

**MASTER**

**Over chopperschakelingen voor gelijkstroomtraktiemachines : een systematisch onderzoek**

Verlinden, A.J.P.M.

*Award date:*  
1970

[Link to publication](#)

**Disclaimer**

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

**General rights**

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

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

**Take down policy**

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



Over chopperschakelingen voor  
gelijkstroomtraktiemachines;  
een systematisch onderzoek.

A.J.P.M. Verlinden.  
EM-70-12.

Verslag van een afstudeeronderzoek,  
op verzoek van de N.V. Nederlandse Spoorwegen  
verricht bij de groep Elektromechanika onder leiding van:  
Prof. dr. ir. J.G. Niesten,  
ir. J.A. Schot en  
ir. W.J. de Zeeuw.

Eindhoven, november 1970.



### Summary

Resistorcontrol of traction motors has a number of serious and well-known disadvantages.

These can be partly overcome by a pulse control system using a thyristor-chopper to vary the mean voltage of the motor.

It was the subject of this study to make a systematic survey of all known methods of chopper-control for DC-series machines.

For the classification of all chopper-methods in this survey a number of criteria play part, such as function, alternative methods and special problems.

As a practical addition we started the manufacturing of a "universal-chopper installation".

With this installation it will be possible to demonstrate characteristic similarity's and differences of several chopper methods.



Inhoudsopgave.

1.	Opdracht/doelstelling.	1
2.	Het gebruik van gelijkstroomseriemachines voor traktiedoeleinden.	3
3.	In/uit-schakelaars.	12
4.	Systematische indeling van mogelijke chopper sturingen.	15
4.1.	Energie-gedeelte.	18
4.1.1.	Motorbedrijf.	18
	veldinduktiviteit van de machine	20
	induktiviteit van de voeding	21
	meerfasen-bedrijf	27
4.1.2.	Generatorbedrijf.	32
	dissipatief rembedrijf	32
	recuperatief rembedrijf	34
4.1.3.	Choppen met gedwongen kommutatie.	39
	direkte kommutatie	40
	indirekte kommutatie	43
	opladen van de kommutatiekondensator	45
	reduceren van de minimum uit-tijd	50
	lekweerstand	52
4.1.4.	Thyristoren en hun beveiliging; serie- en parallelschakeling.	54
4.2.	Informatie-deel.	63
4.2.1.	Sturing/regeling.	63
	pulsbreedte sturing	64
	pulsfrequentie sturing	64
	hybride methoden (tweepuntssturing)	65
4.2.2.	Bewaking/controle.	69
4.3.	Fabrieksschakelingen (Siemens, AGEK).	71
5.	Het demonstratiemodel: de universele chopper.	75
5.1.	De gelijkstroomseriemachine.	75



5.2.	De universele chopperinstallatie.	76
5.2.1.	Het energie-gedeelte van de universele chopperinstallatie.	76
5.2.2.	Het informatie-gedeelte van de universele chopperinstallatie.	85
5.3.	Metingen.	89
6.	Overwegingen achteraf.	95
7.	Voortzetting van het onderzoek.	98
Bijlagen:		
1.	Berekeningen van de motorstroomrimpel bij eindige veldinduktiviteit.	99
2.	Berekeningen aan het ingangsfILTER.	101
3.	Berekeningen aan een twee-fase-chopper.	105
4.	Berekening van de machinestroom tijdens generatorbedrijf.	108
5.	Berekeningen aan een LCR-kring.	111
6.	Berekeningen aan een chopper met teruglaadtak.	114
7.	Berekeningen en metingen aan een 8-ampère variac ten behoeve van het gebruik als variabele smoorspoel.	116
8.	Foto's van metingen.	121
Literatuurlijst.		134
Lijst van gebruikte symbolen, afbeeldingen en tekenafspraken.		137
Errata		



## 1. Opdracht/doelstelling.

Gelijkstroomseriemachines voor traktiedoeleinden worden bij de N.V. Nederlandse Spoorwegen gevoed uit een 1500-volt gelijkspanningsnet. Sturing van de hoeksnelheid van deze machines geschiedt nog steeds door een aantal schakelmogelijkheden toe te passen nl. het serie- of parallel schakelen der motoren en het voorschakelen van variabele weerstanden.

De toepassing evenwel van het principe van hoeksnelheidssturing door middel van het periodiek aansluiten op een voedingsbron -choppen- is door het beschikbaar komen van recentelijk ontwikkelde halfgeleiderelementen mogelijk geworden.

Het behoort tot de plannen van de Nederlandse Spoorwegen om in de nabije toekomst schakelingen met deze halfgeleiderelementen -thyristoren en dioden- te gaan gebruiken; daartoe worden reeds op uitgebreide schaal experimenten uitgevoerd.

Aan de groep Elektromechanica van de Technische Hogeschool te Eindhoven werd de wens te kennen gegeven, dat de Spoorwegen zou willen beschikken over een overzicht van alle methoden voor dergelijke sturingswijze van traktiemachines, daar zulks zou bijdragen tot een meer volledige informatie, die nodig is voor het doen van een verantwoorde keuze van de toe te passen schakelingen. In de vorm van een afstudeeropdracht heeft deze wens de volgende formulering gevonden: " Een systematisch onderzoek van de verschillende, principiële mogelijke chopperschakelingen ten behoeve van de sturing van gelijkstroomseriemachines voor traktiedoeleinden."

De hoeveelheid literatuur op dit gebied is nog beperkt, hetgeen als volgt kan worden verklaard:

- A. Eerst na de ontdekking omstreeks 1951 van een halfgeleider-schakelaar voor grote vermogens en hoge schakelfrequentie, de thyristor, werden de eerste ideeën over gelijkspanningssturing door middel van in/uit-schakelaars van Blaufuss (1941, L1<sup>\*</sup>) van toepassingsbelang.

\* Literatuurverwijzing.



B. De zo noodzakelijke financiële push van de industrie aan het onderzoek op dit gebied was niet zo groot vanwege het feit dat een revolutionair-snelle toepassing bij tractie niet te verwachten zou zijn. Dit laatste vindt zijn oorzaak in de volgende punten:

1. Ondernemingen op gebied van openbaar vervoer moeten rekenen met een zeer hoge bedrijfszekerheid en bezitten diensten-gevolge een onvermijdelijk konservatisme ten aanzien van nieuwe ontwikkelingen.
2. Gelijkspanningsvoeding voor traktiemachines wordt in het algemeen alleen maar toegepast voor kleinere netten.
3. Vervanging van de kapitaalintensieve installaties geschiedt langzaam.

C. Over projecten in een onderzoekstadium wordt meestal weinig gepubliceerd en zeker niet gedetailleerd.

Het theoretische gedeelte van deze opdracht werd aangevuld met een praktisch deel nl. het bouwen van een universele chopper-installatie waarbij de mogelijkheid bestaat, om na enkele eenvoudige omschakelingen, diverse choppers met hun karakteristieke verschillen en overeenkomsten te kunnen demonstreren.

Dat deze praktische zaak goed aansluit bij de gegeven opdracht is uiteraard duidelijk. Als resultaat zal echter niet verwacht moeten worden: een uitspraak omtrent het al of niet beter of slechter zijn van een speciale schakeling, maar meer een algemeen overzicht met betrekking tot choppers voor gelijkstroomseriemachines.



2. Het gebruik van gelijkstroomseriemachines voor traktie-  
doeleinden.

Het gebruik van gelijkstroomseriemachines voor traktiedoeleinden is veelvuldig vanwege de vele voordelen welke dit type machine voor railvervoer biedt boven o.a. de gelijkstroomshuntmachine.

A. Het gunstige verloop van het elektromagnetische koppel als functie van de hoeksnelheid.

1. Een hoog aanloopkoppel, ook bij verlaagde spanning en zonder extra voorzieningen in de machine of de installatie.
2. Een verschil in wieldiameter heeft een klein verschil in het elektromagnetische koppel tot gevolg. Zulks is vooral van belang indien geen weerstanden meer zijn voorgeschakeld.
3. Een belastingverhoging veroorzaakt een grote snelheidsdaling; de aan de machine te leveren extra stroom blijft binnen de perken.

B. Het gunstige gedrag ten aanzien van storingen in de voeding.

1. Na een kortstondige voedingsonderbreking ten gevolge van bijvoorbeeld het springen van de pantograaf, zal zowel het veld als de rotorstroom gelijktijdig worden opgebouwd.
2. Bij lage voedingsspanning zal de gelijkstroomseriemachine toch voldoende koppel leveren om het traktievoertuig, zij het met ietwat lagere snelheid, te doen voortbewegen.

C. Vanwege de hoge stroom zullen de veldwikkelingen uit dikke koperstrippen bestaan; samen met de gestelde eisen aan de isolatie verkrijgen we een gunstige vulfactor. De gelijkstroomseriemachine zal dientengevolge compact en stevig zijn.

Het gedrag van de gelijkstroomseriemachine kan worden beschreven met de beneden gegeven grootheden en formules:

$R$  : ohmse weerstand van stator- en rotorwikkelingen.

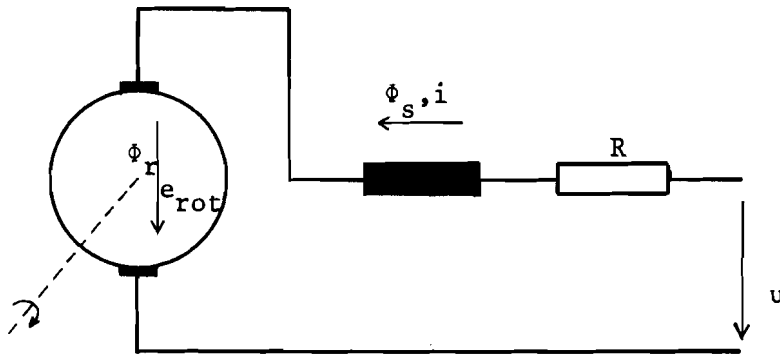
$u_b$  : som der borstelovergangsspanningen.

$\phi_s, \phi_r$  : gekoppelde magnetische flux in stator resp. rotor.

$\phi_n$  : magnetische luchtspleetflux afkomstig van de stator.

$e_{rot}$  : geïnduceerde rotatiespanning.





$T_e, \omega, -T_{last}$

fig.2.a. schakeling van een gelijkstroomseriemachine.

elektrisch evenwicht:

$$u = Ri + u_b + \frac{d}{dt}(\phi_s + \phi_r) + e_{rot} \quad (2.1)^*$$

$$\text{waarbij } e_{rot} = k\omega\phi_n \quad (2.2)$$

mechanisch evenwicht:

$$T_e = J \frac{d\omega}{dt} + T_{last} \quad (2.3)$$

Onder de aannamen dat:

1. er een eenduidige relatie bestaat tussen de magnetische flux in de luchtspleet en de machinestroom (fig.2.b),
  2. we ideale kommutatie veronderstellen,
  3. we de borstelovergangsspanning mogen verwaarlozen,
  4. we alleen stationair bedrijf beschouwen,
- dan worden de betrekkingen 2.1, 2.2 en 2.3 vereenvoudigd tot:

$$U = RI + k\omega\phi(I) \quad (2.4)$$

$$T_e = T_{last} \quad (2.5)$$

$k$  is een van de geometrie en de bewikkeling van de machine afhankelijke grootte.

Uit een beschouwing van het energie-evenwicht volgt verder:

$$UI - RI^2 = k\omega\phi(I) \cdot I = T_e \omega \quad (2.6)$$

$$T_e = \frac{k\phi(I) \cdot (U - k\omega\phi(I))}{R} \quad (2.7)$$

\* Figuren en formules hebben een nummering overeenkomstig het hoofdstuk waartoe ze behoren; verder een volletter resp. volgnummer.

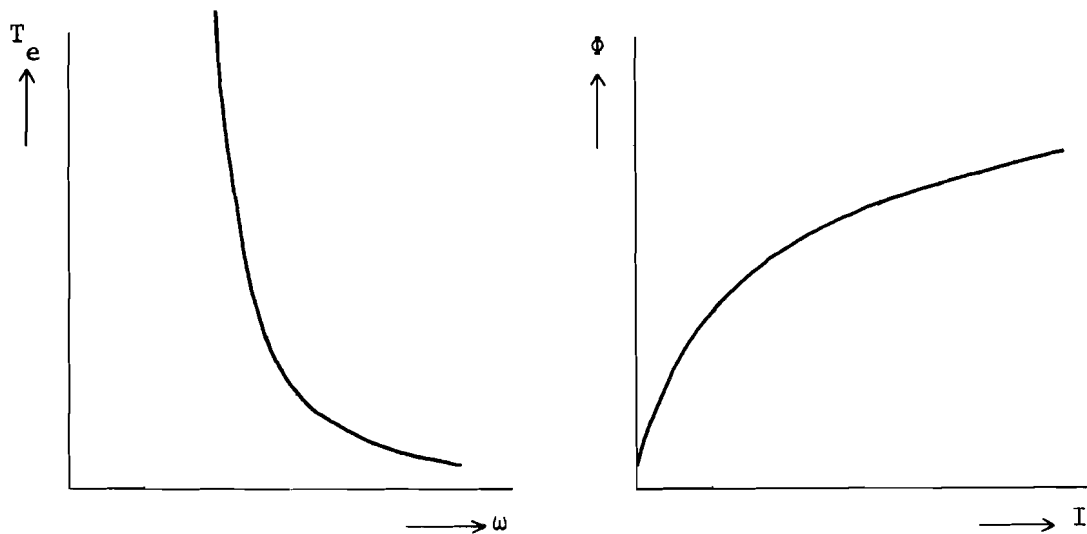


fig.2.b  
koppel-hoeksnelheidskromme

fig.2.c  $\phi = \phi(I)$   
veld-stroom relatie

Het koppel.

Uitgaande van het gegeven zo snel mogelijk, doch enigzins comfortabel van A naar B te reizen kunnen we voor het elektromagnetische koppel van het bewuste traktievoertuig de volgende eisen opstellen:

1. Een zo hoog mogelijk koppel om binnen een record-tijd de maximum snelheid te bereiken.
2. Een zo konstant mogelijk koppel om geen hinderlijke ruk te krijgen; ruk is gedefiniëerd als de afgeleide naar de tijd van de versnelling. Bij de start -  $\omega = 0$  - moet het koppel geleidelijk op zijn maximum waarde worden gebracht.
3. Bij maximum snelheid zal het elektromagnetische koppel gelijk moeten zijn aan het totale lastkoppel. Variaties in koppel en snelheid moeten elkaar aanpassen.

Een voor traktie geschikt elektromagnetisch koppel als functie van de tijd en van de hoeksnelheid wensen we ons voor aanlopen in de vorm zoals gegeven in de figuren 2.d en 2.e .

Het lastkoppel bestaat uit een samenstel van al of niet snelheidsafhankelijke wrijvingen en veranderingen van kinetische- en potentiële energie.

Hiervan noemen we:

1. borstel-collector wrijving, rollende wiel-rail wrijving; vrijwel snelheidsonafhankelijk.

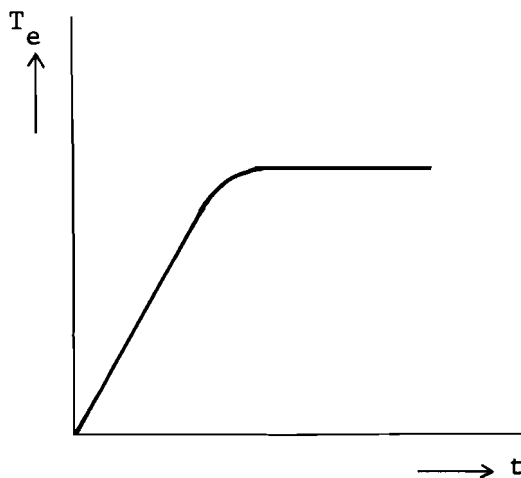


fig.2.d. koppel-tijd-kromme

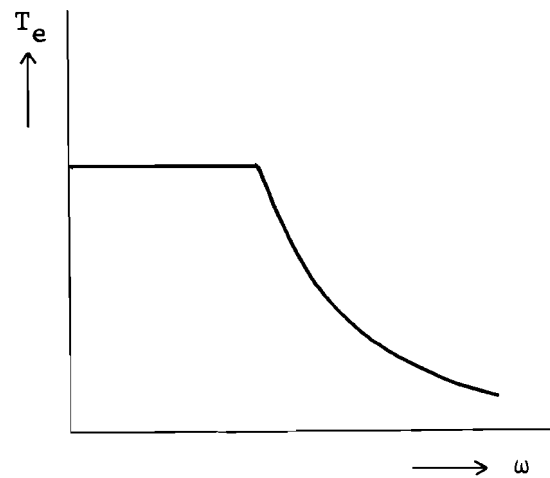


fig.2.e. koppel-hoeksnelheids-kromme

2. lucht- en ventilatie wrijving; evenredig met het kwadraat van de snelheid.
3. schranken van de wielen tegen de rail; afhankelijk van de snelheid en de conditie van het baanvak.
4. massa-traagheid.
5. hellingen.
6. bochten.

De maximaal toelaatbare machinestroom hangt samen met:

1. de verwarming binnen de machine, waarbij de factor tijd ook een rol speelt.
2. de redelijkerwijs overdraagbare collectorstroom.
3. de adhesie-coëfficiënt tussen rail en wiel.

Deze adhesie-coëfficiënt,  $w_a$ , is als volgt gedefinieerd:

$$w_a = \frac{T_{\max}}{r \cdot G} \quad (2.8)$$

$T_{\max}$  van zodanige waarde dat er nog net geen slip optreedt.

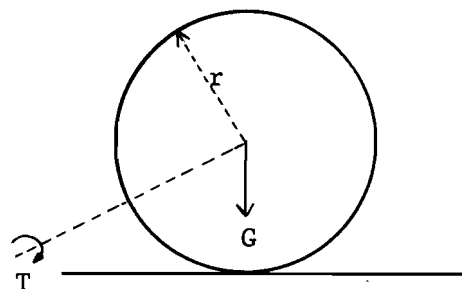


fig.2.f adhesie-coëfficiënt wiel-rail.

De adhesie-coëfficiënt tussen rail en wiel is in sterke mate afhankelijk van beider toestand en profiel, verder van de snelheid van het traktievoertuig. (L2)

Sturing van de hoeksnelheid.

Uit formule 2.7 kunnen we distilleren dat sturing van de hoeksnelheid bij gegeven koppel mogelijk is door verandering van de klemspanning en/of het aanbrengen van extra weerstand in de keten; verder door het toepassen van veldverzwakking. (zie fig.2.g en 2.h).

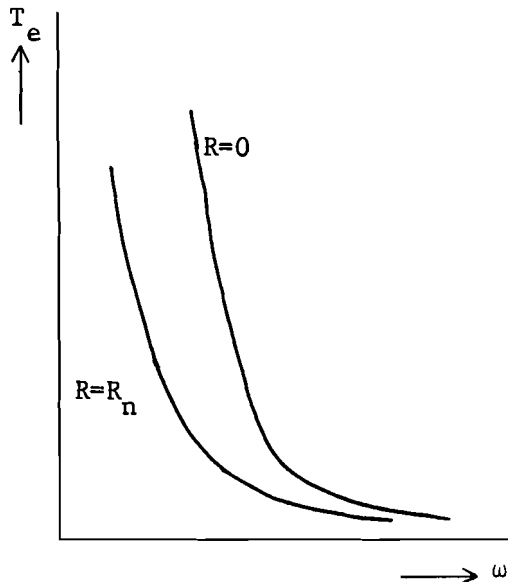


fig.2.g  $T_e - \omega$  krommen  
 $U$  konstant,  $R$  parameter

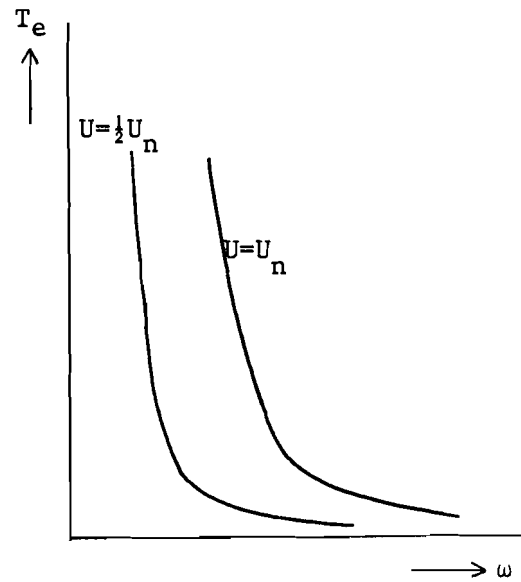


fig.2.h  $T_e - \omega$  krommen  
 $R$  konstant,  $U$  parameter

Als men, zoals in de praktijk veelal het geval is, niet kan beschikken over een continu variabele spanningsbron, dan past men een combinatie van bovengenoemde sturingsmogelijkheden toe.

Zijn er twee machines aanwezig, dan worden deze eerst in serie en daarna parallel geschakeld, zodoende krijgt men twee verschillende motorklemspanningen. Door het gebruiken van in stappen afschakelbare weerstanden, wordt zowel bij serie- als parallel-schakeling een verfijnde weerstandssturing verkregen. Steeds wordt zodanig geschakeld, dat de stroom de maximaal toelaatbare waarde niet of slechts gedurende korte tijd overschrijdt.

In figuur 2.i vinden we een schakeling waarin de bovengenoemde sturing wordt toegepast. De schakelaars worden als volgt bediend:  
 serie-schakeling: schakelaar I gesloten,  $R$  in stappen afschakelen.  
 overschakelen : schakelaar II sluiten, schakelaar I openen,  
 geen stroomonderbreking;  $R$  weer inschakelen.

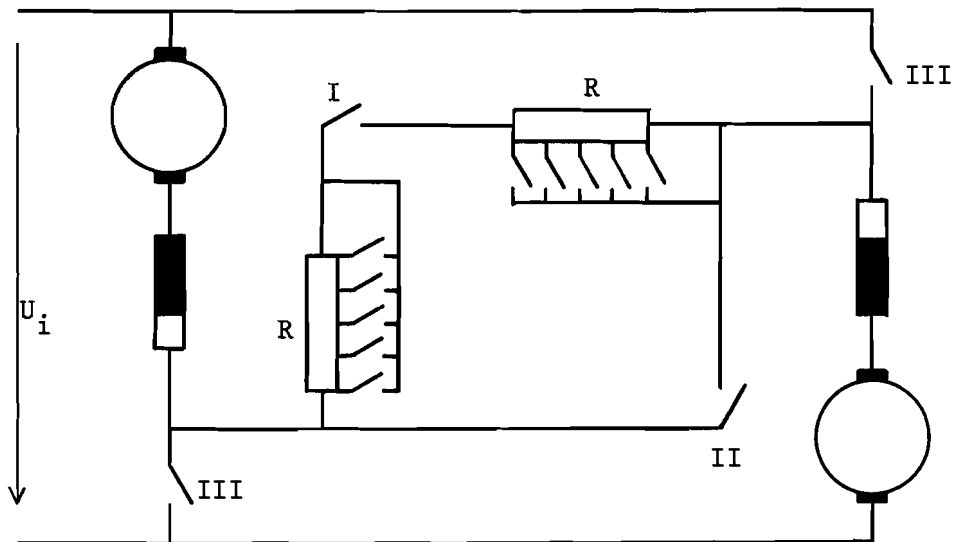


fig. 2.i Schakeling voor spannings- en weerstandssturing van twee gelijkstroomseriemachines.

parallel-schakeling: schakelaars III sluiten, schakelaar II zo mogelijk stroomloos openen, R afschakelen.

Vervolgens is nog veldverzwakking mogelijk, bijvoorbeeld door het parallel aan het veld schakelen van een weerstand.

Ook bij de rijtuigen van de Spoorwegen vindt een sturing overeenkomstig het bovenbeschreven principe plaats. Figuur 2.j geeft het hierbij optredende stroom-hoeksnelheidsverloop.

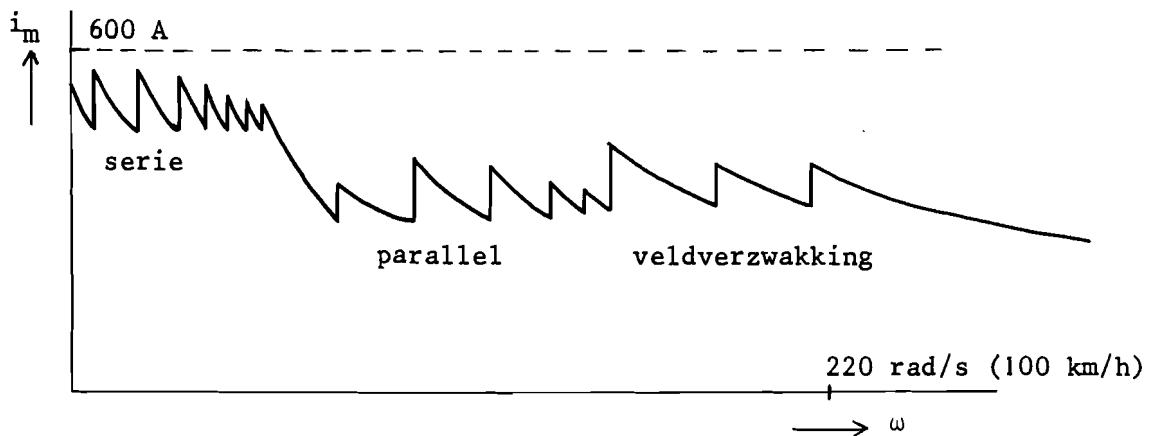


fig. 2.j stroom-hoeksnelheids diagram van traktiemachine TM 671

Ter toelichting van figuur 2.j : De maximaal toelaatbare stroom zal afnemen met toenemende snelheid vanwege de kleiner wordende adhesie-coëfficiënt (blz6). Bij parallel-bedrijf zal de lijnstroom de dubbele waarde hebben van de machinestroom. De lijnstroom is vanzelfsprekend ook aan een maximum gebonden.

Als rem kan de gelijkstroomseriemachine gebruikt worden, indien de voedingsbron vervangen wordt door een energie-absorberend element, bijvoorbeeld een weerstand. De machine moet dan geschakeld worden als in figuur 2.k om positieve zelfbekrachtiging op basis van het remanent magnetisme mogelijk te maken.

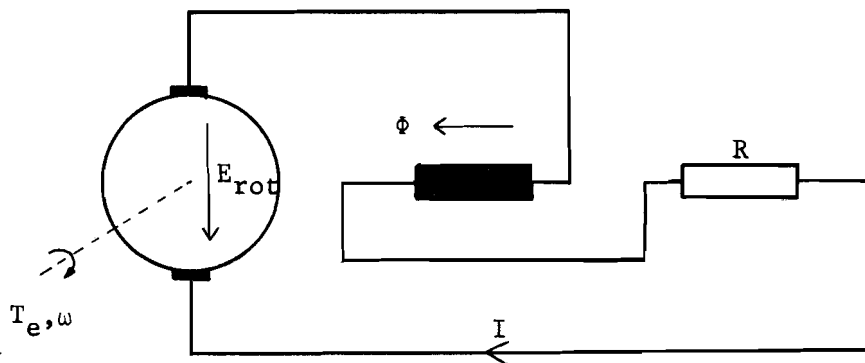


fig.2.k gelijkstroomseriemachine geschakeld als rem.

Er geldt in de stationaire toestand de volgende spanningsbetrekking:

$$0 = -RI + E_{\text{rot}} \quad (2.9)$$

Steeds geldt voor het koppel de uitdrukking:

$$T_e = -k\Phi I \quad (2.10)$$

terwijl de rotatiespanning kan worden geschreven als:

$$E_{\text{rot}} = k\omega\Phi \quad (2.11)$$

Uit 2.9, 2.10 en 2.11 volgt:

$$T_e = \frac{k^2\Phi^2\omega}{R} \quad (2.12)$$

Door nu een relatie tussen  $\Phi$  en  $I$  te veronderstellen, zoals afgebeeld in figuur 2.c, kunnen we de rotatiespanning afbeelden als functie van de stroom met de hoeksnelheid als parameter (zie figuur 2.1). De stroomwaarde zal zich bij gegeven hoeksnelheid en weerstandswaarde instellen overeenkomstig formule 2.9.

Uit figuur 2.1 konkluderen we dat bij dalende hoeksnelheid, de stroomwaarde zal afnemen met als gevolg ook daling van de waarden van het magnetische veld en het remkoppel.

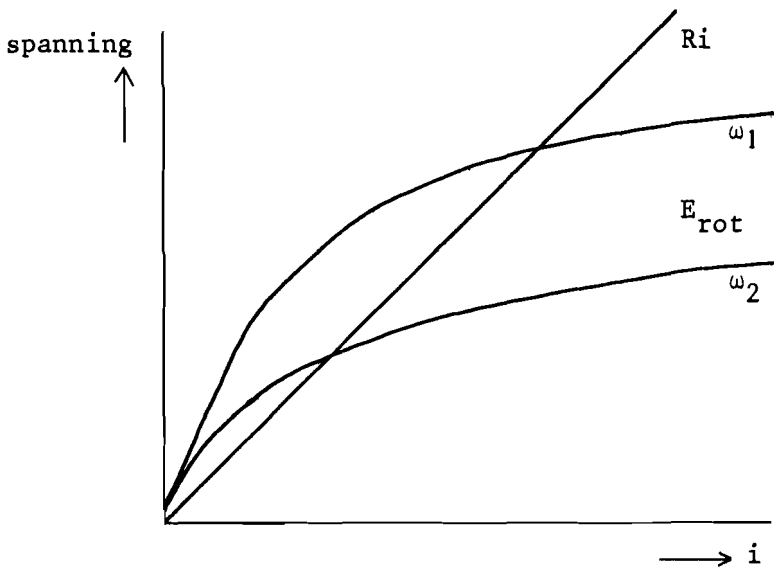


fig.2.1 spannings-stroom diagram bij rembedrijf.

Door nu de schakelprocedure, die bij het aanlopen wordt gebruikt te doorlopen is het mogelijk ook bij lage snelheid een voldoende stroomwaarde en veld te houden, zodat het remkoppel over een groot hoeksnelheidsgebied vrijwel konstant blijft. (figuur 2.m)

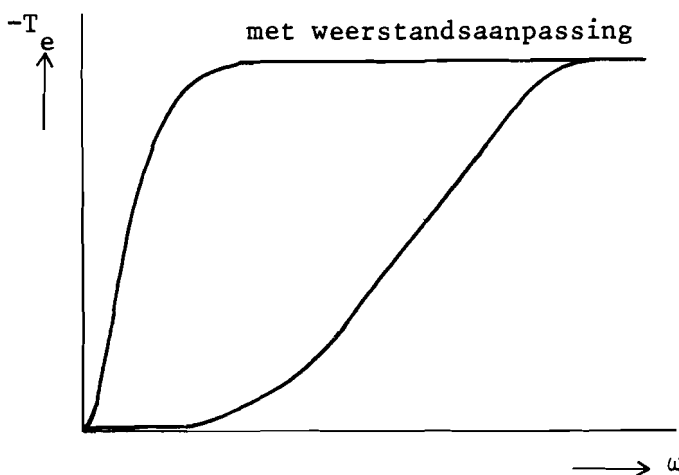


fig. 2.m. koppel-hoeksnelheids-krommen bij rembedrijf met en zonder weerstandsaanpassing.

