 wenst te realiseren, geldt:

$$(T)_{\min} = \frac{\{(1-\beta)T\}_{\min}}{(1 - 0,95)} = 0,6 \text{ msec}.$$

Voor de besproken schakelaar is bij vaste waarde van T een variatie van β tussen de grenzen 0,05 en 0,95 uitsluitend mogelijk indien de frekwentie $f = \frac{1}{T}$ van het schakelritme wordt beperkt tot

$$\frac{1}{(T)_{\min}} = \frac{1}{4 \text{ msec}} = 250 \text{ Hz}.$$

Voor het algemene geval van een thyristorschakelaar met $(\beta T)_{\min} = a$ sec en $(1-\beta)T = b$ sec en $b < a$ kan in het $(\beta, \frac{1}{T})$ - vlak een "verboden gebied" worden aangegeven waarbinnen de schakelaar niet of niet betrouwbaar funktioneert (figuur 6).



figuur 6

We zien dat aan de frekwentie van het schakelritme een absolute bovengrens $(f)_{\max} = \frac{1}{a+b}$ is gesteld. Voor de besproken schakelaar met $a = 200 \mu\text{sec}$. en $b = 30 \mu\text{sec}$. zou $(f)_{\max}$ ongeveer 4 kHz bedragen; variatie van β is bij die frekwentie niet mogelijk.

Bij de toepassing waarvan in dit rapport sprake is, is het frekwentiegebied van de schakelaar ook aan de onderzijde begrensd (paragraaf 4.6.). Ook deze grens is in figuur 6 aangegeven. Het is duidelijk dat een grotere variatie van β mogelijk is naarmate het frekwentiegebied van de schakelaar een groter aantal oktaven omvat.

Bij de samenstelling van deze appendix is gebruik gemaakt van:

- "Sturing van een gelijkstroom-seriemotor door middel van halfgeleiderschakelelementen" door ir. W.J. de Zeeuw, M.M. Polak en L.R.G. Versfeld, gepubliceerd in Elektrotechniek 42 (1964) (20) 467
- "Een gelijkstroom-pulssturingsinstallatie voor de P.C.C.-Car" door A.C. Monster.

Intern rapport van de Technische Hogeschool Eindhoven.



Bijlage 4.0.

De konstruktie van het spoorwegmodel.

Twee belangrijke uitgangspunten bij de konstruktie van het spoorwegmodel zijn:

1. Het geheel moet eenvoudig kunnen worden verplaatst.
2. De diverse "onderdelen" van het model moeten snel kunnen worden uitgewisseld.

Met "onderdelen" worden hier elektrische of mechanische eenheden bedoeld, die elk voor zich een bepaalde funktie vertegenwoordigen.

De voorgaande overwegingen hebben er toe geleid, dat het model is opgebouwd in een "cubical rack"; fabrikaat IMHOFF.

Een foto (figuur B.4.0.1.) geeft een indruk van het model.

Op deze foto zijn gemakkelijk de diverse funktionele eenheden te herkennen in de vorm van 19" rekken.

Deze rekken herbergen, van boven naar beneden gerekend, de volgende delen van het model:

1. De transformator tussen het koppelnet en het 10 kV-systeem en de 10 kV-kabels naar de onderstations te Groningen en te Vries-Zuidlaren.
2. Het bovenleiding-railcircuit tussen de twee voornoemde onderstations.
3. Een oscilloscoop ter bestudering van de optredende (elektrische) verschijnselen.
4. De chopperinstallatie en de traktiemotor(en).
5. Een aantal gestabiliseerde gelijkspanningsvoedingen voor de diverse elektrische schakelingen.
- 6 en 7. Gereserveerd voor verdere uitbreiding.
8. Een gelijkrichtereenheid van het driefasen-Graetz type.
9. Twee gelijkrichtereenheden van het type: dubbel-driefasen gelijkrichter met koppeltransformator.

Alle meetpunten en bedieningsorganen zijn op de voorzijde van de rekken aangebracht. De min of meer permanente verbindingen kunnen aan de achterzijden worden gemaakt.



De gelijkspanningsvoedingen.

In één van de 19"-laden is een aantal, voor de energievoorziening van de diverse elektronika-schakelingen noodzakelijke, gestabiliseerde gelijkspanningsvoedingen ondergebracht. Als basis hiervoor werd een in de handel verkrijgbare voedingseenheid (type VE 11 van N.V. Delta Elektronika) gekozen.

De noodzakelijke wisselspanningsvoedingen van de eenheden werden verkregen met behulp van een aantal transformatoren, fabriekaat Wijdeven. Een en ander is weergegeven in figuur B. 4.0.3.

Figuur B.4.0.4. laat het vooraanzicht van betreffende lade zien. De benamingen van de diverse bedieningsorganen komen overeen met de in figuur B.4.0.3. gebezigde.



Bijlage 4.2.

De 10 kV-transformator en de 10 kV-kabels.

In de eerste lade zijn de gesimuleerde transformator tussen koppelnet en kabels en de toevoerkabels van deze transformator naar de onderstations ondergebracht.

De werkelijke transformator heeft volgens opgave van N.S. een kortsluitvermogen van 250 MVA; omgerekend op modelschaal komt dit overeen met $\frac{250 \cdot 10^6}{204 \cdot 10^3} = 1,225 \cdot 10^3$ VA ofwel 408 VA per fase. Bij een fasespanning in het model van 96 V_{eff} is dan een waarde van de stationaire kortsluitstroom van 4,25 A_{eff} vereist. De zelf-indukties L₁ ÷ L₃ (zie figuur B.4.2.1.) worden zodanig afgeregeld dat voornoemde kortsluitstroom wordt verkregen.

In figuur B.4.2.1. is het elektrische schema van de in de voornoemde lade aanwezige onderdelen gegeven. Omwille van de overzichtelijkheid zijn de laddernetwerken die de 10 kV-kabels representeren in deze tekening als functieblokken aangegeven. Een sectie van een dergelijk laddernetwerk is weergegeven in figuur B.4.2.2.

Op de frontplaat van het hier beschreven rek zijn de volgende elementen uitgevoerd: (Zie ook figuur B.4.2.3.)

1. De hoofdschakelaar S₁.
2. De drie kotrôlelampjes V₁, V₂ en V₃.
3. De mechanische as van de drie gekoppelde variac's
Tr₁, Tr₂ en Tr₃.
4. De meetpunten M₁ ÷ M₂₄.
5. De aardpunten a₁ ÷ a₈.

Aan de achterzijde van de lade zijn de zekeringhouders Z₁, Z₂ en Z₃, de schakelaars S₂ en S₃ en de aansluitpunten A₁ ÷ A₆ aangebracht.

Elke kabelsectie (figuur B.4.2.2.) is aangebracht op een afzonderlijk Electrokit montageplaatje. Elke gewenste lengte van een 10 kV-kabel kan worden nagebootst door het juiste aantal sekties



in serie te schakelen.

Aan het begin en einde van een kabel is in elk der drie fasen een meetshunt van $1,0 \Omega$ opgenomen. Parallel aan elke shunt zijn scheidingstransformatoren aangebracht, zodat het verloop van de stromen in de kabels op het scherm van een oscilloscoop zichtbaar kan worden gemaakt, zonder dat men rekening behoeft te houden met het veelal grote potentiaalverschil tussen kabelgeleider en oscilloscoop.



Bijlage 4.3.

De gelijkrichtereenheden.

De gelijkrichtereenheden van de onderstations "Groningen" en "Vries-Zuidlaren" zijn in het model evenals in werkelijkheid uitgevoerd als dubbel-driefasengelijkrichter met koppeltransformator (zie figuur B.4.3.1.).

De ijzeren jukken van de driefasentransformatoren zijn samengesteld uit standaard EI-170 blikken. Evenwel werd van elk blik de middenpoot even breed gemaakt als de zijpoten.

Ten aanzien van de werkelijke gelijkrichtereenheid is in eerste instantie aan KEMA-rapport nr. 3071-50 ontleend dat hij zich naar de belastingszijde zou gedragen als een serieschakeling van een weerstand van $60 \text{ m}\Omega$ en een zelfinductie van $0,5 \text{ mH}$.

Wanneer twee gelijkrichtereenheden parallel worden geschakeld (Groningen) worden deze waarden gehalveerd.

In grafiek B.4.3.2. is de uitgangsspanning van een gelijkrichtereenheid als functie van de afgenomen gelijkstroom (de z.g. belastingskarakteristiek) weergegeven. Ter vergelijking is in deze grafiek ook de in het bestek geëiste belastingskarakteristiek van de werkelijke gelijkrichtereenheid opgenomen.

Om de vereiste (betrekkelijk hoge) spreidingszelfinductie van de model-mutatortransformatoren te realiseren zijn in de primaire faseleidingen van deze transformatoren extra zelfinducties aangebracht. (Zie figuur B.4.3.1.)

Uiteindelijk zijn de model-mutatortransformatoren in een gewijzigde uitvoeringsvorm gerealiseerd. Hierbij is gebruik gemaakt van drie éénfase-manteltransformatoren

Zoals in paragraaf 4.3. is aangetoond, verdient de driefasenbruggelijkrichter voor het model (figuur B.4.3.3.) de voorkeur boven de dubbel-driefasengelijkrichter met koppeltransformator. Teneinde de vereiste spreidingszelfinductie te verkrijgen is een instelbare magnetische shunt aangebracht tussen de primaire en sekundaire stellingwikkelingen van deze mutatortransformatoren.



In figuur B.4.3.4. is opnieuw de belastingskarakteristiek van de gewijzigde model-gelijkrichtereenheid uitgezet; ter vergelijking is de volgens het bestek geëiste belastingskarakteristiek van de werkelijke gelijkrichtereenheid eveneens in de grafiek opgenomen.



Bijlage 4.4.

Het bovenleiding-railcircuit tussen de onderstations te Groningen en te Vries-Zuidlaren.

Dit circuit wordt gekenmerkt door een verdeelde weerstand, capaciteit en zelfinductie.

Uit metingen blijkt (KEMA rapport nr. 3071-50) dat in werkelijkheid:

$$R' = 0,029 \quad \Omega/\text{km}$$

$$C' = 0,020 \quad \mu\text{F}/\text{km}$$

$$L' = 0,63 \quad \text{mH}/\text{km}$$

De lengte van het bovenleiding-railcircuit tussen de twee voornoemde onderstations bedraagt 13,8 km.

In het model is dit circuit gesimuleerd met behulp van tien laagdoorlaat-filters (zie figuur B.4.4.1.). De grootheden per filter-sectie zijn, overeenkomstig de schaalfactoren voor het model:

$$R = 2,27 \quad \Omega$$

$$C = 487 \quad \text{pF}$$

$$L = 49,3 \quad \text{mH}$$

Bij elk onderstation (in het model) is een stroom- en een spanningsmeter aangebracht. De spanningsmeter heeft een onderdrukt nulpunt; omgerekend op de werkelijke spanning heeft deze meter een bereik van 1000 - 2000 volt.

Elk onderstation heeft een aan/uit schakelaar, die opgenomen is in het gelijkspanningscircuit.

Met behulp van de schakelaars S_1 en S_2 kan worden gekozen uit de volgende voedingsmogelijkheden:

1. gelijkgerichte wisselspanning op de bovenleiding;
2. een 25 V_~ voedingsbron met zeer kleine inwendige weerstand op de bovenleiding;
3. een 25 V_~ voedingsbron met zeer kleine inwendige weerstand direct op de trein(en).



Met behulp van twee 11-standenschakelaars is het mogelijk snel een der "aftakpunten" op de gesimuleerde bovenleiding te kiezen.

Op de foto in figuur B.4.4.2. is het vooraanzicht van de betreffende lade te zien. De meetpunten en de bedieningsorganen zijn hierop aangegeven overeenkomstig de aanduidingen in figuur B.4.4.1.

De 25 volts-voedingsbron in deze lade wordt gevormd door een gestabiliseerde gelijkspanningsvoeding type VE 11, fabrikaat Delta Elektronika, gevoed door een transformator 220 V / 30 V, $1,2 A_{eff}$.

De traktiemotoren en de choppers.

In de nu te beschrijven lade (figuur B.4.5.0.) zijn drie funktionele eenheden ondergebracht, te weten:

1. de gesimuleerde traktiemotor(en);
2. de chopper(s) met het afvlakfilter;
3. de regelaars die voor de sturing van de thyristor-schakelaar(s) zorg dragen.

De drie voornoemde onderdelen zullen in het volgende afzonderlijk worden behandeld.

Bijlage 4.5.

De traktiemotorsimulatie.

Het blokschema in figuur B.4.5.1. geeft duidelijk aan hoe de traktiemotoren in het model worden gesimuleerd. Een spoel L_m vormt de verzadigbare statorzelfinductie. Deze spoel is zo gedimensioneerd dat de eigen weerstand op modelschaal juist overeenkomt met de stator- plus rotorweerstand van de twee in serie geschakelde traktiemotoren. De bekrachtigingsspoel L_h voor de Hall-vermenigvuldiger heeft een impedantie die te verwaarlozen is ten opzichte van de impedantie van L_m . De verschilversterker die noodzakelijk is voor het versterken van de Hall-spanning is in de meeste gevallen samengebouwd met de regelaar. In figuur B.4.5.2. is het elektrische schema van de bij de tweepuntsregelaar behorende verschilversterker getekend. De verschilversterker, die behoort bij de regelaar volgens AEI is geschetst in figuur B.4.5.3.

Om een goede werking te verzekeren moeten beide verschilversterkers worden afgeregeld.

De procedure daarvoor is:

1. Sluit de ingang van de verschilversterker kort.
(punten 3-12 en 3-13)
Sluit een nulvoltmeter aan tussen de kollektor-



weerstand R_2 en R_3 .

Balanceer de verschilversterker met P_1 .

(Zie figuur B.4.5.2. resp. B.4.5.3.)

2. Zorg er voor dat $I_{L_h} = 0$ (figuur B.4.5.1.)

Neem de kortsluiting over de ingang weg en balanceer de verschilversterker met P_1 uit fig. B.4.5.1.

3. Stel P_2 (uit fig. B.4.5.2. resp. B.4.5.3.) zó in dat de spanning op punt 3-4 0 volt bedraagt als

$$I_{L_h} = 0$$

Het schema van de funktiegenerator die voor de juiste vorm van de motorkarakteristiek zorg draagt, is weergegeven in figuur B.4.5.4. Met de potentiometers $P_2 \div P_7$ kan de vorm van de overdrachtsfunctie ingesteld worden.

De potentiometers P_1 en P_8 dienen voor de instelling van het gewenste signaalniveau aan in- resp. uitgang.

Opm. De uitgang (4-3) is belast met potentiometer P_2 uit figuur B.4.5.1.

Ter vergelijking zijn in figuur B.4.5.5. enkele punten van de nullastkromme van een traktiemotor TM 8 en de overdrachtsfunctie van de funktiegenerator volgens het schema in figuur B.4.5.4. opgenomen.

De punten van de nullastkromme zijn ontleend aan metingen gedaan door AEI.

Voor de ohmse weerstand en de zelfinductie van de stator- en de rotorwikkeling van de TM 8 zijn in eerste instantie de waarden gebruikt die door Appelo zijn gemeten voor de TM 71, te weten $75 \text{ m}\Omega$, resp. 60 mH . (onverzadigd).

Het schema van de rotatiespanningsvormer is weergegeven in figuur B.4.5.6. De transistor T_1 is niet op de printkaart, maar in verband met de noodzakelijke koeling elders in de lade ondergebracht. De ingangsimpedantie tussen punt 8-10 en aarde is enigszins afhankelijk van de hoofdstroom, doch bedraagt voor stromen groter dan 1 mA en frequenties kleiner dan 10.000 Hz niet meer dan $0,5 \Omega$.



Bijlage 4.6.

De chopper(s) en het afvlakfilter.

Voor het nabootsen van de werkelijke thyristorschakelaar in het model zijn twee typen "elektronische schakelaars" gebouwd. Een "transistorschakelaar" (zie figuur B.4.6.1.) gedraagt zich als een nagenoeg ideale schakelaar.

Een halfgeleiderschakelaar waarbij gebruik gemaakt is van kleine thyristoren geeft een beter beeld van de werkelijkheid waarin de typische eigenschappen van de - lang niet ideale - thyristorschakelaar een belangrijke rol spelen.

Het schema van de bij het model behorende thyristorschakelaar is weergegeven in figuur B.4.6.2.

Het LC-afvlakfilter bestaat in werkelijkheid uit twee zelfinducties van elk ongeveer 4 mH en een condensatorbatterij van 800 μF .

Voor het model is de benodigde zelfinductie gerealiseerd met behulp van een smoorspoel met ijzerkern. Daar in werkelijkheid de smoorspoelen geen ijzerkern bevatten kan verwacht worden dat in het model een relatief grotere demping tengevolge van wervelstroom- en hysteresisverliezen optreedt. Dit effect wordt enigermate gecompenseerd doordat de kwaliteitsfaktor van de smoorspoel in het model enigszins groter is dan in de werkelijkheid.

De konstruktiegegevens van het afvlakfilter voor het model zijn:

L : 528 \times 1,5 mm \emptyset op een ijzerkern EI 130/35 ;
gelijkstandig gestapeld met een luchtspleet van 2 \times 0,4 mm.

C : een aantal parallel geschakelde MP-kondensatoren met
een totale capaciteit van 14 μF .



Bijlage 4.7.

De regel- en stuurcircuits voor de schakelaars.

Bij sommige metingen in het model is het vereist dat de herhalingsfrequentie en de relatieve inschakelduur van de schakelaar binnen nauwe grenzen konstant blijven.

Er is een stuurcircuit ontwikkeld waarmee aan genoemde eis kan worden voldaan; de herhalingsfrequentie en de relatieve inschakelduur kunnen daarbij binnen zeer ruime grenzen op elke gewenste waarde worden ingesteld.

Het frequentiegebied loopt van 50 Hz tot 5000 Hz; de minimale aan- resp. uit-tijd wordt door dit apparaat gesteld op 60 μ sec. onafhankelijk van de grootte van de herhalingsfrequentie.

Het betreffende stuurapparaat levert de stuurpulsen voor twee alternerend werkende choppers (d.w.z. twee schakelaars waarvan de schakelritmen over een halve periode ten opzichte van elkaar zijn verschoven).

Het blokschema van deze sturing is weergegeven in figuur B.4.7.1., de gedetailleerde uitwerking in figuur B.4.7.2.

Ook kan de chopper in het model worden gestuurd met behulp van een tweekuntsregelaar (zie figuur B.4.7.3.). Met de schakelaars $S_1 \div S_4$ kunnen de onder- en de bovengrens van de motorstroom nauwkeurig worden ingesteld.

Opm. Het uitgangssignaal van deze regeling (beschikbaar op punt 3-25) is slechts dan gedefinieerd wanneer de bovengrens hoger dan de ondergrens wordt gekozen.

In het model is tenslotte nog een regeling aanwezig die volgens een door AEI ontwikkeld principe werkt. Het essentiële gedeelte van deze regeling is gebouwd volgens een door AEI verstrekt schema No. A 2286176 , gedateerd april 1966.