Vaak wordt bij een dergelijke remschakeling het veld van de machine bekrachtigd door een onafhankelijke voedingsbron, om daarmee een van de hoeksnelheid onafhankelijk hoofveld in de machine te krijgen

Het voordeel hiervan is dat we geen rekening behoeven te houden met de bij zelfbekrachtiging langzame veldopbouw. Verder zal bij lage machinestroom toch voldoende veld aanwezig zijn hetgeen gunstig is ten aanzien van de waarde van het remkoppel.

Als nadelen van de beschreven sturingswijze gelden de volgende punten:

1. Het stapsgewijs veranderen van de stroom zal een fluktuerende komponent in het koppel tot gevolg hebben:
  - a. bij te grote stroomstoten zullen we hinderlijke rukken krijgen, vooral bij  $\omega = 0$ .
  - b. het gemiddelde koppel is lager dan het koppel dat in verband met de maximale adhesie tussen rail en wiel toelaatbaar is.
2. Het schakelen van de motoren en weerstanden eist veel frequent te gebruiken schakelapparatuur voor hoge vermogens, met alle onderhoud vandien.
3. Zowel bij aanloop als het elektrisch afremmen van de machine wordt energie gedissipeerd in de weerstanden, hetgeen als verlies moet worden gekenmerkt.

Zoals later zal blijken gelden deze nadelen niet of in mindere mate voor choppersturing.



### 3. In/uit-schakelaars.

Het principe van in/uit-schakelen is een veel gebruikte doseer-methode.

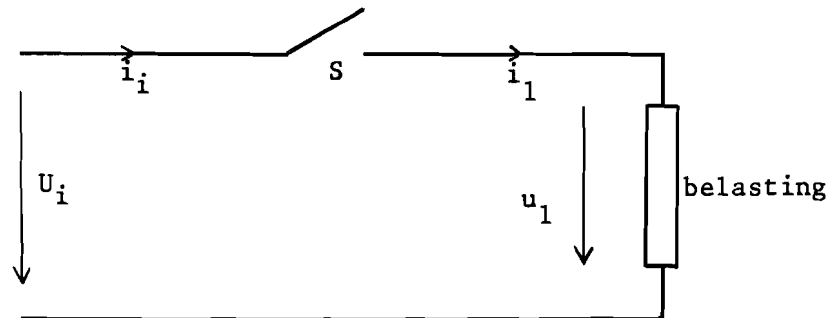


fig.3.a principe van in/uit-schakelen.

Zo kan men in de schakeling volgens figuur 3.a door het openen en sluiten van schakelaar S de belasting al of niet op de voedingsbron met konstante spanning  $U_i$  aansluiten. Het is nu mogelijk de gemiddelde hoeveelheid energie per tijdseenheid te regelen door het variëren van de relatieve in-tijd, die op zijn beurt weer ge-stuurd wordt door de te regelen grootheid.

Een eenvoudig praktijkvoorbeeld is de elektrische strijkbout. De te regelen grootheid, in dit geval de temperatuur, bepaalt het in/uit schakelen. Het geheel met een frequentie van 5-10 mHz., afhankelijk van de bedrijfsomstandigheden.

Volgens een soortgelijk principe kunnen we een traktiemotor sturen. De te regelen grootheid, de hoeksnelheid, bepaalt de relatieve in-tijd met inachtneming van een maximaal toelaatbare stroom-waarde. Het geheel nu met een frequentie in de orde van grootte van 100 - 500 Hz.

Is de belasting zuiver ohms en de voeding een ideale gelijkspan-ningsbròn dan krijgen we de volgende stroom-spanningsbeelden:

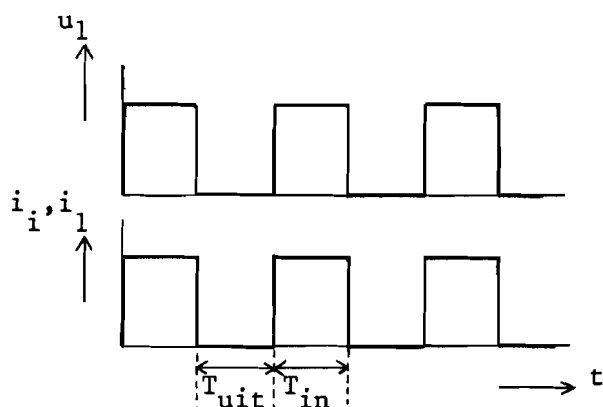


fig.3.b  
stroom en spanningsverloop  
als functie van de tijd  
bij ohmse last.

Is de belasting inductief, dan zal de belastingsstroom vanwege deze inductiviteit niet meer plotseling van waarde kunnen veranderen. Willen we in de schakelaar S de stroom toch plotseling tot nul reduceren dan moeten we er voor zorgen dat de belastingsstroom via een andere weg kan verder vloeien. Deze zogenaamde vrijloopweg kunnen we creëren door het aanbrengen van een diode, de vrijloopdiode, parallel aan de last.

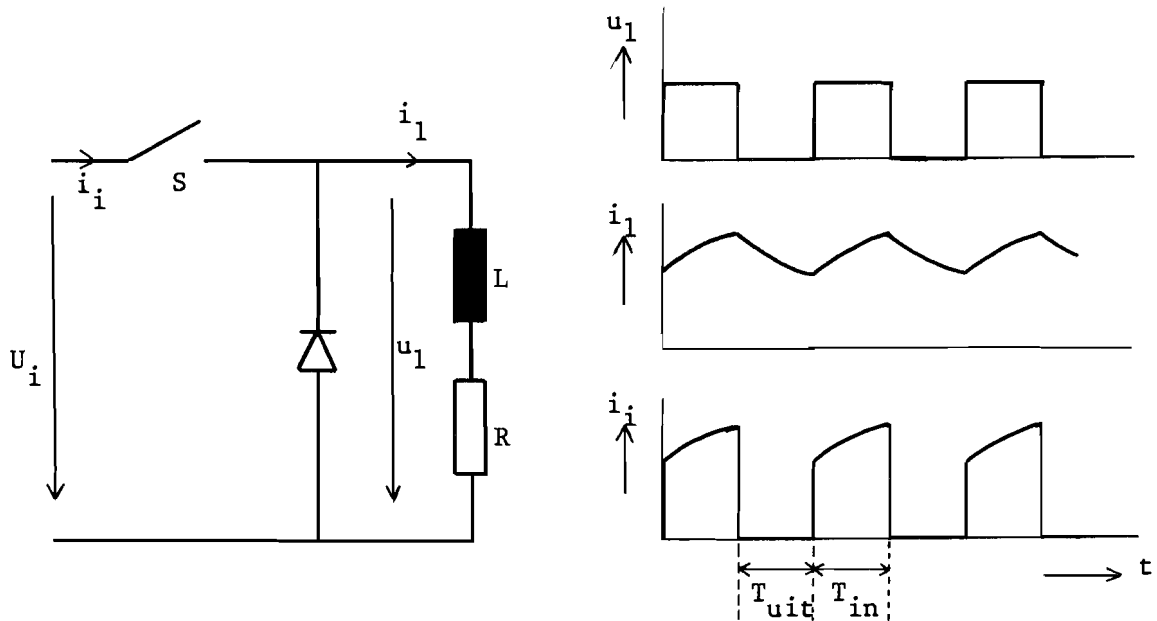


fig.3.c in/uit-schakelen  
met inductieve last

fig.3.d stroom-spanningsverloop  
bij inductieve last.

Als we aannemen dat de tijdconstante van de LR-combinatie,  $\tau = L/R$ , veel groter is dan de totale schakelperiode,  $T_{tot} = T_{in} + T_{uit}$ , dan zal de belastingsstroom vrijwel konstant blijven. De spanning over de belasting is in de tijd kanteelvormig.

In het geval dat de laststroom konstant verondersteld mag worden en de chopper verliesvrij is dan geldt voor de gemiddelde grootheden:

$$\bar{U}_l = aU_i \quad (3.1)$$

$$\bar{I}_i = aI_l \quad (3.2)$$

$$\text{waarbij } a = \frac{T_{in}}{T_{in} + T_{uit}}$$

We zien dat de grootte van de rimpel op de laststroom afhankelijk is van de verhouding van  $\tau_{LR}$  en  $T_{tot}$ , hetgeen geïllustreerd wordt in figuur 3.e.

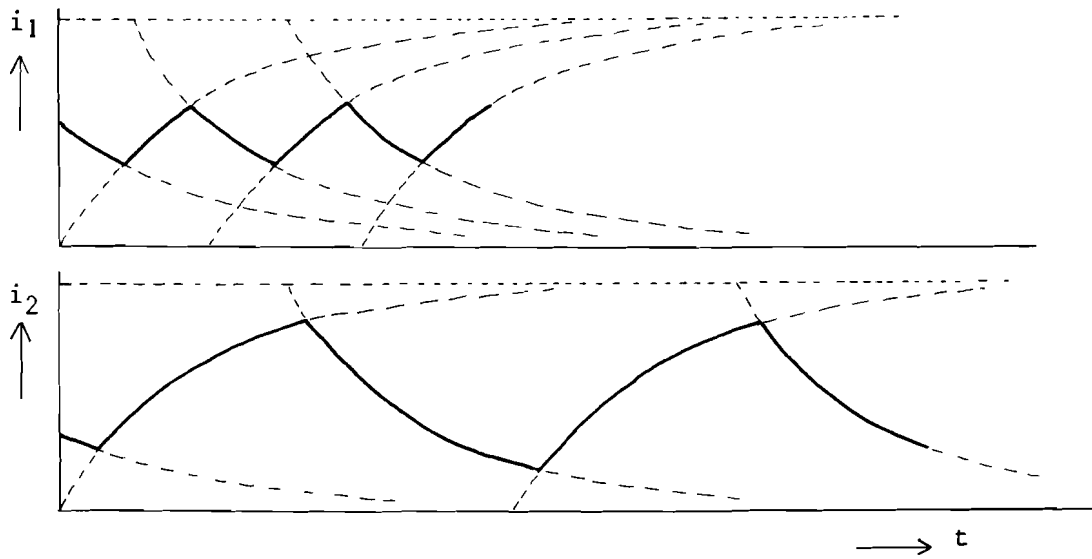


fig.3.e stroom-tijd karakteristieken:  $\tau_1 = \tau_2$ ,  $3T_1 = T_2$

Door  $T_{\text{tot}}$  zeer klein te nemen is het mogelijk deze schakelmethode ook te gebruiken voor waarden van  $\tau$ , zoals die bij traktiemachines aan de orde zijn. Een overeenkomstig vereiste schakelfrequentie is moeilijk te bereiken met mechanische schakelaars waarvan het schakelvermogen nog redelijk groot is; halfgeleiderelementen bieden in dit geval een goede mogelijkheid.

Een elektronische schakelaar, de chopper wordt in de figuren aangegeven zoals getekend in figuur 3.f.

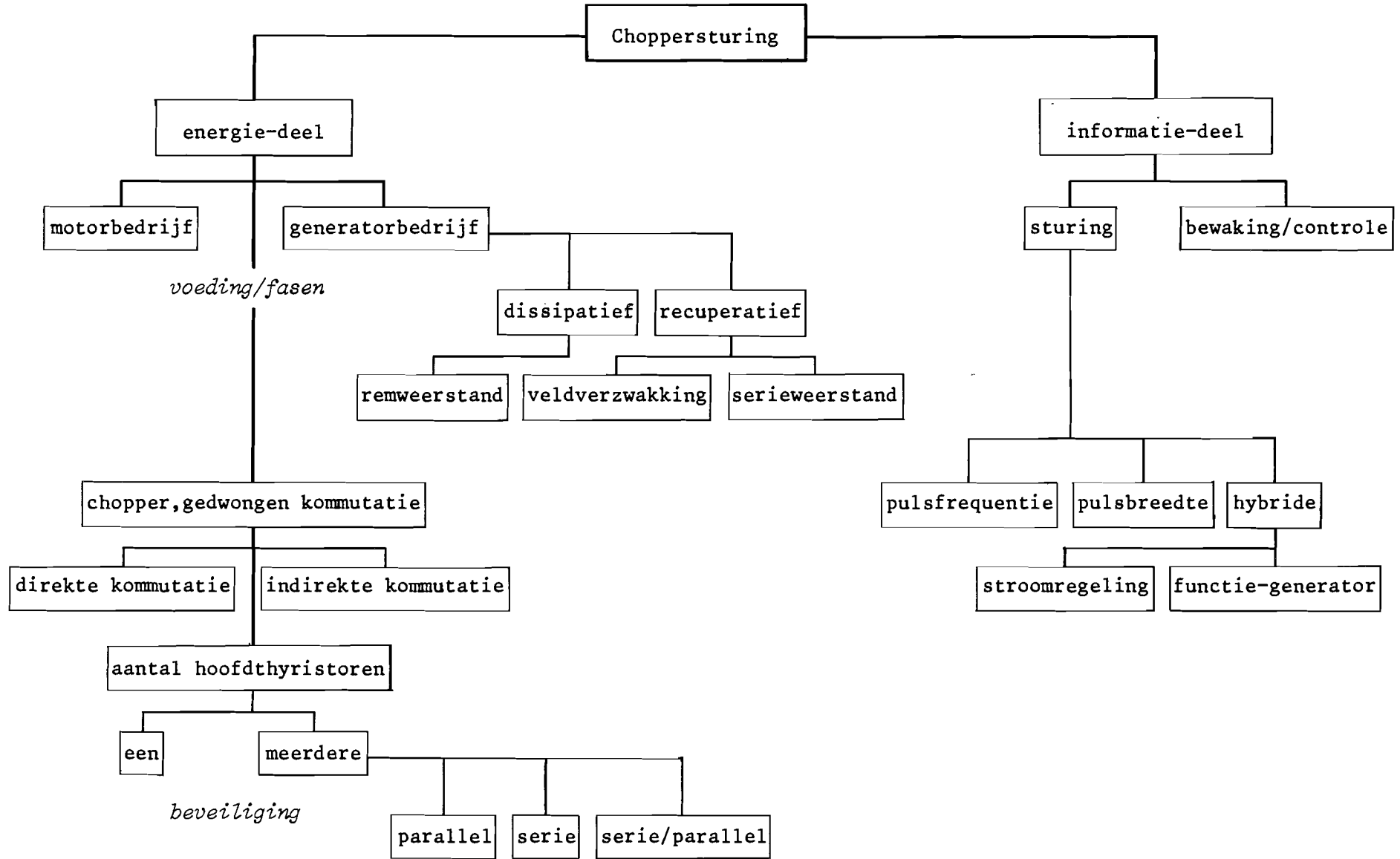


fig.3.f. chopper.

#### 4. Systematische indeling van mogelijke choppersturingen

Na de inleiding zijn we nu toe aan het beschrijven van de uitvoering der opdracht nl. het opzetten van een systematische indeling van alle, principieel mogelijke chopperschakelingen voor het sturen van gelijkstroomseriemachines gebruikt voor tractie-doeleinden. Bij de opzet van deze indeling hebben een aantal criteria een rol gespeeld, zoals functie, alternatieve methoden en speciale problematiek. Er volgen nu een korte argumentatie en een uitleg van de ontworpen schematische indeling op bladzijde 16, welke tevens dienen als inleiding tot datgene wat beschreven wordt in de komende paragrafen.

- A. Een hoofdingeling is gemaakt aan de hand van de te vervullen functie van de desbetreffende onderdelen. Het *energie-gedeelte* regelt daadwerkelijk de elektrische energiestroom tussen bron en machine. Het *informatie-gedeelte* verzorgt de communicatie tussen mens en machine.
- B. Vervolgens wordt er zowel bij het energie- als bij het informatie-deel een verdere indeling gemaakt, resulterend in *motor- of generatorbedrijf* enerzijds en *sturing en controle* anderzijds. Het feit dat motor- en generatorbedrijf elkaar uitsluitende functies zijn en sturing en controle elkaar insluitende functies hebben, lijkt geen bezwaar.
- C. Zowel generatorbedrijf als sturing kunnen op een aantal alternatieve wijzen bedreven worden, hetgeen zonder commentaar duidelijk blijkt uit het schema. Zowel bij motor- als bij generatorbedrijf komen voorts bepaalde problemen betreffende de *voeding* en het aantal *fasen* aan de orde. Voeding uit het net blijkt moeilijkheden ten aanzien van de inductiviteit van dat net op te leveren. Het gebruik van meerdere choppers die ten opzichte van elkaar in fase zijn verschoven, is gunstig met het oog op de rimpel op de ingangsstroom en het aantal parallelgeschakelde hoofdthyristoren.
- D. Een verdere indeling binnen het energie-schema betreft de manier, waarop het doven van de hoofdthyristor tot stand komt.





Alhoewel doven met gedwongen kommutatie bij gelijkstroomvoeding de enige mogelijkheid is, zien we tóch nog verschillen tussen het doven van de hoofdthyristor door middel van een spanning in serie, ook wel genoemd *direkte kommutatie*, of een stroom parallel, aangeduid als *indirekte kommutatie*. (L3).

- E. Een laatste onderscheid, waarbij meer konstruktieve problematiek naar voren treedt, wordt gevormd door het *aantal hoofdthyristoren*, een of meerdere, met problemen van *serie en/of parallel-schakelen*, beveiliging tegen te hoge spanning die ontstaat als gevolg van het plotseling afbreken van de *recombinatie-stroom* tijdens het doofproces en beveiliging tegen de eveneens destruktieve gevolgen van een te snelle *stroomtoename* ( $di/dt$ ) in en een te snelle *spanningstoename* ( $du/dt$ ) over de thyristor.

Tot slot nog een overzicht van een aantal min of meer complete schakelingen, aangeduid als fabrieks-schakelingen. Dit zijn schakelingen die als zodanig door firma's worden gepubliceerd, en worden toegepast bij de door hen ontworpen en gefabriceerde chopper-installaties.

#### 4.1 Energie-gedeelte

Het energie-gedeelte regelt, zoals reeds eerder vermeld, de elektrische energiestroom tussen de bron en de machine. Bij motorbedrijf wordt energie vanuit de bron naar de motor gevoerd en daar omgezet in mechanische energie. Bij generatorbedrijf wordt in de machine mechanische energie omgezet in elektrische energie. Afhankelijk van de toepassing van dissipatief respectievelijk recuperatief generatorbedrijf wordt deze elektrische energie gedissipeerd in weerstanden dan wel teruggevoerd naar het net.

##### 4.1.1 Motorbedrijf

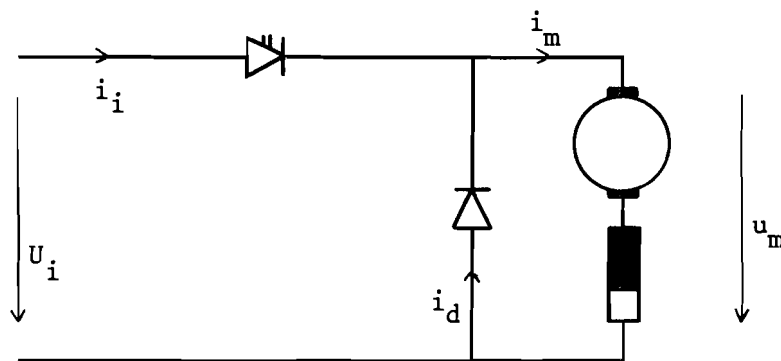


fig. 4.1.1.a schakelschema voor motorbedrijf.

Bij het bovenstaande schakelschema veronderstellen we in eerste instantie dat:

- de inductiviteit van de veldwikkelingen der machine oneindig groot is;
- de voeding ideaal is d.w.z. zonder inductiviteit of inwendige weerstand;
- we alleen stationair bedrijf beschouwen;
- de chopper een ideale aan/uit-schakelaar is.

Als onder deze omstandigheden de chopper beurtelings in en uit geschakeld wordt, krijgen we de stroom/spanningsbeelden zoals getekend in figuur 4.1.1.b

Hieruit kunnen we de volgende transformatie-betrekkingen afleiden:

$$\bar{u}_m = aU_i \quad (4.1.1.1)$$

$$\bar{i}_i = aI_m \quad (4.1.1.2)$$

waarbij  $a = \frac{T_i}{T_i + T_u}$

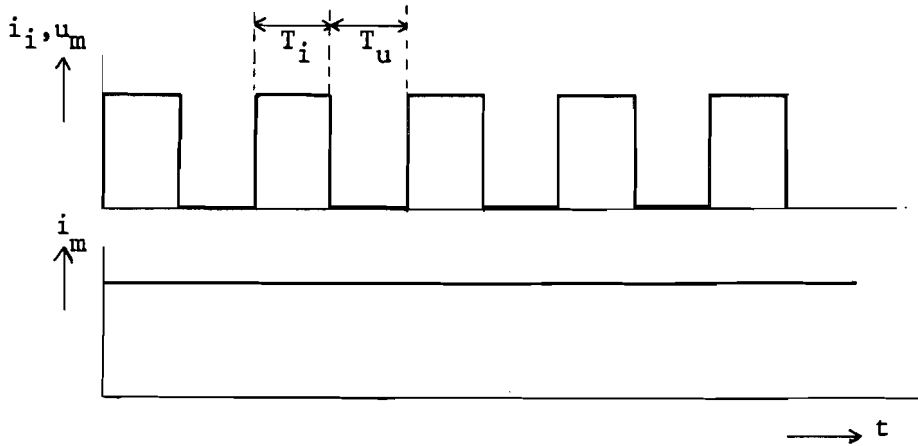


fig.4.1.1.b stroom en spanning als functie van de tijd onder ideeële omstandigheden.

De eenvoud van de betrekkingen 4.1.1.1 en 4.1.1.2 danken we aan de gemaakte veronderstellingen. We zullen nu nagaan hoe de gevonden relaties moeten worden aangepast als we ons model meer met de werkelijkheid in overeenstemming brengen.

Zo zullen we in het vervolg een gelijkstroomseriemachine beschouwen als een serie-schakeling van een weerstand, overeenkomstig de gelijkstroomweerstand ( $R$ ) van veldwikkelingen, anker en borstels, een stroomafhankelijke smoorspoel, representerend de inductiviteit ( $L$ ) van veld en anker en een variabele spanningsbron met bronspanning  $E$ : de rotatiespanning; de laatste is evenredig met de hoeksnelheid ( $\omega$ ) en de luchtspleetflux ( $\Phi(i)$ ) in de zogenaamde langsrichting.

Het verband tussen de met de stator resp. rotor gekoppelde magnetische flux en de machinestroom bij gelijktijdige bekrachtiging van stator en rotor is weergegeven in figuur 4.1.1.c

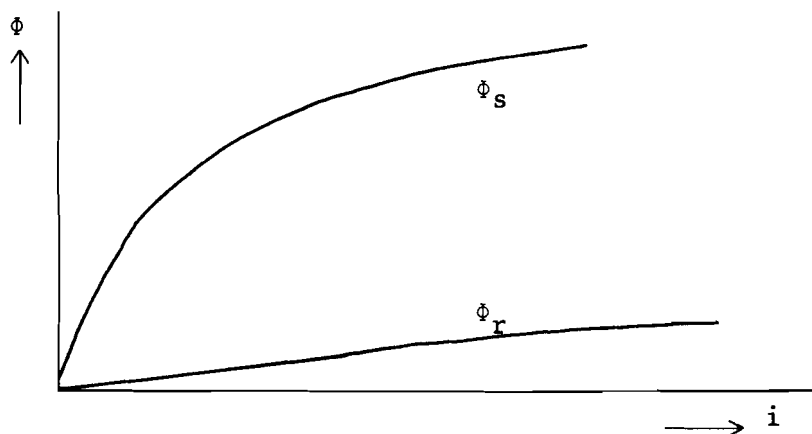


fig.4.1.1.c gekoppelde stator en rotor flux als functie van de machinestroom.



Aangenomen wordt dat  $L_s = \frac{d\phi}{dt}$  nagenoeg konstant blijft binnen kleine variaties van de machinestroom.

De magnetische luchtspleetflux afkomstig van de stator is eveneens afhankelijk van de machinestroom en wel zoals getekend in figuur 4.1.1.d.

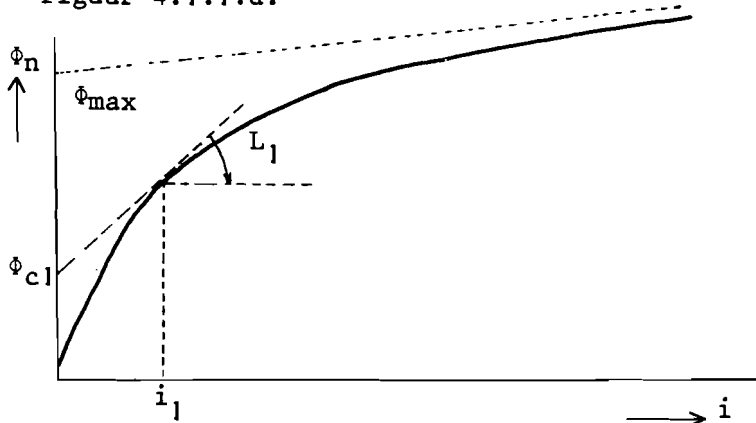


fig.4.1.1.d luchtspleetflux-stroom-relatie.

Voor iedere waarde van de stroom beschrijven we de flux-stroom relatie met de raaklijn aan de werkelijke flux-stroom-kromme in het overeenkomstige punt.

$$\text{Dus: } \phi(i) = \phi_c + Li \quad (4.1.1.3)$$

waarbij  $\phi_c$  varieert tussen 0 en  $\phi_{\max}$  en  $L$  van  $L_{\max}$  tot  $L_{\min}$  ( $\phi_{\max}$  en  $L_{\min}$  zijn waarden bij gehele verzadiging van het ijzer)

De rotatiespanning:

$$E_{\text{rot}} = k\omega\phi_c + G\omega i \quad (4.1.1.4)$$

$G\omega = kL\omega$  heeft de dimensie van een weerstand.

a. De veldinduktiviteit is niet oneindig.

De motorstroom zal nu niet konstant blijven maar fluktuëren in een mate afhankelijk van de elektrische tijdconstante van de machine. (zie figuur 4.1.1.e) De rimpel in de motorstroom  $\Delta I_m$  mag niet te groot worden, niet alleen omdat deze een fluktuatie in het koppel tot gevolg heeft, maar ook vanwege de toenemende warmteontwikkeling in de machine.

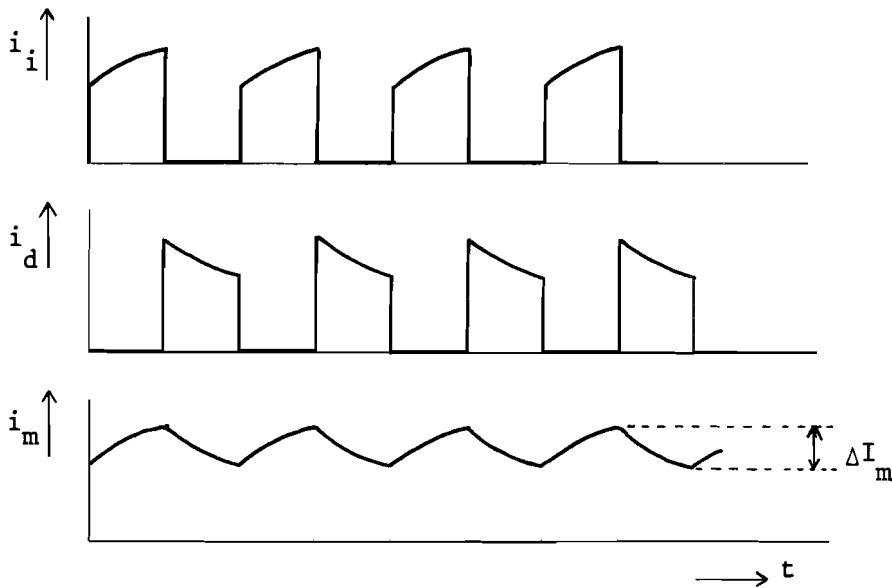


fig. 4.1.1.e stroom-tijd-functies bij eindige veldinduktiviteit.

Onder de voorwaarde dat de motorspanning ideaal blokvormig is kan berekend worden dat: (bijlage 1) (L4)

$$\Delta I_m = \frac{U_i}{R+G\omega} \left[ \frac{1 - \exp(-aT/\tau) - \exp(-(1-a)T/\tau) + \exp(-T/\tau)}{1 - \exp(-T/\tau)} \right]$$

waarbij T de totale schakelperiode voorstelt en  $\tau$  de tijdconstante van de machine. ( $\tau = L/(R+G\omega)$ ).

Deze  $\Delta I_m$ -waarde is maximaal bij  $a = \frac{1}{2}$  en wel:

$$\Delta I_{m,max.} = \frac{U_i}{R+G\omega} \left[ \tanh \left( \frac{T}{4\tau} \right) \right]$$

We zien hierin dus een beperking van de benedengrens der chopperfrequentie. Anderzijds is dit probleem ook op te lossen door het aanbrengen van een additionele inductiviteit.

#### b. Induktiviteit van de voeding

Een batterij zal een ideale voeding goed benaderen, een lijnvoeding doet dat allerminst. De grote inductiviteit van de laatste maakt het onmogelijk een blokvormige ingangsstroom te krijgen, verder zal deze inductiviteit de kommutatie binnen de chopper bemoeilijken. (pagina 46). Het ligt voor de hand dat een energie-reservoir, bijvoorbeeld een condensator parallel aan de voeding, uitkomst zal bieden.

De mogelijkheid bestaat om daarmee wèl een blokvormige chopperstroom te benaderen en tevens de terugwerking van de pulsvormige chopperstroom op het net gedeeltelijk weg te filteren. Een uitermate geschikt reservoir is een accubatterij, maar ook met condensatoren kan een voldoende resultaat bereikt worden.

We denken ons de inductiviteit van de voeding en de voedingslijnen geconcentreerd in een smoorspoel  $L$  en beschouwen  $U_i$  verder als ideaal. We nemen aan dat er een chopperstroom vloeit zoals getekend in figuur 4.1.1.f.

We gaan aan de hand van berekeningen (zie bijlage 2) een onderzoek doen naar het gedrag van de ingangsstroom  $i_i$  en de condensatorspanning  $u_c$  in stationair bedrijf, in afhankelijkheid van de resonatiefrequentie van het -ingangsfiler-, de chopperfrequentie en de relatieve in-tijd. (L 4,5,6)

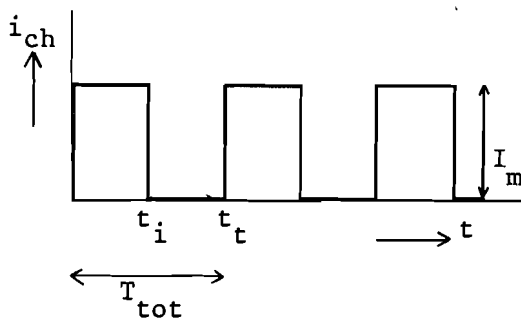


fig.4.1.1.f de chopperstroom

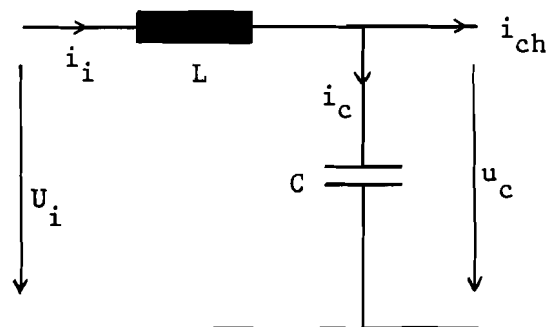


fig.4.1.1.g het -ingangsfiler-

$$U_i = L \frac{di_i}{dt} + \frac{1}{C} \int i_c dt \quad (4.1.1.7)$$

$$i_i = i_{ch} + i_c \quad (4.1.1.8)$$

met periode I:  $i_{ch} = I_m$  voor  $0 < t < t_i$

periode II:  $i_{ch} = 0$  voor  $t_i < t < t_t$

Formules 4.1.1.7 en 4.1.1.8 kunnen met de volgende rand- en continuïteitsvoorwaarden tot oplossing worden gebracht.