7. Lijst van gebruikte symbolen.

paragraaf	symbool	omschrijving	dimensie
4.2.	R'	kabelweerstand per lengte-eenheid	$VA^{-1} m^{-1}$
	L'	kabelinduktiviteit per lengte-eenheid	$Vsec A^{-1} m^{-1}$
	C'	kabelcapaciteit per lengte-eenheid	$Asec V^{-1} m^{-1}$
	C	bedrijfskapaciteit van een drie-fasenkabel	$Asec V^{-1}$
	C'_a	capaciteit van één kabelgeleider naar aarde	$Asec V^{-1}$
	C'_i	capaciteit tussen twee kabelgeleiders onderling	$Asec V^{-1}$
4.3.	Z_k	kortsluitimpedantie van een transformator	VA^{-1}
	R_k	ohmse deel van de kortsluitimpedantie van een transformator	VA^{-1}
	L_k	inductieve deel van de kortsluitimpedantie van een transformator	$Vsec A^{-1}$
	ω	hoekfrequentie van de spanning en stroom waarbij de kortsluitimpedantie wordt bepaald	sec^{-1}
	U	klemspanning van een gelijkrichtereenheid	V
	U_o	ideële nullastspanning van een gelijkrichtereenheid	V
	U'_o	ideële nullastspanning van een gelijkrichtereenheid vermeerderd met het spanningsverlies over de gelijkrichters	
	U_R	ohms spanningsverlies van een gelijkrichtertransformator, gemeten aan de gelijkspanningsrails	V
	U_L	inductief spanningsverlies van een gelijkrichtertransformator, gemeten aan de gelijkspanningsrails	V



	I_g	belastingsstroom van een gelijkrichtereenheid	A
	R_1, R_2	weerstand van de primaire, resp. secundaire wikkeling van een transformator	VA^{-1}
	R_2'	weerstand van de halve wikkeling van een koppeltransformator	VA^{-1}
	L_1, L_2	primaire, resp. secundaire spreidingsinduktiviteit van een transformator	$Vsec A^{-1}$
	w_1, w_2	primaire, resp. secundaire aantal windingen van een transformator	
	U_1, U_2	primaire, resp. secundaire effectieve spanning van een transformator	V
	R_i	schijnbare inwendige weerstand van een gelijkrichtereenheid	VA^{-1}
	Z_b	belastingsimpedantie van een gelijkrichtereenheid	VA^{-1}
	τ	tijdkonstante van een gelijkrichtereenheid	sec
4.4.	L	induktiviteit van het bovenleiding-railcircuit	$Vsec A^{-1}$
	R	weerstand van het bovenleiding-railcircuit	VA^{-1}
	C	kapaciteit van het bovenleiding-railcircuit	$Asec V^{-1}$
4.5.		De volgende grootheden hebben alle betrekking op een gelijkstroom-seriemotor.	
	u	de klemspanning	V
	u_b	de bortselovergangsspanning	V
	i, I	de motorstroom	A
	R_s	de statorweerstand	VA^{-1}



	R_r	de rotorweerstand	VA^{-1}
	Φ_s	de met de statorwikkelingen gekoppelde flux	Vsec
	Φ_r	de met de rotorwikkelingen gekoppelde flux	Vsec
	G	de stroom-snelheids-coëfficiënt	Vsec A ⁻¹
	ω, Ω	de mechanische hoeksnelheid van de rotor	sec ⁻¹
	L_s	de stator-induktiviteit	Vsec A ⁻¹
	L_r	de rotor-induktiviteit	Vsec A ⁻¹
4.6.	L	induktiviteit van de verbindingslijn tussen spanningsbron en thyristorschakelaar	Vsec A ⁻¹
	i_L, I_L	stroom door de zelfinductie L	A
	\hat{i}_\sim	wisselstroom-amplitude in de voedingslijn bij belasting met een chopperinstallatie	A
	C	filtercapaciteit	Asec V ⁻¹
	u_C, U_C	spanning over de capaciteit C	V
	\hat{u}_\sim	wisselspannings-amplitude over de condensator C bij belasting met een chopperinstallatie	V
	U	voedingsspanning	V
	$f, \frac{1}{T}$	herhalingsfrequentie van de chopper	sec ⁻¹
	β	relatieve inschakelduur van de chopper	
	$f_o, \frac{\omega_o}{2\pi}$	eigen-frequentie van het LC-circuit	sec ⁻¹
	S	schakelaar	
	i_m, I_m	stroom door de traktiemotor	A
	\hat{f}	op f_o genormeerde herhalingsfrequentie van de chopperinstallatie	



4.7.	U	motorklemspanning	V
	i, I	motorstroom	A
	Ω	hoeksnelheid van de rotor	sec^{-1}
	R	weerstand in het motorcircuit	VA^{-1}
	G	stroom-snelheids-koëfficiënt	Vsec A^{-1}
	J	traagheidsmoment	kg m^2
	T_e	elektromagnetisch koppel	$\text{kg m}^2 \text{sec}^{-2}$
	T_{wr}	wrijvingskoppel	$\text{kg m}^2 \text{sec}^{-2}$
	β	relatieve inschakelduur van een chopper	
	L_m	stator- plus rotorzelfinductie	Vsec A^{-1}
	$\frac{1}{T}$	herhalingsfrequentie van de chopper	sec^{-1}
	α	tijdconstante van de motor	sec^{-1}
	A	funktie die door β^2 benaderd wordt	
	F	relatieve fout in A ten opzichte van β^2	
	κ	$U.T.L_m^{-1} I_m^{-1}$	
	L	filterinduktiviteit	Vsec A^{-1}
	C	filterkapaciteit	Asec V^{-1}
	i_L	stroom door de filterzelfinductie	A
	i_C	stroom door de filterkapaciteit	A
	i_s	stroom door de schakelaar	A
	u_C	spanning over de filterkondensator	V
	f	herhalingsfrequentie van de chopper	sec^{-1}
	f_o	resonantiefrequentie van het afvlakfilter	sec^{-1}
	P	vermogen	VA
	$\hat{\beta}_k$	maximaal geoorloofde waarde van $\hat{\beta}$ voor een stabiele regeling	sec^{-1}
	τ	tijdconstante van het regelcircuit	sec



5.	i_L	bovenleidingstroom	A
	I_m	motorstroom	A
	$f_o, \frac{\omega_o}{2\pi}$	resonantiefrequentie van het afvlakfilter	sec ⁻¹
	$f, \frac{1}{T}$	herhalingsfrequentie van de chopper	sec ⁻¹
	β	relatieve inschakelduur van de chopper	
	U_o	ideële nullastspanning van een zesfasen-gelijkrichter	V
	ω_n	hoekfrequentie van het voedende net	sec ⁻¹
	i_p	primaire fasestroom van een gelijkrichtertransformator	A
	γ	transformatieverhouding van een gelijkrichtertransformator	
	f_s	schakelfunctie	
	i_p^*	genormeerde primaire fasestroom van een gelijkrichtertransformator	
	f_c	signaleringsfrequentie in het voedende net	sec ⁻¹



Blokschema van de elektrische energie voorziening

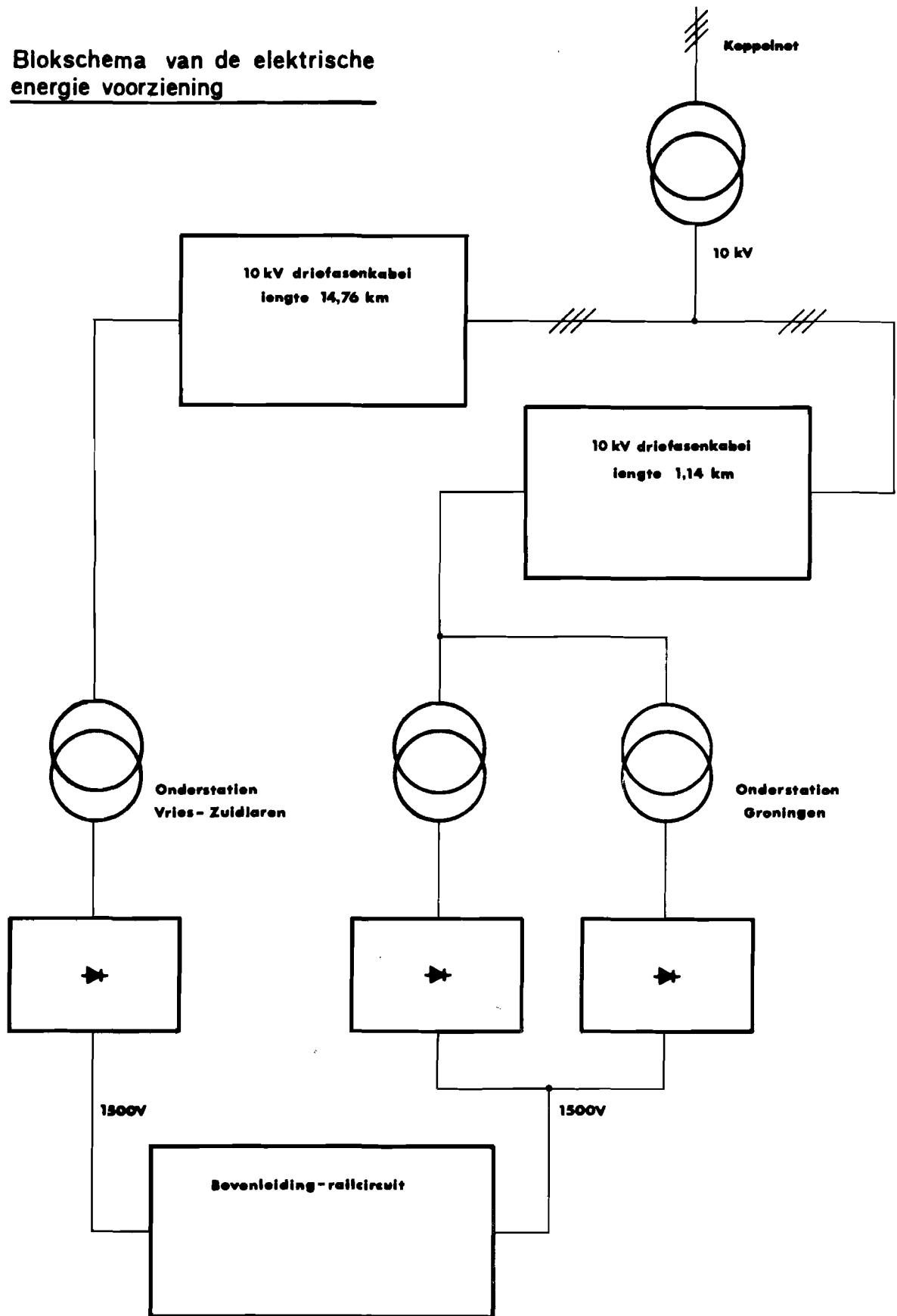


Fig. 4.0.1



Schema van het voedings-circuit

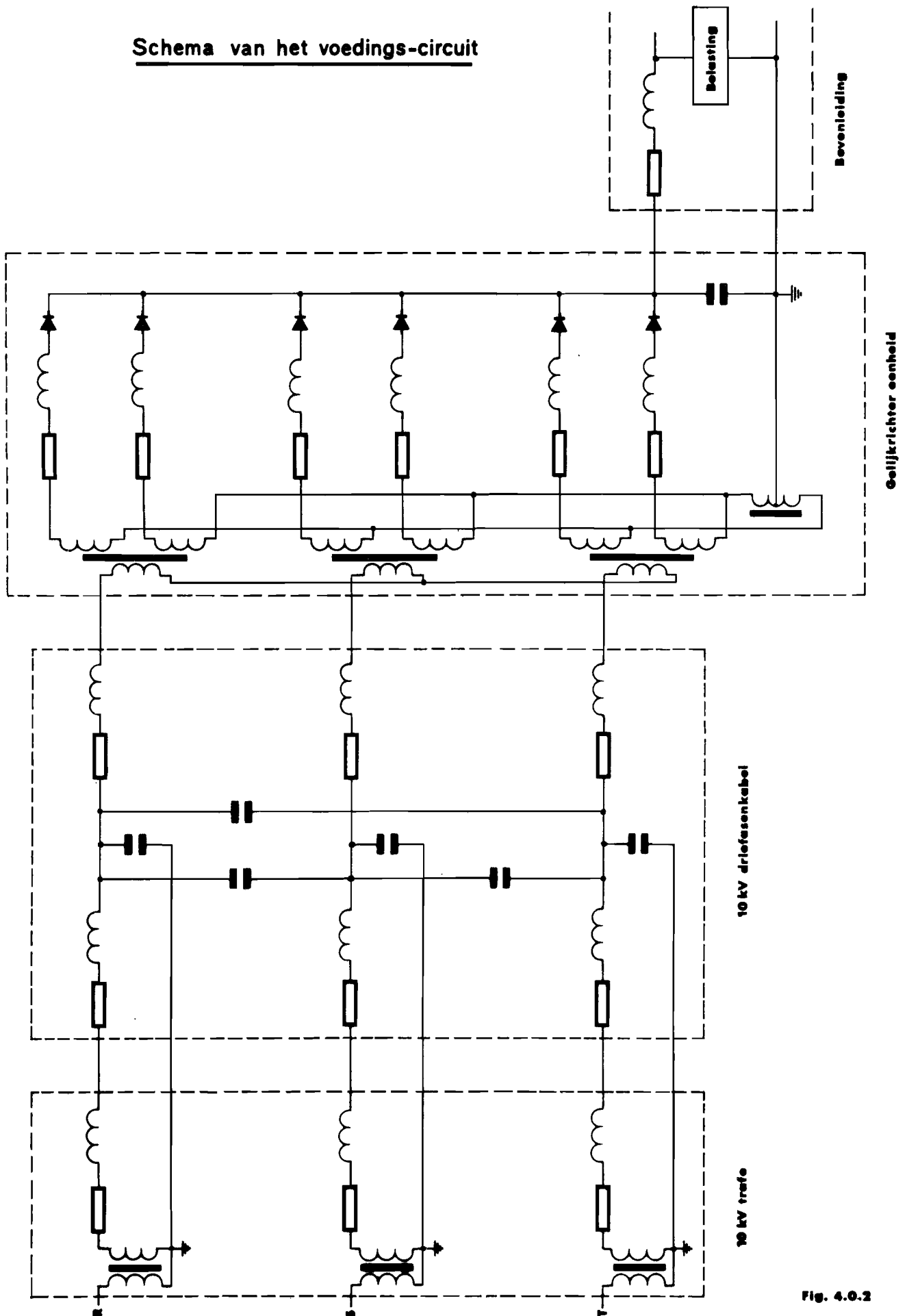


Fig. 4.0.2

Graaph en boom

(behoorend bij fig. 4.0.2)

- — ● Element van de boom
- - - - ● Link
- Knooppunt

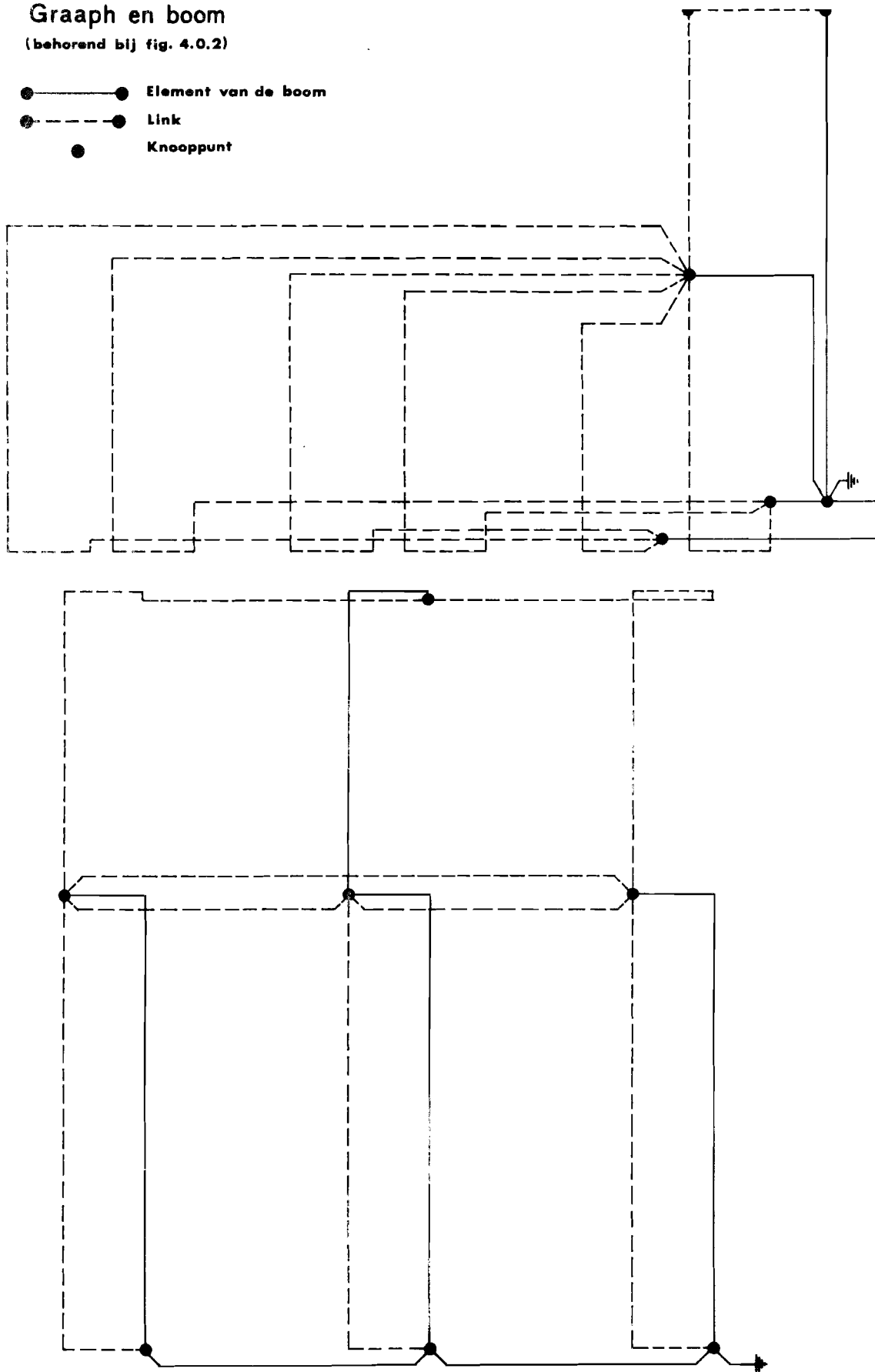


Fig. 4.0.3

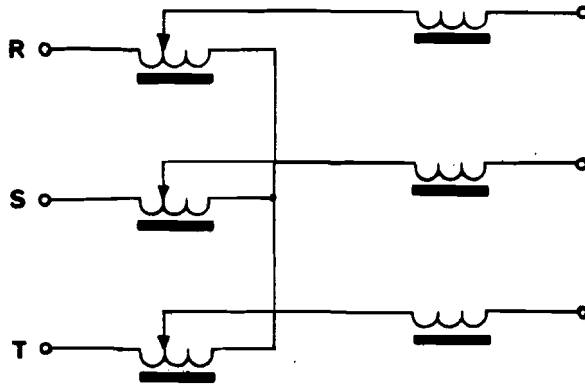
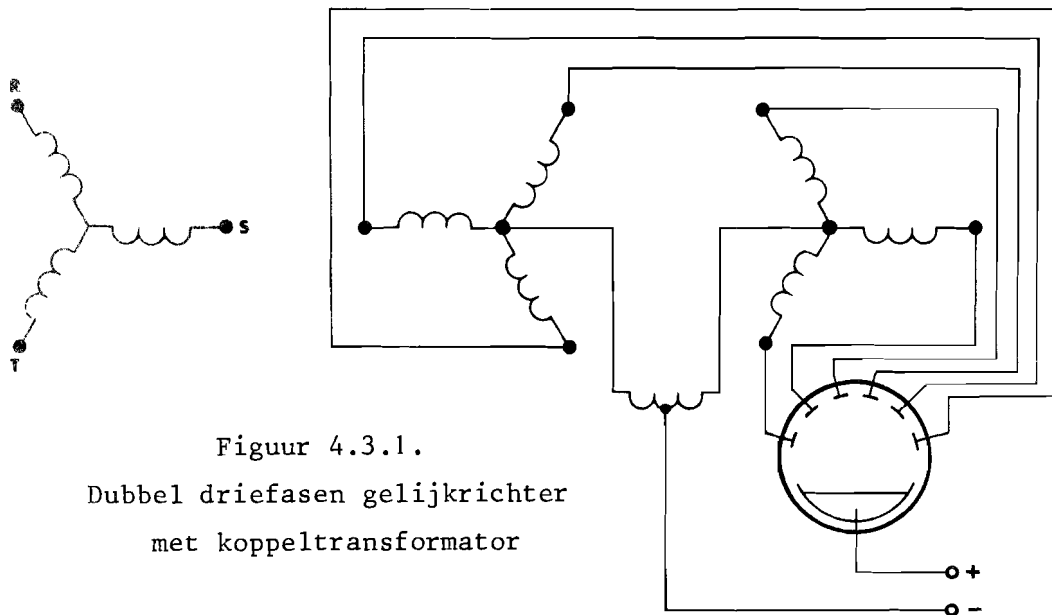
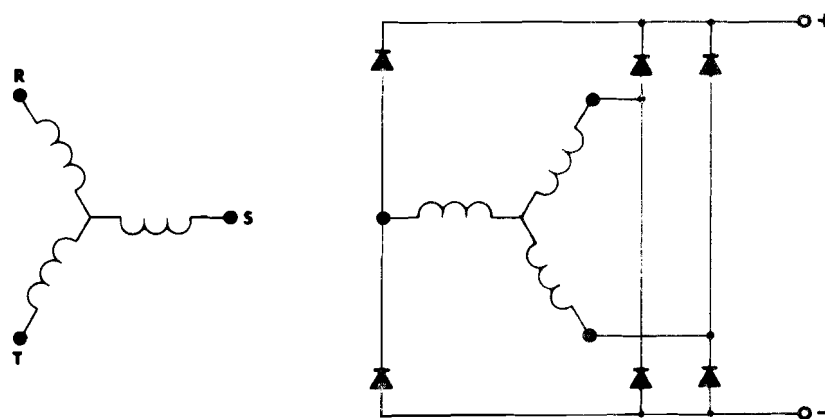


Fig.4.1.1.

Simulatie van de transformator tussen koppelnet en kabels.



Figuur 4.3.1.
Dubbel driefasen gelijkrichter
met koppeltransformator



Figuur 4.3.2.
Driefasen brugschakeling

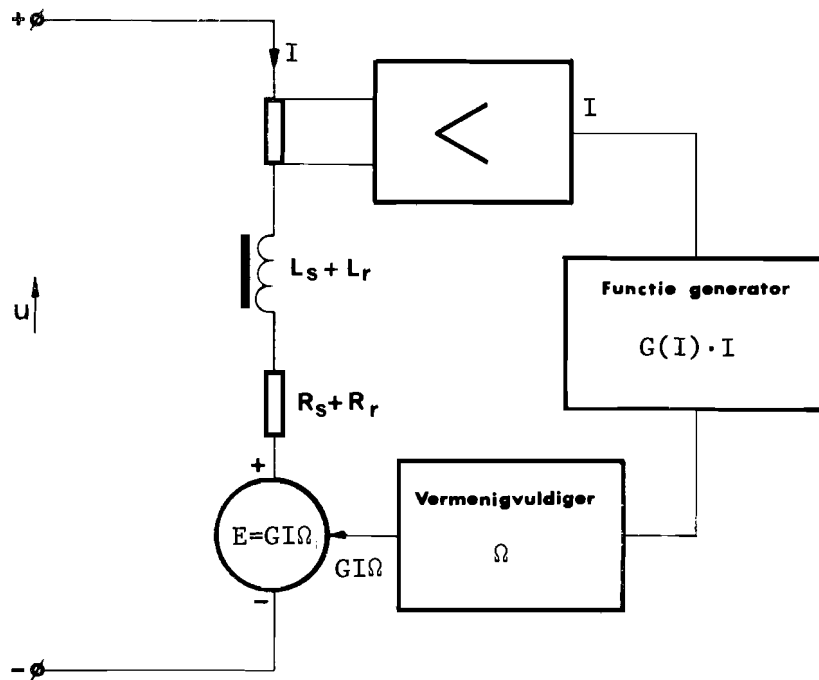
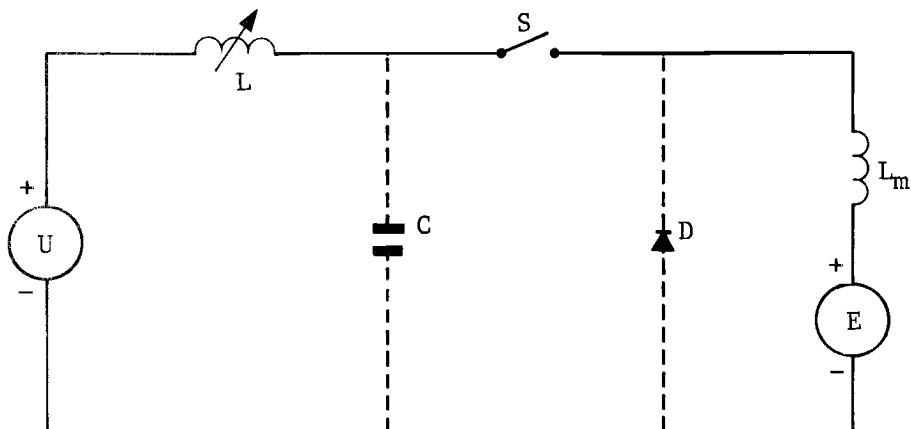
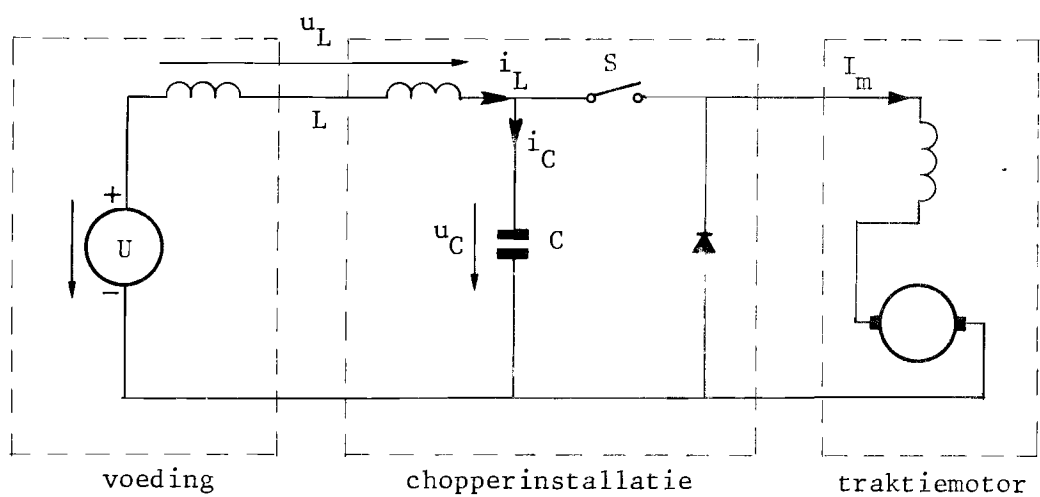


Fig. 4.5.1.

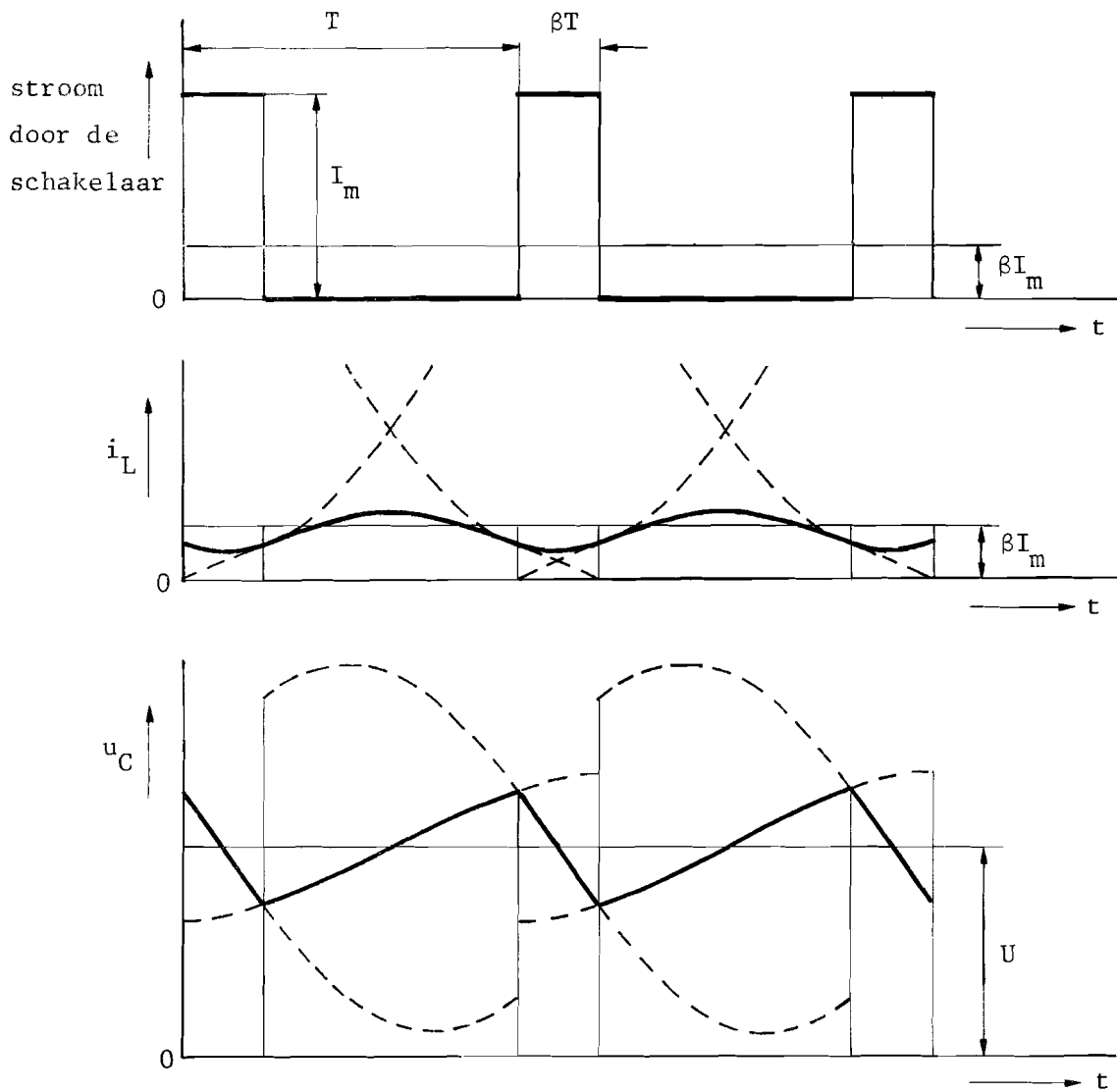
Blokschema motorsimulatie



Figuur 4.6.1.



Figuur 4.6.2. Chopperinstallatie.

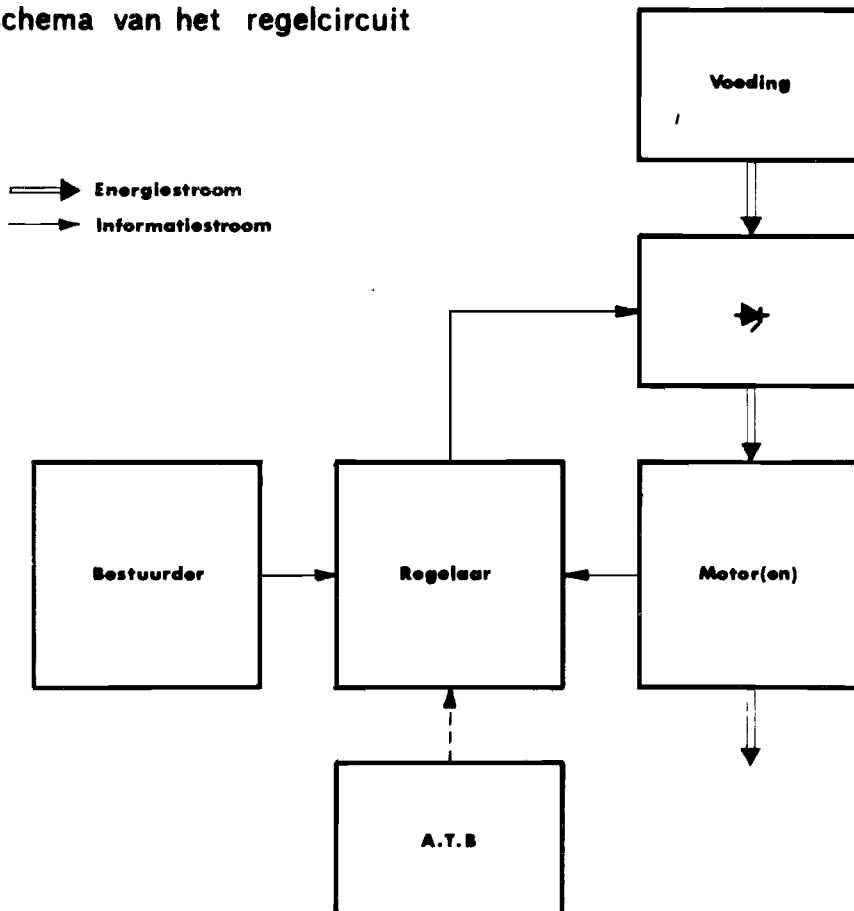


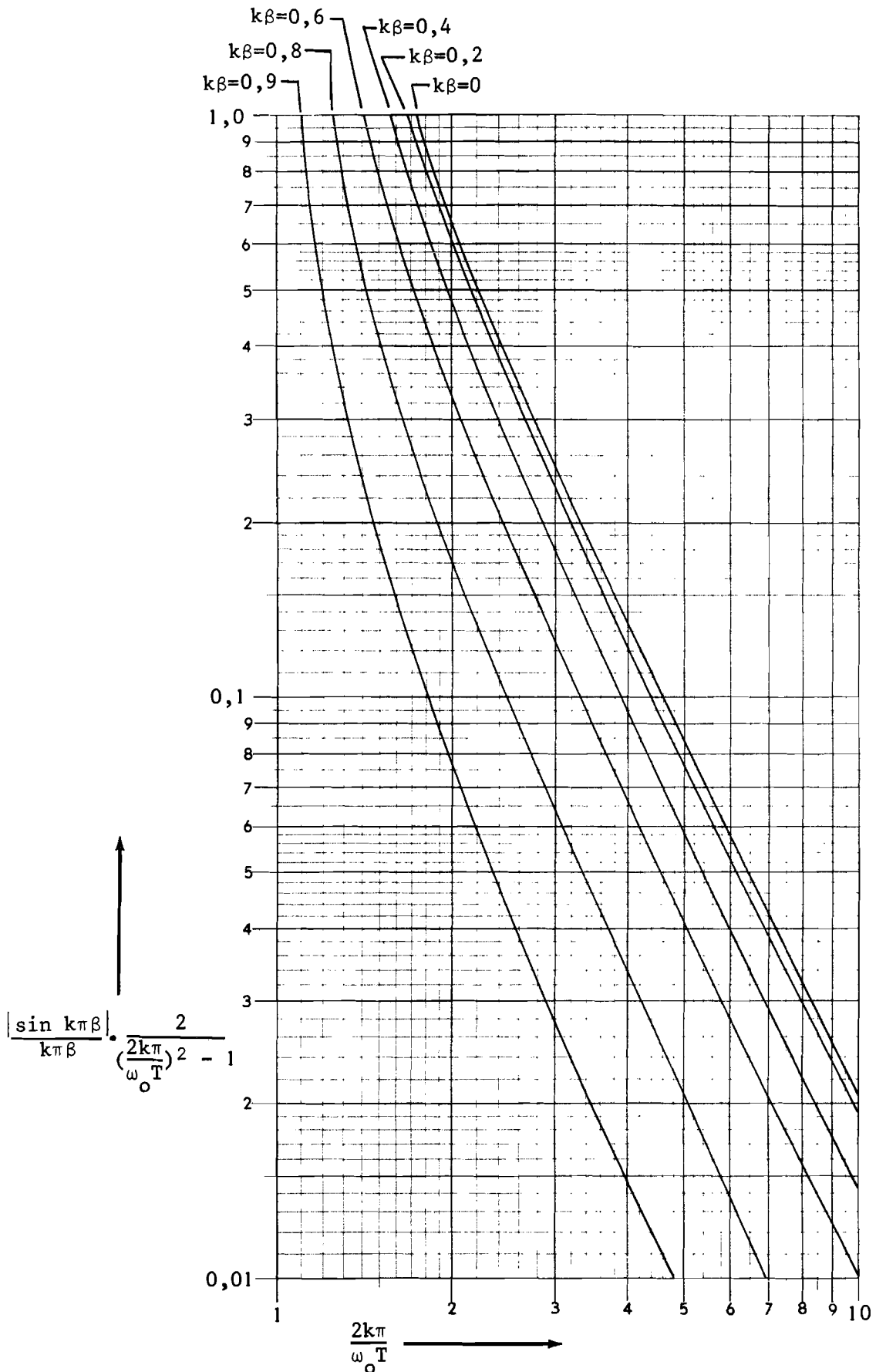
Figuur 4.6.3.

Stroom- en spanningsvormen in de chopperinstallatie.