1.  $i_{iI}(t=0) = i_{iII}(t=t_t)$
2.  $i_{iI}(t=t_i) = i_{iII}(t=t_i)$
3.  $u_{cI}(t=0) = u_{cII}(t=t_t)$
4.  $u_{cI}(t=t_i) = u_{cII}(t=t_i)$
5. de verandering van de condensatorlading moet gemiddeld over een hele chopperperiode nul zijn:

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

We kunnen berekenen dat:

$$i_{iI} = I_m \left\{ 1 - \frac{\sin \omega_0(1-a)T/2}{\sin \omega_0 T/2} \cos \omega_0(t-aT/2) \right\} \quad (4.1.1.9)$$

$$i_{iII} = I_m \left\{ \frac{\sin \omega_0 aT/2}{\sin \omega_0 T/2} \cos \omega_0\{t-(1+a)T/2\} \right\} \quad (4.1.1.10)$$

$$u_{cI} = U_i - \frac{I_m}{\omega_0 C} \left\{ \frac{\sin \omega_0(1-a)T/2}{\sin \omega_0 T/2} \sin \omega_0(t-aT/2) \right\} \quad (4.1.1.11)$$

$$u_{cII} = U_i + \frac{I_m}{\omega_0 C} \left\{ \frac{\sin \omega_0 aT/2}{\sin \omega_0 T/2} \sin \omega_0\{t-(1+a)T/2\} \right\} \quad (4.1.1.12)$$

$\omega_0$  komt overeen met de resonantiefrequentie van de bewuste LC-kring.

We onderscheiden nu een aantal gevallen:

$$f_o/f > 1$$

De frequentie van de LC-kring is groter dan de chopperfrequentie. Beperken we ons tot die gevallen waarbij zowel de aan- als de uit-tijd van de chopper groter zijn dan een volledige periode  $1/f_o$ , dan kunnen we berekenen, (bijlage 2) dat voor de minimale rimpels op de ingangsstroom en condensatorspanning geldt:

$$\Delta i_{imin} = 2I_m \quad (4.1.1.13)$$

$$\Delta u_{cmin} = 2I_m / (\omega_0 C \cdot \cos \frac{1}{4} \omega_0 T) \quad (4.1.1.14)$$

In het bijzondere geval dat  $f_o/f = k$  ( $k=1,2,3\dots$ ), dat wil zeggen als de resonantiefrequentie van het ingangsfiler gelijk wordt aan de chopperfrequentie of harmonischen hiervan, zal  $i_i$  en  $u_c$  van onbepaald grote waarde worden.



$$\frac{1}{2} < f_0/f < 1$$

Afhankelijk van  $a$  wordt gedurende de in- danwel de uit-periode de volle amplitude van een slingering bereikt, mits  $aT > \frac{1}{2}f_0$  danwel  $(1-a)T > \frac{1}{2}f_0$

$$f_0/f < \frac{1}{2}$$

De bereikte extrema van de ingangsstroom resp. de kommutatiecondensatorspanning worden bepaald door de waarden op de tijdstippen  $t = \frac{1}{2}t_i$  en  $t = \frac{1}{2}(t_i+t_t)$  resp.  $t = 0$  en  $t = t_i$

$$\begin{aligned} \Delta i_i &= i_{iII}(t=\frac{1}{2}(t_i+t_t)) - i_{iI}(t=\frac{1}{2}t_i) \\ &= I_m \left\{ \frac{\sin \frac{1}{2}\omega_0 aT + \sin \frac{1}{2}(1-a)\omega_0 T}{\sin \frac{1}{2}\omega_0 T} - 1 \right\} \end{aligned} \quad (4.1.1.15)$$

$$\begin{aligned} \Delta u_c &= u_{cI}(t=0) - u_{cI}(t=t_i) \\ &= \frac{2I_m}{\omega_0 C} \left\{ \frac{\sin \frac{1}{2}\omega_0 aT \cdot \sin \frac{1}{2}(1-a)\omega_0 T}{\sin \frac{1}{2}\omega_0 T} \right\} \end{aligned} \quad (4.1.1.16)$$

zowel  $\Delta i_i$  als  $\Delta u_c$  bereiken hun maximum bij  $a = \frac{1}{2}$  en wel:

$$\Delta i_{imax} = I_m \left( \frac{1}{\cos(\frac{1}{2}\pi f_0/f)} - 1 \right) \quad (4.1.1.17)$$

$$\Delta u_{cmax} = \frac{I_m}{\omega_0 C} \left( \tan \frac{1}{2}\pi f_0/f \right) \quad (4.1.1.18)$$

In de figuren 4.1.1.h resp. 4.1.1.i en 4.1.1.j zijn  $\Delta i_i$  en  $\Delta u_c$  getekend als functie van de tijd resp.  $f_0/f$ .

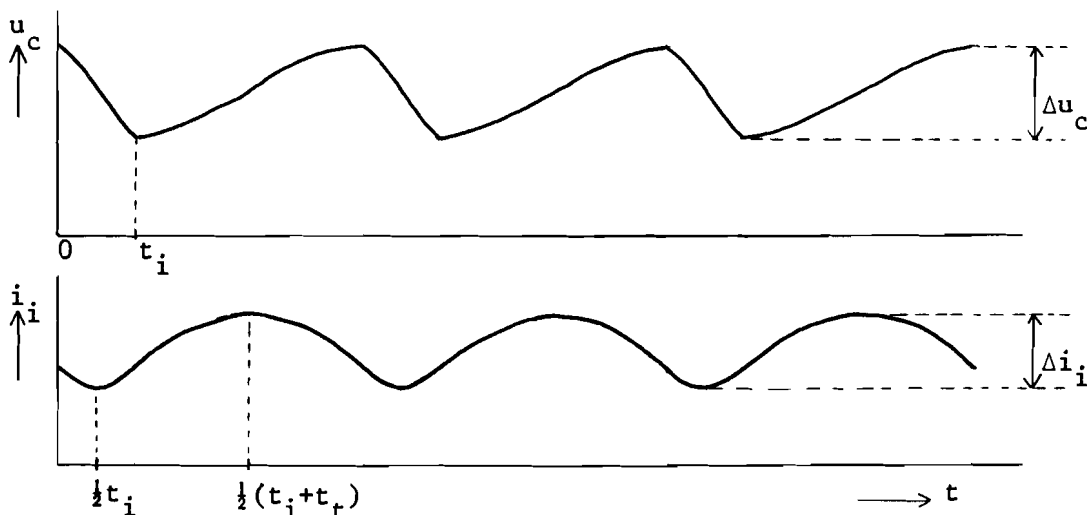


fig.4.1.1.h stroom-en spanningsverloop bij het ingangsfILTER.

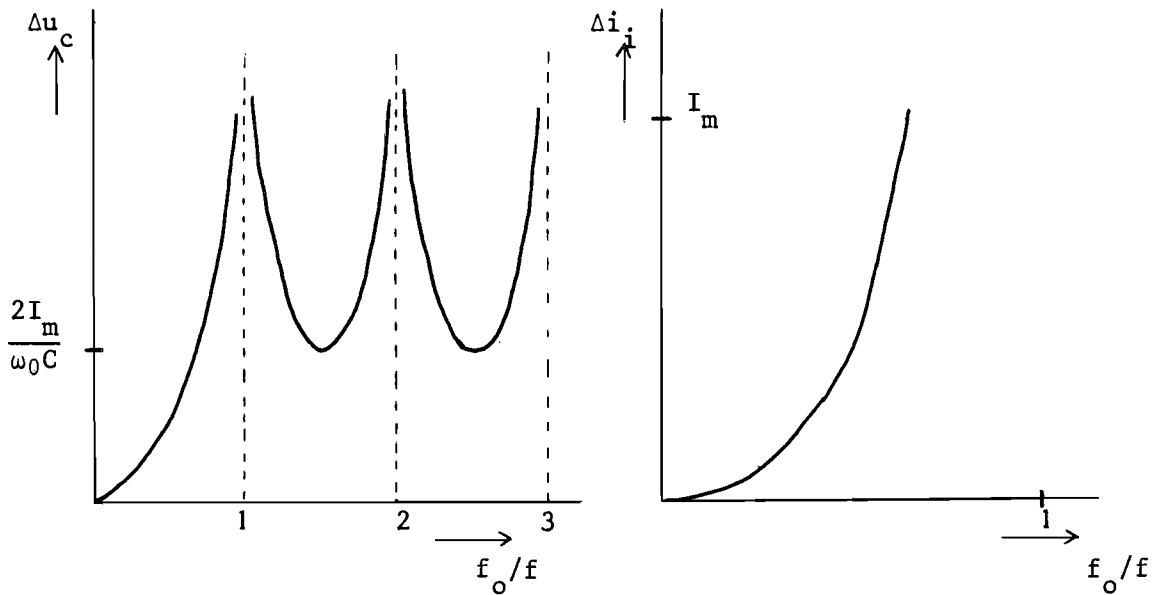

 fig.4.1.1.i  $\Delta i_i$ -spectrum

 fig.4.1.1.j  $\Delta u_c$ -spectrum

Uit de formules 4.1.1.9 en 4.1.1.10 kunnen we berekenen dat  $i_i$  steeds positief is voor elke waarde van  $a$  als  $f_0/f < \frac{1}{2}$ . Aan deze eis zal in vele praktijkgevallen moeten worden voldaan omdat de gelijkrichters in de onderstations uitsluitend positieve stroom kunnen voeren! We zullen er angstvallig voor moeten waken dat de eigenfrequentie van het ingangsfILTER lager is dan de halve chopperfrequentie.

Met het oog op de in de tractie-praktijk voorkomende variabele inductiviteit van de voeding, deze is nl. afhankelijk van de afstand van het punt waar de stroom wordt afgenomen tot het onderstation, alsmede de wens de grootte van de parallel-kondensator te beperken, zullen we in veel gevallen een extra inductiviteit moeten toevoegen. (fig.4.1.1.k).

De minimale condensatorrimpelspanning  $\Delta u_c$  wordt bereikt voor

$$L \rightarrow \infty; \text{ dan is } \Delta u_c = \frac{I_m T}{4C} \quad (4.1.1.19)$$

De condensatorspanning zal zaagtandvormig in de tijd verlopen en de ingangsstroom blijft constant, zoals te zien is in figuur 4.1.1.1

Met behulp van de Fourier-reeksontwikkeling kunnen we berekenen dat de ingangsstroom ten gevolge van het choppen bestaat uit een gelijkstroomcomponent  $aI_i$  en harmonischen met grondfrequentie  $f$ .

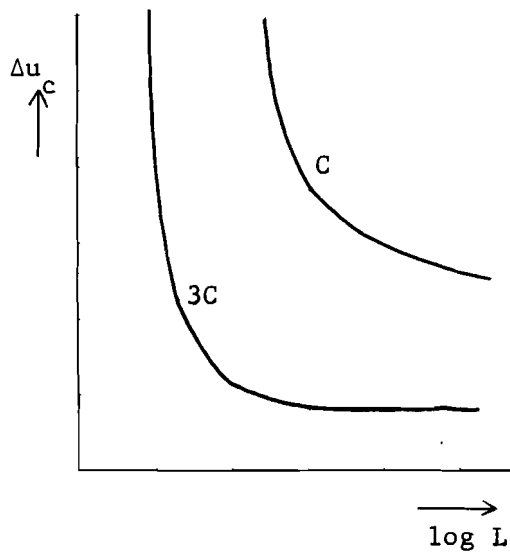


fig.4.1.1.k  $\Delta u_c$ - $\log L$  met  $C$  als parameter.

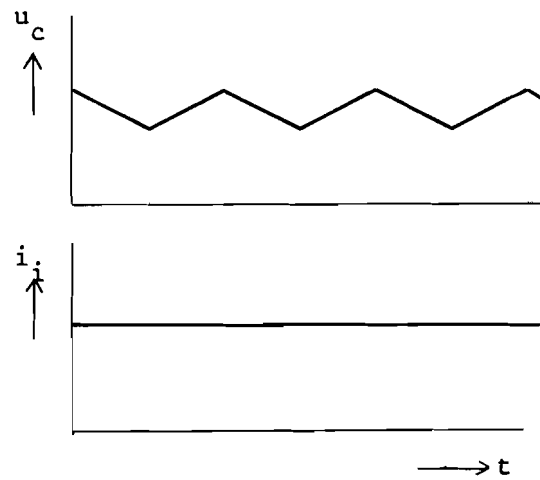


fig.4.1.1.l  $u_c$  en  $i_c$  als functie van de tijd bij  $L = \infty$

Deze harmonischen zullen indien hun amplitude daarvoor groot genoeg is, storingen veroorzaken in circuits van lijnsignalering, telefoon- en telexlijnen. De waarde van de stroomrimpel zal dus voldoende moeten worden afgezwakt door het lijnfilter.

Hoogfrequente schakelverschijnselen (10 kHz - 1 MHz), o.a. bij het ontsteken en doven van thyristoren kunnen storingen ten gevolge hebben bij radio en T.V.-ontvangers.

- c. Geen stationair bedrijf: zie paragraaf over regelen en sturen.
- d. De chopper is geen ideale aan/uitschakelaar: zie het hoofdstuk over choppers.

#### Automatische veldverzwakking (L 7)

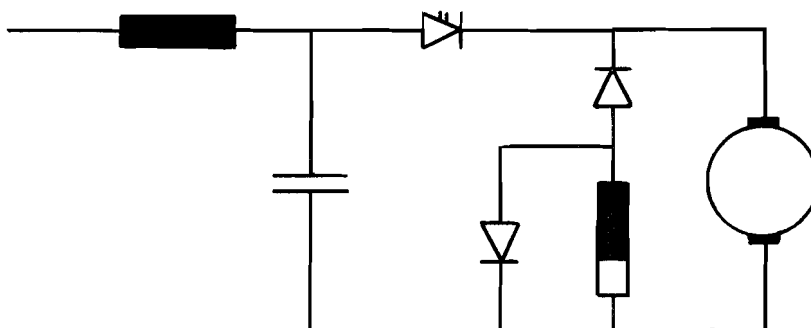


fig.4.1.1.m schakelschema bij automatische veldverzwakking.

Bij de schakeling volgens figuur 4.1.1.m zal gedurende de vrijloopperiode van de chopper de ankerspanning over het veld staan. De veldstroom zal dientengevolge toenemen. Indien de chopper tijdens de in-periode de ankerstroom voert, zal de veldstroom afnemen met de tijdconstante overeenkomstig de inductiviteit en de eigenweerstand van de veldwikkeling. Bij grote relatieve in-tijd van de chopper zal de veldstroom relatief veel tijd hebben om af te nemen. Gemiddeld heeft dit, bij grote waarde van de hoeksnelheid het effect van veldverzwakking.

#### Meerfasen-bedrijf (L 5,8,9,10)

Onder multifasig choppern verstaat men sturing met  $n$  choppers die over een tijdsinterval  $T/n$  ten opzichte van elkaar in fase verschoven zijn.

Een voorbeeld met  $n=2$ , waarbij per motor één chopper wordt gebruikt.

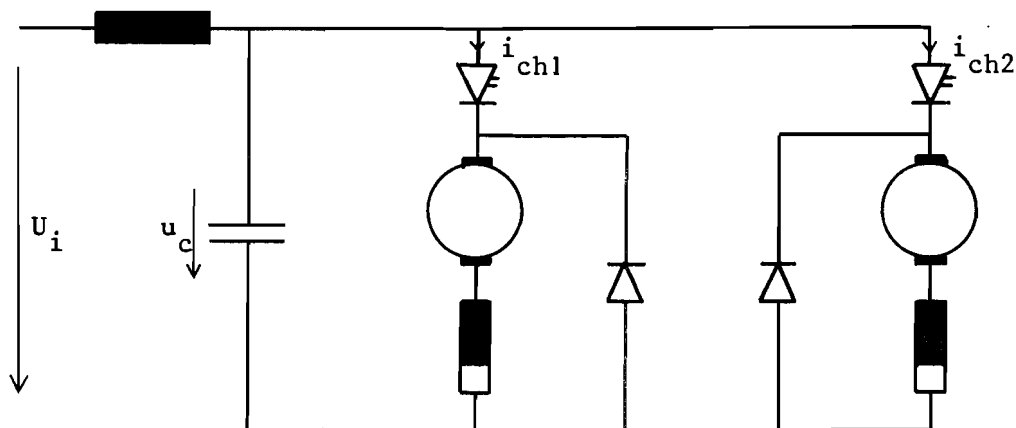


fig. 4.1.1.n schakelschema bij 2-fase-bedrijf.

Als voordelen kunnen worden opgesomd:

- a. Aan het ingangsfiler presenteert zich een  $n$ -voudige chopperfrequentie, hetgeen gunstig is in verband met de eis dat de chopperfrequentie groter moet zijn dan de dubbele resonantiefrequentie van het ingangsfiler. Waarschijnlijk ligt een hogere chopperfrequentie gunstiger ten aanzien van de frequenties van mogelijk te storen signalen.



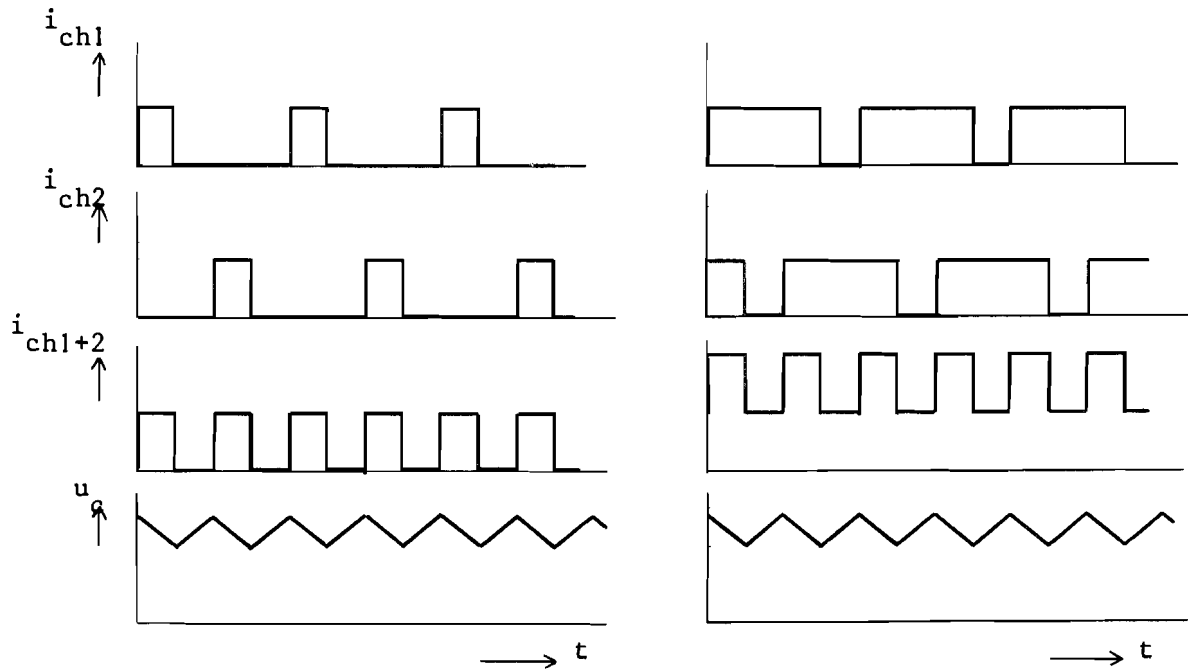


fig.4.1.1.0 stroom-spanningskarakteristieken voor  $a=\frac{1}{4}$  en  $a=\frac{3}{4}$

- b. De amplitude van het fluktuerende deel der condensatorspanning van het ingangsfILTER wordt gereduceerd met een faktor  $1/n^2$

$$\Delta u_c = \frac{I_m}{\omega_0 C} \tan \frac{\pi f_o}{2f} \approx \frac{I_m}{\omega_0 C} \cdot \frac{f_o}{2f} \quad (4.1.1.20)$$

indien  $f_o \ll f$  (overeenkomstig formule 4.1.1.18)

Als  $n$   $n$ -motoren met ieder een aparte chopper zijn aangesloten op een netfilter dan zal:

1. in geval alle  $n$  choppers precies gelijk in- en uitschakelen, het lijnfilter een stroom  $nI_m$  gedurende de in-periode moeten leveren.

$$\Delta u_c = \frac{nI_m \pi f_o}{2\omega_0 C f} \quad (4.1.1.21)$$

2. in geval de  $n$  choppers over een periode  $T/n$  in fase zijn verschoven, door het lijnfilter  $n$  x per periode een stroom  $I_m$  moet worden geleverd.

$$\Delta u_c = \frac{I_m \pi f_o}{2n\omega_0 C f} \quad (4.1.1.22)$$

Vergelijking van formules 4.1.1.21 en 4.1.1.22 rechtvaardigt de bovengedane uitspraak.



c. Multifasig choppen kan dienen als middel om te ontkomen aan de noodzaak van het parallelschakelen van thyristoren bij een laststroom die groter is dan die, welke één thyristor alleen kan voeren. Zo kunnen we bijvoorbeeld voor iedere motor meerdere in fase verschoven choppers gebruiken en volstaan met één hoofdthyristor per chopper om toch de vereiste motorstroom te kunnen regelen.

Een extra voordeel bij deze methode van multifasig choppen is de eigenschap dat de rimpel van de motorstroom met een faktor  $1/n$  wordt gereduceerd.

Het samenvoegen van de afzonderlijke chopperstromen zondermeer is niet mogelijk in het geval dat  $a > 1/n$ , omdat over de te ontsteken chopper alleen de spanningsval van een geleidende chopper staat. Ontsteken van een chopper is dus nooit mogelijk zolang een ander geleidend is.

Zonder elkaar hinderlijk te beïnvloeden kunnen meerdere chopperstromen als volgt worden samengevoegd tot een machinestroom.

A. Gescheiden smoorspoelen als optelnetwerk. (zie fig. 4.1.1.p,q)

De machinespanning is afhankelijk van het aantal geleidende choppers en houdt voorts verband met de inductiviteiten van de smoorspoelen en de machine. De machinestroom is gelijk aan de som van de stromen  $i_{chx}$  per fase.

B. Gekoppelde smoorspoelen als optelnetwerk. (zie fig. 4.1.1.r,s)

De stromen  $i_{chx}$  zijn voor alle fasen gelijk en leveren samen de motorstroom. Iedere geleidende chopper draagt, in het geval  $n = 2$ ,  $\frac{1}{2}U_1$  in amplitude bij aan de machinespanning.

In het geval  $n > 2$  zal een meer ingewikkelder optelnetwerk nodig zijn. (voor  $n=3$  zie L 11, blz.57).

Berekeningen zijn uitgevoerd in bijlage 3.

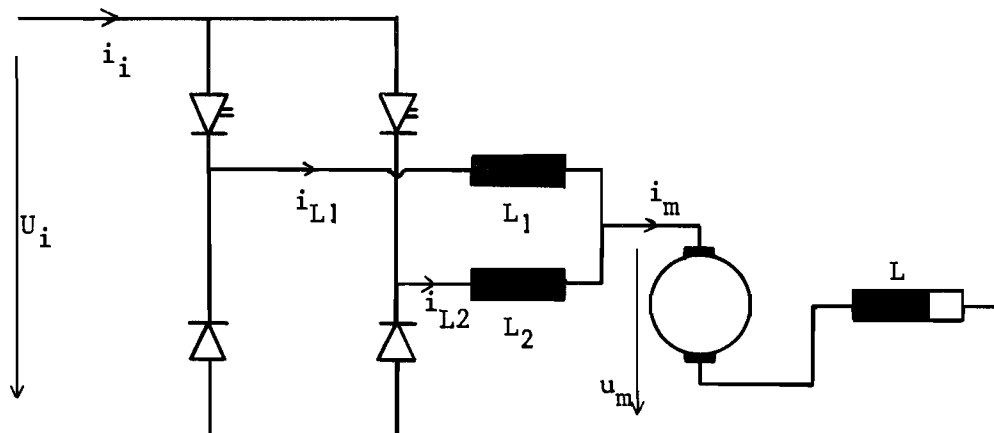


fig.4.1.1.p schakelschema voor 2-fasig chopperbedrijf met gescheiden smoorspoelen als optelnetwerk.

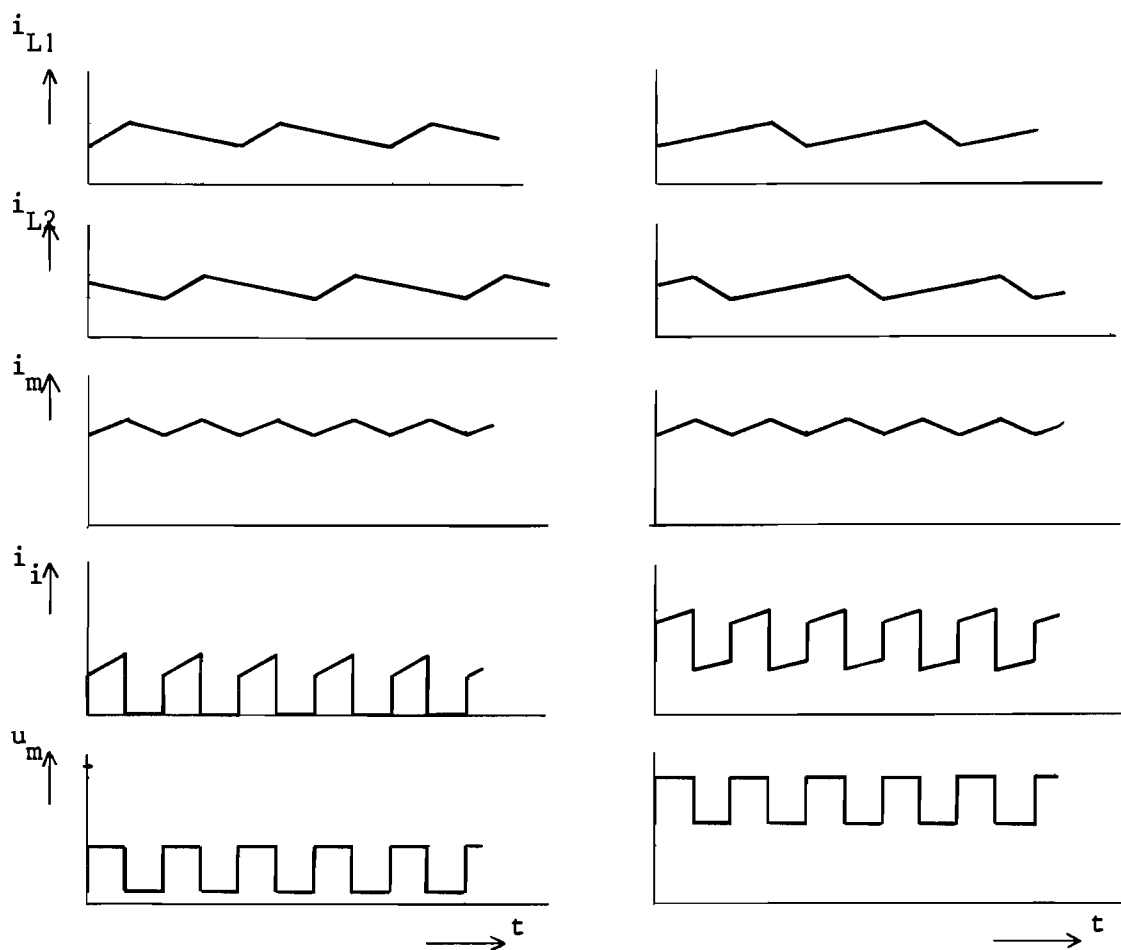


fig. 4.1.1.q stroom-spannings-karakteristieken voor  $a = \frac{1}{4}$  en  $a = \frac{3}{4}$   
waarbij  $L_1 = L_2 = L$

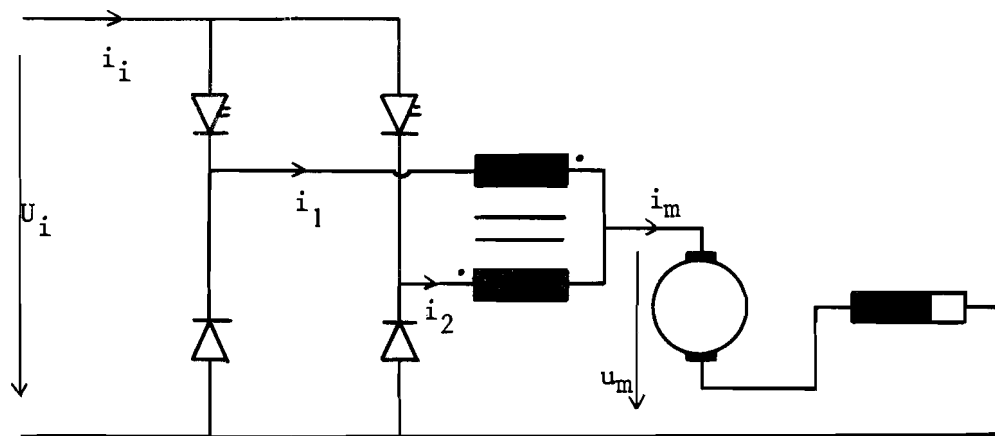


fig. 4.1.1.r schakelschema voor 2-fasig chopperbedrijf met een trafo als optelnetwerk.