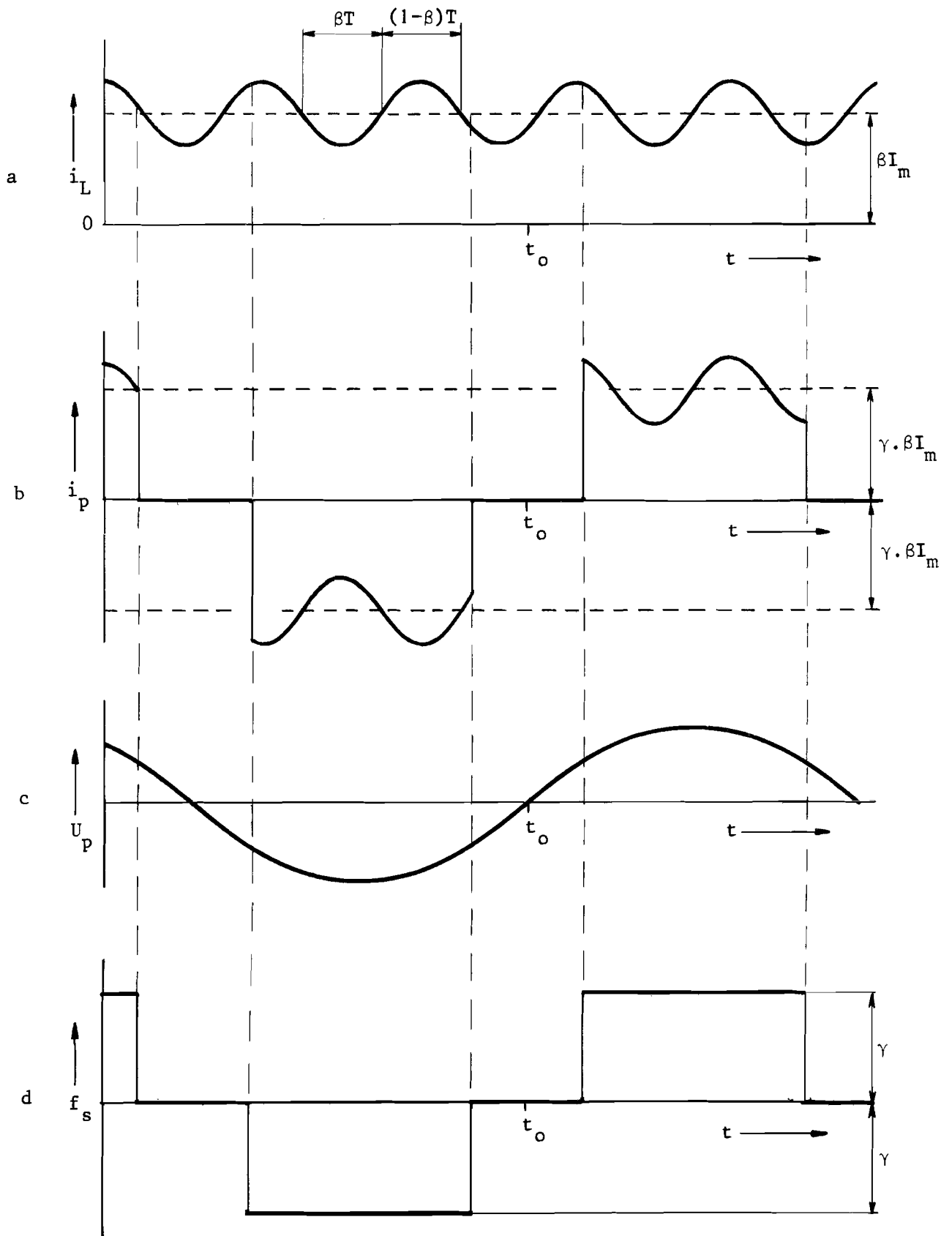
Figuur 4.7.1.

Blokschema van het regelcircuit

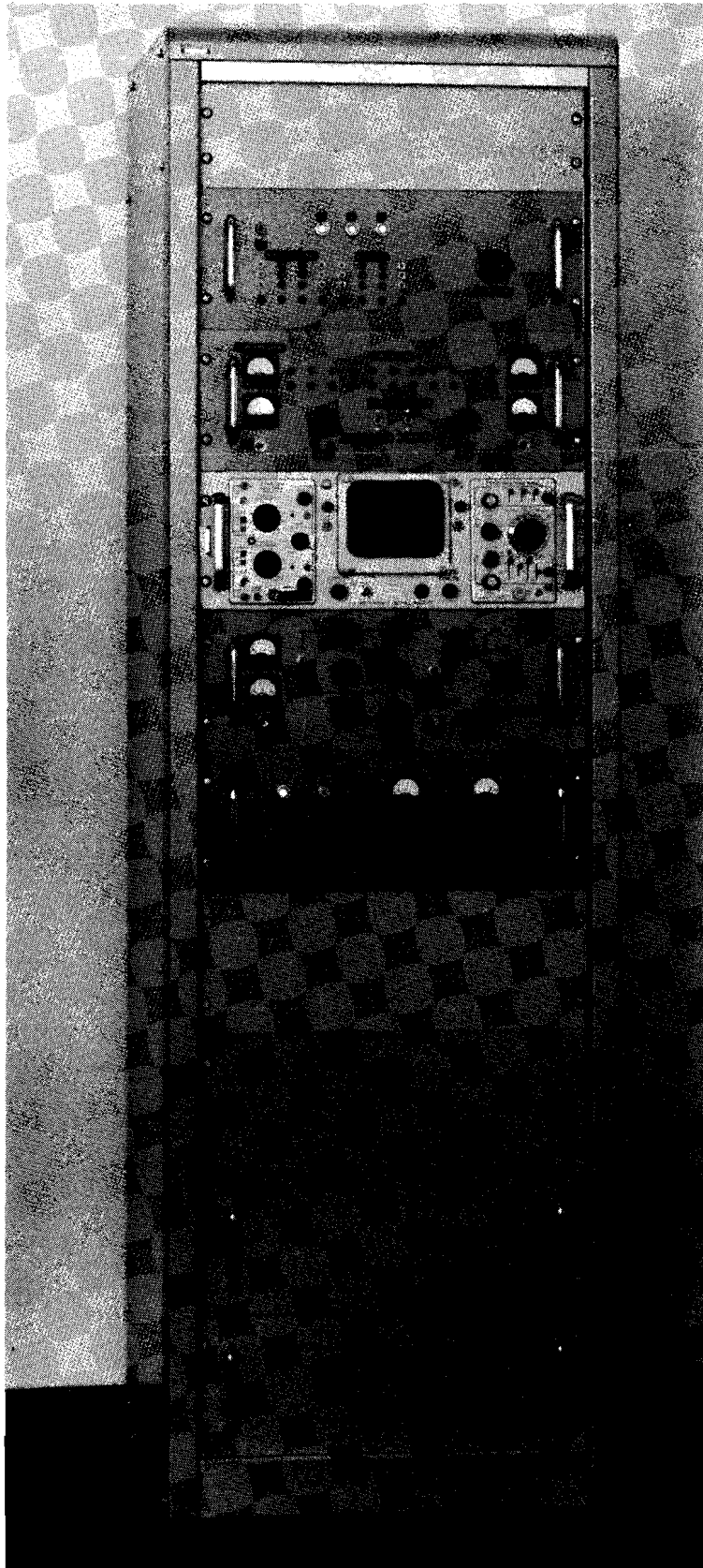




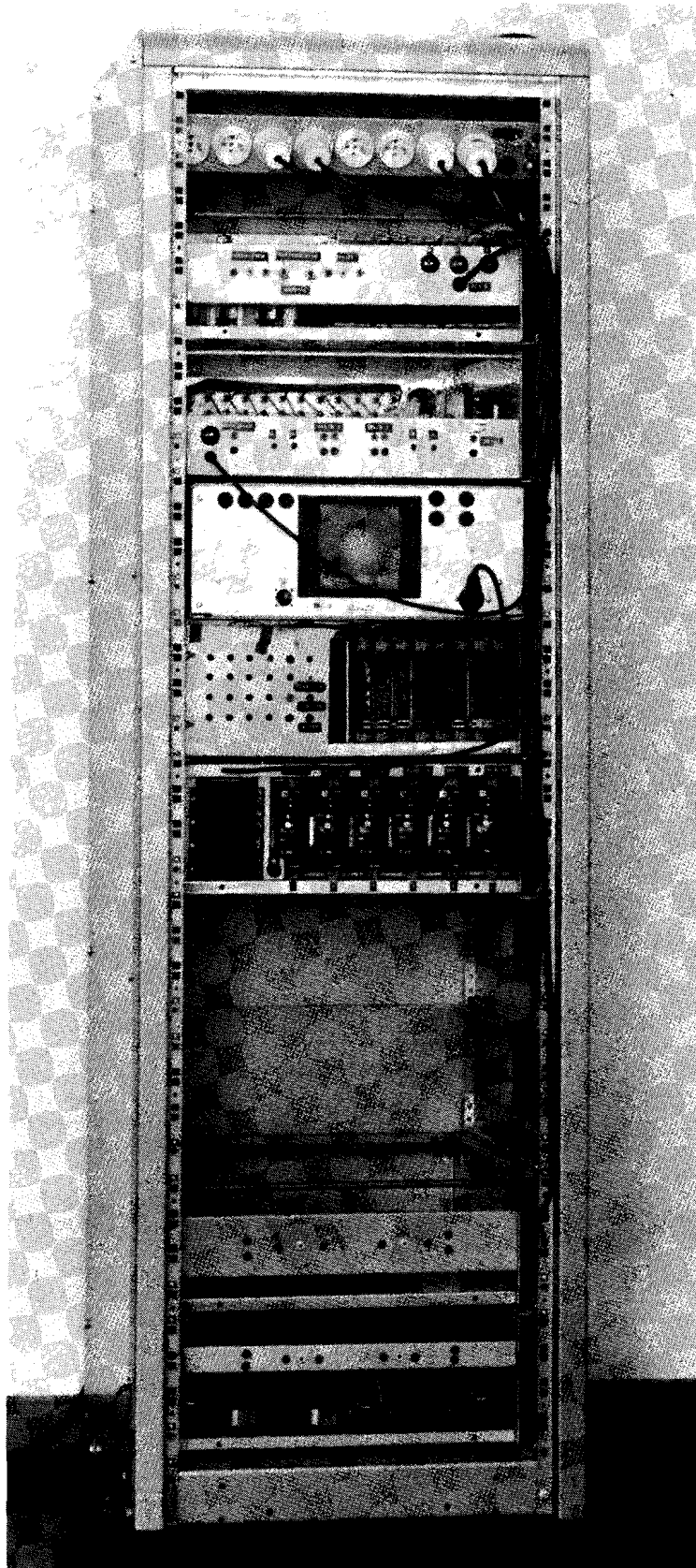
Figuur 5.1.



Figuur 5.2 a,b,c,d.

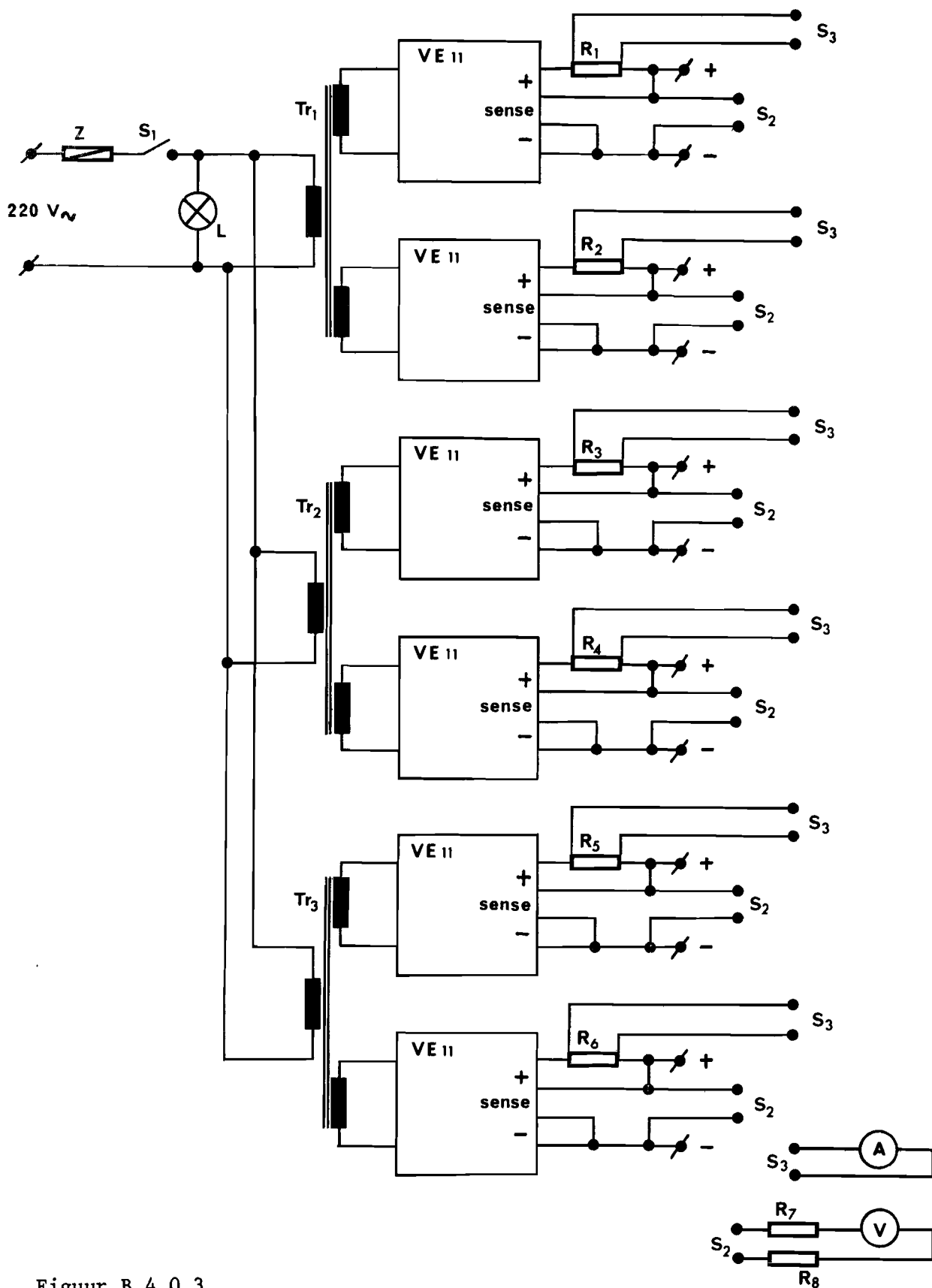


Figuur B.4.0.1. Vooraanzicht van het model.



Figuur B.4.0.2.

Achteraanzicht van het model.

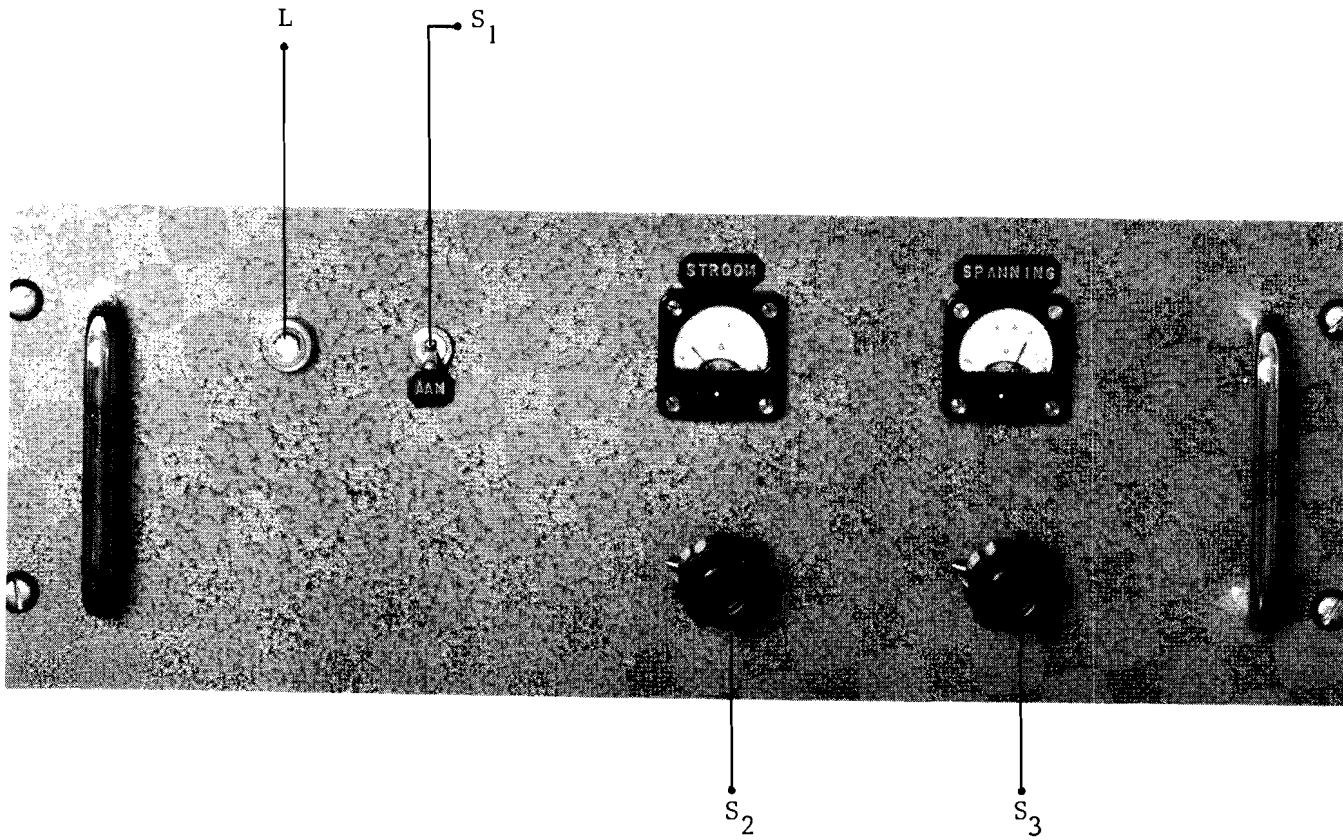


Figuur B.4.0.3.

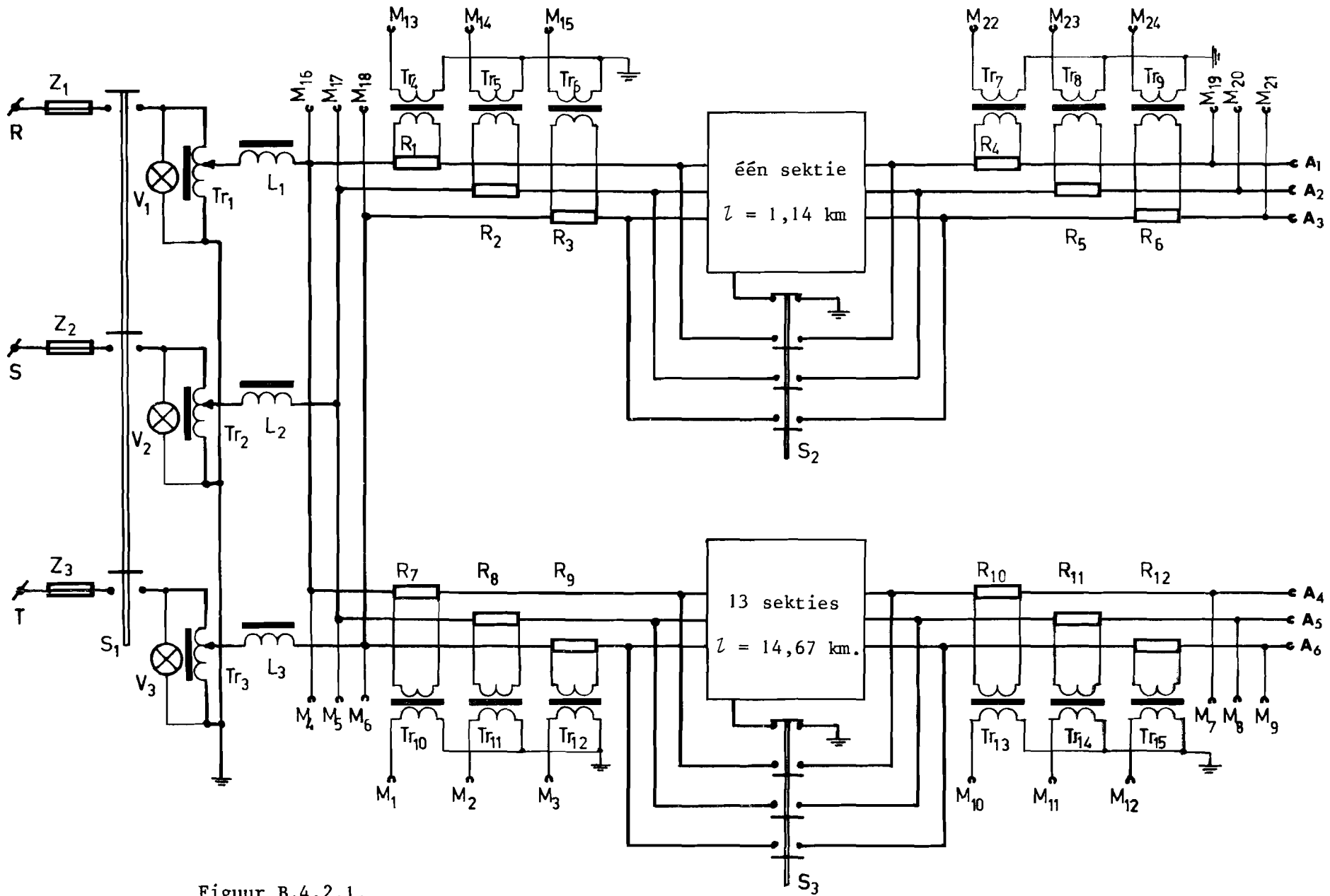


Stuklijst behorende bij figuur B.4.0.3.

VE 11	Voedingseenheid, fabrikaat N.V Delta Elektronika
Tr ₁ ÷ Tr ₃	Voedingstransformator, fabrikaat Wijdeven. (primair 220 V _~ ; secundair 2 x 34 V _~ 1,2 A.)
S ₁	Aan- uit schakelaar
S ₂ , S ₃	6 - Standenschakelaar voor stroom, resp. spanningskontrôle
R ₁ ÷ R ₆	1 Ohm, draadgewonden
L	Kontrôlelampje
Z	Zekering 2,5 A.



Figuur B.4.0.4. Frontaanzicht lade No.5.

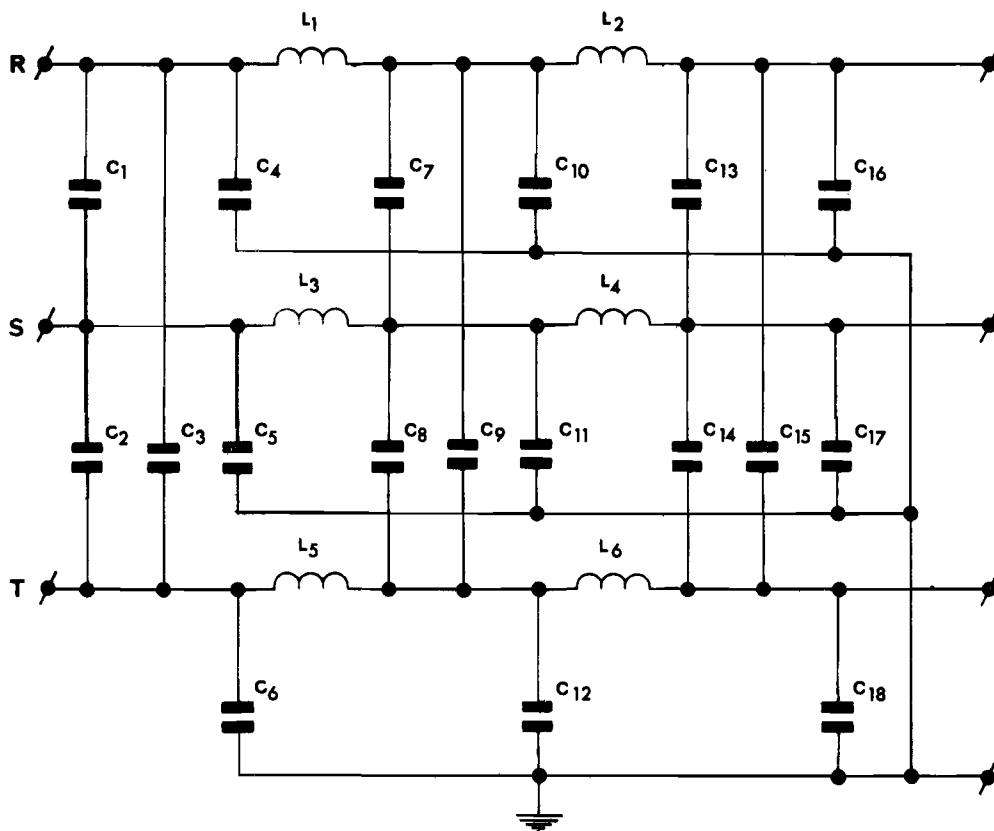


Figuur B.4.2.1.



Stuklijst behorende bij figuur B.4.2.1.

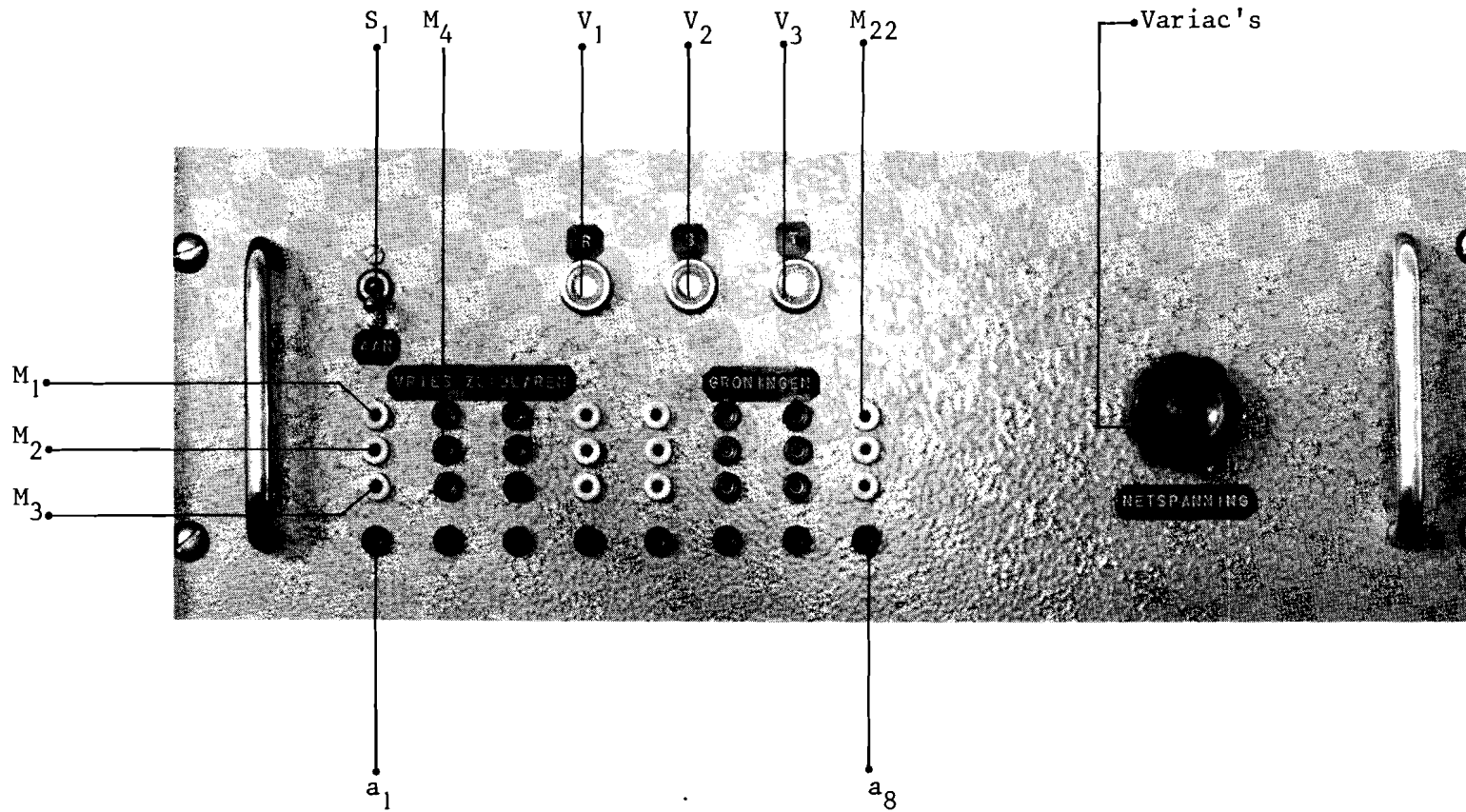
$Tr_1 \div Tr_3$	Variac, Philips type E 401 ZZ/01
$Tr_4 \div Tr_{15}$	2 x 200 windingen 0,18 mm \emptyset op Philips potkern type K3 000 60
$L_1 \div L_3$	425 x 0,4 mm \emptyset op trafoblik EI 60/20, gelijkstandig gestapeld $\Delta \approx 2 \times 0,5$ mm.
$R_1 \div R_{12}$	1,0 Ω
$Z_1 \div Z_3$	zekering 0,5 A.
$V_1 \div V_3$	neon signaallamp



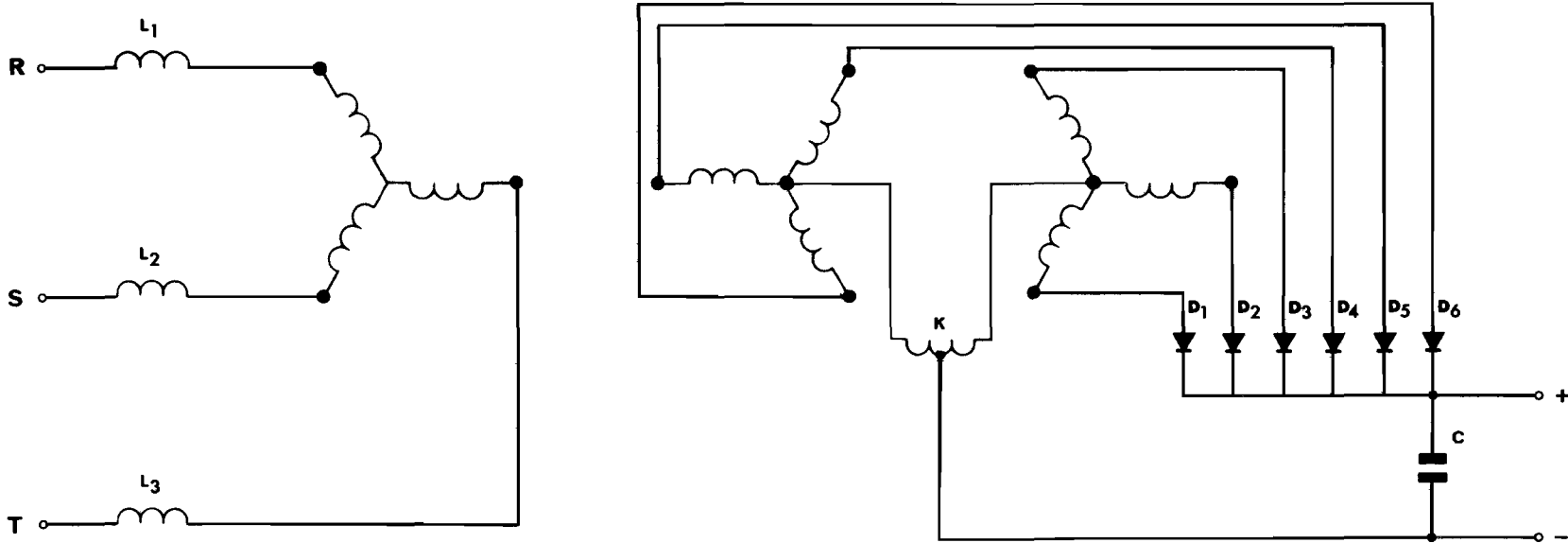
$L_1 \div L_6$ 4,5 mH + 3,4 Ω
178 x 0,22 mm \emptyset op Philips potkern P 18/11 K3 002 53

$C_1 \div C_3$	610 pF \pm 2%	$C_{10} \div C_{12}$	3700 pF \pm 2%
$C_4 \div C_6$	1850 pF \pm 2%	$C_{13} \div C_{15}$	610 pF \pm 2%
$C_7 \div C_9$	1230 pF \pm 2%	$C_{16} \div C_{18}$	1850 pF \pm 2%

Figuur B.4.2.2.
Elektrisch schema van één kabelsectie.



Figuur B.4.2.3. Frontaanzicht lade No. 1.



Figuur B. 4.3.1.

Dubbel-driefasengelijkrichter met koppeltransformator



Stuklijst behorende bij figuur B.4.3.1.

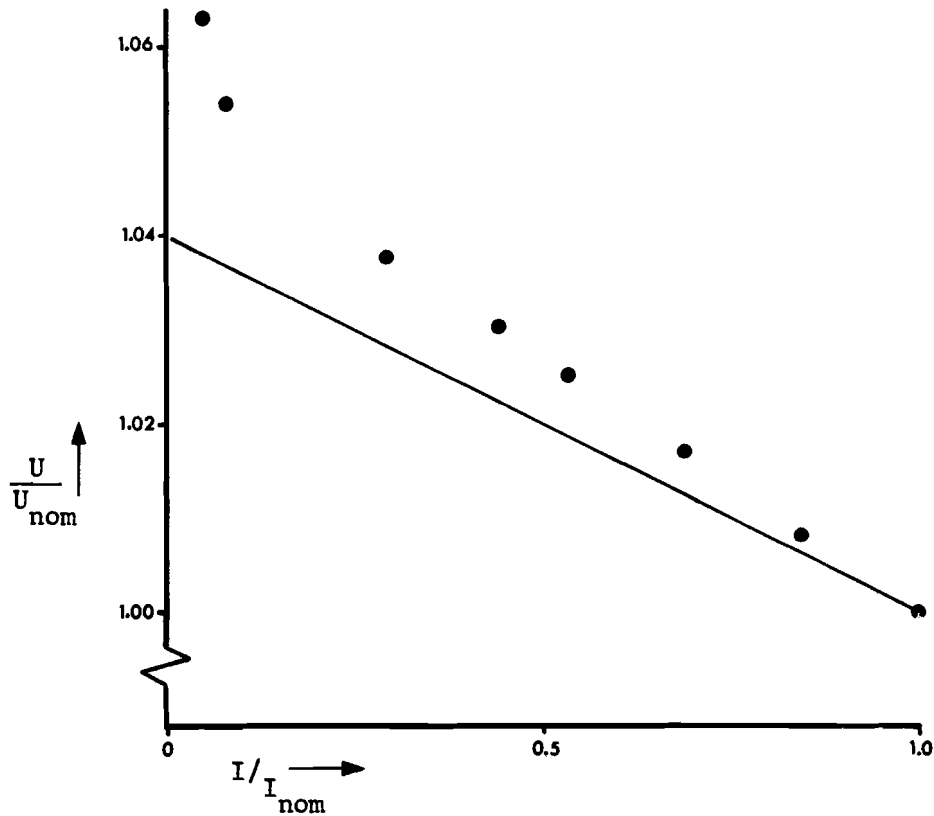
Driefasen transformator: primair 850 x 0,6 mm \emptyset
secundair 2 x 200 x 1,5 mm \emptyset

$L_1 \div L_3$ Onderstation "Vries-Zuidlaren":
1440 x 0,25 mm \emptyset op EI 48/16 , gelijkstandig gestapeld
met luchtspleet $\Delta \approx 2 \times 0,25$ mm.
Onderstation "Groningen" :
300 x 0,5 mm \emptyset op EI 48/16 , gelijkstandig gestapeld
met luchtspleet $\Delta \approx 2 \times 0,25$ mm.

K Koppeltransformator.
Onderstation "Vries-Zuidlaren" :
2 x 160 x 1,0 mm \emptyset Bif. op M 85/35.
Onderstation "Groningen" :
2 x 88 x 1,5 mm \emptyset Bif. op M 85/35.

$D_1 \div D_6$ OA 31

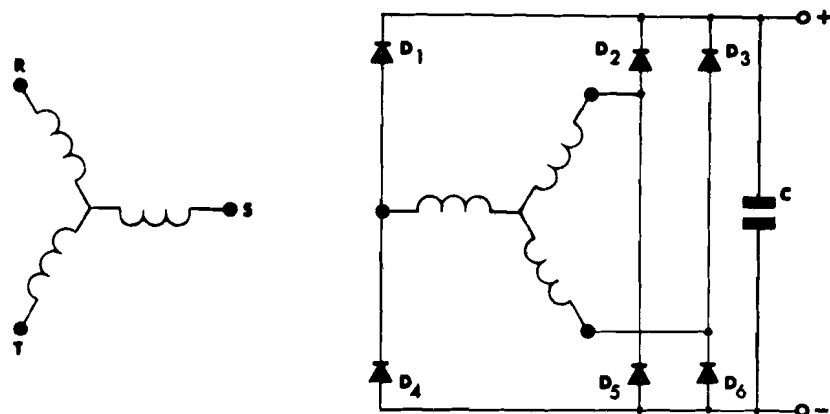
C 68 nF



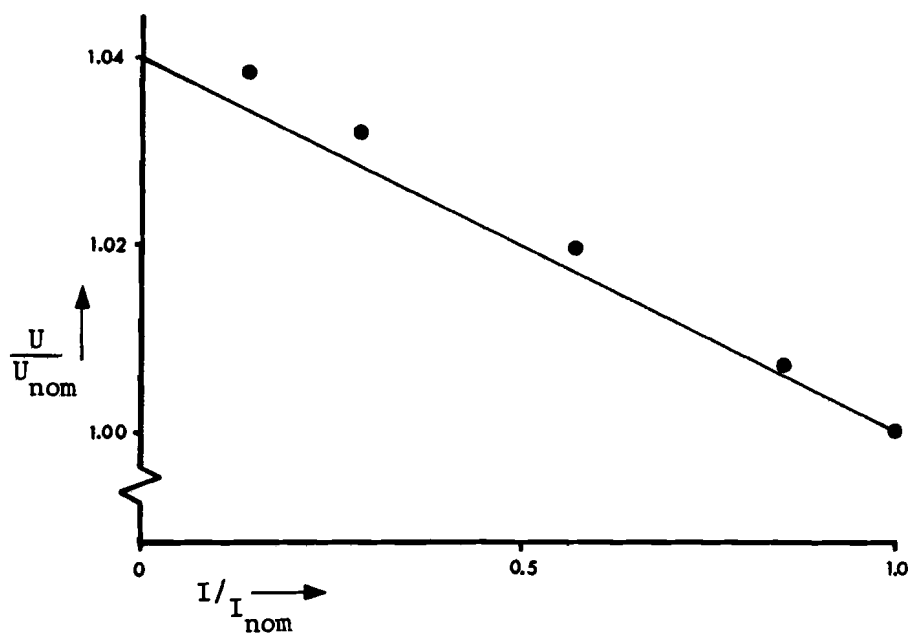
Figuur B. 4.3.2.