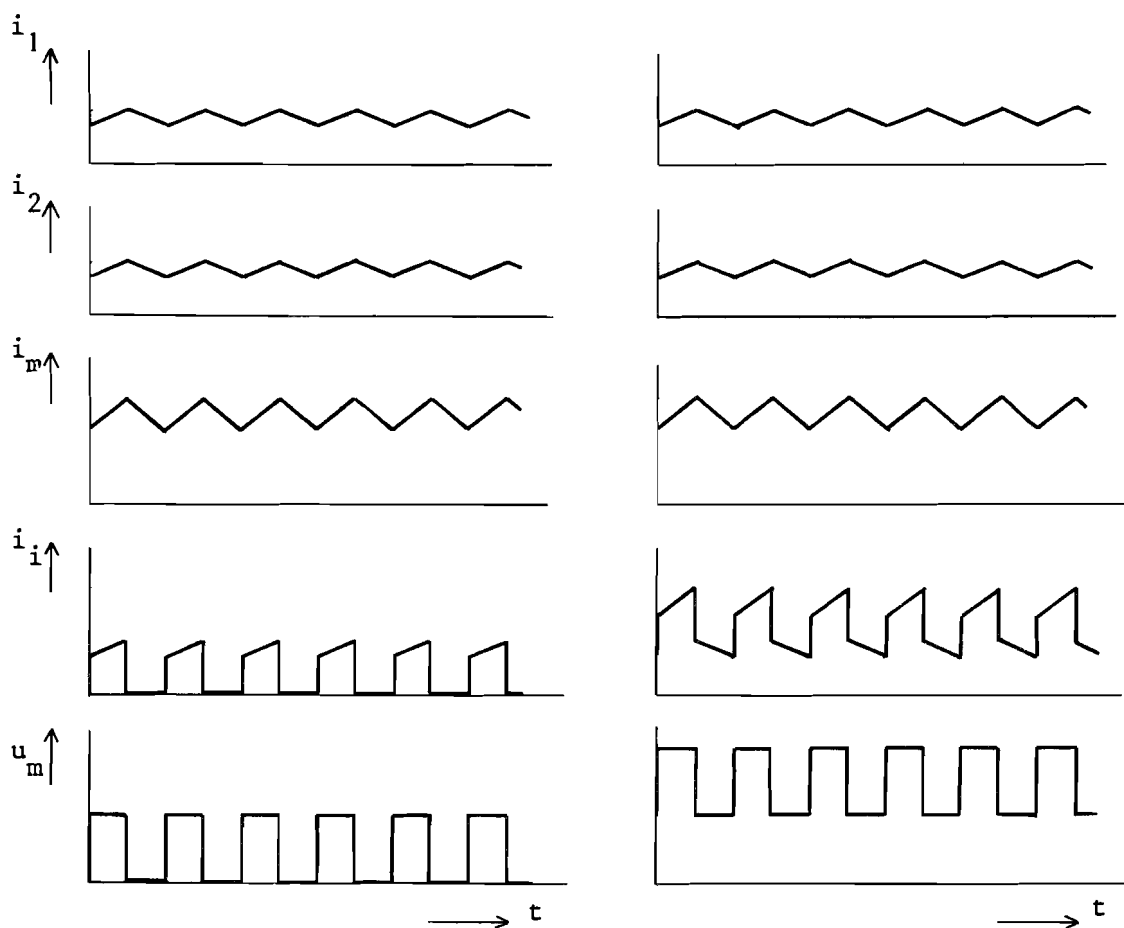


fig.4.1.1. stroom-spannings-karakteristieken voor  $a = \frac{1}{4}$  en  $a = \frac{3}{4}$

#### 4.1.2. Generator-bedrijf.

##### A. Dissipatief generatorbedrijf met behulp van remweerstand.(L5).

De gelijkstroomseriemachine wordt verondersteld te bestaan uit een weerstand met weerstandswaarde  $R$ , een smoorspoel met inductiviteit  $L$ , en een stroomafhankelijke bron met spanning  $E$ , zoals beschreven op pagina 19-20.

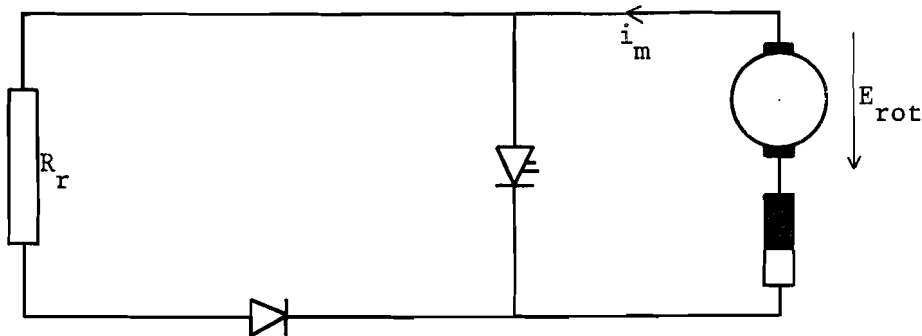


fig. 4.1.2.a schakelschema voor weerstandsrembedrijf.

Gedurende periode I,  $0 < t < t_i$ , sluit de chopper de machine kort. Het spanningsevenwicht wordt beschreven door de uitdrukking:

$$E_{\text{rot}} = k\omega\phi_c + G\omega i_m = L \frac{di_m}{dt} + R i_m \quad (4.1.2.1)$$

Tijdens periode II,  $t_i < t < t_t$ , is de chopper geopend; de remweerstand is nu in het generatorcircuit opgenomen. In dit geval geldt voor het spanningsevenwicht:

$$E_{\text{rot}} = k\omega\phi_c + G\omega i_m = L \frac{di_m}{dt} + (R + R_r) i_m \quad (4.1.2.2)$$

De vergelijkingen 4.1.2.1 en 4.1.2.2 kunnen met behulp van de bekende randvoorwaarden opgelost worden. (zie bijlage 4)

$$i_{mI} = \frac{k\omega\phi_c}{R-G\omega} + \left\{ i_{mII}(t=t_i) - \frac{k\omega\phi_c}{R-G\omega} \right\} \exp(-t/\tau_1) \quad (4.1.2.3)$$

$$i_{mII} = \frac{k\omega\phi_c}{R+R_r-G\omega} + \left\{ i_{mI}(t=t_i) - \frac{k\omega\phi_c}{R+R_r-G\omega} \right\} \exp\{-(t-aT)/\tau_2\} \quad (4.1.2.4)$$

$$\tau_1 = L/(R-G\omega) \quad \tau_2 = L/(R+R_r-G\omega)$$

Het verloop van de kortsluitstroom gedurende periode I is afhankelijk van de waarde van de tweeterm  $R-G\omega$

Is  $R-G\omega < 0$  dan zal de stroom voor  $t \rightarrow \infty$  eveneens naar oneindig naderen als de chopper niet zou doven; de helling is convex ten opzichte van de tijd-as. Is de machine sterk verzadigd, dan zal de term  $R-G\omega$  ook groter dan nul kunnen worden. De stroom nadert in dat geval voor grote waarde van  $t$ , tot de waarde  $k\omega\Phi_c/(R-G\omega)$  met een concave helling.

Om aan de eisen van stabiliteit te voldoen zal de generatorstroom gedurende periode II steeds moeten dalen. Hieraan wordt voldaan indien  $R+R_r-G\omega > 0$ . In figuur 4.1.2.b is de generatorstroom geschetst als functie van de tijd in het geval dat  $R < G\omega < R+R_r$

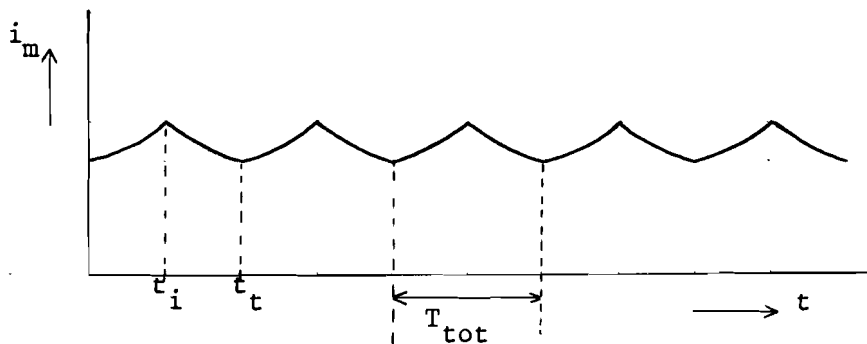


fig. 4.1.2.b generatorstroom karakteristiek.

Een overzicht van de energiestroming tijdens de aan- en uit-periode van de chopper:

Gedurende periode I wordt mechanische energie omgezet in elektrische energie, die op haar beurt wordt opgeslagen in het magnetische veld. Tijdens periode II wordt de zojuist verzamelde magnetische energie en tevens mechanische energie omgezet in elektrische energie, die in de remweerstand wordt gedissipeerd. In de eigenweerstand van de machine vindt gedurende de gehele chopperperiode dissipatie van elektrische energie plaats.

Om een inzicht te krijgen in de wijze waarop de gemiddelde generatorstroom afhangt van de relatieve in-tijd  $a$ , bij een gegeven hoeksnelheid, veronderstellen we dat de twee tijdskonstanten  $\tau_1$  en  $\tau_2$  veel groter zijn dan de chopperperiode. De rimpel op de generatorstroom zal dan klein zijn in verhouding tot zijn gelijkstroomkomponent en in het limiet geval zelfs verwaarloosbaar klein.

In de formules 4.1.2.3 en 4.1.2.4 betekent dit  $L \rightarrow \infty$ ; hieruit volgt: (zie bijlage 4)

$$i_m(L \rightarrow \infty) = \frac{k\omega\phi_c}{R+(1-a)R_r - G\omega} \quad (4.1.2.5)$$

In grafiek 4.1.2.c zien we dat een stabiel evenwicht zich zal instellen overeenkomstig het snijpunt van de krommen  $E_{rot} = k\omega\phi_c + G\omega i_m(L \rightarrow \infty)$  en  $\{R+(1-a)R_r \bar{I}_m\}$

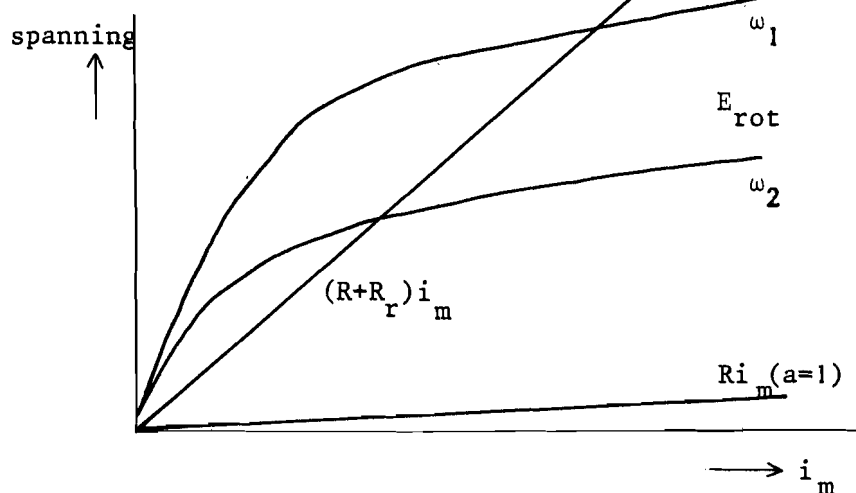


fig.4.1.2.c spannings-stroom-karakteristieken voor weerstandsrembedrijf.

Bij lagere snelheid zal de generatorstroom op voldoende grootte gehouden worden door het verhogen van de relatieve in-tijd  $a$ , waarbij als het ware de effectieve remweerstand  $R_{eff} = (1-a)R_r$  wordt verkleind. (vergelijk met bladzijde 10, het afschakelen van de remweerstand).

De hoeveelheid gedissipeerde energie in de remweerstand per totale schakelperiode wordt gegeven door:

$$P_{diss} \cdot T_{tot} = I_m R \cdot T_{uit} \quad (4.1.2.6)$$

het gedissipeerde vermogen:

$$P_{diss} = I_m R(1-a) \quad (4.1.2.7)$$

#### B. Recuperatief rembedrijf. (L 12)

Bij recuperatief rembedrijf proberen we zoveel mogelijk mechanische energie in de vorm van elektrische energie terug te voeren naar het net.

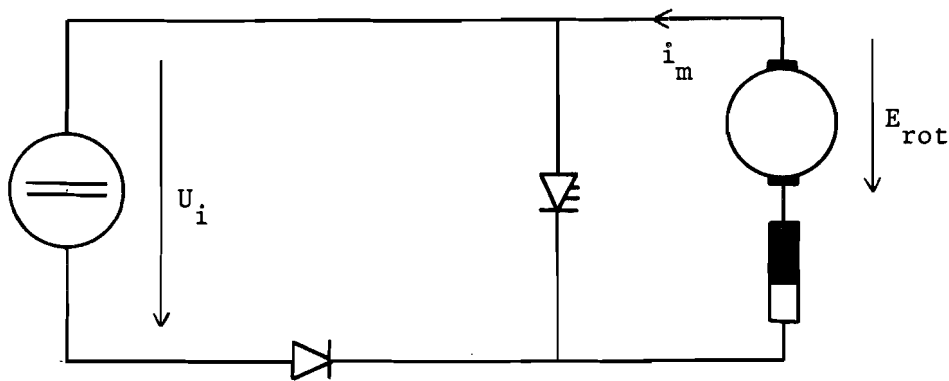


fig. 4.1.2.d schakelschema voor recuperatief rembedrijf.

We veronderstellen dat het net deze energie zal opnemen en dat bovendien zijn spanning konstant,  $U_i$ , blijft.

Tijdens periode I, als de chopper de machinestroom geleidt, dan geldt:

$$E_{\text{rot}} = k\omega\phi_c + G\omega i_m = L \frac{di_m}{dt} + R i_m \quad (4.1.2.8)$$

Tijdens periode II, als de chopper blokkeert, geldt:

$$E_{\text{rot}} = k\omega\phi_c + G\omega i_m = L \frac{di_m}{dt} + R i_m + U_i \quad (4.1.2.9)$$

De vergelijkingen 4.1.2.8 en 4.1.2.9 kunnen met de bekende randvoorwaarden berekend worden, hetgeen gedaan is in bijlage 4.

We vinden dan:

$$i_{mI} = \frac{k\omega\phi_c}{R-G\omega} + \left\{ i_{mII}(t=t_t) - \frac{k\omega\phi_c}{R-G\omega} \right\} \exp(-t/\tau) \quad (4.1.2.10)$$

$$i_{mII} = \frac{k\omega\phi_c - U_i}{R-G\omega} + \left\{ i_{mI}(t=t_i) - \frac{k\omega\phi_c - U_i}{R-G\omega} \right\} \exp\{-(t-aT)/\tau\} \quad (4.1.2.11)$$

In figuur 4.1.2.e is de generatorstroom als functie van de tijd getekend voor  $R-G\omega < 0$

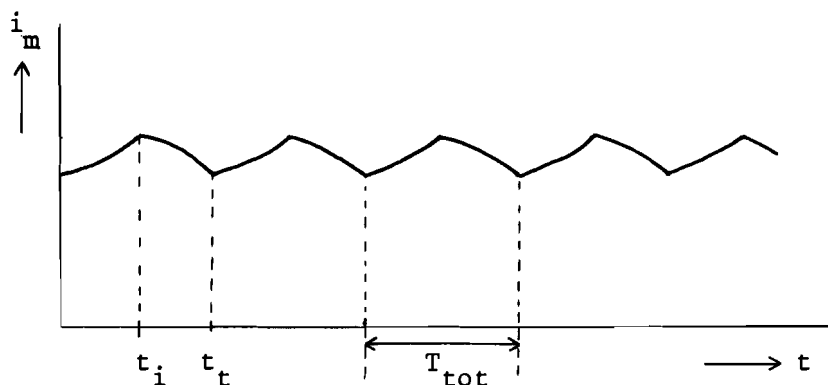


fig. 4.1.2.e generatorstroom bij recuperatief rembedrijf.



Voor de gemiddelde waarde van de generatorstroom geldt:

$$\bar{i}_{\text{gem}} = \frac{k\omega\phi_c - (1-a)U_i}{R - G\omega} \quad (4.1.2.12)$$

We moeten minstens voldoen aan de bekende stabiliteits-eis  $\frac{di_m}{dt} < 0$  dat wil zeggen dat

$$U_i > E_{\text{rot}} - Ri_m \quad (4.1.2.13)$$

Indien  $E_{\text{rot}}$  als functie van  $I_m$  gedefinieerd is als een niet-lineaire functie, kan het voorkomen dat er twee snijpunten bestaan van de krommen  $E_{\text{rot}}$  en  $R\bar{I}_m + (1-a)U_i$ . Zoals berekeningen kunnen aantonen zal het snijpunt bij de hoogste stroomwaarde stabiel zijn.

In veel gevallen zal, ten gevolge van hoge rotatiespanning bij grote hoeksnelheid en grote stroom het moeilijk zijn om aan de voornoemde stabiliteits-eis te voldoen. We hebben de volgende uitwijk-mogelijkheden:

a. het aanbrengen van een extra weerstand in de keten:

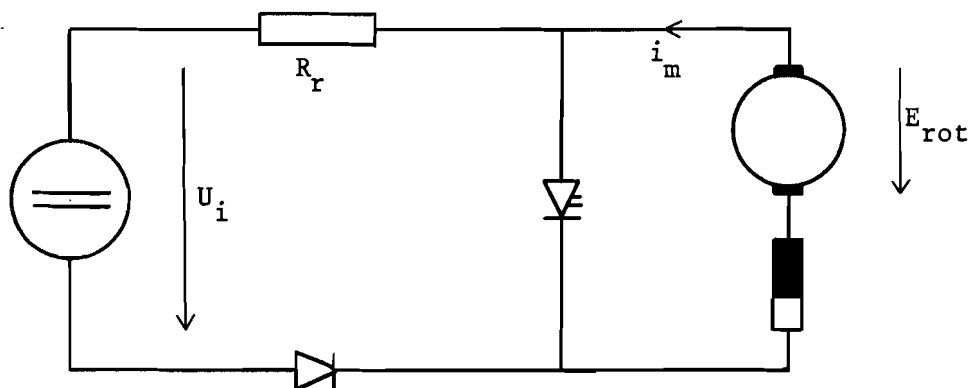


fig. 4.1.2.f schakelschema voor recuperatief rembedrijf met extra serie-weerstand.

$R_r$  kan nu zodanig gekozen worden dat steeds aan de stabiliteits-eis is voldaan:

$$U_i > E_{\text{rot}} - (R+R_r)i_m \quad (4.1.2.14)$$

In figuur 4.1.2.g zal de waarde van  $U_i + (R+R_r)i_m$  steeds groter moeten zijn dan de  $E_{\text{rot}}$ -waarde bij maximale hoeksnelheid.

Zoals uit de figuur zal blijken komt hier ook het probleem van de dubbele snijpunten voor.

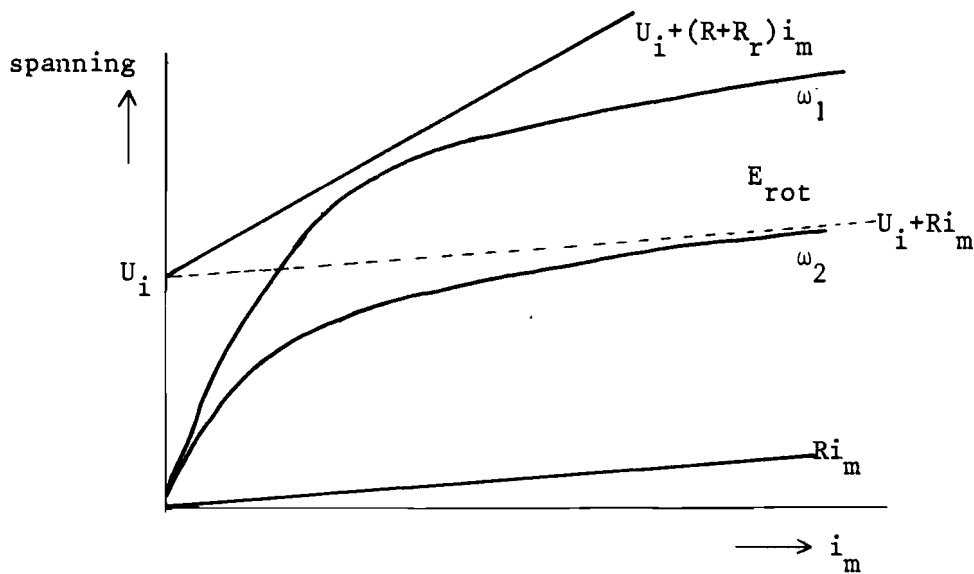


fig. 4.1.2.g spannings-stroom-karakteristiek bij recuperatief rembedrijf met extra serie-weerstand.

b. het reduceren van de rotatiespanning door het toepassen van veldverzwakking:

1. automatische veldverzwakking.

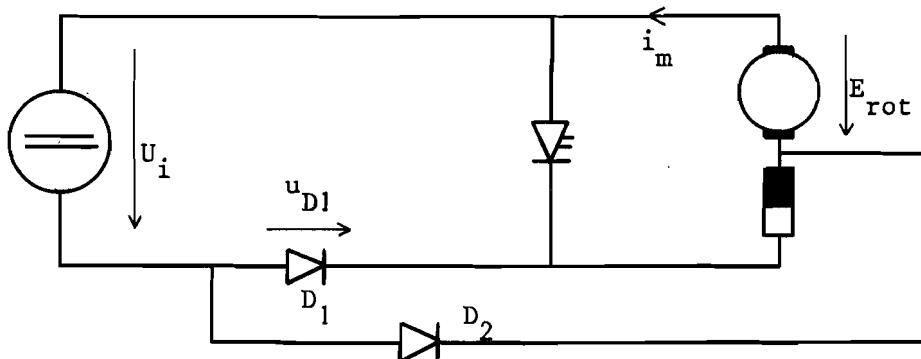


fig. 4.1.2.h schakelschema voor recuperatief rembedrijf met automatische veldverzwakking.

Tijdens periode II, als de chopper blokkeert geldt:

$$E_{\text{rot}} = U_i + L \frac{di_m}{dt} + Ri_m$$

Indien  $Ri_m + L \frac{di_m}{dt}$  groter is dan de negatieve waarde van de spanningsval over de diode  $D_1$ ,  $U_{D1}$ , dan zal  $D_2$  gaan geleiden en een gedeelte van de machinestroom overnemen. De rotatiespanning zal kleiner worden als gevolg van de nu dalende waarde van de veldstroom. We kunnen  $D_2$  ook vervangen door een thyristor, dewelke we een stuurpuls geven, afhankelijk van de actuele waarde van de generatorstroom.

2. geregelde veldverzwakking.

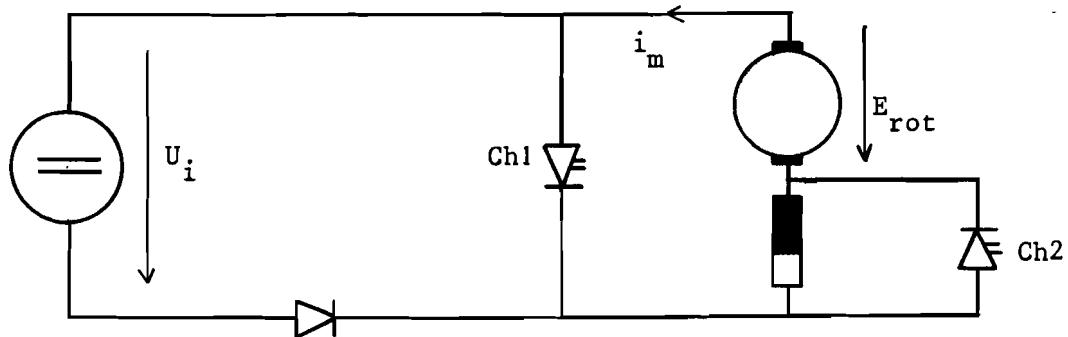


fig. 4.1.2.i schakelschema voor recuperatief rembedrijf met geregelde veldverzwakking.

Chopper 2 in figuur 4.1.2.i kan beurtelings de machinestroom door door het veld en anker òf door het anker alleen laten stromen. Dit heeft gemiddeld het effect van veldverzwakking.

Chopper 2, die ook geschikt moet zijn voor lage spanning, wordt nu zodanig geregeld dat de spanning  $E_{rot} - R_i i_m$  gemiddeld steeds kleiner is dan  $U_i$ .



#### 4.1.3 Choppen met gedwongen kommutatie.

De functie van de elektronische aan/uit-schakelaar, de chopper is tweeledig nl. het aansluiten van de last op de voeding én het na enige tijd wederom verbreken van de aldus ontstane keten. Het aansluiten geschiedt door het ontsteken van de hoofdthyristor bij positieve anode-kathode spanning; het verbreken door het doven van deze thyristor. Om een thyristor te kunnen doven moeten we in de praktijk aan drie eisen voldoen. Deze eisen, die uitvoerig beschreven worden in paragraaf 4.1.4. luiden verkort weergegeven als volgt:

- de thyristorstroom moet lager worden dan de houdstroom.
- het bovenstaande moet het geval zijn gedurende een tijd die langer is dan de deïonisatietijd
- om de deïonisatietijd klein te houden moet men een negatief spanningsverschil tussen de anode en de kathode aanleggen.

Door middel van stroomkommutatie is het mogelijk de belastingsstroom, die ten gevolge van de meestal inductieve last niet plotseling kan afbreken, via een andere weg dan door de hoofdthyristor te laten verder vloeien en zodoende deze hoofdthyristor zelf praktisch stroomloos te maken.

Onder het begrip kommuteren van een stroom verstaat men in het algemeen het doen overgaan van een stroom van de ene tak naar een andere. De daarbij vereiste kommutatiespanning, een negatieve spanning over de thyristor, kan verkregen worden uit het aangesloten net zelf, dan wel apart worden toegevoerd. De eerste methode, waarbij de kommutatiespanning wordt verkregen uit het net zelf, wordt natuurlijke kommutatie genoemd; hij wordt bij voeding uit een wisselspanningsnet veelvuldig toegepast.

In de schakeling volgens figuur 4.1.3.a vinden we hiervan een voorbeeld: op het tijdstip  $t_1$ , de spanning over de thyristor is dan positief, wordt een ontsteekpuls gegeven waarop de thyristor gaat geleiden. Zodra de voedingsspanning nul wordt, dit is op het tijdstip  $t = t_2$ , neemt de vrijloopdiode de laststroom over. De thyristor dooft hierna vanzelf doordat zijn anode-kathode spanning negatief wordt.

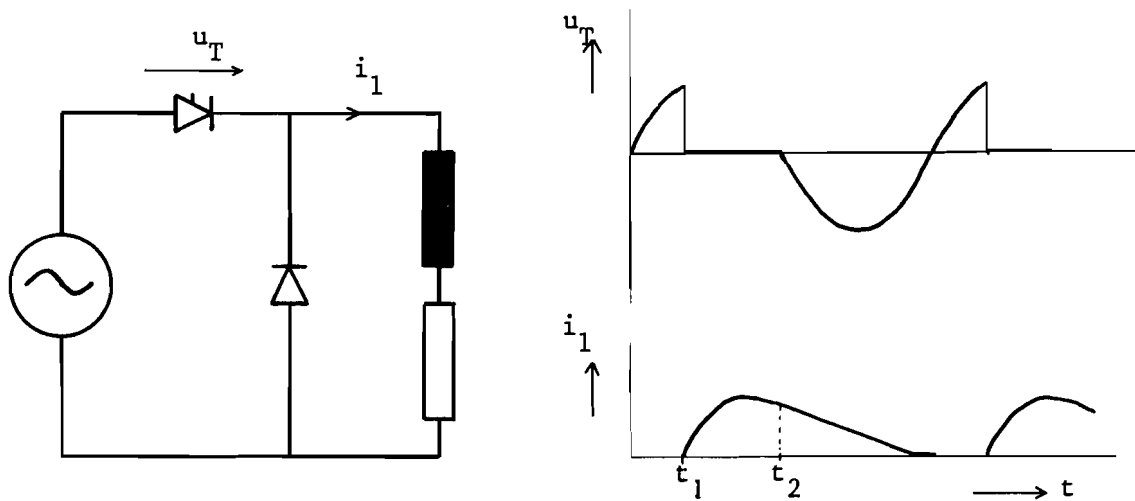


fig.4.1.3.a gelijkrichten; natuurlijke kommutatie.

De tweede methode, waarbij de juiste kommutatiespanning apart moet worden toegevoerd, wordt gedwongen kommutatie genoemd. Er zijn extra hulpmiddelen nodig voor het aanbrengen van deze kommutatiespanning. (L 10)

Het is duidelijk dat bij voeding uit een gelijkspanningsbron alleen gedwongen kommutatie mogelijk is. Om deze reden worden problemen rond deze kommutatiemethode hier uitvoerig beschreven.

- Allereerst zal worden aangegeven op welke wijze de stroomkommutatie plaatsvindt en hoè de juiste kommutatiespanning wordt aangebracht.
- Op de tweede plaats, bladzijde 45 en volgende, zal worden uiteenzet met welke alternatieve methoden deze kommutatiespanning kan worden opgewekt.
- Tenslotte zullen een aantal randverschijnselen worden uitgediept.

In de hiervolgende beschouwingen worden overgangverschijnselen bij het in- en uitschakelen van de thyristor ten gevolge van de eigenschappen van deze thyristor zelf, buiten beschouwing gelaten. Hierop wordt in paragraaf 4.1.4. nader ingegaan.

#### A. Direkte kommutatie.

Bij direkte kommutatie wordt de kommutatiespanning zodanig aangebracht dat de machinespanning plotseling nul wordt en dus de belastingsstroom, die vòòr het kommuteren door de hoofdthyristor vloeide direkt door de vrijloopkring wordt overgenomen.

De spanning over de nu stroomloze thyristor wordt tijdelijk negatief. Aan de eisen voor het herkrijgen van de sperkapaciteit der hoofdthyristor is nu voldaan.

Het aanbrengen van de kommutatiespanning kan op twee verschillende manieren geschieden, nl.:

1. Met behulp van een inductief serie-element. (bijvoorbeeld de secundaire wikkeling van een transformator.)

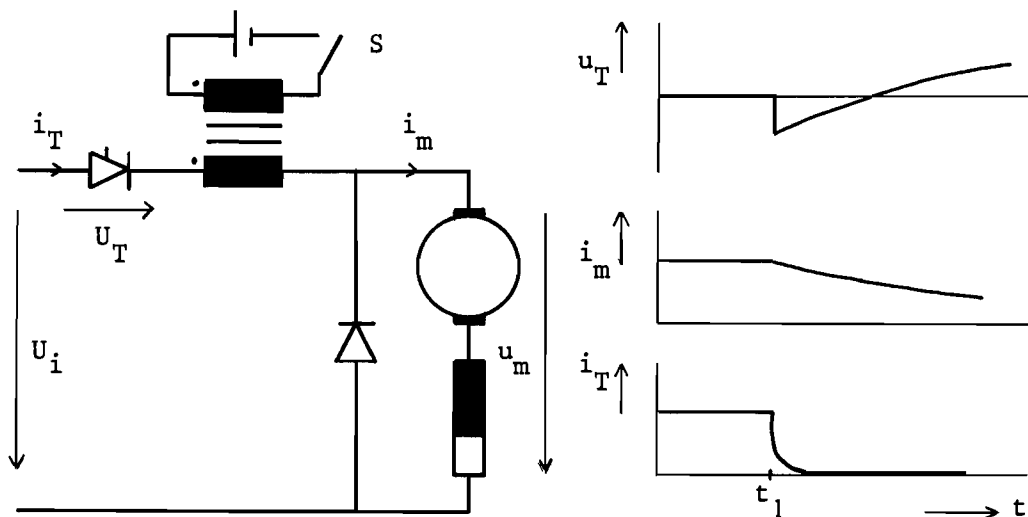


fig. 4.1.3.b directe kommutatie met behulp van een trafo.

De in figuur 4.1.3.b gegeven schakeling werkt als volgt: Op het tijdstip  $t = t_1$  wordt de schakelaar S gesloten. De over de trafotak in de hoofdkring geïnduceerde spanning doet de laststroom direkt op de vrijloopkring kommuteren; er ontstaat bij voldoende grote waarde van de geïnduceerde spanning tijdelijk een negatieve spanning over de thyristor.