Belastingskarakteristiek van de model-gelijkrichtereenheid volgens
figuur B. 4.3.1.

Getrokken lijn: Theoretische belastingskarakteristiek van de
originele gelijkrichtereenheid



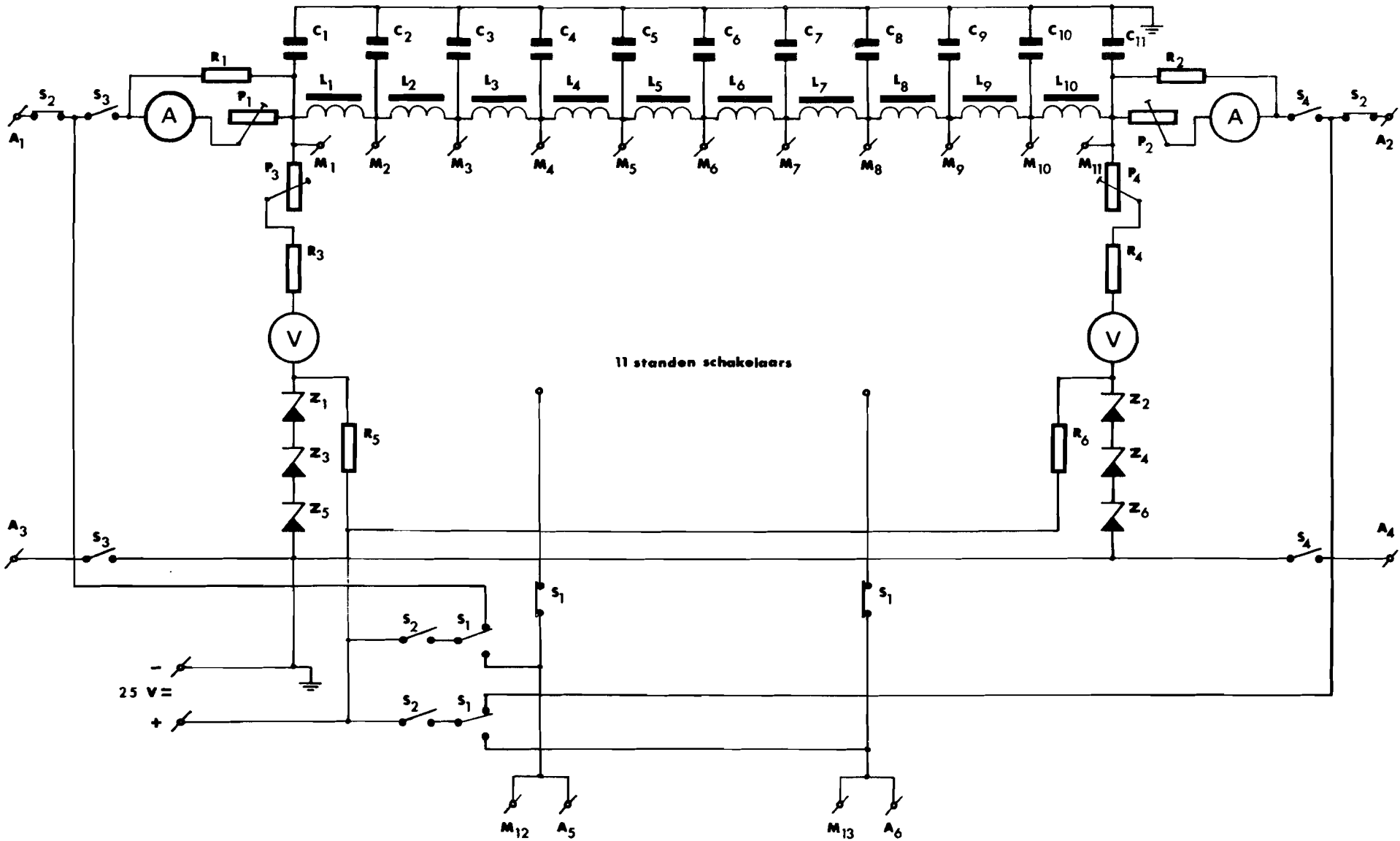
Figuur B. 4.3.3. Driefasen - Graetz schakeling.



Figuur B. 4.3.4.

Belastingskarakteristiek van de model-gelijkrichtereenheid volgens figuur B. 4.3.3.

Getrokken lijn: Theoretische belastingskarakteristiek van de originele gelijkrichtereenheid.



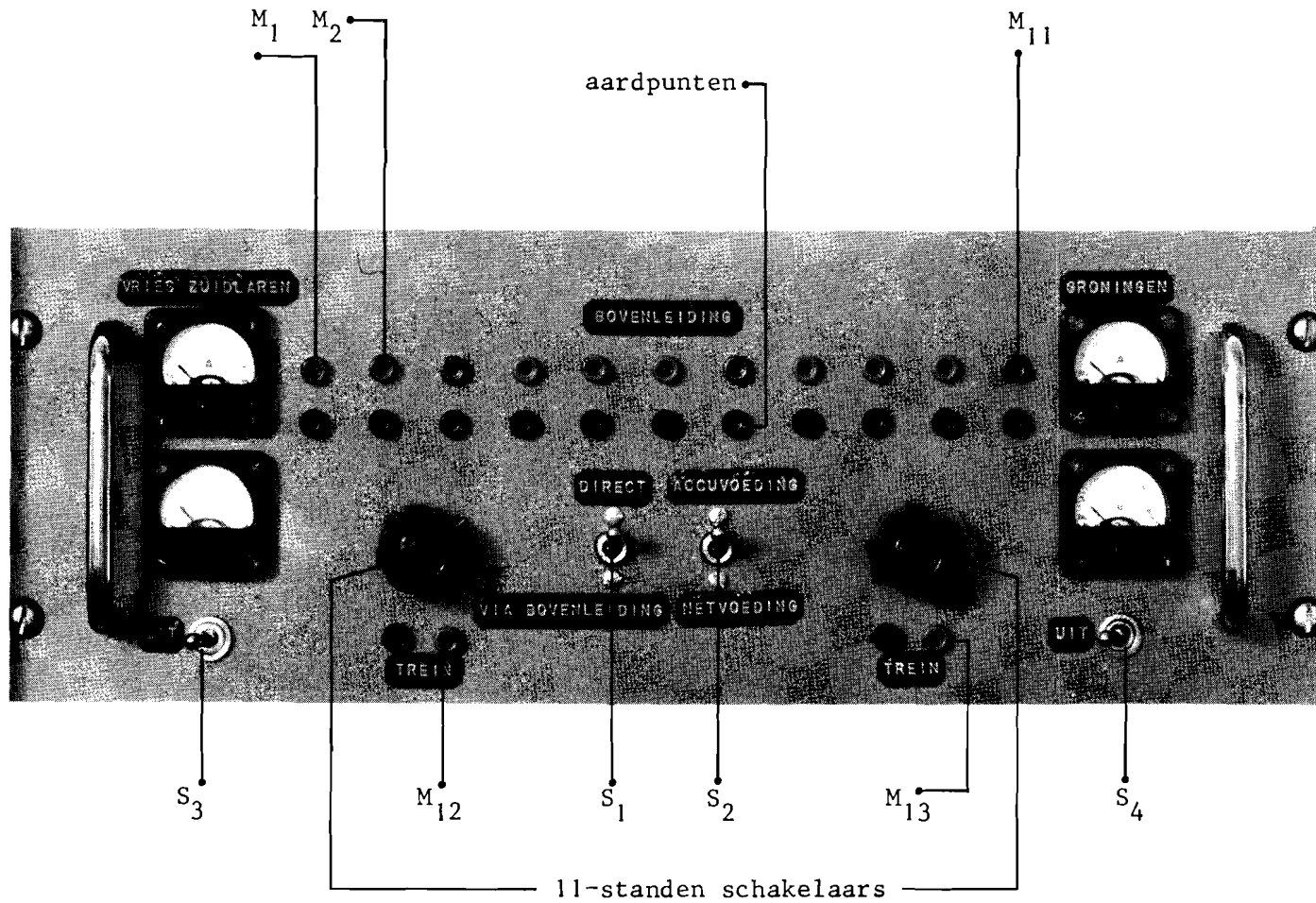
Figuur B. 4.4.1.

Elektrisch schema van het bovenleiding-railcircuit.



Stuklijst behorende bij figuur B.4.4.1.

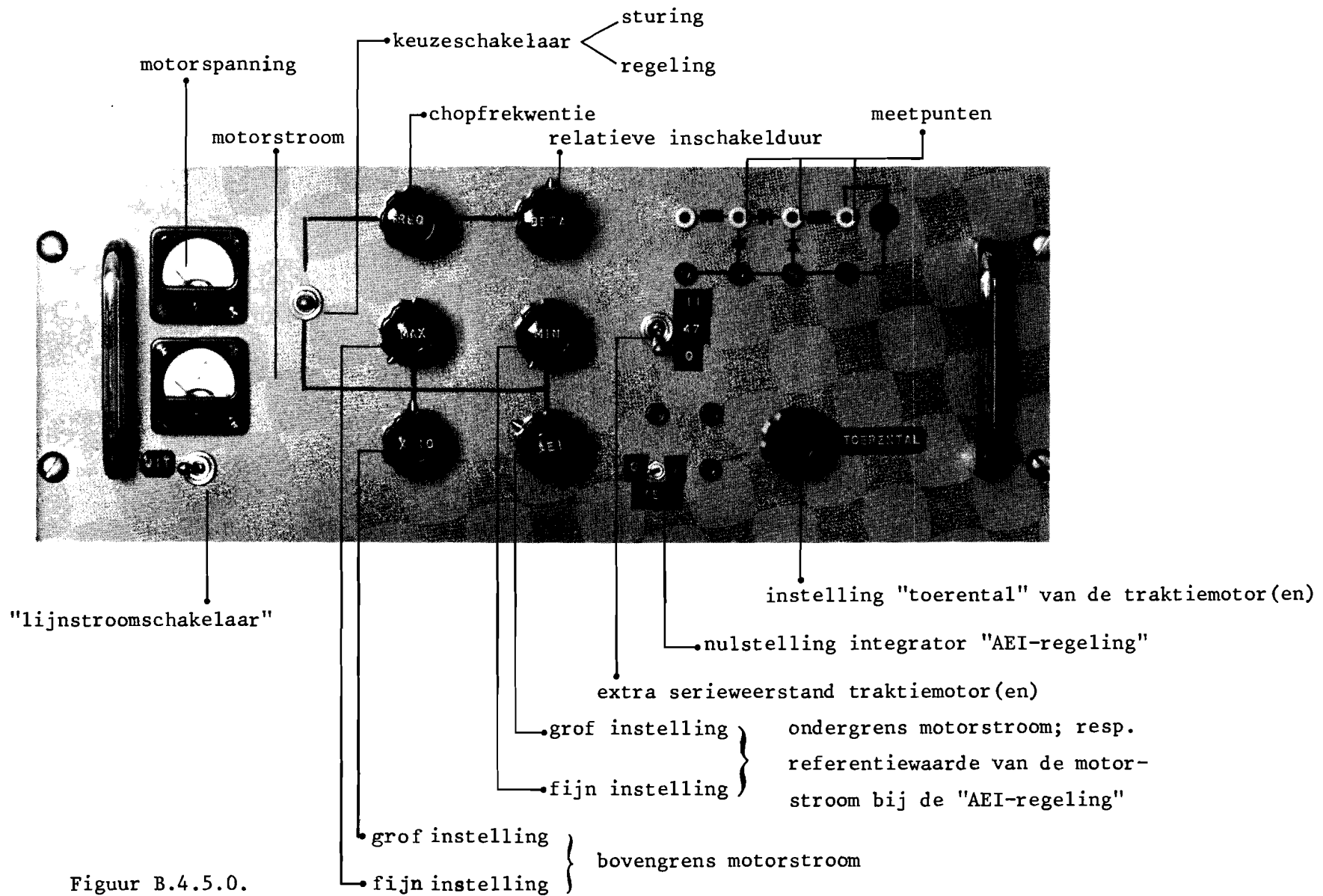
R_1, R_2	0,25 Ω
R_3, R_4	15 $k\Omega$
R_5, R_6	820 Ω
P_1, P_2	250 Ω
P_3, P_4	2,5 $k\Omega$
$L_1 \div L_{10}$	50 mH. (390 x 0,65 mm \emptyset op transformatorblik EI 60/20 gelijkstandig gestapeld $\Delta = 2 \times 1,25$ mm. $R \approx 2,35 \Omega$)
$C_1 \div C_{11}$	490 pF
$Z_1 \div Z_4$	OAZ 200
Z_5, Z_6	OAZ 203



Figuur B.4.4.2.

Frontaanzicht lade No.2.





Figuur B.4.5.0.
 Frontaanzicht lade No.4.





Stuklijst behorende bij figuur B.4.5.1.

R_1 0,47 Ω

R_2 27 $k\Omega$

R_3 47 Ω

R_4 120 $k\Omega$

P_1 10 Ω

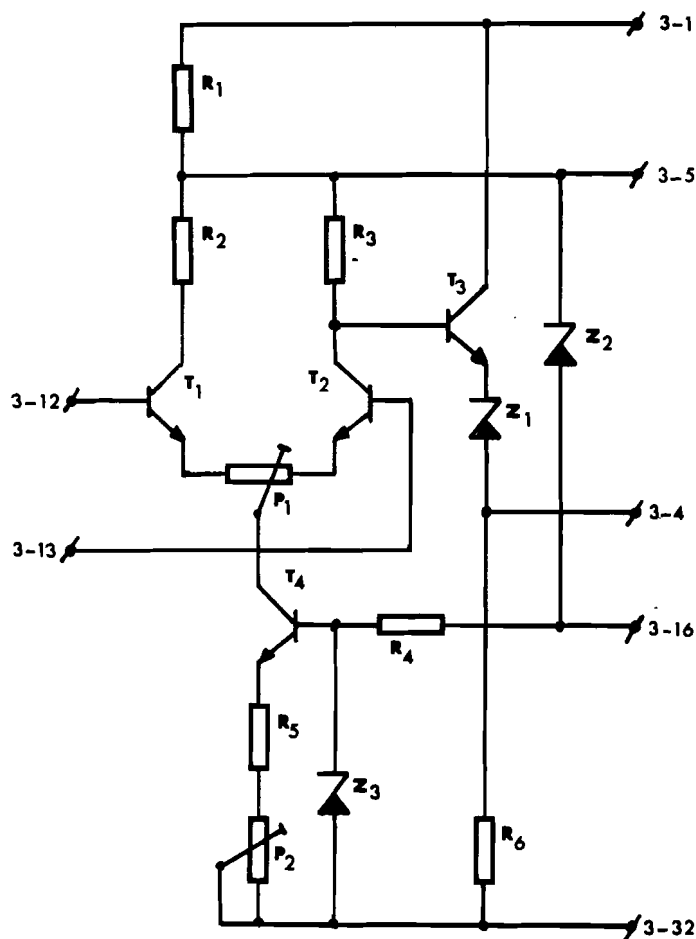
P_2 1 $k\Omega$

H Hallgenerator type SVB 514

L_h Veldwikkeling van de hallgenerator: 50 x 0,7 mm \emptyset

L_m "Motorzelfinductie" : 396 x 1,0 mm \emptyset op transformatorblik M85/35

n-v : n^e printkonnektor, v^e aansluitpin.

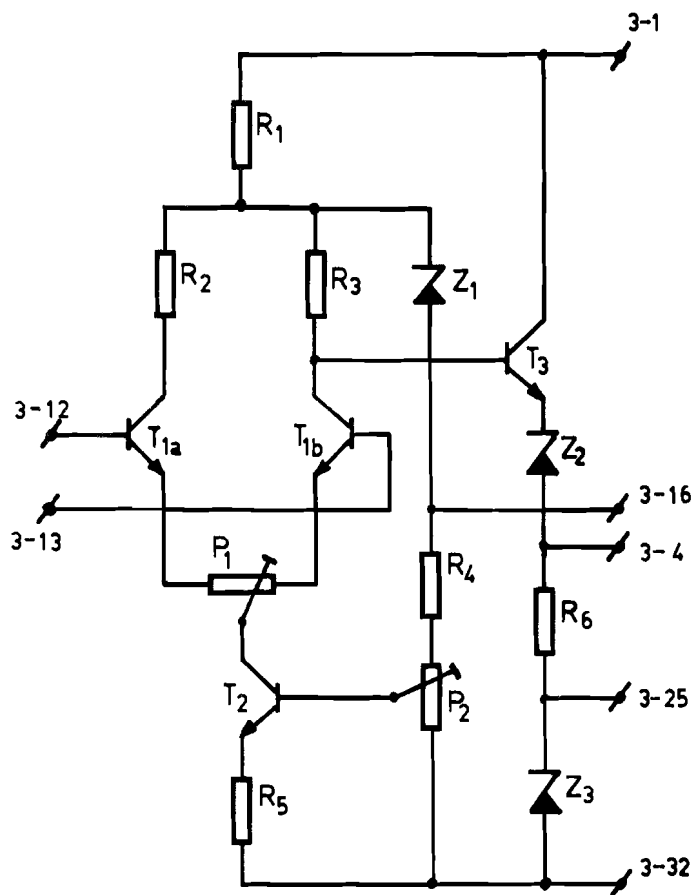


$T_1 + T_2$	BCY 55	R_1	220 Ω
T_3	SL 300	R_2, R_3	47 $k\Omega$
T_4	2N 3794	R_4	1 $k\Omega$
		R_5	33 $k\Omega$
Z_1	ECO 1101	R_6	1,5 $k\Omega$
Z_2	OAZ 207		
Z_3	OAZ 202	P_1	100 Ω
		P_2	5 $k\Omega$

n-v : n^e printkonnentor, v^e aansluitpin.

Figuur B.4.5.2.

Verschilversterker, samengebouwd met de tweepuntsregeling.

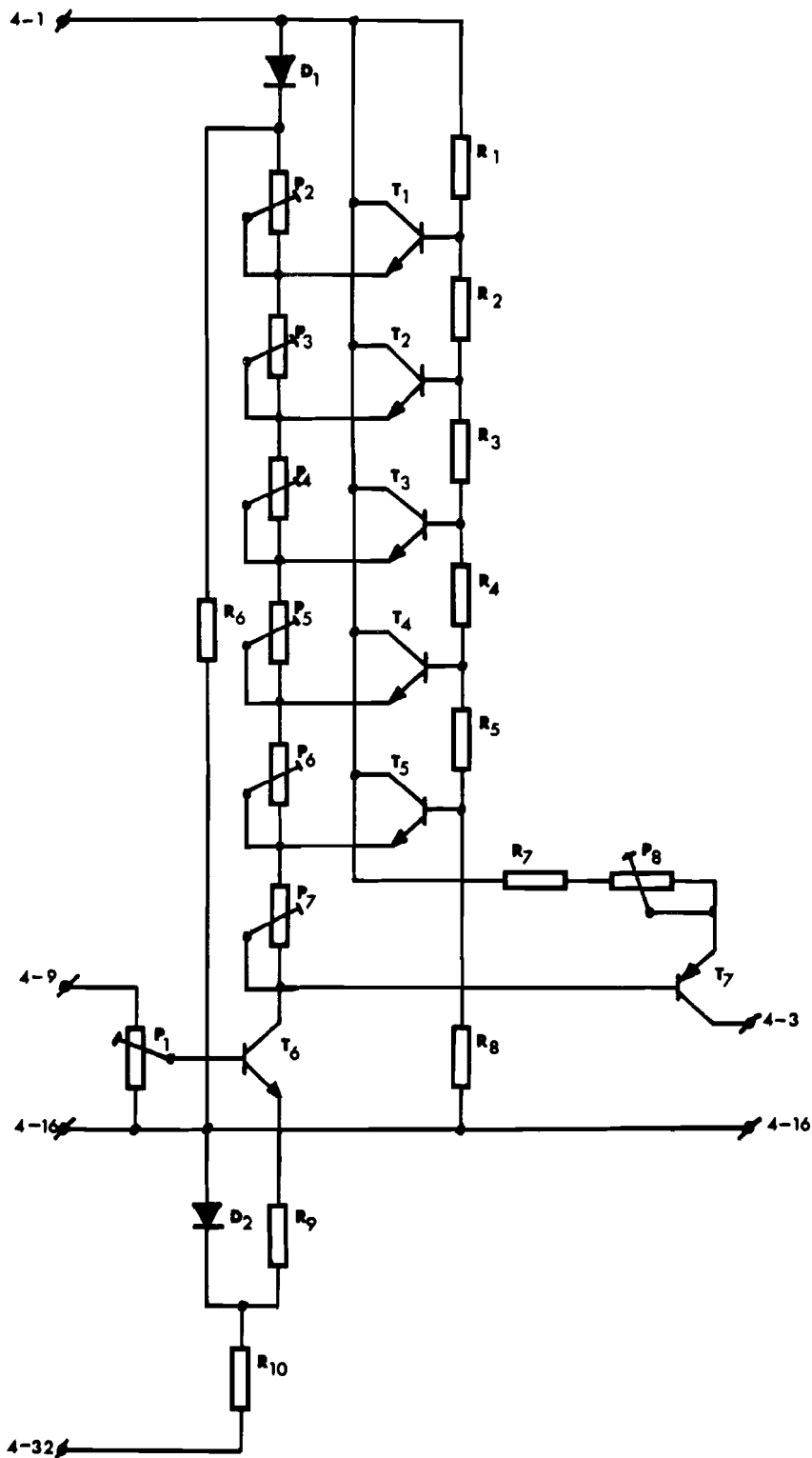


$T_{1a} + T_{1b}$	2C 111	R_1	56 Ω
T_2, T_3	BC 107	R_2, R_3	470 Ω
Z_1	OAZ 207	R_4	390 Ω
Z_2	ECO 1101	R_5	270 Ω
Z_3	OAZ 200	R_6	390 Ω
		P_1	10 Ω
		P_2	5k Ω

n-v : n^e printkonnektor, v^e aansluitpin.

Figuur B.4.5.3.

Verschilversterker, samengebouwd met de "AEI - regeling".



Figuur B.4.5.4.

Elektrisch schema van de funktiegenerator.



Stuklijst behorende bij figuur B.4.5.4.

$T_1 \div T_5$	2N 3794
T_6	2N 4124
T_7	2N 4126

D_1, D_2	BAY 38
------------	--------

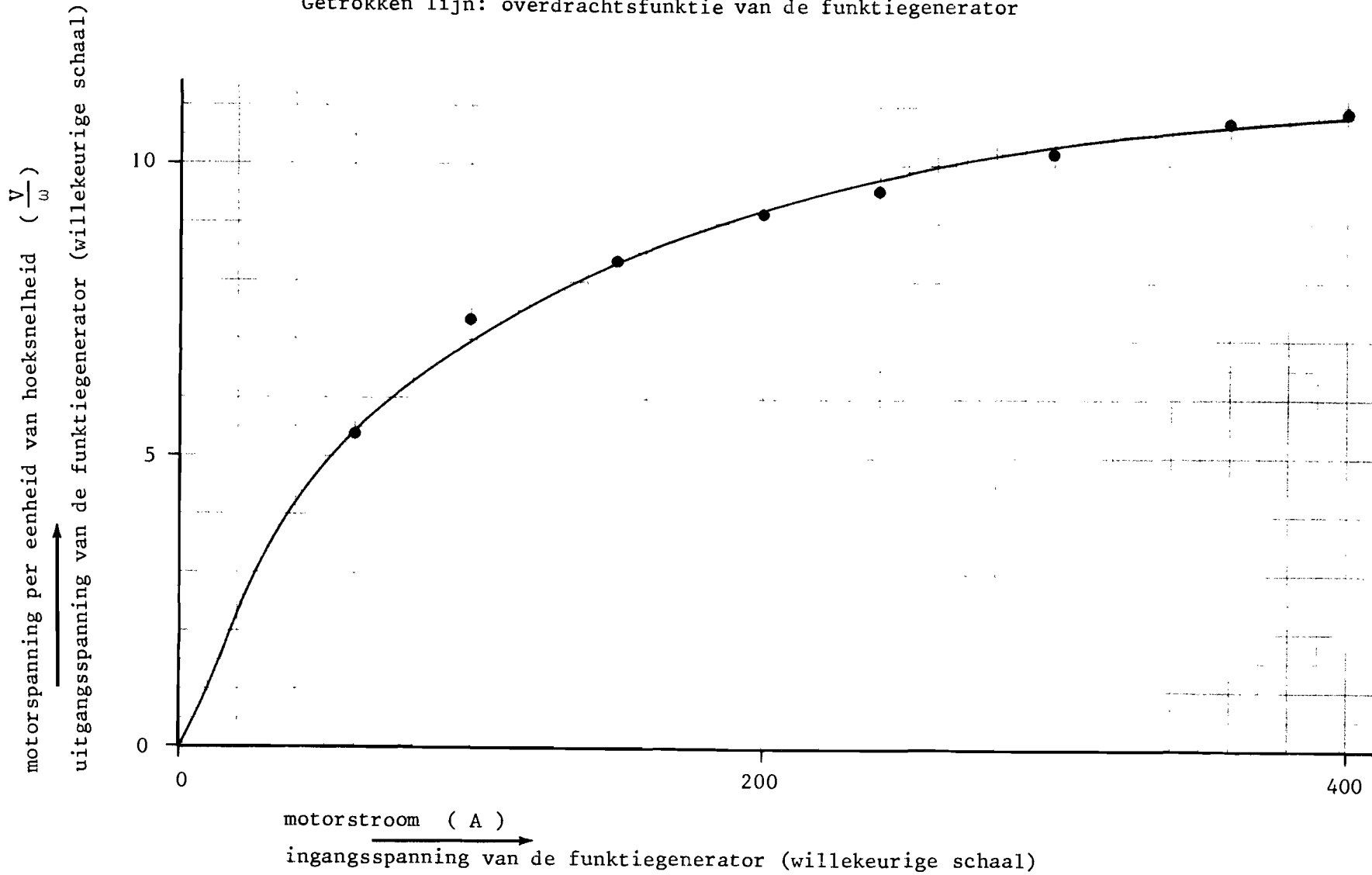
$R_1 \div R_5$	220 Ω
R_6	10 $k\Omega$
R_7	220 Ω
R_8	1,5 $k\Omega$
R_9, R_{10}	1 $k\Omega$

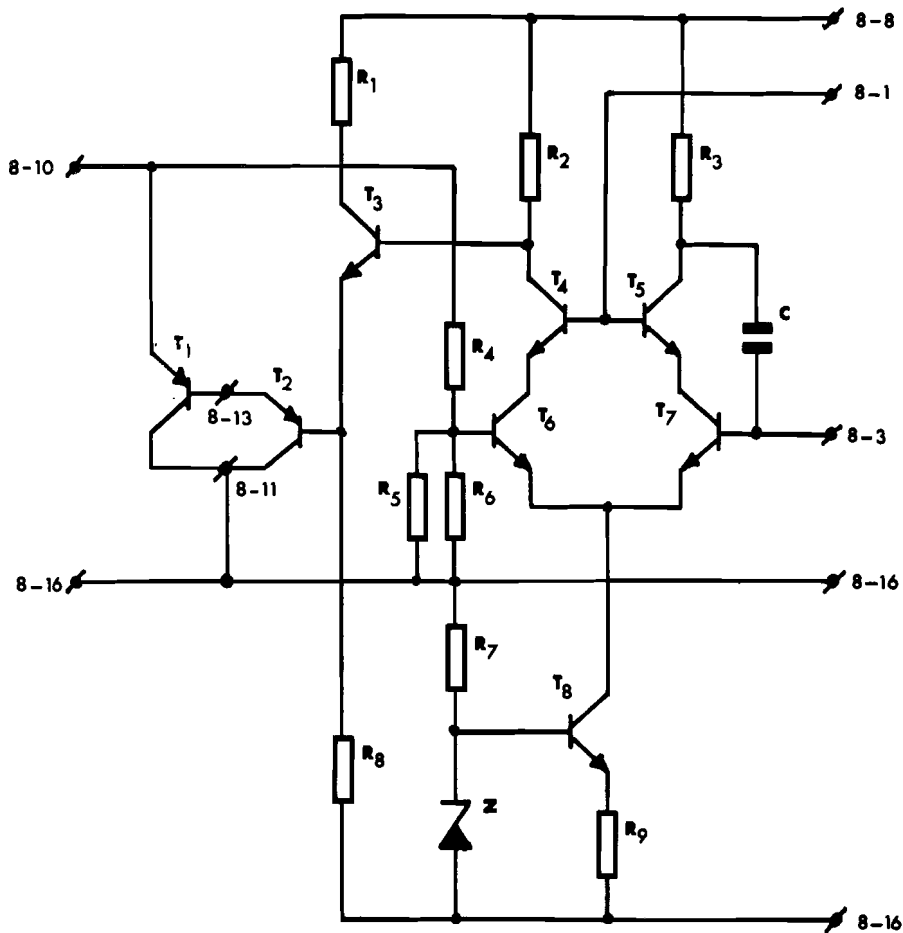
P_1	5 $k\Omega$
$P_2 \div P_8$	1 $k\Omega$

n-v : n^e printkonnektor, v^e aansluitpin.



Figuur B.4.5.5. Nullastkarakteristiek van de traktiemotor TM 8.
Getrokken lijn: overdrachtsfunctie van de funktiegenerator



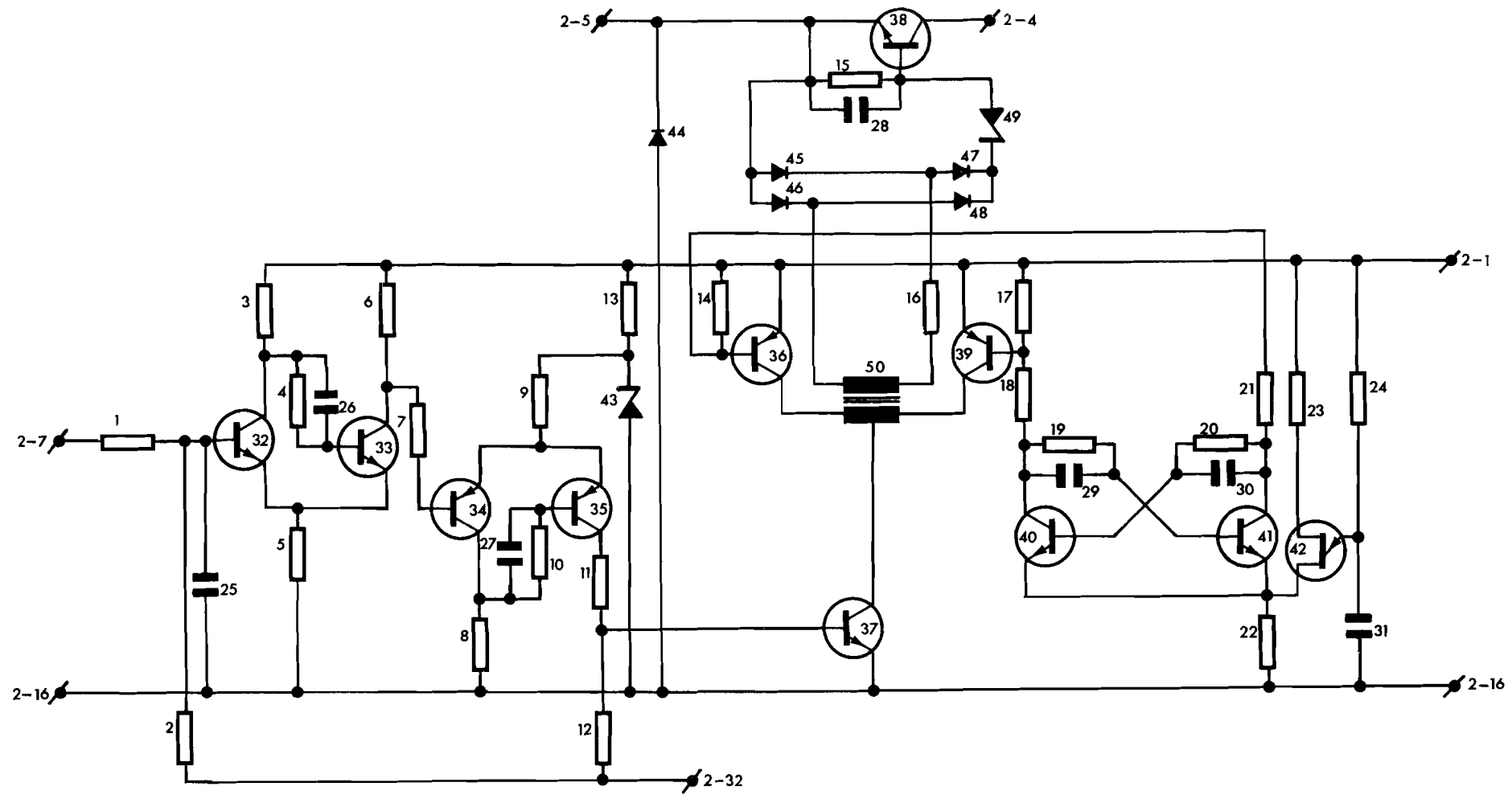


C	2,2 nF	T ₁	ASZ 18
		T ₂	40319
R ₁	330 Ω	T ₃	40314
R ₂ , R ₃	3,9kΩ	T ₄ ÷ T ₈	2N 3794
R ₄	22 kΩ		
R ₅ , R ₆	5,6kΩ	Z	OAZ 204
R ₇	1 kΩ		
R ₈ , R ₉	3,3kΩ		

n - v : n^e printkonnektor, v^e aansluitpin.

Figuur B.4.5.6.

Elektrisch schema van de rotatiespanningsvormer.



Figuur B.4.6.1. Elektrisch schema van de transistorschakelaar.



Stuklijst behorende bij figuur B. 4.6.1.

1 ÷ 24 weerstanden:

R ₁	22	kΩ
R ₂	82	kΩ
R ₃	1	kΩ
R ₄	15	kΩ
R ₅	82	Ω
R ₆	1	kΩ
R ₇	12	kΩ
R ₈	220	Ω
R ₉	100	Ω
R ₁₀	12	kΩ
R ₁₁	150	Ω
R ₁₂	2,7	kΩ
R ₁₃	100	Ω
R ₁₄	100	Ω
R ₁₅	270	Ω
R ₁₆	56	Ω
R ₁₇	100	Ω
R ₁₈	1	kΩ
R ₁₉	22	kΩ
R ₂₀	22	kΩ
R ₂₁	1	kΩ
R ₂₂	82	Ω
R ₂₃	330	Ω
R ₂₄	15	kΩ

25 ÷ 31 condensatoren:

C ₂₅	4,7	nF
C ₂₆	470	pF
C ₂₇	100	pF
C ₂₈	1	nF
C ₂₉	1	nF
C ₃₀	1	nF
C ₃₁	2,2	nF

32 ÷ 42 transistoren:

T ₃₂	2N3794
T ₃₃	2N3794
T ₃₄	2N4291
T ₃₅	2N4291
T ₃₆	2N4291
T ₃₇	BC 107
T ₃₈	C 434
T ₃₉	2N4291
T ₄₀	2N3794
T ₄₁	2N3794
T ₄₂	TIS 43

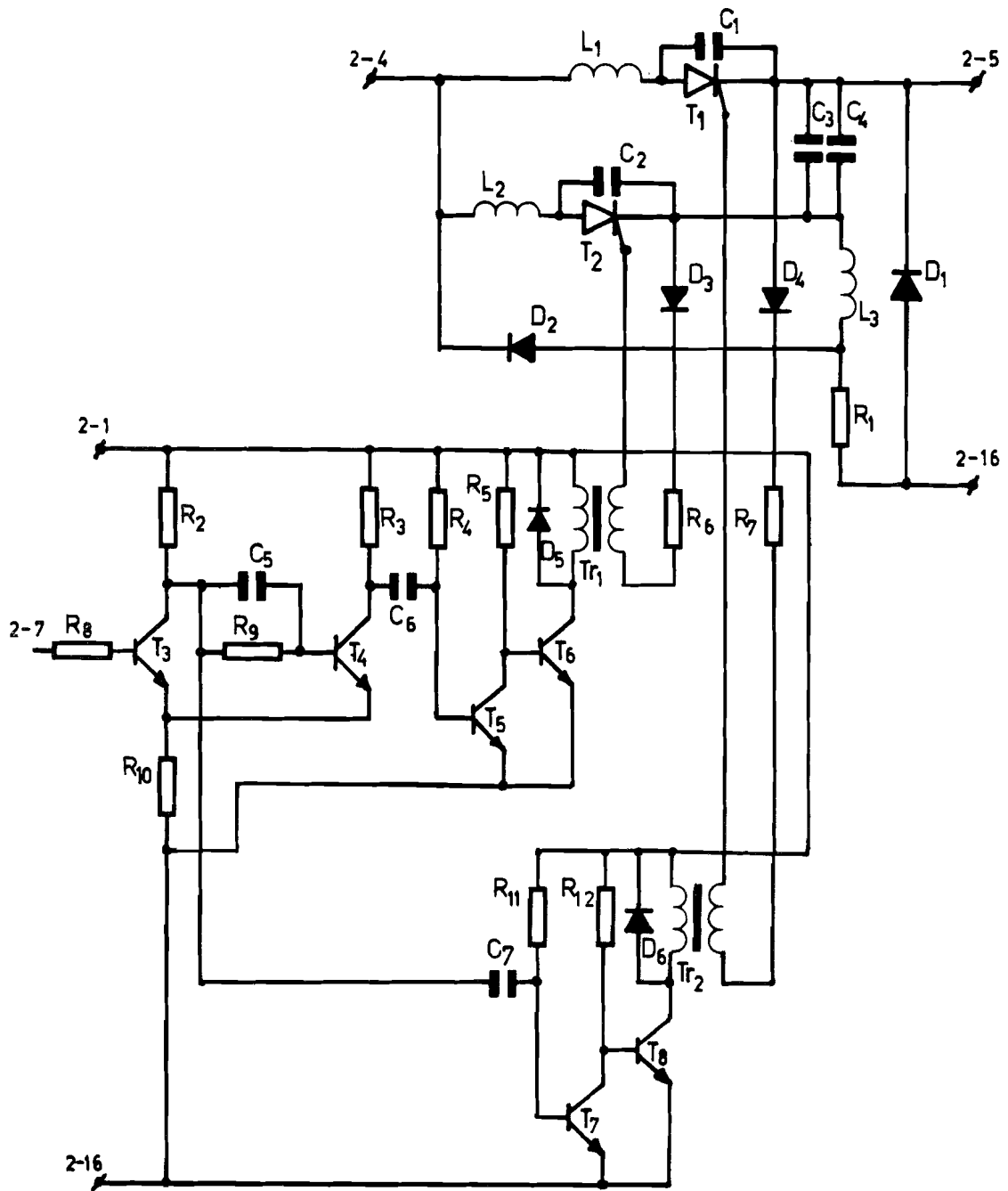
43 ÷ 49 dioden:

D ₄₃	OAZ 207
D ₄₄	OA 210
D ₄₅	BAY 38
D ₄₆	BAY 38
D ₄₇	BAY 38
D ₄₈	BAY 38
D ₄₉	ECO1101

50 transformator:

T₅₀ primair: 2x100x0,15Ø Bif.
secundair: 1x50x0,22Ø
op Philips potkern P 18/11
zonder luchtspleet.
Materiaal 3B7.

n, v : n^e printconnector, v^e aansluitpin.