2. Met behulp van een capacitief serie-element.

In de schakeling volgens figuur 4.1.3.c vormt de condensator het serie-element dat de thyristor doet doven als bij het sluiten van de schakelaar S op het tijdstip  $t = t_1$  voldaan is aan de voorwaarde  $u_c < -U_i$ . De motorstroom zal direkt op de vrijloopkring kommuteren, omdat de motorspanning nul wordt. De inductiviteit L is nodig, om de condensatorspanning tijdelijk van de voedingsspanning te kunnen doen verschillen. Deze inductiviteit vormt met de condensator en de bron een slingerkring, die zonder extra maatregelen zal blijven slingeren.

In de praktijk wordt de methode van direkte kommutatie niet veel toegepast, omdat de daarbij toegepaste schakelingen moeilijkheden

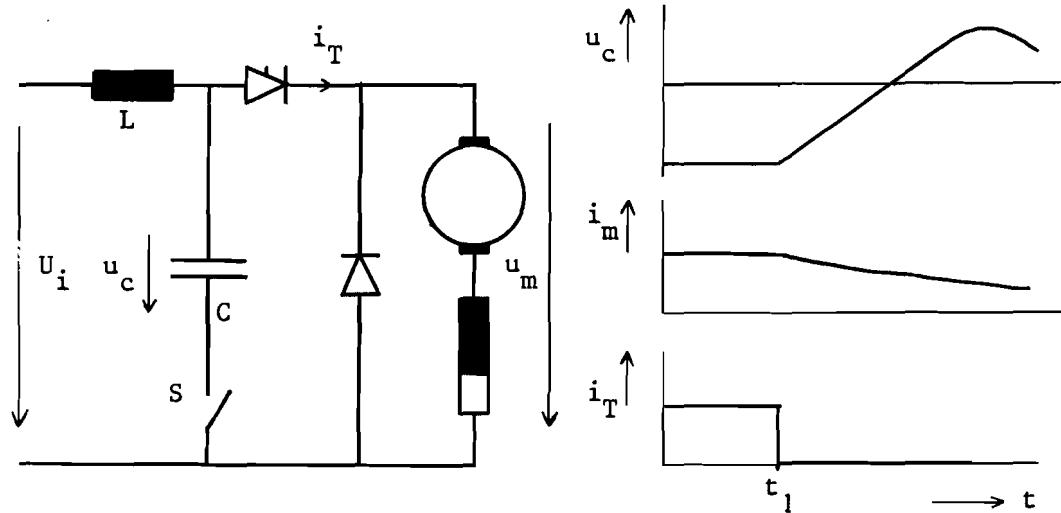


fig. 4.1.3.c direkte kommutatie met behulp van een condensator.

geven als er over een groot gebied van bedrijfsstroomwaarden moet worden geregeld. Het voorbeeld van figuur 4.1.3.c' moge dit toelichten. De principe-werking van de schakeling volgens figuur 4.1.3.c' is als volgt: Nadat de voeding is aangesloten zal de kommutatiecondensator  $C$  zich opladen tot een waarde tussen  $U_i$  en  $2U_i$ , afhankelijk van de dempingsweerstand  $R$ . Door de thyristor  $T_1$  te ontsteken wordt de machine op de voedingsbron aangesloten. Afschakelen geschiedt door het ontsteken van thyristor  $T_2$ , waardoor de spanning over  $T_1$  negatief wordt. De hoofdstroom kommuteert nu direkt op de vrijloopkring. De stroom door de inductiviteit  $L_2$  vloeit tijdelijk door de condensator  $C$  en de weerstand  $R$ . De slingerkring bestaande uit  $L_2$ ,  $C$  en  $R$  zal een gehele slingering maken.

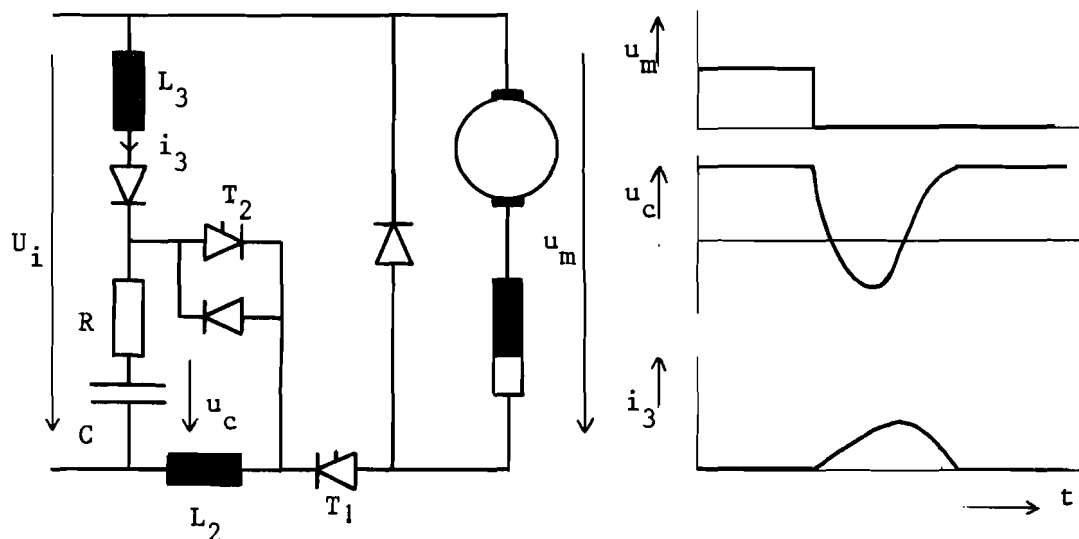


fig. 4.1.3.c' direkte kommutatie.

De beginwaarde van de slingerstroom wordt bepaald door de laststroom. Alleen indien de maximale slingerstroom veel groter is dan deze laststroom zal de beginvoorwaarde weinig invloed hebben op het eindresultaat. Gedurende de tijd dat het punt P een potentiaal lager dan  $U_i$  heeft, zal via tak 3 energie worden toegevoerd. De  $L_2RC$ -kring zal zodanig moeten worden afgeregeld door het aanpassen van de dempingsweerstand  $R$ , dat na de bewuste omslingering de oorspronkelijke condensatorspanning ( $U_i < u_c < 2U_i$ ) resteert.

### B. Indirekte kommutatie.

Onder indirecte kommutatie wordt verstaan die methode van kommuteren, waarbij de hoofdstroom eerst wordt overgenomen door een hulptak, bevattend een inductief of capacitief energie-reservoir, en daarna pas door de vrijlooptak.

Een hulptak met een inductief energie-reservoir zal niet worden toegepast, omdat deze, juist vanwege het inductieve karakter, niet plotseling de machinestroom zal kunnen overnemen. De kommutatie van de hoofdkring naar de hulpkring en vandaar naar de vrijlooptak zou veel te lang duren.

Een hulptak met een capacitief ladings-reservoir kan aangebracht zijn:

1. parallel aan de hoofdthyristor.

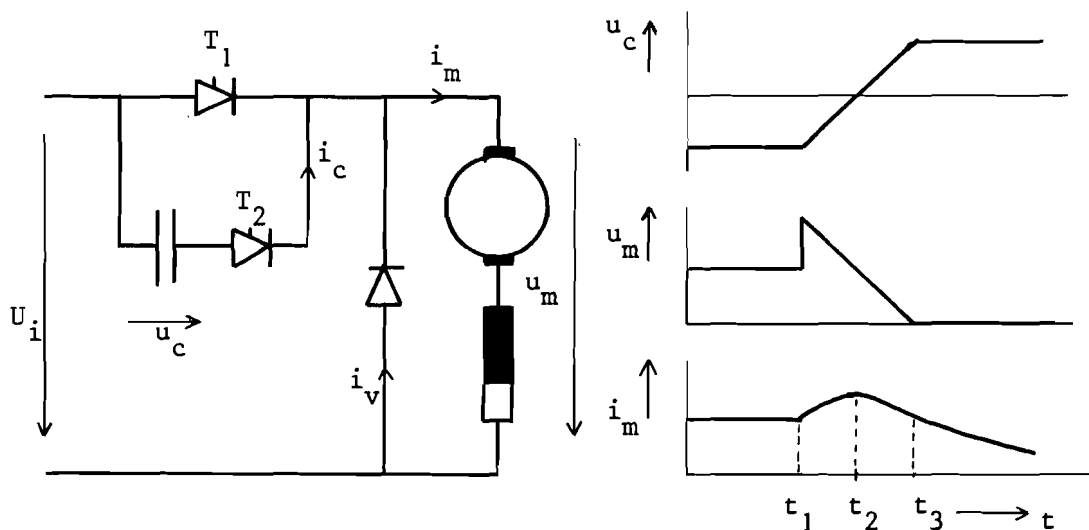


fig.4.1.3.d. Indirekte kommutatie met behulp van een condensator parallel aan de hoofdthyristor.





De werking van het in figuur 4.1.3.d getekende schema is als volgt: Vóór het doven voert de hoofdthyristor  $T_1$  de motorstroom en de kommutatiekondensator is met behulp van een later te bespreken hulp-schakeling negatief opgeladen. Op het tijdstip  $t = t_1$  wordt de thyristor  $T_2$  ontstoken. De condensator levert de hoofdstroom, die vanwege de hogere motorspanning ( $U_i + u_c$ ) aanvankelijk zal toenemen; de nu negatieve thyristorspanning zal stijgen. Op het tijdstip  $t = t_2$  is  $u_c = 0$ ,  $u_{T1} = 0$  en  $u_m = U_i$ . De motorstroom zal vanaf dit moment afnemen, omdat de motorspanning daalt; de condensator wordt positief opgeladen. Op het moment ( $t=t_3$ ) dat  $u_m = 0$ , zal de vrijlooptak de motorstroom overnemen, deze zal met de tijdconstante van de machine verder afnemen. Nu is  $u_c = +U_i$  en  $u_{T1} = U_i$  geworden.

Als nu gedurende de hersteltijd van de thyristor de thyristorstroom nul is en de thyristorspanning negatief, dan zal deze thyristor zijn blokkeervermogen weer terugkrijgen. Voor de condensator betekent dit dat hij minstens zoveel lading moet kunnen leveren, om aan de voornoemde eisen te voldoen.

Daar dus  $(t_2 - t_1) >$  hersteltijd en voorts  $\int_{t_1}^{t_2} i_c dt = Cu_c$   
vinden we pessimistisch rekenend:

$$C > \frac{\hat{i}_c \times \text{maximale hersteltijd}}{u_{c,\text{minimaal}}} \quad (4.1.3.1)$$

Het hele proces van doven etc., dus tot en met het kommuteren op de vrijloopkring, neemt een tijdsinterval  $(t_3 - t_1)$  in beslag. Gedurende deze tijd mag men de hoofdthyristor  $T_1$  niet herontsteken, omdat de kommutatiekondensator nog niet voldoende is opgeladen. Hieruit volgt dus een minimale uit-tijd; a kan dus nooit helemaal gelijk aan 1 worden. Toch zal in het geval dat  $U_i = u_c$  en de hoofdthyristor  $T_1$  opnieuw ontstoken wordt op het moment  $t = t_3$  gelden:

$\bar{u}_m = U_i$  (4.1.3.2), als mag worden aangenomen dat de motorstroom konstant blijft.

2. kommutatie-kondensator parallel aan de last.

De werking van het in figuur 4.1.3.e getekende schema is ongeveer dezelfde als bij het schema volgens figuur 4.1.3.d.

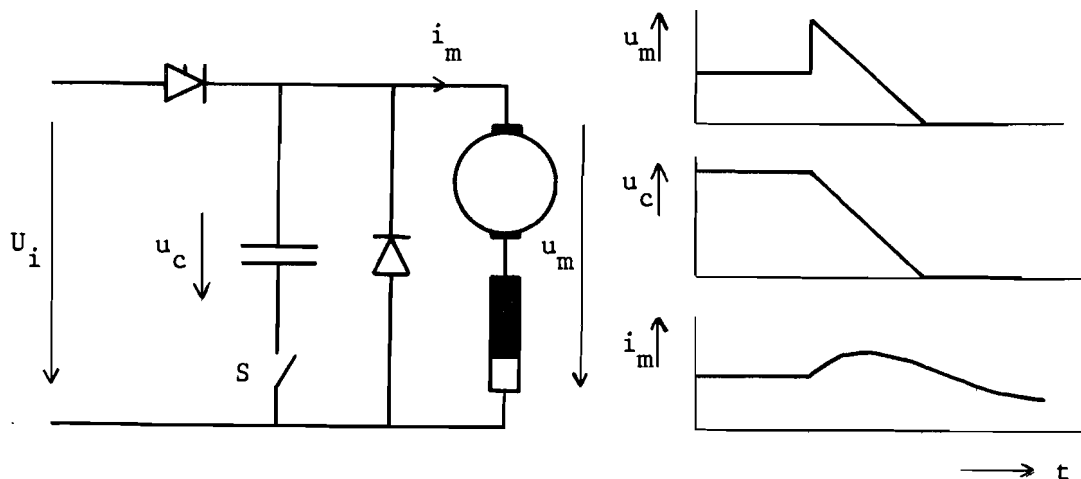


fig. 4.1.3.e kommutatiekondensator parallel aan de last.

De kommutatiekondensator zal een spanning hoger dan de voedingsspanning moeten hebben, om tijdens het doven voldoende negatieve spanning over de thyristor te krijgen.

Voor een verdere behandeling wordt verwezen naar de ACEC-schakeling, (paragraaf 4.1.5.) waarbij deze kommutatiemethode wordt toegepast.

Om met genoemde methoden van doven cyclisch bedrijf te gaan uitoefenen, zullen we gedurende een ander tijdsinterval van de cyclus moeten zorgen, dat de kommutatiekondensator weer op de juiste spanning wordt opgeladen, om opnieuw te kunnen doven.

Hiervoor bestaan een aantal methoden, die er meestal op neerkomen, dat via een omslingerkring de condensatorspanning wordt omgepoold. Deze slingerkring is al of niet gekoppeld met de hoofdthyristor.

#### Opladen van de kommutatie-kondensator

1. Door middel van een met de hoofdthyristor gekoppelde slingerkring. (zie schakeling in figuur 4.1.3.f).

Na het doven van de thyristor  $T_2$ , bleef de kommutatiekondensator achter met een spanning  $u_c = +U_i$ . Ontsteken we nu de hoofdthyristor  $T_1$ , dan zal deze behalve de motorstroom ook de stroom voeren van de slingerkring  $C-T_1-L_3-D_3$ . Deze kring zal echter vanwege de diode  $D_3$  maar een halve slingering maken met als resultaat  $u_c \approx -U_i$  als we er van uitgaan dat de kringkwaliteit  $Q \gg 1$  is.

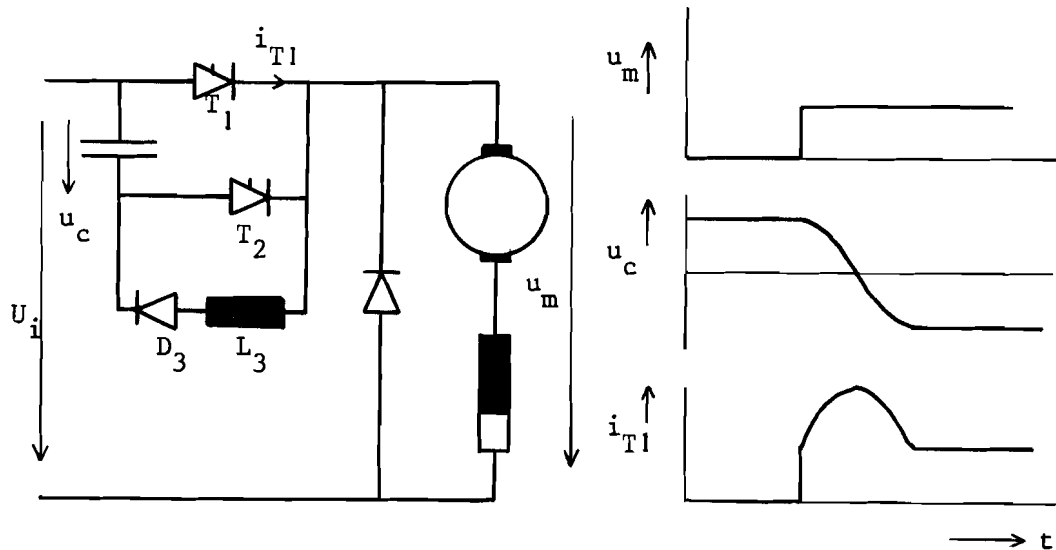


fig. 4.1.3.f. Opladen van de kommutatiekondensator met behulp van een met de hoofdthyristor gekoppelde slingerkring.

De condensator is nu weer op de juiste spanning om te doven.

Bij de start zullen we eerst de thyristor  $T_2$  moeten ontsteken om de juiste condensatorspanning te verkrijgen voor het ompolen. Uit het voorgaande volgt logischerwijs een minimum aan-tijd, nl. gelijk aan de halve slinger-tijd van de bewuste slingerkring.

De spanning  $u_c$  die resteert na deze omslingering is mede afhankelijk van de kwaliteitsfactor  $Q$  van de slingerkring. De maximum slingerstroom is voor het geval  $Q \rightarrow \infty$  gelijk aan  $U_i/\omega_0 L$ , waarin  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ . In bijlage 5 zijn enkele berekeningen uitgevoerd voor  $Q \neq \infty$ .

Beschouwen we nu het probleem dat ontstaat ten gevolge van een inductiviteit aan de ingang van de chopper, bijvoorbeeld de voedingsinduktiviteit. (zie figuur 4.1.3.g)

Op het moment dat  $u_c = +U_i$ , zal de inductiviteit  $L_i$  nog stroom voeren. Deze stroom zal verder lopen via  $L_i$ -C- $T_2$ -motor-bron, met als resultaat dat  $u_c > +U_i$ . Deze te hoog opgeladen condensator ontlaaft zich weer via  $L_i$ -bron- $D_v$ - $L_3$ - $D_3$  met als resultaat  $u_c < +U_i$ . Bij het omslingeren van de condensatorlading, na het ontsteken van  $T_1$ , zal een condensatorspanning  $u_c > -U_i$  ontstaan. Dit kan het eerstvolgende doofproces ernstig bemoeilijken. Door in de kring  $L_i$ -bron- $D_v$ - $L_3$ - $D_3$  een extra diode op te nemen of  $D_3$  te vervangen door een thyristor, die gelijktijdig met  $T_1$  ontstoken wordt, is dit probleem te verhelpen.  $u_c$  zal nu groter worden dan  $U_i$ . (zie figuur 4.1.3.h)

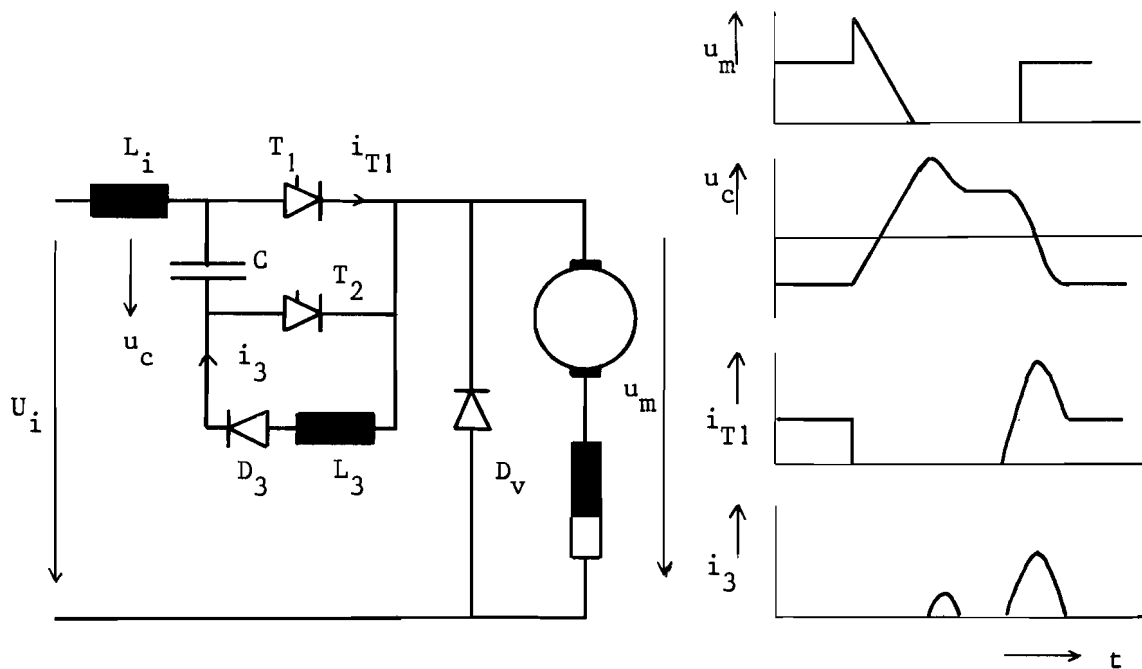


Fig. 4.1.3.g inductiviteit van de voeding

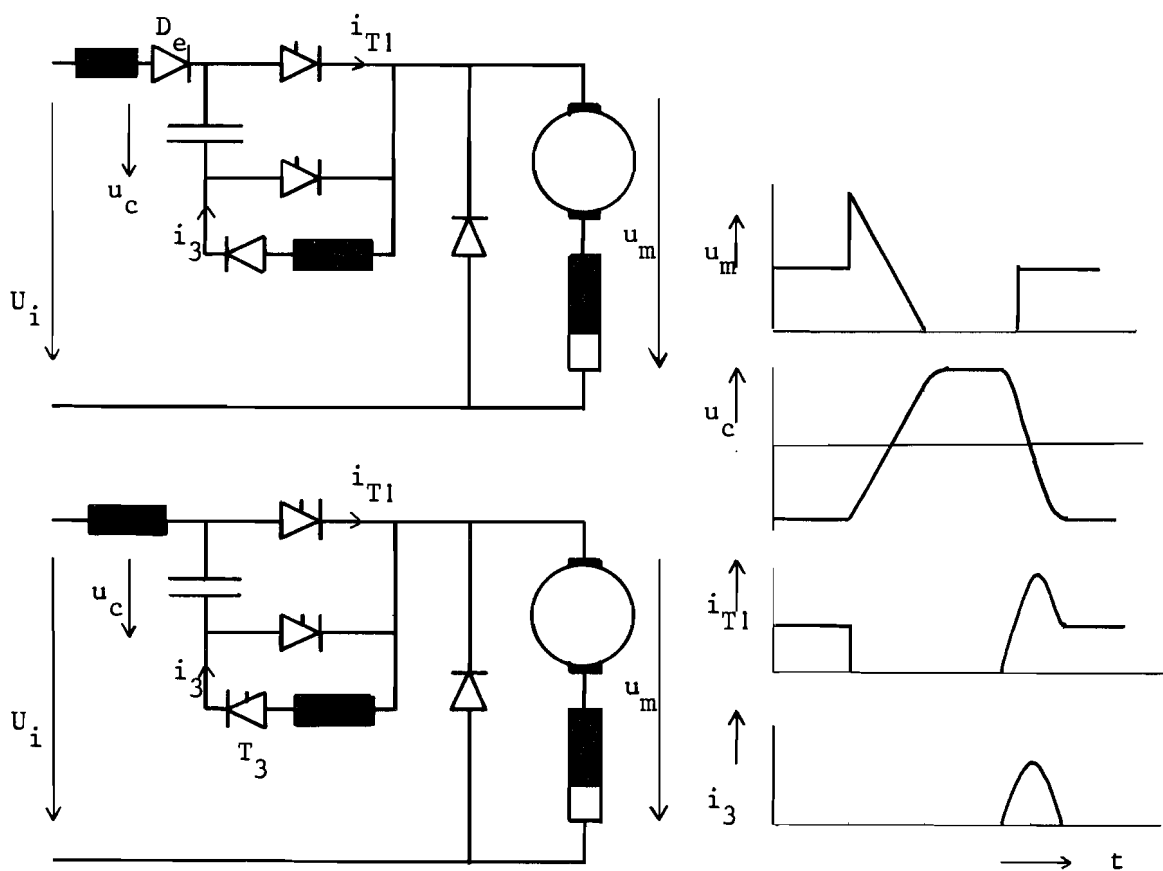


fig. 4.1.3.h Extra diode  $D_e$  resp. thyristor  $T_3$  ter vermindering van een lagere kommutatiekondensators spanning bij inductieve voeding.

Het opladen van de kommutatiekondensator door middel van een met de hoofdthyristor gekoppelde slingerkring vindt eveneens toepassing in de schakeling volgens figuur 4.1.3.i; zij staat bekend onder de naam Jones-schakeling.

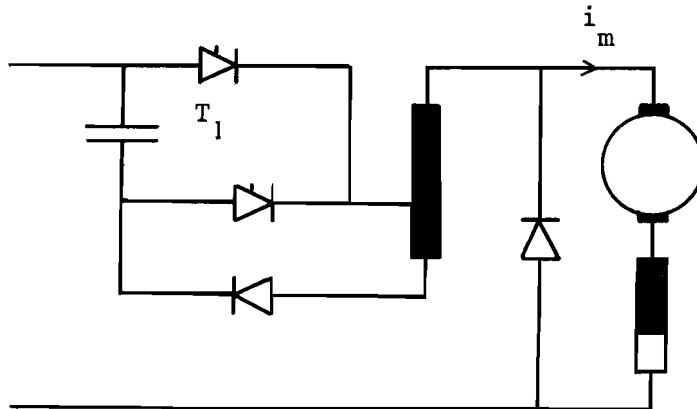


fig. 4.1.3.i Jones-schakeling.

De inductiviteit van de omslingerkring maakt nu deel uit van een auto-transformator. Na het ontsteken van de hoofdthyristor  $T_1$  zal de motorstroom  $i_m$  gaan vloeien, tevens zal de lading van de kommutatiekondensator worden omgepoold. Omdat deze belastingsstroom en de omslingerstroom door middel van de auto-trafo gekoppeld zijn zal er een verband bestaan tussen de lading van de condensator en de belastingsstroom. Dit laatste kan gunstig zijn met het oog op de minimum uit-tijd bij lage machinestroom. Bij hoge machinestroom zal de spanning van de condensator groter kunnen worden dan de voedingspanning. Dit laatste is vooral gunstig als wordt uitgegaan van een lage machinespanning.

Het probleem van de ingangs-induktiviteit zoals beschreven op pagina 46 doet zich ook hier voor. Vervanging van de diode  $D_3$  door een thyristor brengt de eerder beschreven oplossing.

## 2. Opladen van de kommutatiekondensator door middel van een onafhankelijke slingerkring.

De lading van de kommutatiekondensator kan in het schema volgens figuur 4.1.3.j gedurende een willekeurig tijdsinterval omgeslingerd worden, mits dit eindigt voor de volgende doofprocedure. We kunnen nu desgewenst ontsteken en doven tegelijk; een minimum aan-tijd is niet meer vereist.

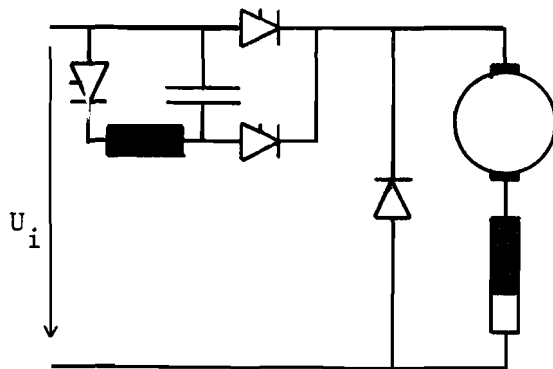


fig. 4.1.3.j

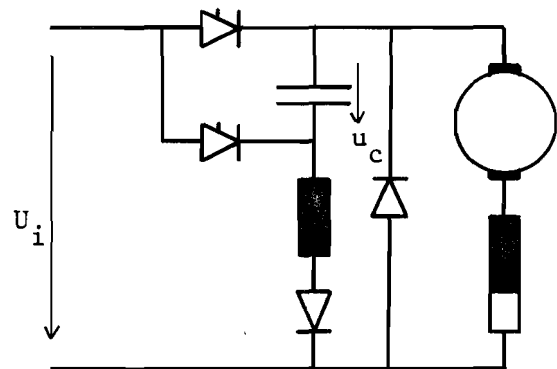


fig. 4.1.3.k

Opladen van de kommutatiekondensator door middel van een onafhankelijke slingerkring.

De kondensator C, in het schema van figuur 4.1.3.k, die na het doven de spanning  $u_c = -U_i$  bezit kan gedurende een willekeurig tijdsinterval binnen de aan-tijd worden opgeladen tot de spanningswaarde  $u_c = 2U_i$ . Dit opladen moet echter wel beëindigd zijn vóór het volgende dooftijdstip.

3. Opladen van de kommutatiekondensator zonder dat daarbij een aparte slingerkring is vereist.

a. schakeling met 4 doofthyristoren. (figuur 4.1.3.1)

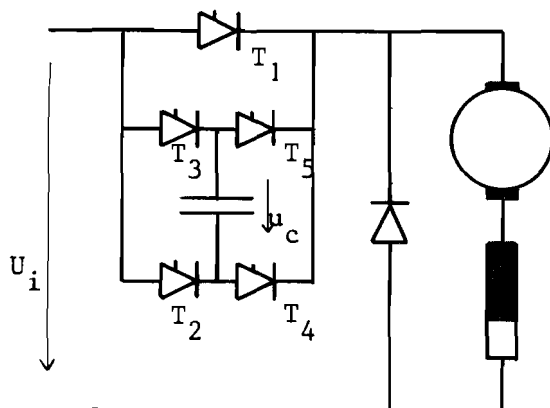


fig.4.1.3.1

chopper met 4 doofthyristoren

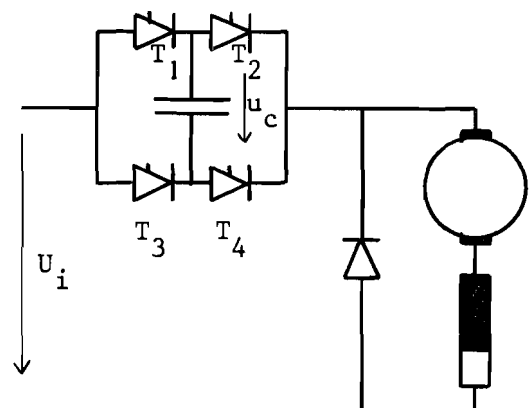


fig.4.1.3.m

chopper met 4 hoofdthyristoren

Het doven van de hoofdthyristor  $T_1$ , in de schakeling volgens figuur 4.1.3.1, geschiedt door het ontsteken van  $T_2$  en  $T_5$  als  $u_c$  positief is en door  $T_3$  en  $T_4$  als  $u_c$  negatief is.

Het extra omslingeren van de condensator is nu niet vereist. Dientengevolge is er geen minimum aan-tijd. De minimum uit-tijd wordt bepaald door de tijd, nodig voor het ompolen van de condensator  $C$  en is derhalve evenredig met de laststroom. Het is wel mogelijk zo ver uit te sturen dat  $\bar{u}_m = U_i$ , als de motorstroom konstant verondersteld mag worden.

b. schakeling met 4 hoofdthyristoren. (figuur 4.1.3.m)

Na het aansluiten van de voedingsbron zal door het ontsteken van  $T_1$  en  $T_4$  de condensator tot een spanning  $u_c = +U_i$  worden opgeladen. Er vindt daarna een natuurlijke doving van  $T_1$  en  $T_4$  plaats.