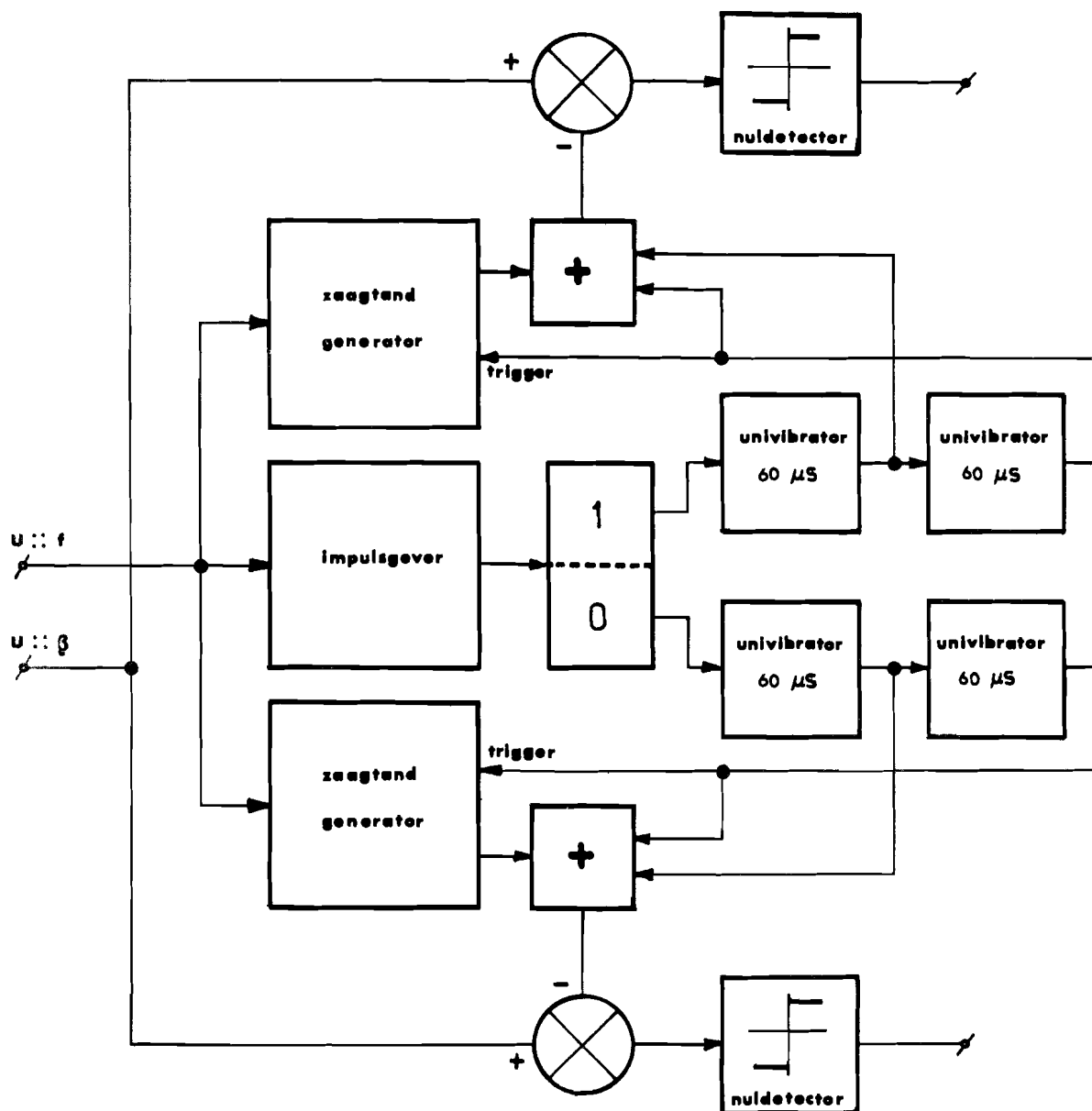
Figuur B.4.6.2.

"Thyristor-schakelaar" voor het model.



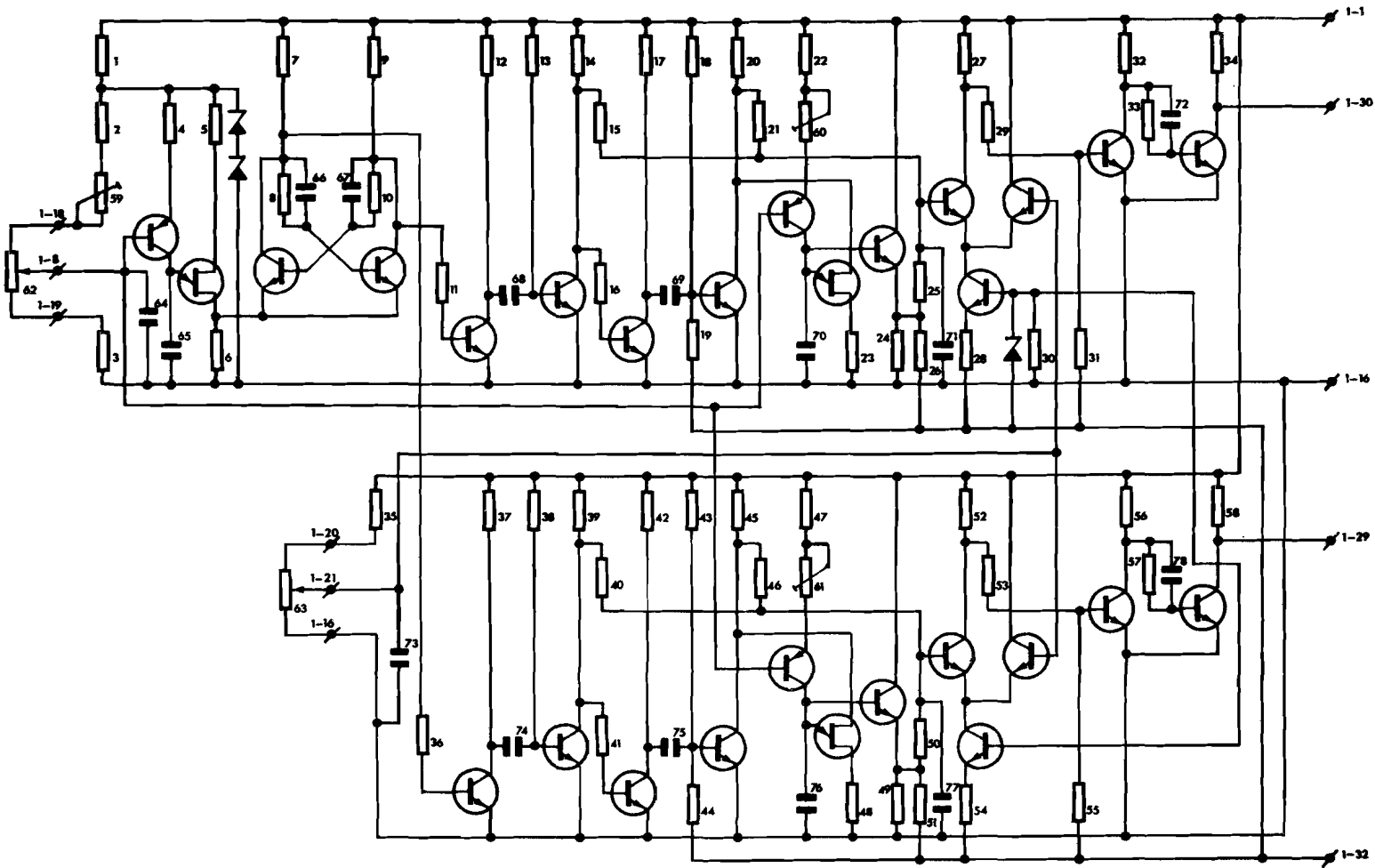
Stuklijst, behorende bij figuur B.4.6.2.

T_1, T_2	: 2N3228	R_1	: 6,8 k Ω
$T_3 \div T_8$: 2N3794	R_2, R_3	: 820 Ω
D_1	: OA210	R_4	: 12 k Ω
D_2, D_6	: BAY38	R_5	: 1 k Ω
L_1, L_2	: 5 μ H	R_6, R_7	: 56 Ω
L_3	: 500 μ H	R_8, R_9	: 8,2 k Ω
C_1, C_2	: 33 nF	R_{10}	: 220 Ω
C_3, C_4	: 0,1 μ F	R_{11}	: 12 k Ω
C_5	: 470 pF	R_{12}	: 1 k Ω
C_6, C_7	: 10 nF		
Tr_1, Tr_2	: 2 \times 100 windingen, 0,22 mm ϕ op potkern type K3 000 48		
n, v	: n^e printconnector, v^e aansluitpin.		



Figuur B.4.7.1.

Blokschema van de stuurschakeling voor een thyristor-schakelaar.



Figuur B.4.7.2.

Elektrisch schema van de stuurschakeling voor een thyristor-schakelaar.



Stuklijst behorende bij figuur B.4.7.2.



NPN transistor type 2N 3794



PNP transistor type 2N 4291



uni-junction transistor type TIS 43



zener-diode type OAZ 200

1 ÷ 58 : weerstanden

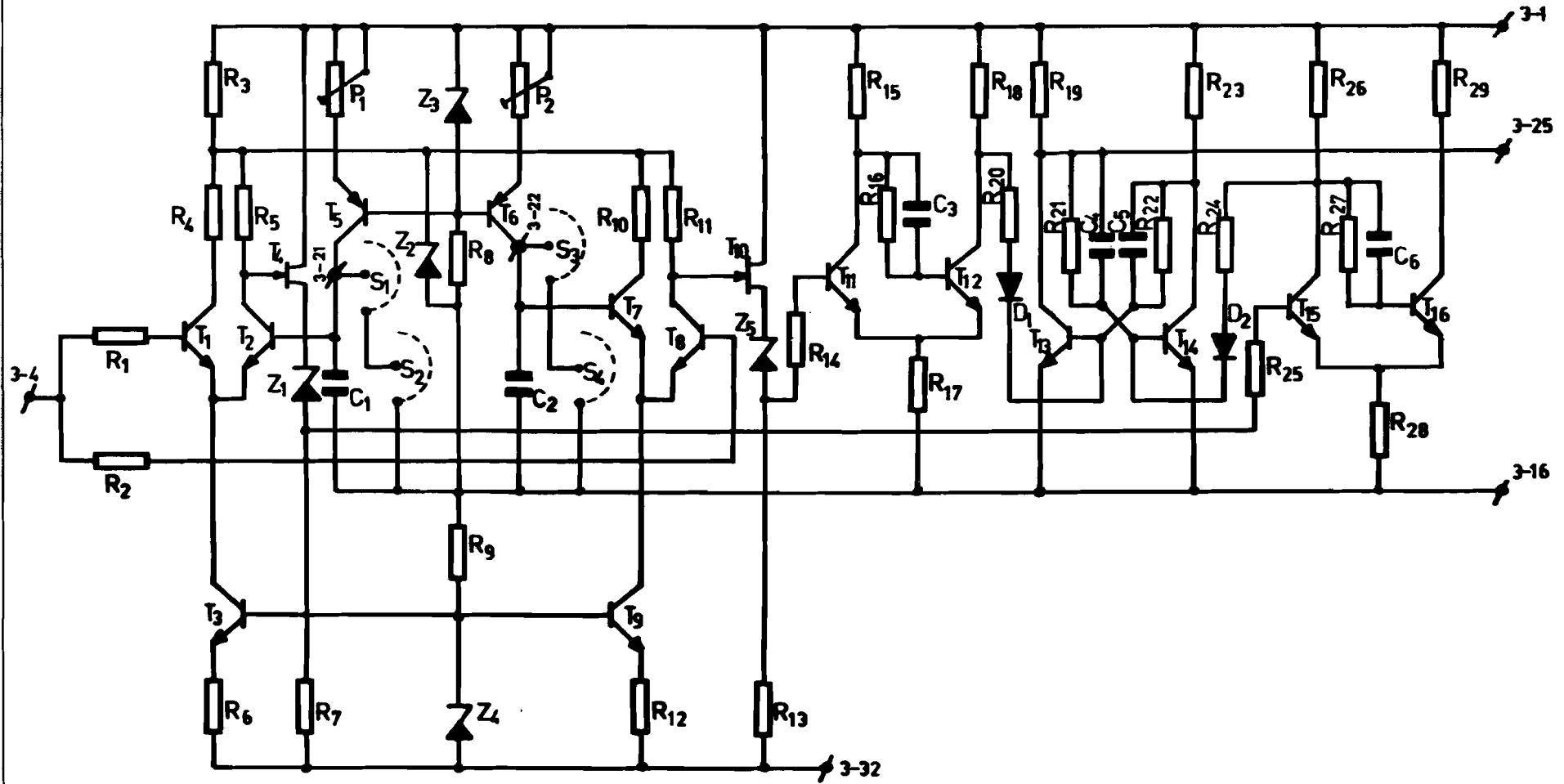
R ₁	150 Ω	R ₂₆	220 kΩ	R ₅₁	220 kΩ
R ₂	1 kΩ	R ₂₇	8,2kΩ	R ₅₂	8,2kΩ
R ₃	18 kΩ	R ₂₈	4,7kΩ	R ₅₃	4,7kΩ
R ₄	4,7kΩ	R ₂₉	33 kΩ	R ₅₄	33 kΩ
R ₅	330 Ω	R ₃₀	820 Ω	R ₅₅	68 kΩ
R ₆	56 Ω	R ₃₁	68 kΩ	R ₅₆	3,3kΩ
R ₇	2,7kΩ	R ₃₂	3,3kΩ	R ₅₇	15 kΩ
R ₈	15 kΩ	R ₃₃	15 kΩ	R ₅₈	3,3kΩ
R ₉	2,7kΩ	R ₃₄	3,3kΩ		
R ₁₀	15 kΩ	R ₃₅	4,7kΩ		
R ₁₁	3,3kΩ	R ₃₆	3,3kΩ	59 ÷ 63 : potentiometers	
R ₁₂	2,7kΩ	R ₃₇	2,7kΩ	P ₅₉	1 kΩ
R ₁₃	12 kΩ	R ₃₈	12 kΩ	P ₆₀	1 kΩ
R ₁₄	2,7kΩ	R ₃₉	2,7kΩ	P ₆₁	1 kΩ
R ₁₅	68 kΩ	R ₄₀	68 kΩ	P ₆₂	5 kΩ
R ₁₆	33 kΩ	R ₄₁	33 kΩ	P ₆₃	5 kΩ
R ₁₇	2,7kΩ	R ₄₂	2,7kΩ		
R ₁₈	68 kΩ	R ₄₃	68 kΩ		
R ₁₉	33 kΩ	R ₄₄	33 kΩ	64 ÷ 78 : condensatoren	
R ₂₀	1 kΩ	R ₄₅	1 kΩ	C ₆₄	12 nF
R ₂₁	68 kΩ	R ₄₆	68 kΩ	C ₆₅	10 nF
R ₂₂	8,2kΩ	R ₄₇	8,2kΩ	C ₆₆	470 pF
R ₂₃	22 kΩ	R ₄₈	22 kΩ	C ₆₇	470 pF
R ₂₄	33 kΩ	R ₄₉	33 kΩ	C ₆₈	10 nF
R ₂₅	33 kΩ	R ₅₀	33 kΩ	C ₆₉	22 nF



Vervolg stuklijst behorende bij figuur B. 4.7.2.

C ₇₀	10 nF
C ₇₁	100 pF
C ₇₂	470 pF
C ₇₃	27 nF
C ₇₄	10 nF
C ₇₅	22 nF
C ₇₆	10 nF
C ₇₇	100 pF
C ₇₈	470 pF

n-v : n^e printkonnektor, v^e aansluitpin.



Figuur B.4.7.3.
Elektrisch schema van een tweepuntsregeling.





Stuklijst behorende bij figuur B.4.7.3.

$T_1 \div T_3$	2N3794	R_1, R_2	27	k Ω
T_4	MPF104	R_3	220	Ω
T_5, T_6	2N4291	R_4, R_5	22	k Ω
$T_7 \div T_9$	2N3794	R_6	15	k Ω
T_{10}	MPF104	R_7	4,7	k Ω
$T_{11} \div T_{16}$	2N3794	R_8, R_9	1	k Ω
		R_{10}, R_{11}	22	k Ω
D_1, D_2	BAY 38	R_{12}	15	k Ω
		R_{13}	4,7	k Ω
		R_{14}	5,6	k Ω
Z_1	OAZ 200	R_{15}	2,2	k Ω
Z_2	OAZ 207	R_{16}	15	k Ω
Z_3	OAZ 204	R_{17}	82	Ω
Z_4, Z_5	OAZ 200	R_{18}, R_{19}	2,2	k Ω
		$R_{20} \div R_{22}$	15	k Ω
C_1, C_2	0,1 μ F	R_{23}	2,2	k Ω
$C_3 \div C_6$	470 pF	R_{24}	15	k Ω
		R_{25}	6,8	k Ω
P_1, P_2	15 k Ω instelpotentiometer	R_{26}	2,2	k Ω
		R_{27}	15	k Ω
		R_{28}	82	Ω
		R_{29}	2,2	k Ω
S_1	11	standenschakelaar	10 x 100 Ω	1 %
S_2	11	"	10 x 1000 Ω	1 %
S_3	11	"	10 x 100 Ω	1 %
S_4	11	"	10 x 1000 Ω	1 %