Door het ontsteken van  $T_1$  en  $T_2$  wordt de machine op de voeding aangesloten. Na het ontsteken van  $T_3$  gaat  $T_1$  doven en als  $u_c = -U_i$  is geworden zal de hoofdstroom op de vrijloopkring kommuteren en zullen  $T_2$  en  $T_3$  eveneens doven.

Door het ontsteken van  $T_3$  en  $T_4$  kan wederom de machine op de voedingsbron worden aangesloten. Doven van  $T_3$  geschiedt nu door het ontsteken van  $T_1$ . Tenslotte wordt  $u_c = +U_i$  en na het op natuurlijke wijze doven van  $T_1$  en  $T_4$  kan de cyclus overnieuw beginnen.

Ook hier is er een minimale aan-tijd gelijk aan nul.

#### Het reduceren van de minimum uit-tijd

1. Met behulp van een teruglaadkring. (L 13)

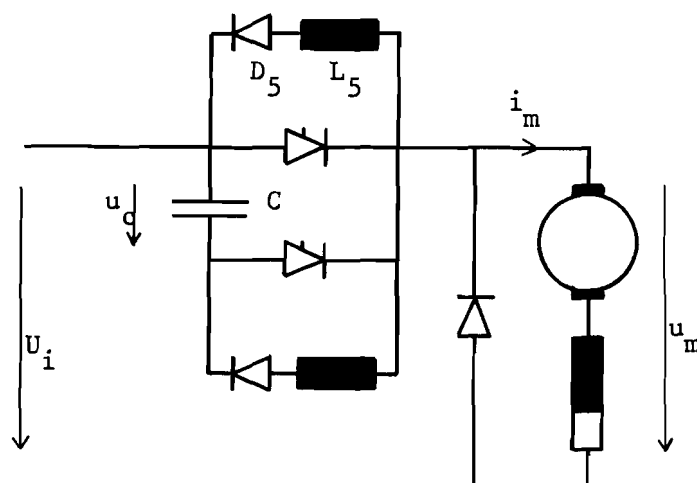


fig. 4.1.3.n chopper met teruglaadtak.

De kommutatiekondensator, in de schakeling volgens figuur 4.1.3.n, zal zo berekend moeten zijn dat hij ook bij maximale motorstroom voldoende lading bezit om de hoofdthyristor te kunnen doven.

Als gevolg van de grootte van de doofkondensator die uit dit criterium volgt zal bij lage motorstroom het doofproces reeds lang afgelopen zijn voordat de doofkondensator geheel is omgepoold. In de conventionele schakeling volgens figuur 4.1.3.f moet met het opnieuw ontsteken van de hoofdthyristor gewacht worden tot de doofkondensator geheel is omgepoold. Het gevolg hiervan is een relatief lange minimale uit-tijd bij lage motorstroom, die voor het doven van de hoofdthyristor zelf niet nodig is.

Om dit te vermijden wordt een teruglaadtak, bestaande uit een inductiviteit  $L_5$  en een diode  $D_5$  aangebracht anti-parallel over de hoofdthyristor. De inductiviteit van smoorspoel  $L_5$  is veel kleiner dan de veldinductiviteit. De condensator ontlad zich nu zowel over de machine als over de teruglaadtak; de verdeling van de stroom is daarbij ondermeer afhankelijk van de laststroom.

Het resultaat van de berekeningen in bijlage 6 voor de minimale uit-tijd  $\Delta t$ ,

zonder teruglaadtak: 
$$\Delta t_1 = \frac{2CU_i}{I_m} \quad (4.1.3.3)$$

met teruglaadtak: 
$$\Delta t_2 = \frac{2}{\omega_1} \arctan\left(\frac{\omega_1 CU_i}{I_m}\right) \quad (4.1.3.4)$$

waarbij 
$$\omega_1 = 1/\sqrt{L_5 C}$$

Een getallen-voorbeeld illustreert een duidelijke reductie van de minimum uit-tijd:  $U_i = 240V$ ,  $C = 1\mu F$ ,  $L_5 = 1mH$  en  $I_m = 2$  resp  $6 A$  dan is  $\Delta t_1$ :  $240\mu s$  resp.  $80\mu s$  en  $\Delta t_2$ :  $82\mu s$  resp.  $57\mu s$

2. Door middel van het onafhankelijk ontladen van de kommutatiekondensator.(fig. 4.1.3.o en 4.1.3.p)

Zoals reeds vermeld behoeft de minimale uit-tijd in principe niet langer te duren dan de maximale recombinitie-tijd van de hoofdthyristor. In de schakelingen volgens figuren 4.1.3.o en 4.1.3.p is het niet strikt nodig de gehele condensatorlading via de doofthyristor om te polen.



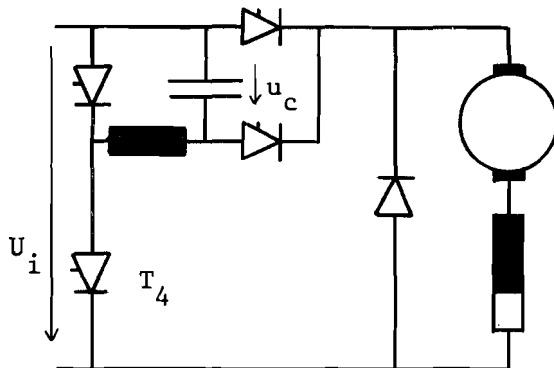


fig. 4.1.3.o

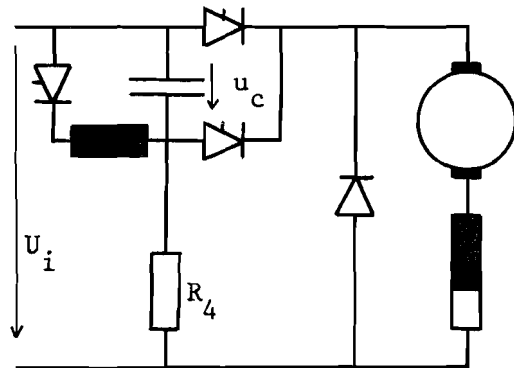


fig. 4.1.3.p

Onafhankelijk ontladen van de kommutatiekondensator met behulp van een extra thyristor resp. weerstand.

Zodra de spanning over de hoofdthyristor weer positief is, kan deze weer ontstoken worden. Via thyristor  $T_4$  of weerstand  $R_4$  wordt de kondensator verder opgeladen tot  $u_c = U_i$ . Dit geeft een reductie van de minimum uit-tijd met een faktor groter dan 2.

Het omslingeren van de doofkondensator om hem weer voor doving van de hoofdthyristor geschikt te maken geschiedt bij schakeling 4.1.3.o onafhankelijk van het doven, bij schakeling 4.1.3.p even voor het doven, omdat in het laatste geval anders deze kondensator weer leeg lekt.

#### Lekweerstand.(L 14)

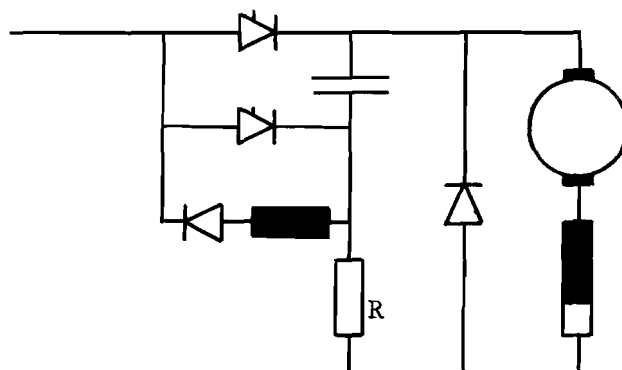


fig. 4.1.3.q. Chopper met lekweerstand.

Als tijdens het versnellen van een tractievoertuig de chopper zijn regelgebied van  $a \approx 0$  tot  $a \approx 1$  heeft doorlopen, is het niet meer nodig om steeds te blijven doven en inschakelen. Al geleidt echter de hoofdthyristor kontinu, dan moet toch het doofcircuit steeds in staat van paraatheid zijn om de hoofdthyristor af te schakelen.

De kommutatiekondensator, die niet meer steeds op spanning gehouden wordt door het opladen tijdens het doofproces, zal als gevolg van zijn eigen lekweerstand en meetweerstand langzaam leeglekken en dus in spanning dalen.

Door het aanbrengen van een goed gedimensioneerde weerstand  $R$ , zie figuur 4.1.3.q, zal de kondensator op voldoende spanning gehouden kunnen worden. Deze methode is echter allen toepasbaar als de kommutatiekondensator aan de kathode-zijde van de hoofdthyristor is aangebracht.

In andere gevallen zal men zijn toevlucht kunnen nemen tot een extra spanningbron voor het op spanning houden van de doofkondensator. Een voor de hand liggende oplossing is voorts gelegen in het niet geheel tot nul reduceren van de chopperfrequentie (bijvoorbeeld 1/5 Hz)

Begrenzing van de motorspanning. (L 15)

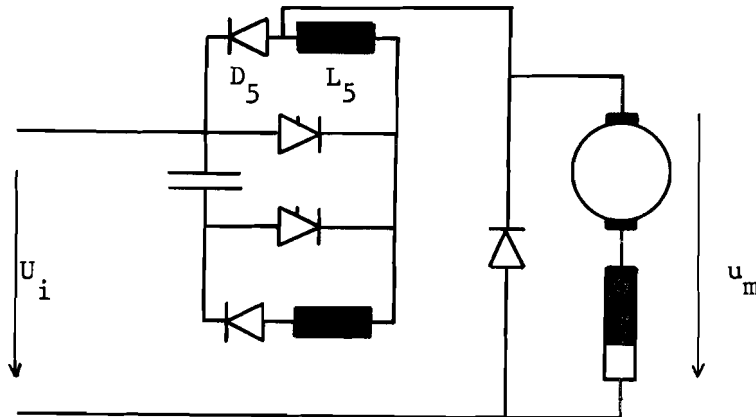


fig. 4.1.3.r. Chopperschakeling waarvoor geldt:  $u_m < U_i$

Om te voorkomen dat de machinespanning ooit hoger kan worden dan de voedingsspanning, hetgeen bijvoorbeeld in de schakeling volgens figuur 4.1.3.f het geval is als de doofthyristor wordt ontstoken, kan men de machine in plaats van rechtstreeks aan de chopper, aansluiten zoals getekend in figuur 4.1.3.r.

De werking van deze schakeling is overeenkomstig die der reeds behandelde schakelingen. Wel zal men rekening moeten houden met het feit dat een groot deel van de condensatorlading, nodig voor het doven van de hoofdthyristor, zal terugvloeien via  $D_5$ .

#### 4.1.4 Thyristoren en hun beveiliging; serie- en parallelschakeling.

De thyristor is een halfgeleider-element dat bestaat uit 4 lagen halfgeleidermateriaal en wel opeenvolgend  $p^+ - n - p - n^+$  type silicium. De buitenste twee lagen zijn zwaarder gedoopt dan de binnenste twee, hetgeen met de index  $^+$  is aangegeven.

Er zijn drie aansluitcontacten, de anode (+), de kathode (-) en de stuelektrode (g=gate). (figuur 4.1.4.a)

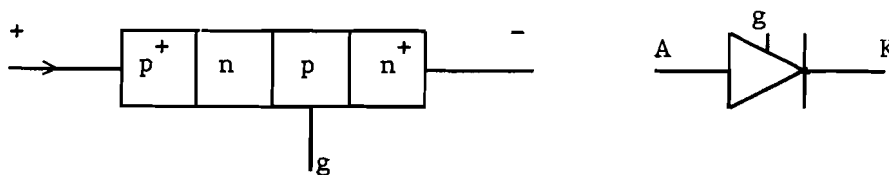


fig.4.1.4.a de thyristor.

De thyristor fungeert als een gestuurde diode. Zijn werking is het gemakkelijkst te verklaren door vergelijking met drie dioden, geschakeld volgens het schema in figuur 4.1.4.b

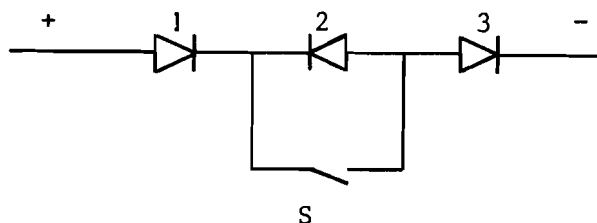


fig.4.1.4.b eenvoudig vervangingschema voor een thyristor

In tegenwaartsrichting zal de thyristor pas geleiden als in beide dioden 1 en 3 ten gevolge van een zeer hoge, negatieve spanning doorslag zal plaatsvinden. In de voorwaartsrichting zal normaliter diode 2 blokkeren. Door voldoende hoge, positieve spanning over de thyristor aan te leggen zal ook hier doorslag optreden. Deze doorslagspanning is echter stuurbaar door het toevoegen van een hoeveelheid positieve lading aan de gate. Het vervangingschema volgens figuur 4.1.4.b beeldt een eerste benadering van deze situatie uit.

Een beter fysisch inzicht wordt verkregen door het vergelijken van een thyristor met twee aan elkaar gekoppelde transistoren. (zie schakelschema figuur 4.1.4.c)

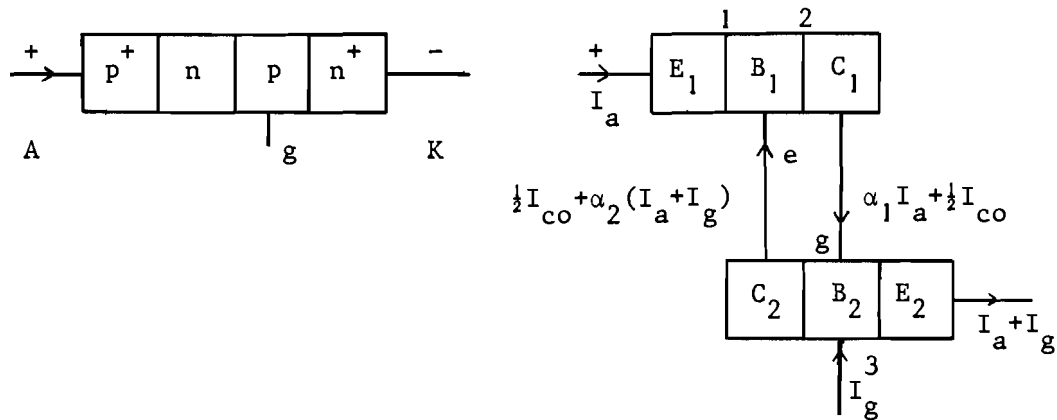


fig.4.1.4.c 2 gekoppelde transistoren als vervangingsschema voor een thyristor.

Gegeven is dat de  $p^+ - n - p$  transistor een stroomversterkingsfactor  $\alpha_1$  heeft; terwijl die van de  $n - p - n^+$  transistor  $\alpha_2$  is. De stroomversterkingsfactor  $\alpha$  is gedefinieerd als het quotiënt van de kollektorstroom en de emitterstroom.

Wordt er een positieve spanning aangelegd, dan lopen er de volgende stromen:

1. een gatenstroom  $I_a$  passeert overgang 1, een gedeelte  $\alpha_1 I_a$  gaat naar  $C_1$  en de rest  $(1-\alpha_1)$  rekombineert in  $B_1$ .
2. een elektronenstroom  $(I_a + I_g)$  passeert overgang 3, een gedeelte  $\alpha_2 (I_a + I_g)$  gaat naar  $C_2$  en de rest  $(1-\alpha_2)(I_a + I_g)$  rekombineert in  $B_2$ .
3. een sperstroom  $I_{co}$  ten gevolge van thermische generatie.

$$\text{Dus } I_a = I_{co} + \alpha_1 I_a + \alpha_2 (I_a + I_g) = \frac{I_{co} + \alpha_2 I_g}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

$\alpha_1$  en  $\alpha_2$  zijn onder andere afhankelijk van de stroom  $I_a$ . (fig.4.1.4.d)

Er zijn twee stabiele toestanden te onderscheiden:

a.  $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$

Dit treedt op bij toevoer van elektronen van  $C_2$  naar  $B_1$ . Het gevolg is een  $\alpha'_1$  x zo grote kollektor-gaten stroom van  $C_1$  naar  $B_2$ , en vervolgens een  $\alpha'_2$  x zo grote kollektor-elektronen stroom als die gatenstroom van  $C_2$  naar  $B_1$  enz.

$\alpha'$  is gedefinieerd als het quotiënt van de kollektor- en de basisstroom.

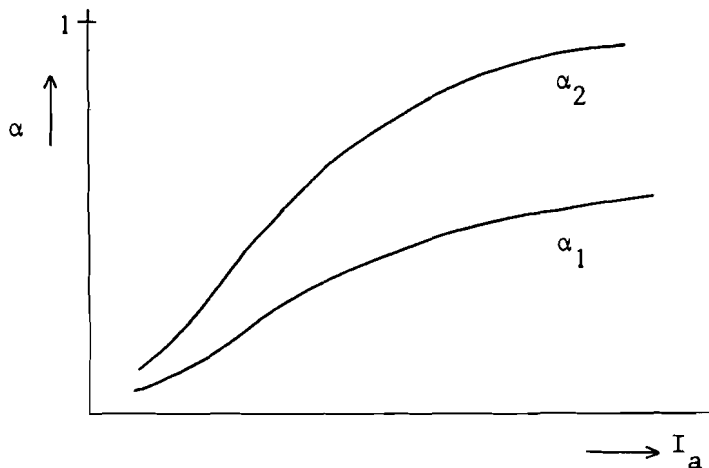


fig.4.1.4.d stroomversterkingsfaktor als functie van de stroom.

Het resultaat is dat de n-basis een overschot aan elektronen krijgt en de p-basis een overschot aan gaten. Dit overschot aan elektronen resp. gaten in de n-p-basis zal terug moeten diffunderen, zodat  $I_{co}$  van richting omkeert.

Tengevolge van deze grote gaten-en elektronenstroom is overgang 2 geleidend.

b.  $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$

Overgang 2 staat in de sperrichting. De n-basis heeft een positieve ruimtelading en de p-basis negatieve.

Overgangsverschijnselen:

Om vanuit toestand b in a te komen zijn een aantal mogelijkheden voorhanden:

1. Doorslag: de veldsterkte bij overgang 2 wordt zo groot dat gaten van de n- naar de p-basis gaan en elektronen van de p- naar de n-basis, zodat de potentiaal-barrière wordt opgeheven.
2. Gate-injectie: injectie van gaten in de p-basis geeft doorslag bij lagere spanning.
3.  $du/dt$ : bij een te snelle stijging van de positieve spanning over de thyristor zal vanwege de capacitieve eigenschappen der overgangen een laadstroom door de thyristor gaan vloeien; deze laadstroom kan een gelijke orde van grootte bereiken als de gatestroom; het ongewenst ontsteken van de thyristor is dus mogelijk.

Over de overgang van toestand a naar toestand b het volgende:

Uit het voorgaande blijkt dat het nodig is, wil men de p-n-overgang 2 weer in spertoestand krijgen, de extra ladingdragers ten gevolge van de doorslag uit het basis-materiaal te doen verdwijnen.

Dit laatste gaat het gemakkelijkst via regeneratie. Hiervoor is echter tijd nodig en verder mogen er geen nieuwe ladingsdragers de barrière 2 overschrijden. Dat betekent:

- de stroom moet lager worden dan de houdstroom
- het bovenstaande moet het geval zijn gedurende een tijd langer dan de deïonisatietijd,
- door het aanleggen van een negatieve spanning tussen de anode en de kathode kan de deïonisatietijd worden verkort.

De injectie van gaten in het p-basis materiaal geschiedt meestal vanuit het midden van de cel. Deze gaten moeten de tijd krijgen om zich over het gehele materiaal te verspreiden, anders bestaat de mogelijkheid dat er geleiding optreedt in een te kleine oppervlakte rond het centrum, met de bekende destructieve gevolgen.

Om de thyristor te beveiligen tegen te grote  $di/dt$  bij de overgang van spertoestand naar geleidende toestand, te grote  $du/dt$  bij het aanleggen van een spanning in de doorlaatrichting en de destructieve gevolgen van het abrupt beëindigen van het recombinatie-proces, moeten voor elke thyristor de nodige voorzieningen getroffen worden. (L 16)

Beveiliging tegen te grote stroomstijgingsnelheid. ( $\frac{di}{dt}$ -beveiliging)

Beveiliging tegen te snelle stroomtoename is, zoals uit de fysische beschouwing blijkt, vooral van belang bij het ontsteken van de thyristor wanneer nog maar een gedeelte van de basisovergang geleidend is. Een verzadigbare smoorspoel, met voldoende inductiviteit bij lage stroom, in serie met de thyristor zal een geschikte bescherming bieden.

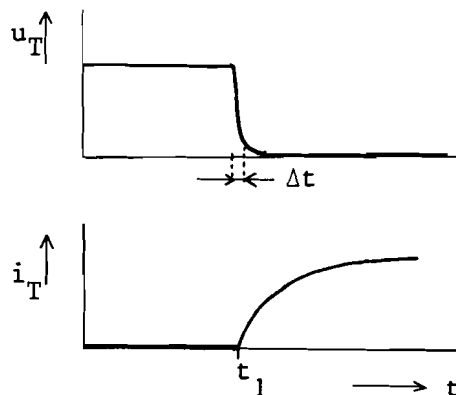
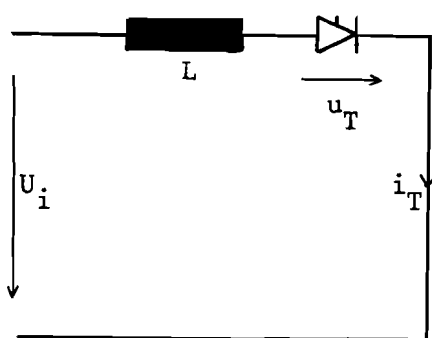


fig.4.1.4.e  $\frac{di}{dt}$  - beveiliging.

In de schakeling volgens figuur 4.1.4.e krijgt de thyristor op het tijdstip  $t = t_1$  een ontsteekpuls. De spanning over de thyristor zal, afhankelijk van de grootte van de ontsteekpuls, vrij snel naar nul naderen. Voor de maximale stroomstijgingssnelheid op het tijdstip  $t = t_1 + \Delta t$  geldt  $(di/dt)_{\max} \approx U_i/L$ .

Beveiliging tegen de gevolgen van het plotseling afbreken van het recombinatie-proces.

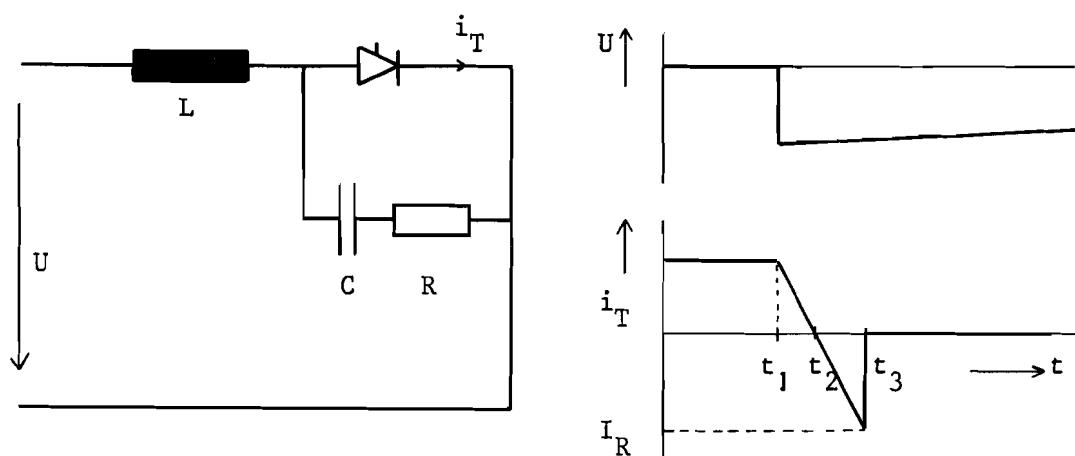


fig.4.1.4.f recombinatie-beveiliging.

In de schakeling volgens figuur 4.1.4.f voert de thyristor voor het tijdstip  $t = t_1$  de volle laststroom. Ten tijde  $t = t_1$  wordt de -niet getekende- doofthyristor ontstoken. De stroom door de hoofdthyristor zal, bij konstante machinestroom even snel dalen als de stroom door de doofthyristor wordt opgebouwd.

Daarna zal ten gevolge van de nog aanwezige ladingsdragers in de basis een toenemende stroom in tegenrichting ( $I_R$ ) ontstaan, die plotseling zal afbreken als het recombinatieproces is voltooid. Over de smoor-spoel zou, ten gevolge van deze grote stroomveranderingssnelheid een hoge spanning ontstaan waardoor de thyristor mogelijk zou doorslaan. Een condensator parallel aan de thyristor kan dit laatste voorkomen door het overnemen en vervolgens geleidelijk verminderen van de stroom vanaf het tijdstip  $t = t_3$ . De condensator moet zodanig bemeten zijn dat zijn spanning niet groter wordt dan voor de thyristor toelaatbaar is. Dus:

$$\frac{1}{2}LI_R^2 = \frac{1}{2}C(\Delta u_c)^2$$



Hieruit volgt voor de minimale condensatorwaarde:

$$C > LI_R^2 / (\Delta u_c)^2$$

Om te voorkomen dat in de ontstane LC-kring ongedempte slingeringen zullen ontstaan, wordt een weerstand R in de keten opgenomen. De waarde van deze weerstand is zodanig dat tenminste aan de voorwaarde voor kritische demping is voldaan. Dat betekent:

$$R > 2\sqrt{L/C}$$

Ten gevolge van de aanwezigheid van deze weerstand zal de condensator nu worden opgeladen met een energie gelijk aan de smoorspoelenergie ten tijde  $t = t_3$  verminderd met de dissipatie-energie van de weerstand. Wel zal de thyristorspanning nu gelijk zijn aan de som van de condensatorspanning en de spanning over de weerstand.

Beveiliging tegen te grote spanningsstijgingssnelheid. ( $\frac{du}{dt}$ -beveiliging)

Het bekende LRC-netwerk, volgens figuur 4.1.4.f dat dient ter beveiliging tegen een te snelle stroomtoename en tegen de gevolgen van het plotseling afbreken van het recombinatie-proces kan ook bescherming bieden tegen te snelle spanningstoename over de thyristor. Stel we gaan uit van een oneindig snelle spanningsprong U op de ingang van de schakeling volgens figuur 4.1.4.f. Verder beschouwen we de condensator voor deze snelle signalen als een kortsluiting. Dan geldt voor de spanningstoename over de thyristor, bij kritisch gedempte slingerkring:

$$\left(\frac{du}{dt}\right)_{\max} = \frac{U}{L} \cdot R$$

We zullen steeds moeten proberen een compromis te vinden voor de waarden van de LRC-komponenten om te kunnen voldoen aan de bovenbeschreven eisen.

Parallel schakelen van thyristoren. (stroom-verdeling) (L 14-16)

Ten gevolge van de zo gekompliceerde samenstelling van de thyristor is het bijna onmogelijk meerdere thyristoren met precies dezelfde eigenschappen te maken. Zo zal er bij bijna elke thyristor een vrij ruime marge bestaan tussen het tijdstip van het aanleggen van de ontsteekspanning aan de sturelektrode en het daadwerkelijk geleiden van de stroom. Deze zogenaamde ontsteekvertraging is per thyristor verschillend.



Ook is de stroom-spanningskarakteristiek in de doorlaatrichting per thyristor verschillend.

Met een balans-transformator kan men een meer gelijk tijdstip van geleiding afdwingen en vervolgens, voor zover het periodiek bedrijf betreft, de stroomverdeling over de thyristoren gelijkmatig houden. Betreft het niet-periodiek bedrijf, dan zal de transformator alleen bij het ontsteken van dienst zijn; een gelijkmatige verdeling van de stroom over de parallele takken zal nu met behulp van weerstanden worden verkregen.

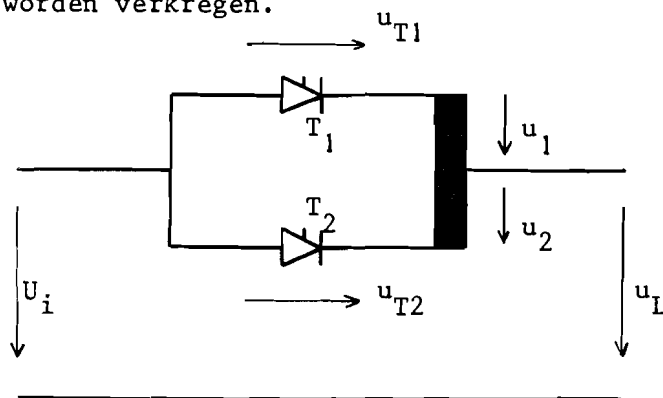


fig. 4.1.4.g parallelschakeling van 2 thyristoren.

In de schakeling volgens figuur 4.1.4.g geldt dat  $u_{T1} = u_{T2}$ ,  $u_1 = 0$  en  $u_2 = 0$  vóór de thyristoren 1 en 2 ontstoken worden.

Aan  $T_1$  en  $T_2$  wordt tegelijkertijd een ontsteekpuls toegevoerd. Stel nu dat  $T_1$  eerder gaat geleiden dan  $T_2$ . De spanning  $u_1 = U_i + u_L$  induceert dan in de andere spoelhelpt een spanning  $u_2 = u_1$  en de spanning over thyristor  $T_2$  wordt  $u_{T2} = u_1 + u_2 = 2(U_i + u_L)$ . Het geleidbaar worden van thyristor 2 zal hierdoor bevorderd worden. Bovendien blijft de stroomtoenamesnelheid in thyristor  $T_1$  klein zolang thyristor  $T_2$  niet ook ontsteekt.

#### Serie schakelen. (spannings-opdeling) (L 14-16)

Door het verschil in lekstromen in de tegenrichting is het nodig een statische spanningsopdeling met behulp van weerstanden aan te brengen. (zie figuur 4.1.4.h). Door de waarden der extra weerstanden klein te kiezen in verhouding tot die van de zich als lekweerstanden voordoende thyristoren, kan men de spanningen dwingen vrijwel gelijk te zijn:  $u_1 \approx u_2$

Bij snel veranderende spanningen zullen in de spertoestand veel meer de onderling van elkaar verschillende eigenkapaciteiten van de thyristoren de spanningsopdeling over deze thyristoren bepalen. Om ook dan op een gelijkmatige spanningsopdeling te kunnen rekenen, worden aan alle thyristoren condensatoren parallel geschakeld, die groot zijn in verhouding tot de eigenkapaciteiten der thyristoren. Indien men om deze of andere redenen een condensator over een thyristor aanbrengt moet men steeds op twee punten letten:

1. Als de thyristor ontstoken wordt, mag de condensator niet met een te grote stroom over de thyristor ontladen. Men zal dus steeds een stroombeperkende weerstand in serie met de condensator moeten opnemen.
2. Men moet er door passende maatregelen voor zorgen dat de condensator geen spanning in tegenrichting over de thyristor blijft handhaven als men de thyristor wil ontsteken.

Bij het inschakelen der thyristoren is, vanwege het niet gelijktijdig geleidend worden van de thyristoren, de genoemde statische spanningsopdeling niet meer voldoende. Het bekende LRC-netwerk zal, in het geval dat een goede dimensionering mogelijk is, voldoende bescherming bieden. (figuur 4.1.4.i)

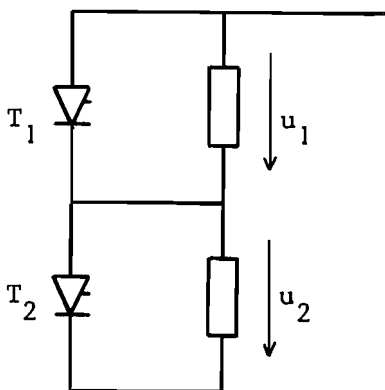


fig.4.1.4.h

serie-schakeling van twee thyristoren.

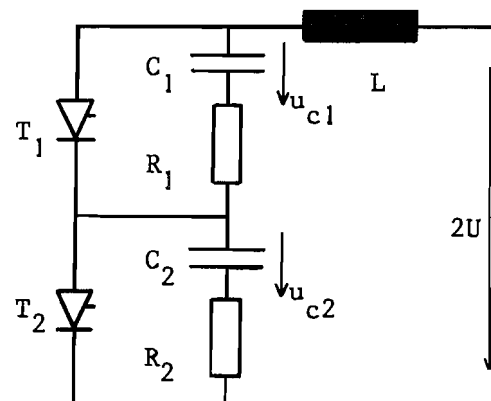


fig.4.1.4.i

Over de schakeling volgens figuur 4.1.4.i het volgende:

Vóór het ontsteken van de thyristoren zullen de condensatoren  $C_1$  en  $C_2$  ieder een spanning gelijk aan  $u_{C1} = u_{C2} = U$  hebben. De thyristoren  $T_1$  en  $T_2$  ontvangen tegelijkertijd een ontsteekpuls. Stel nu dat  $T_1$  het eerst geleidend wordt.



De spanningstoename over  $T_2$  kan als volgt worden berekend:  
Kondensator  $C_2$  vormt voor de spanningssprong een kortsluiting.  
Indien we de RC-konstante groter beschouwen dan de  $t_2 - t_1$  -vertra-  
gingstijd tussen het werkelijk geleiden van de thyristoren  $T_1$  en  $T_2$   
dan is:

$$\Delta u_{T2max} = \frac{R_2 U (t_2 - t_1)}{L}$$

Zie verder L 14 en L 17.

#### 4.2 Informatie-gedeelte.

De functie van het informatie-gedeelte ligt op het gebied van het verzorgen van de kommunikatie tussen de bestuurder en de machine, waarbij automatisering en interne bewaking een grote rol spelen. Zo bepaalt bijvoorbeeld het regelgedeelte uit de door de bestuurder gewenste waarden van snelheid en versnelling tezamen met de informatie over de machine-toestand, de juiste tijdstippen voor ontsteek- en doofkommando's voor de chopper, opdat de gewenste en de werkelijke waarden elkaar zo snel en zo goed mogelijk benaderen.

Het bewakingsgedeelte controleert of bepaalde grootheden de voor hen toelaatbare grenswaarden niet overschrijden en blokkeert indien dat nodig is de ontsteekkommando's.

##### 4.2.1 Sturing/regeling.

De te sturen en eventueel te regelen grootte is voor tractiebedrijf, zoals reeds eerder genoemde in hoofdstuk 3, de snelheid waarmee het voertuig zich voortbeweegt. In tweede instantie is het ook gewenst de versnelling binnen bepaalde grenzen te kunnen variëren. (zie figuur 4.2.1.a)

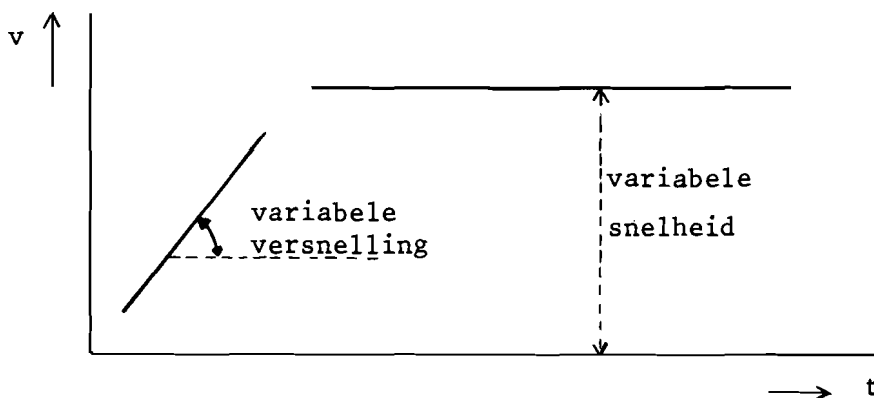


fig. 4.2.1.a snelheid-tijd-diagram.

Anderzijds kan men ook de machinestroom als de te regelen grootte opvatten. De ingestelde stroomwaarde bepaalt echter bij gegeven voertuiglast zowel de eindsnelheid als de versnelling waarmee deze snelheid wordt bereikt. We geven in dit laatste geval dus een graad van vrijheid prijs.

Beide uitgangspunten hebben gemeen dat gebruik gemaakt wordt van het doseren van de toegevoerde hoeveelheid energie aan de gelijkstroomseriemachine door het aanpassen van de relatieve aan-tijd  $a$ . Er zijn twee verschillende mogelijkheden om  $a$  te laten variëren; verder worden meerdere hybride methoden toegepast. (L 3).

a. pulsbreedte sturing.

De totale cyclusduur,  $T$  (aan- + uit-tijd), blijft hierbij konstant. De duur van de aanperiode,  $T_a$ , wordt gevariëerd.

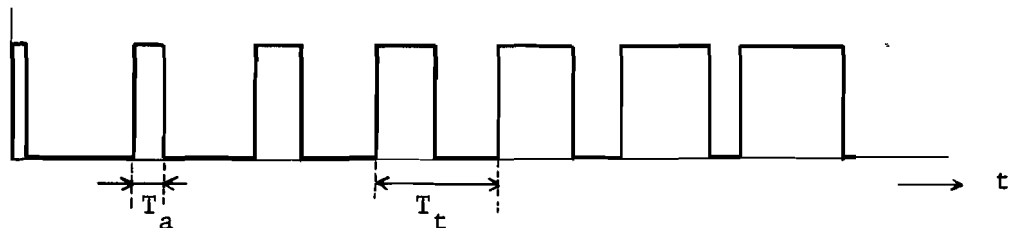


fig.4.2.1.b pulsbreedte sturing.

b. pulsfrequentie sturing.

De aan-tijd blijft in dit geval konstant. De frequentie waarmee deze aan-tijd voorkomt wordt gevariëerd.



fig.4.2.1.c pulsfrequentie sturing.

Zowel bij pulsbreedte- als bij puls-frequentie sturing zullen we rekening moeten houden met de minimale aan- en uit-tijden. Dit wordt grafisch aangegeven in figuren 4.2.1.d en 4.2.1.e.

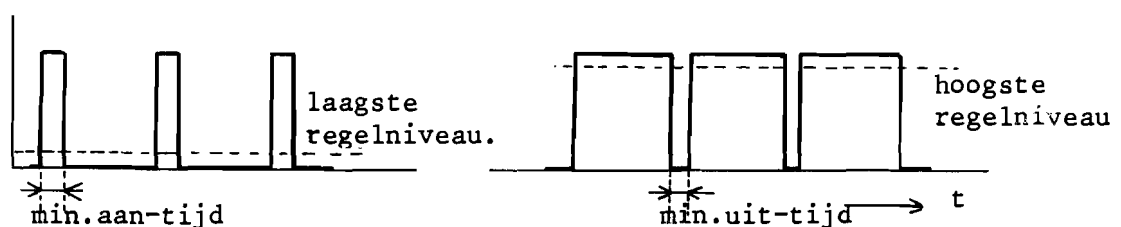


fig.4.2.1.d minimum aan/uit-tijden bij pulsbreedte sturing.

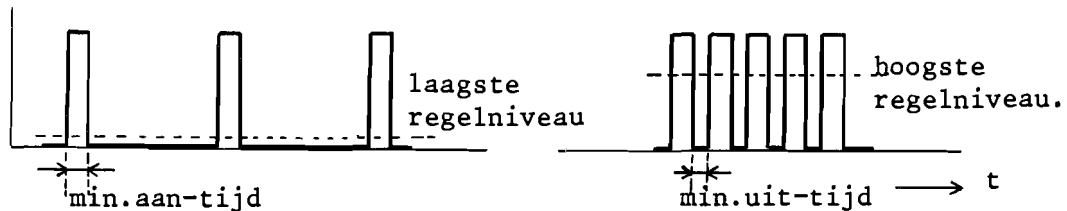


fig.4.2.1.e minimum aan/uit-tijden bij puls-frequentie sturing.

Steeds geven deze minimum aan- en uit-tijden aanleiding tot een beperking van het regelgebied.

In hoofdstuk 4.1.3, over choppers, zijn een aantal oplossingen gegeven die de minimum aan- en uit-tijden kunnen reduceren.

Als de minimum uit-tijd is bereikt, dat wil zeggen als  $a \rightarrow 1$  en in het ideale geval  $\bar{u}_m = U_i$  (zie formule 4.1.3.2) kunnen we overgaan naar continue geleiding van de hoofdthyristor door het doen stoppen van de doofkommando's. Wel moeten we er voor zorgen dat de doofkondensator op voldoende spanning blijft om op elk gewenst ogenblik de hoofdthyristor te kunnen doven.

Dit laatste kan onder andere geschieden door periodiek (met een herhalingstijd van bijvoorbeeld 5 sec.) te doven en opnieuw te ontsteken, waardoor de condensator zijn spanningsverlies ten gevolge van lek, kan aanvullen.

Een andere mogelijkheid om deze lekverliezen aan te vullen is reeds beschreven op pagina 52 e.v.

### c. hybride methoden.

#### c.1 stroomregeling/tweepuntsregeling.

Door het instellen van twee stroomwaarde niveau's waarbinnen de werkelijke stroom zal moeten variëren, wordt de aan/uit-verhouding van de chopper bepaald.

De verhouding van de aan- en uit-tijd is nu evenals de schakelfrequentie, bij gegeven stroomniveau's, afhankelijk van de hoeksnelheid van de gelijkstroomseriemachine. Dit blijkt uit de volgende beschouwing voor een ideaal geval.

We veronderstellen dat in de schakeling volgens figuur 4.2.1.f de eigenweerstand van de machine gelijk aan nul is en dat de gemiddelde waarde van de machinestroom konstant wordt gehouden.

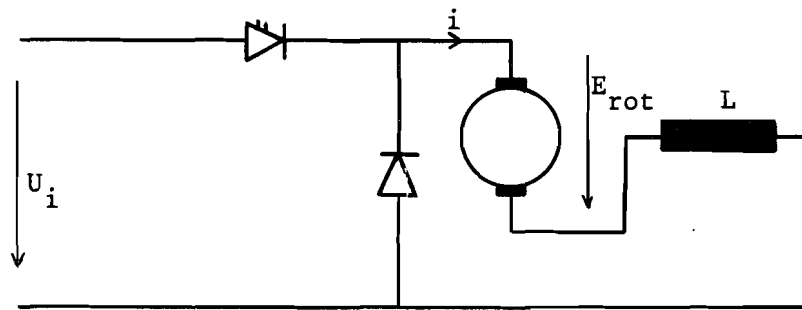


fig.4.2.1.f schakelschema van gelijkstroomseriemachine en chopper.

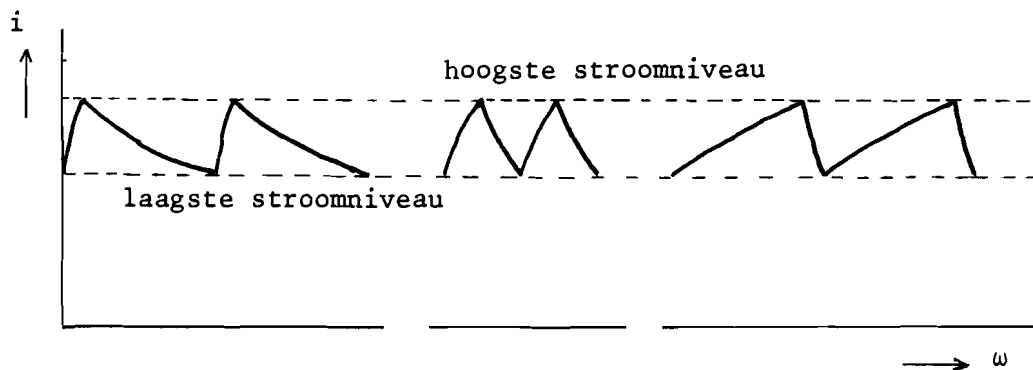


fig.4.2.1.g machinestroom bij tweepuntssturing.

Verder veronderstellen we dat de rimpel op de machinestroom zo gering is dat de rotatiespanning per hoeksnelheid konstant is.

Indien de chopper geleidend is geldt voor het spanningsevenwicht:

$$U = E_{\text{rot}} + L \frac{di}{dt} \quad (\text{periode I})$$

en als de chopper blokkeert:

$$0 = E_{\text{rot}} + L \frac{di}{dt} \quad (\text{periode II})$$

Hieruit volgt voor de stroomrimpel:

$$\Delta i = \frac{di}{dt} \cdot \Delta t_1 = -\frac{di}{dt} \cdot \Delta t_2$$

De relatieve aan-tijd, resp. de schakelfrequentie zijn afhankelijk van de rotatiespanning en derhalve van de hoeksnelheid. De relatie wordt gegeven door de betrekking:

$$a = \frac{\Delta t_1}{\Delta t_1 + \Delta t_2} = \frac{E}{U}$$

$$\text{resp. } f = \frac{E(U-E)}{\Delta i L U}$$

In figuren 4.2.1.h en 4.2.1.i zijn a en f afgebeeld als functie van  $E_{\text{rot}}$ .

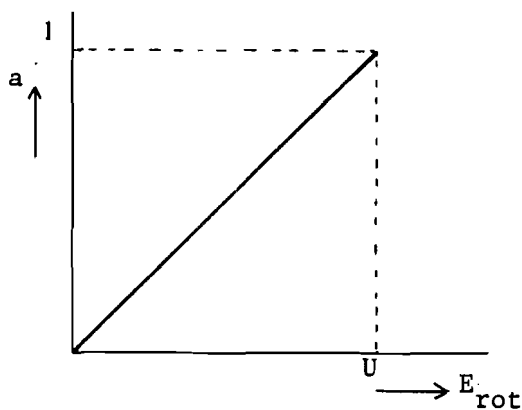


fig.4.2.1.h

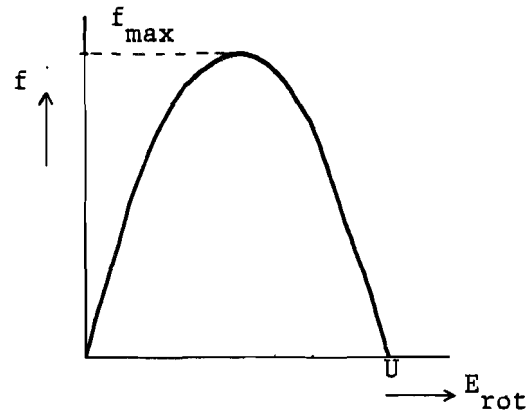


fig.4.2.1.i

De relatieve aan-tijd resp. de schakelfrequentie in afhankelijkheid van de rotatiespanning bij tweepuntssturing.

De twee stroomniveau's, bij tweepuntssturing, kunnen niet willekeurig dicht bij elkaar gelegd worden omdat we rekening moeten houden met de minimale aan- en uit-tijden van de chopper. Bij de start ( $\omega=0$ ) zal de aan-tijd minimaal zijn en aan het einde van het regelgebied zal de uit-tijd minimaal worden.

We merken nog op dat er een motorstroom overeenkomstig de zogenaamde natuurlijke stroom-hoeksnelheidskromme gaat lopen als de hoeksnelheid zo groot is geworden dat de "gestuurde stroomkarakteristiek" de natuurlijke kromme snijdt in het punt P. (figuur 4.2.1.j)

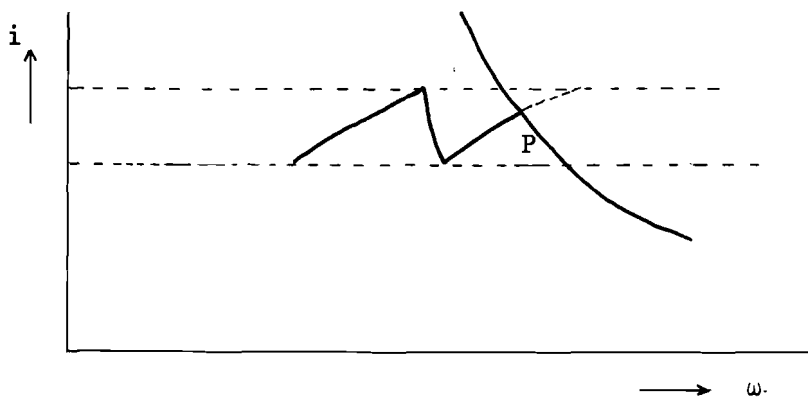


fig.4.2.1.j stroom-hoeksnelheidsdiagram bij tweepuntssturing.

In de grafiek van figuur 4.2.1.j wordt het bovenste stroomniveau niet meer bereikt, zodat er ook geen doofkommando meer wordt gegeven. De chopper zal nu continu blijven geleiden.





### c.2 Pulsbreedte regeling met meerdere konstante frequenties.

Choppers met een relatief grote minimale aan-tijd, zullen bij een bepaalde chopperfrequentie eveneens een relatief hoge minimaal te regelen stroomwaarde hebben. Deze minimale stroomwaarde is afhankelijk van de chopperfrequentie.

Om bij de aanloop van een gelijkstroomseriemachine de aanvangsstroom en dus ook het aanvangskoppel vanaf een zo klein mogelijke waarde te kunnen regelen, wordt in een dergelijk geval daarom tijdens het eerste gedeelte van de regelprocedure een lage chopperfrequentie gebruikt. Daarna wordt overgegaan op een hogere frequentie om een gunstigere verhouding ten aanzien van de resonantiefrequentie van het ingangsfILTER te verkrijgen.

### c.3 Pulssturing met behulp van een functiegenerator.

De functiegenerator is te beschouwen als een black box met aan de uitgang signalen die de chopperfrequentie en de relatieve in-tijd bepalen. De ingangsgrootheden zijn meestal de wens- en is-waarden van de machinestroom en de hoeksnelheid. De overdrachtsfunctie van de black box is zodanig dat er een of meer grootheden worden geoptimaliseerd. Bijvoorbeeld: de spanningsrimpel op de condensator van het ingangsfILTER blijft minimaal over het hele regelgebied.

Enkele algemene opmerkingen:

- Pulsbreedte sturing heeft het voordeel dat steeds met dezelfde frequentie gechopt wordt. Door het kiezen van een gunstige chopperfrequentie ten opzichte van de eigenfrequentie van het ingangsfILTER en de 300 Hz. rimpel op de voeding kunnen we vermijden dat er interferentie-frequenties gelijk aan die van de draaggolffrequentie van signalering en telefoonverbindingen ontstaan.
- Tweepuntssturing heeft het voordeel eenvoudig te zijn. De chopperfrequentie en de relatieve aan-tijd zijn bij gegeven hoeksnelheid afhankelijk van de gestelde stroomrimpel.
- De minimale pulsbreedte bij pulsfrequentie sturing is gegeven door de minimale aan-tijd van de chopper. De herhalingsfrequentie heeft geen benedengrens; bij lage schakelfrequentie zal de rimpel van de machinestroom echter veel groter zijn dan bij hoge schakelfrequentie.

#### 4.2.2 Bewaking/controle.

Grootheden die het verloop van het proces beïnvloeden dienen te worden gecontroleerd, dat wil zeggen steeds moet gemeten worden of deze grootheden de hun gestelde extrema niet overschrijden. Indien nodig dient onverwijld een doofpuls te worden gegeven en moeten de ontsteekpulsen worden geblokkeerd.

De bedoelde grootheden zijn onder andere:

1. De spanning van de kommutatie-kondensator.

De spanning van de kommutatie-kondensator mag niet lager worden dan een bepaalde minimum waarde, waarbij hij nog in staat is de hoofdthyristor onder de meest ongunstige omstandigheden te doven.

Dreigt de kondensatorspanning toch deze minimum waarde te naderen dan dient direkt een doofpuls te worden gegeven en de ontsteekpulsen dienen te worden geblokkeerd.

2. De lijnspanning aan het ingangsfILTER.

De chopper moet beveiligd zijn tegen overspanningen die elders in het net hun oorzaak vinden.

Een gewone vonkbrug die doorslaat bij een als te hoog beschouwde lijnspanning geeft een afdoende beveiliging.

Een overspanningsbeveiliging, zoals getekend in figuur 4.2.2.a zal zeer snel kunnen reageren.

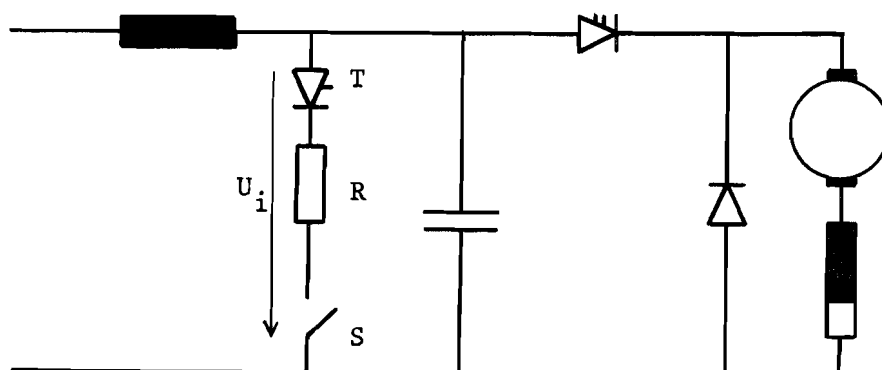


fig.4.2.2.a overspanningsbeveiliging met thyristor.

Wordt in de bedoelde schakeling de spanning over de filterkondensator,  $U_i$ , groter dan een maximum toegestane waarde, dan wordt thyristor  $T_1$  ontstoken. De door het net extra toegevoerde energie



wordt gedissipeerd in de weerstand  $R$  van de afleidtak  $T_1$ ,  $R$  en  $S$ . Nadat de spanning  $U_i$  weer gelijk is geworden aan de nominale voedingsspanning, wordt door het gedurende korte tijd openen van schakelaar  $S$ , de afleidketen weer geopend.

Als de spanning over de condensator van het ingangsfILTER ten gevolge van een kortstondige voedingsonderbreking, bijvoorbeeld door het springen van de pantograaf, lager wordt dan een gestelde minimum waarde, dan mag met het oog op moeilijkheden bij het doofproces tijdelijk niet meer gechopt worden.

### 3. De machinestroom.

Bij die regelingen waarbij de machinestroomkontrolE niet in het stuurcircuit zelf is opgenomen, dient een extra maximum stroombeveiliging te worden aangebracht.

Verder zullen snelle smeltveiligheDEN voor elke thyristor en diode, deze veelal behoeden voor een vroegtijdig einde.

### 4. De wielslip.

KontrolE van de hoeksnelheid met betrekking tot slip is noodzakelijk. In geval van slip zal de maximale machinestroom op een lager niveau gesteld moeten worden.

#### 4.3 Fabrieksschakelingen.

In hoofdstuk 4.1 zijn de meest bekende funktieschakelingen aangeduid en ten aanzien van hun werking toegelicht. Hoe nu een bepaalde fabrikant van choppers deze schakelingen tot een volledige chopperschakeling combineert hangt ondermeer af van patentrechten, onderlinge beïnvloeding van de funktieschakelingen en waardering van de diverse parameters. Als voorbeelden van enkele complete chopperschakelingen zullen we een tweetal principe-schakelingen, die als zodanig door firma's worden gepubliceerd en toegepast bij de door hen ontworpen en gefabriceerde choppers beschrijven.

##### 1. De Siemens-schakeling.

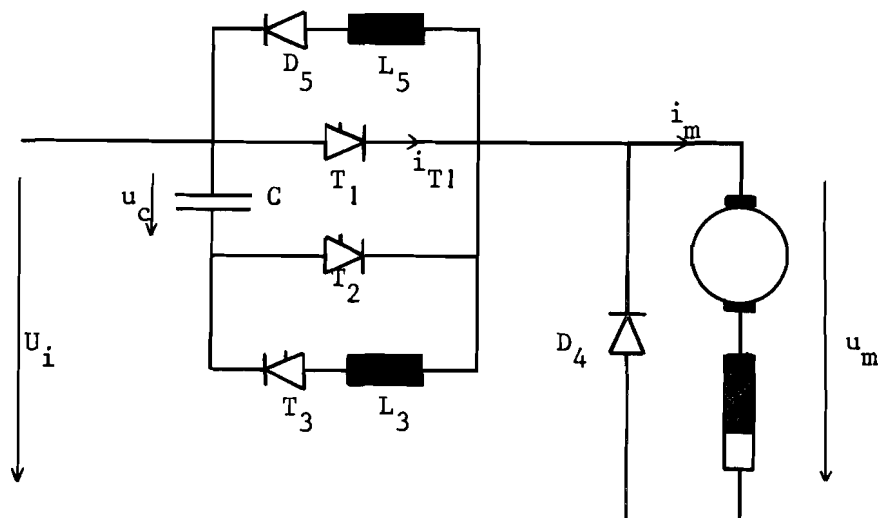


fig.4.3.a Siemens-schakeling.

De principe-werking van de in figuur 4.3.a getekende schakeling kan als volgt worden beschreven.

- a. Aan de startvoorwaarde  $u_c = U_i$  wordt voldaan door het ontsteken van de doofthyristor  $T_2$ , waarna de kommutatiekondensator  $C$ , via de last op de juiste spanning wordt opgeladen.
- b. De machine wordt op de bron aangesloten door het ontsteken van hoofdthyristor  $T_1$ .
- c. Door het ontsteken van omslingerthyristor  $T_3$  zal de kondensatorspanning via de slingerkring  $C$ ,  $T_1$ ,  $L_3$  en  $T_3$  worden omgepoold, zodat de kommutatiekondensator ten slotte de juiste spanning ( $u_c \approx -U_i$  bij goede kringkwaliteit) voor het volgende doofproces verkrijgt.

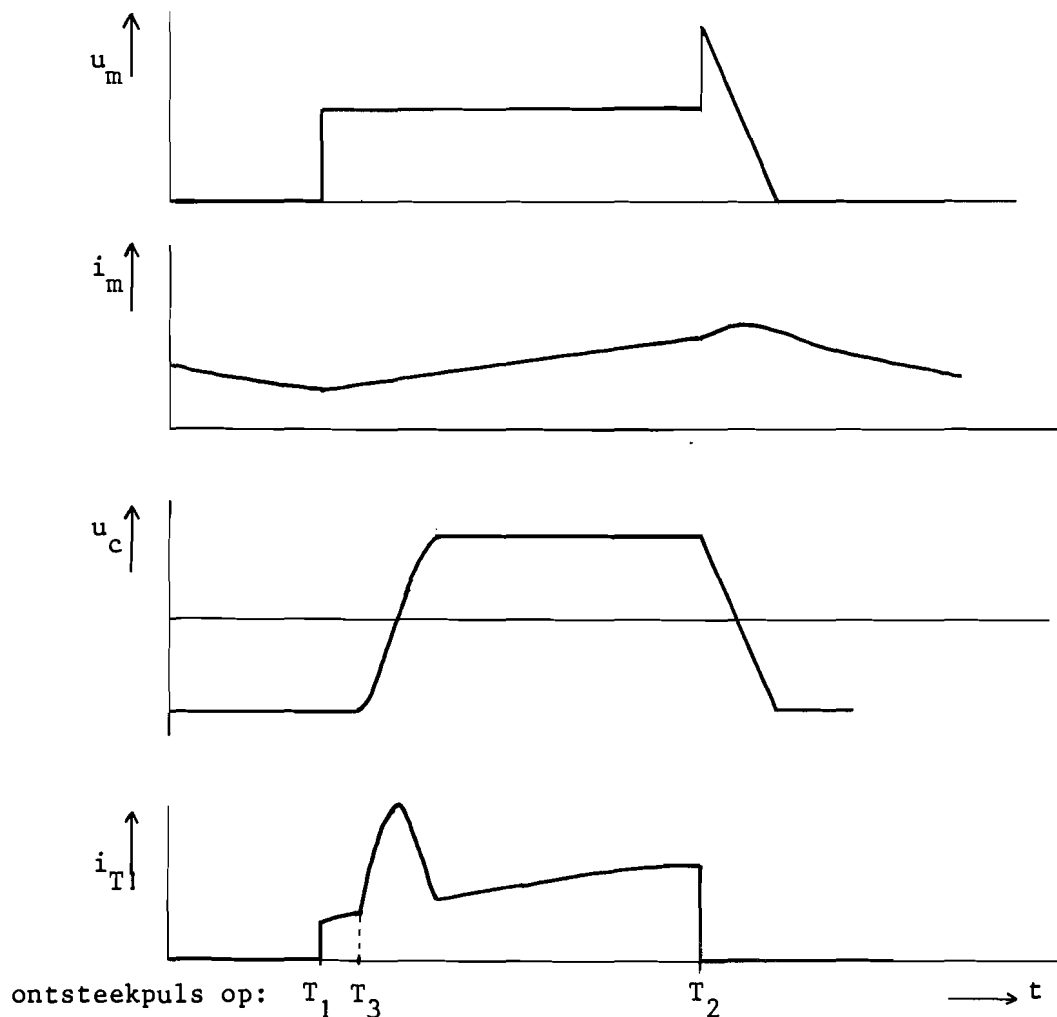


Thyristor  $T_3$  wordt, vanwege de beperkte  $di/dt$ -faktor van de hoofdthyristor, meestal ontstoken kort nadat deze laatste geheel geleidend is geworden.

d. Na het ontsteken van de doofthyristor  $T_2$ , wordt de machinespanning gelijk aan  $U_i + u_c$ . De machinestroom zal als gevolg van deze hogere spanning aanvankelijk toenemen; deze stroom vloeit via de dooftak. De kommutatiekondensatorspanning wordt eveneens omgepoold via teruglaadtak 5.

Na het tijdstip waarop de machinespanning nul wordt, zal de machinestroom verder vloeien via de vrijloopdiode  $D_4$ . Hierna kan de cyclus weer opnieuw bij b. beginnen.

In figuur 4.3.b zijn de hoofdthyristorstroom, de condensatorspanning, de machinestroom en de machinespanning als functie van de tijd weergegeven voor een hele cyclus.



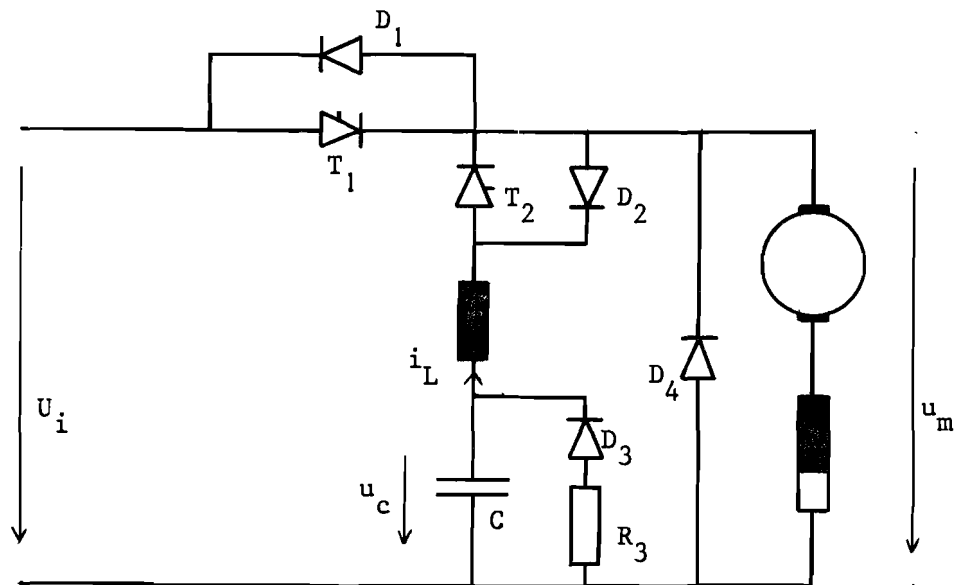


fig. 4.3.c ACEC-schakeling

## 2. De ACEC-schakeling. (L 4-18)

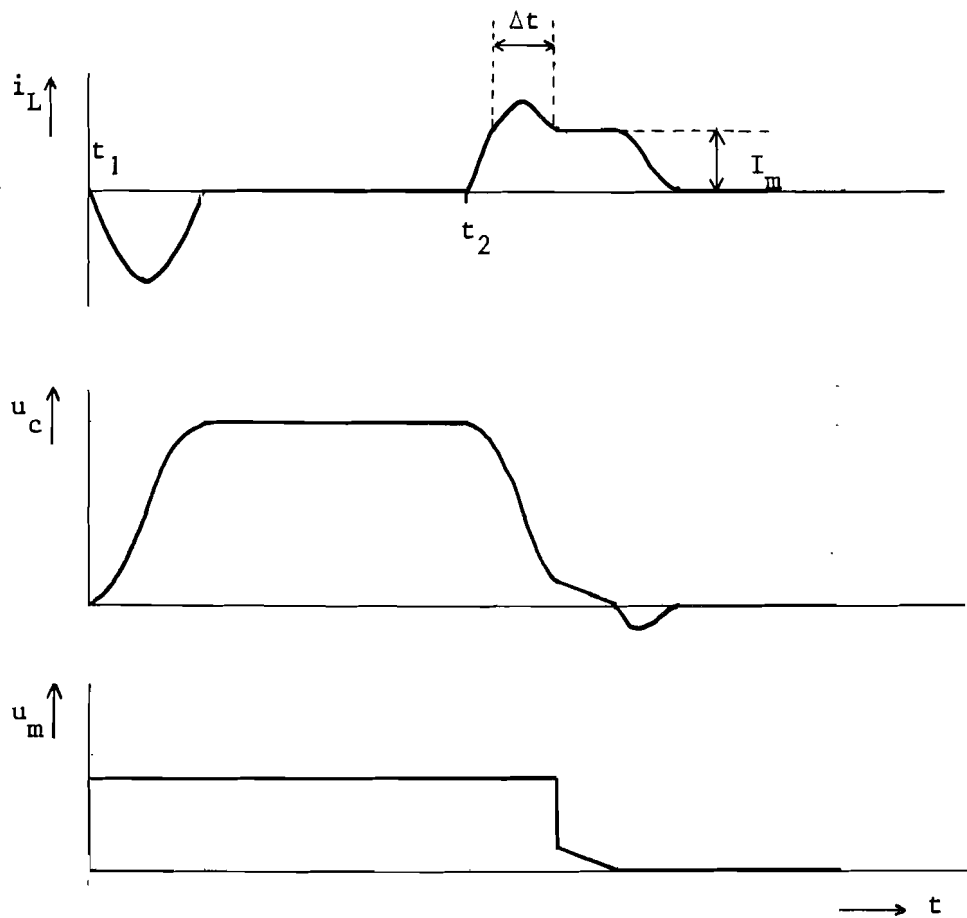
De in figuur 4.3.c getekende schakeling staat bekend als de ACEC-schakeling (ACEC = Ateliers de Constructions Electriques de Charleroi) Over de principe-werking het volgende:

a. Door de hoofdthyristor  $T_1$  te ontsteken (op het tijdstip  $t = t_1$ , zie figuur 4.3.d) wordt niet alleen de machine op de bron aangesloten maar ook zal de kommutatiekondensator C op de spanning  $u_c \approx +2U_i$  worden opgeladen.

b. Het doofproces begint met het ontsteken van thyristor  $T_2$  (op het tijdstip  $t = t_2$ ) waarna de stroom in de keten C-L- $T_2$  zal toenemen en geleidelijk de machinestroom van de hoofdthyristor zal overnemen. Als  $i_L$  groter wordt dan  $i_m$ , die eenvoudigheidshalve wordt verondersteld konstant te zijn, zal het surplus wegvloeien via diode  $D_1$ . Gedurende deze tijd,  $\Delta t$ , is de spanning over de hoofdthyristor negatief, met een waarde gelijk aan de spanningsval over de diode. Indien dit tijdsinterval  $\Delta t$  groter is dan de rekombinatietijd van thyristor  $T_1$  zal deze zijn sperkapaciteit herkrijgen; hierdoor wordt de last afgekoppeld van de bron.

Het ontladen van de kondensator geschiedt verder via de machine en nadat  $u_m$  en tegelijkertijd  $u_c$  gelijk aan nul is geworden, zal de vrijloopdiode de machinestroom geleidelijk overnemen.

Tengevolge van de nog aanwezige stroom in de LC-keten op dat moment zal de kondensator negatief worden opgeladen. De hiermee samenhangende energie wordt gedissipeerd in de weerstand R, die trouwens gedurende het negatief opladen van de kondensator ook reeds werkzaam was.





## 5. Het demonstratiemodel: de universele chopper.

In dit hoofdstuk wordt verslag gedaan van de opzet, de uitwerking en van meetresultaten van het praktische deel van dit afstudeerwerk nl. het bouwen van een universele chopperinstallatie waarbij de mogelijkheid bestaat, om na enkele eenvoudige omschakelingen, diverse choppers -soms nog met variaties in de funktieschakelingen- met hun karakteristieke verschillen en overeenkomsten te kunnen demonstreren. Er wordt begonnen met een paragraaf waarin de gebruikte gelijkstroomseriemachine onder de loep genomen wordt.

Hierna volgt een paragraaf over de samenstelling en calculatie van het energie-gedeelte van de universele chopperinstallatie.

De derde paragraaf bevat enige informatie over de gerealiseerde elektronika, nodig voor de besturing van het energie-deel.

Tot slot worden enige meetresultaten gegeven en van kritische aantekeningen voorzien.

### 5.1 De gelijkstroomseriemachine.

De gebruikte machine is een als gelijkstroomseriemachine geschakelde universele machine (students demonstration set) van het fabriikaat Mawdsleys, geschikt voor een voeding uit een 240 V gelijkspanningsbron met een maximaal toelaatbare stroom van 6,5 A.

De karakteristieke grootheden  $R, L$  en  $E_{rot}$ , welke beschreven werden op pagina 19 e.v., zijn gemeten.

R: de gelijkstroomweerstand van veld- en ankerwikkelingen en de en de borstelovergangsweerstand.

Met voorbijzien van variaties ten gevolge van veranderende temperatuur en stroom wordt als konstante waarde genomen: 8,25  $\Omega$ .

L: de inductiviteit van veld- en ankerwikkelingen.

Om een indruk te krijgen van de totale effectieve inductiviteit van veld en anker in afhankelijkheid van de machinestroom werd voor deze metingen een soortgelijk situatie gesimuleerd zoals bij choppen het geval is. Een gelijkstroom met daarop gesuperponeerd een sinusvormige wisselstroom (50Hz) werd door de machine gestuurd. Uit de meetresultaten van de impedantie werd de effectieve inductiviteit berekend.





In grafiek 5.1.a zijn deze resultaten weergegeven.

Een tweetal opmerkingen die behoren bij grafiek 5.1.a.

1. De inductiviteit zal bij toenemende machinestroom dalen als gevolg van de dan optredende verzadiging.
2. Bij kleinere stroomrimpel meten we een kleinere inductiviteit. Dit is te verklaren uit de vorm van de hystereselus.

$E_{rot}$ : de rotatiespanning.

Het quotient van de rotatiespanning en het toerental als functie van de machinestroom is weergegeven in grafiek 5.1.b. Deze grafiek geeft een beeld van de verzadigings- en hysteresevervalselen.

## 5.2 De universele chopperinstallatie.

### 5.2.1 Het energie-gedeelte van de universele chopperinstallatie.

Met een zekere grondkennis betreffende choppers, bijvoorbeeld opgedaan door het lezen van hoofdstuk 4, zal het de lezer niet moeilijk vallen vele van de in dat hoofdstuk vermelde mogelijke schakelingen en schakelmethoden te herkennen in het algemene keuzeschema volgens figuur 5.2.1.a. (Alleen het dik getekende gedeelte van de schakeling is binnen het kader van dit afstudeerwerk helemaal ontworpen en uitgewerkt.)

Het kunnen regelen van de hoeksnelheid van de gegeven gelijkstroomseriemachine (240 V, 6 A maximaal), welke gevoed wordt uit een als ideaal te beschouwen 240-volts gelijkspanningsbron, was het uitgangspunt voor het ontwerp van deze universele chopperinstallatie.

De argumenten en berekeningen, veelal gebaseerd op de theoretisch afgeleide formules, die van belang waren bij de keuze der diverse componenten zijn in het volgende puntsgewijs weergegeven.

#### 1. Induktiviteit van de voeding.

In de tractiepraktijk is de inductiviteit van de voeding variabel; in het eenvoudigste geval is deze inductiviteit evenredig met de afstand tussen het voertuig en een enkel voedend onderstation. Om deze inductiviteit zo exact mogelijk te simuleren werd hiervoor een variabele smoorspoel gebruikt.

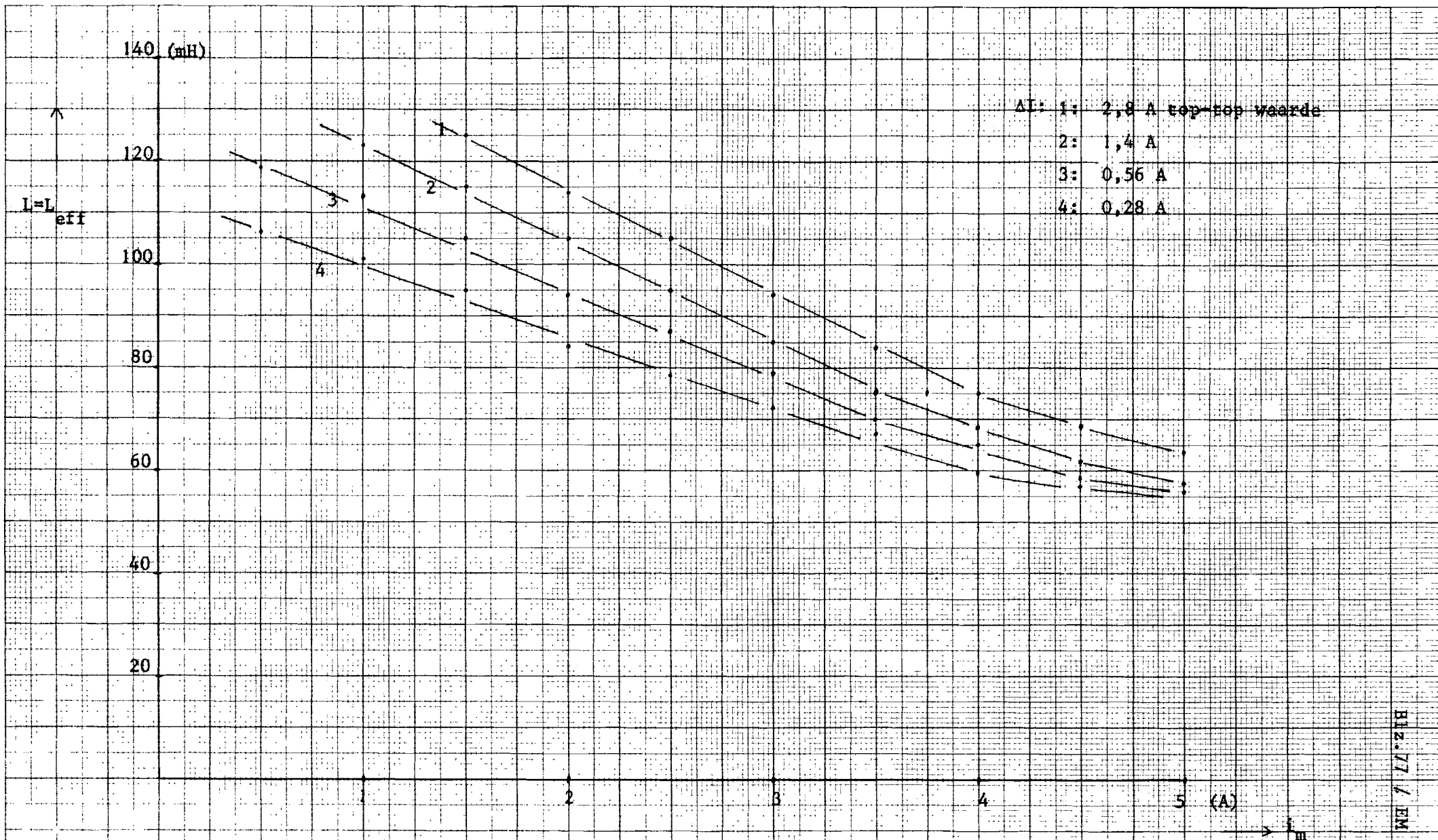


fig. 5.1.a Induktiviteit van veld en ankerwikkelingen in afhankelijkheid van de machinestroom met de grootte van de stroomriempel als parameter.

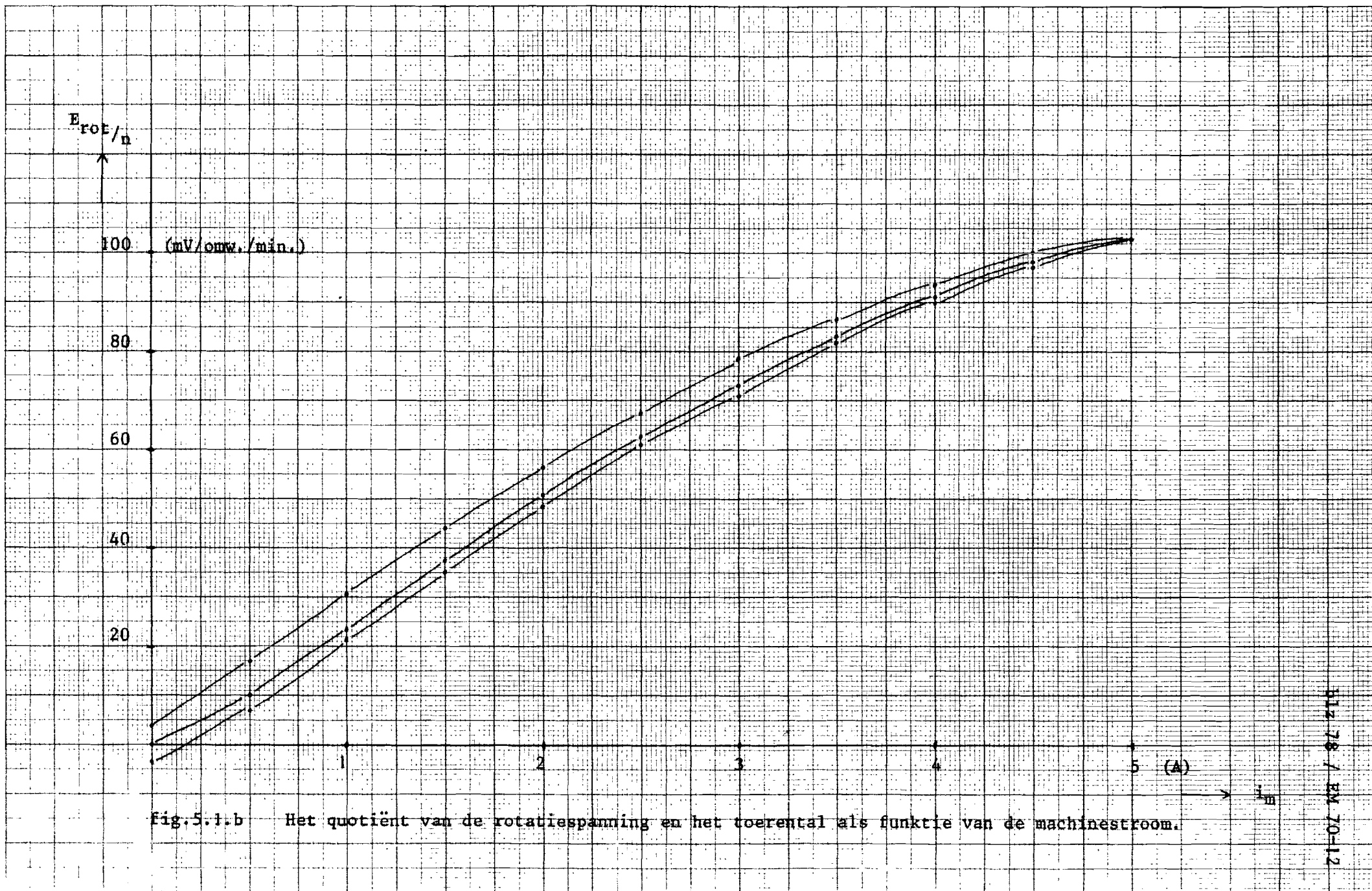


fig.5.1.b Het quotiënt van de rotatiespanning en het toerental als functie van de machinestroom.

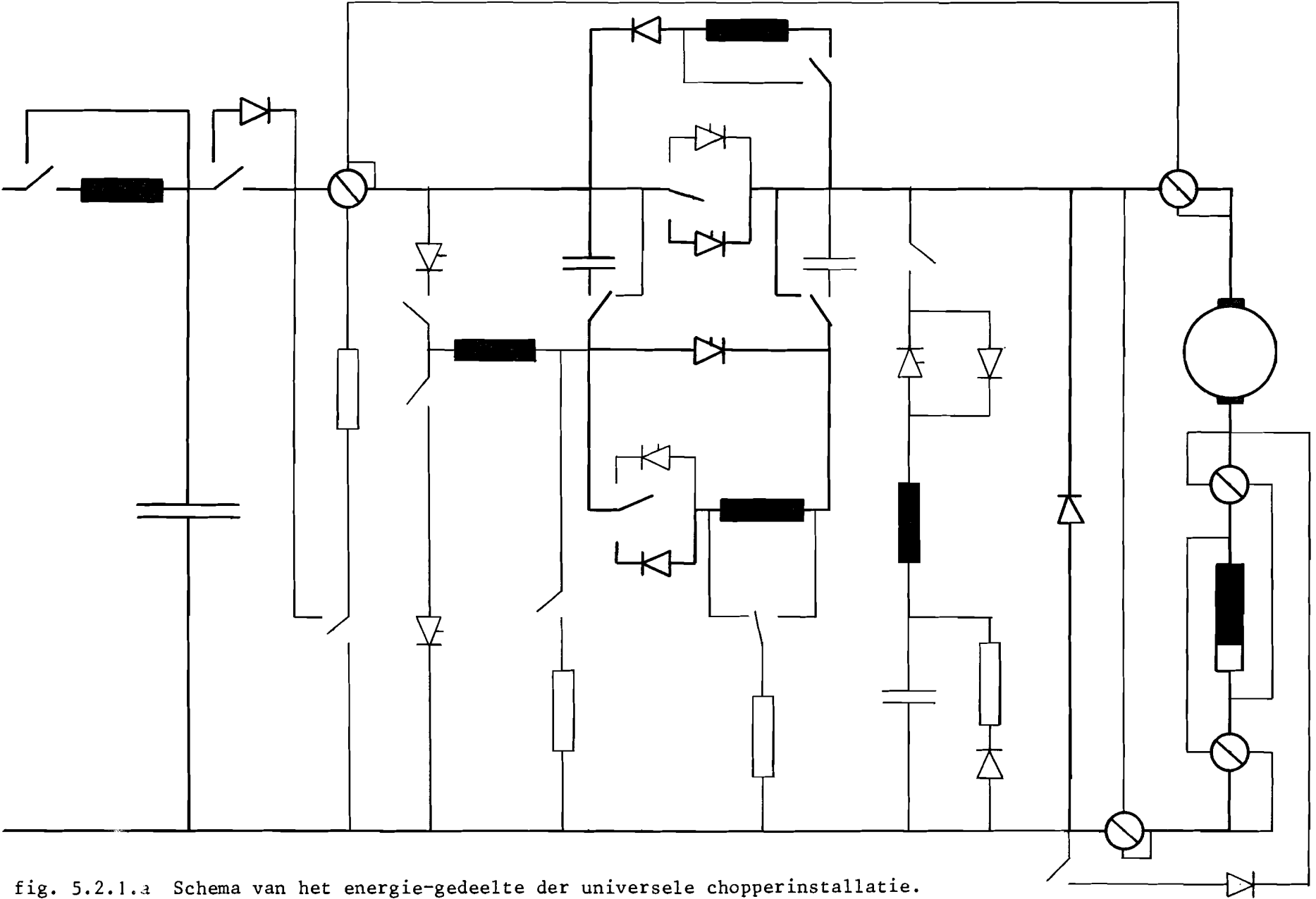


fig. 5.2.1.a Schema van het energie-gedeelte der universele chopperinstallatie.



De inductiviteitswaarde werd bepaald met behulp van de benedenstaande omreken tabel, welke alleen van toepassing is bij de N.S.-chopper-frequentie (200 Hz).

	spanning (V)	stroom (A)	induktiviteit (mH/km)
Ned. Spoorwegen:	1500	600	0,63
Universele chopper:	240	6	10,-

tabel 5.2.1.α Modelverhouding (200 Hz)

Met de gebruikte variabele smoorspoel, waarvan de berekende maximale inductiviteit 140 mH was, kunnen we een afstand van maximaal 14 km. simuleren (zie verder bijlage 7).

## 2. Kondensator parallel aan de voeding.

De maximaal toelaatbare variatie in de voedingsspanning die bij het N.S.-1500 volts voedingsnet wordt toegelaten (1200-1800 V) is  $\pm 20\%$ ; beschouwd als rimpel komt zulks overeen met een top-top rimpelspanning van 40 %.

Voor het geval dat de verhouding van de resonantiefrequentie van het ingangsfILTER en de chopperfrequentie  $f_o/f \ll 1$  en de relatieve in-tijd  $a = \frac{1}{2}$  berekenden we voor de rimpel op de condensatorspanning:

$$\Delta u_c = \frac{I_m T}{4C} \quad (\text{formule 4.1.1.19})$$

Op grond van de twee bovenstaande gegevens berekenen we de condensator voor twee extreme gevallen:

strengste eis:  $\Delta u_c = 20\%$  voor  $I_m = 6$  A en  $T = 10$  ms  $C = 300 \mu\text{F}$   
 lichtste eis:  $\Delta u_c = 40\%$  voor  $I_m = 2$  A en  $T = 2$  ms  $C = 10 \mu\text{F}$

De toegepaste capaciteits-waarden met de bijbehorende natuurlijke resonantiefrequentie voor een voedingsinduktiviteit  $L = 140$  mH zijn weergegeven in tabel 5.2.1.β.

C ( $\mu\text{F}$ )	$f_{\text{omin.}}$ (Hz)
308,5	24,3
158,5	33,8
94,5	43,5
44,5	64,-
12,5	120,-

tabel 5.2.1.β capaciteitswaarden van de ingangskondensator.



### 3. Remweerstand.

In figuur 5.2.1.b is de rotatiespanning als functie van de machine-  
stroom bij maximaal toerental (3000 omw./min.) weergegeven.

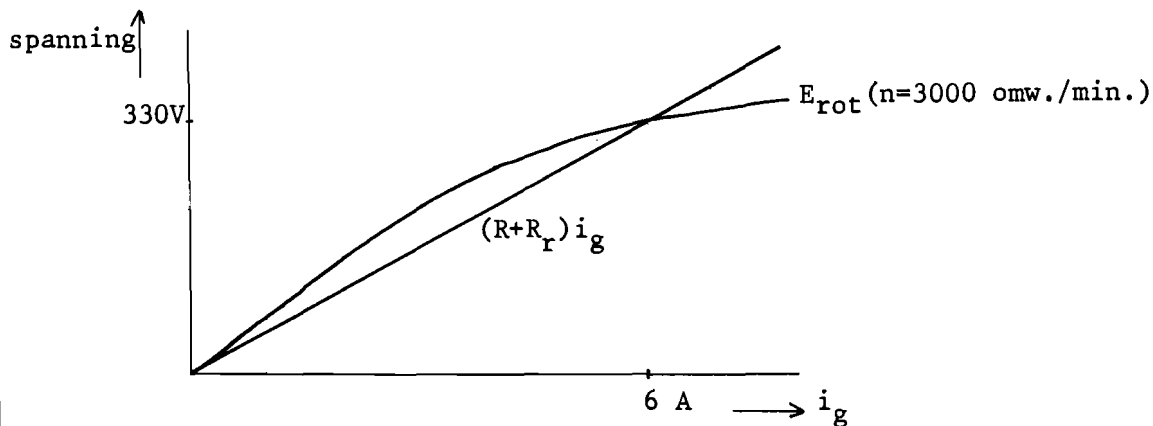


fig. 5.1.2.b spannings-stroom-karakteristieken bij generatorbedrijf.

Bij een gegeven maximale generatorstroom van 6 A is een remweer-  
stand vereist van  $E_{rot}/I_g - R = 330/6 - 8,25 \approx 47 \Omega$

De gebruikte weerstand is een schuifweerstand met draaispindel  
0 - 47  $\Omega$  / 8,8 A.

### 4. Gegevens der halfgeleider-elementen.

Thyristoren:	BTY-99-800R	BTX-41-800R	eenheid
de maximale waarde van:			
de gemiddelde stroom	70	200	A
de periodieke piekstroom	1000	1200	A
de sper- en blokkeerspanning	800	800	V
de rekombinatie stroom	30	-	A
de rekombinatie tijd	20	150	$\mu s$
de $du/dt$	10	100	V/ $\mu s$
de $di/dt$	20	30	A/ $\mu s$
de houdstroom	10	100	mA
de ontsteekspanning	10	10	V
de ontsteekstroom	2	3	A
de lekstroom in spertoestand	10	10	mA
de inschakeltijd	3	8	$\mu s$
de spanningsval in geleiding	2,5	1,5	V



Diodes	BYY-DE8-24	eq.	BYX-13-800R
de maximale waarde van:			
de gemiddelde blokkeerspanning	400	V	
de piek blokkeerspanning	800	V	
de gemiddelde stroom	20	A	
de piek stroom	400	A	
de lekstroom	1,4-2	mA	
de spanningsval	1-2	V	

#### 5. De kommutatie-kondensator.

De berekening van de kommutatiekondensator geschiedt overeenkomstig de formule 4.1.3.1:

$$C_{\min} > \frac{\hat{i}_c \cdot \text{max. hersteltijd}}{u_{c\min.}}$$

Voor  $\hat{i}_c = I_{\text{mmax}} = 6$  A, een hersteltijd (BTY-99) van 20  $\mu\text{s}$  en een condensatorspanning  $u_c = 240$  V, moet  $C_{\min}$  zijn: 0,5  $\mu\text{F}$

$u_c$  zal in het algemeen ten gevolge van demping in de slingerkring en mogelijk gereduceerde ingangsspanning lager zijn dan 240 V.

De maximale hersteltijd: 20  $\mu\text{s}$  geldt voor nieuwe BTY-99 thyristoren. De ervaring leert dat door veel en vooral ondeskundig gebruik deze hersteltijd zal toenemen.

De toegepaste capaciteitswaarden zijn:

0,5 - 1,0 - 1,5 - 2,0 - 2,5 - 3,0  $\mu\text{F}$

#### 6. De omslingersmoorspoel.

Zoals uit de berekeningen van bijlage 5 blijkt, is de inductiviteitswaarde van de omslingersmoorspoel mede bepalend voor de maximale omslingerstroom die kan optreden. In formule: (zonder demping)

$$i_{\max} = U_i / \omega L = U_i \sqrt{C/L}$$

Stellen we de maximaal toelaatbare waarde van de omslingerstroom op 2x de maximale machinestroom (dus 12 A), dan volgt voor de minimale waarde van de inductiviteit van de omslingersmoorspoel bij een voedingsspanning  $U_i = 240$  V en een minimale capaciteitswaarde van de doofkondensator  $C = 0,5$   $\mu\text{F}$ :

$$L_{\min} = \frac{U_i^2}{i_{\max}^2} \cdot C = 200 \mu\text{H}$$

De bijbehorende halve omslingertijd is :  $T/2 = \pi\sqrt{LC} = 31,4 \mu\text{s}$



De minimale aan-tijd van de chopper wordt bepaald door de halve slingertijd van de kring. Omdat we willen beschikken over een zo groot mogelijk regelgebied, zullen we de minimum aan-tijd ook werkelijk tot een minimum willen beperken. De werkelijke waarde van de omslingersmoorspoel zullen we dus niet veel hoger kiezen dan het, door de maximum stroom bepaalde minimum.

Voor deze variabele smoorspoel is een variac gebruikt, waarvan de uitgang werd kortgesloten. Na meting van de inductiviteit kon de grafiek van bijlage 7 worden samengesteld.

#### 7. smoorspoel van de teruglaadtak.

De minimum-waarde van deze smoorspoel houdt verband met de maximale stroom die de elementen in de slingerketen (de doofthyristor, de betreffende smoorspoel en de diode) kunnen verdragen. Stellen we deze, zoals bij de omslingerkring, op 12 A dan berekenen we dus voor de minimale inductiviteitswaarde  $L_{\min} = 200 \mu\text{H}$ .

Uit de beschrijving van de functie van de teruglaadtak op pagina 50 e.v. blijkt dat de werkelijke waarde van de smoorspoel veel lager moet zijn dan de waarde van de effectieve inductiviteit der gelijkstroomseriemachine. Deze laatste waarde varieert afhankelijk van de stroom en de stroomrimpel tussen 50-150 mH.

De marge tussen de extrema van 200  $\mu\text{H}$  en 50 mH laat ons de nodige vrijheid de inductiviteit zodanig te kiezen dat de minimum uit-tijd bij lage machinestroom beperkt blijft.

De gebruikte smoorspoel is eveneens een variac waarvan de uitgang is kortgesloten. (zie bijlage 7).

#### 8. Beveiliging van de thyristor.

##### Snelheid van stroomtoename:

Op bladzijde 57 werd berekend dat:  $(di/dt)_{\max} = U_i/L$

Hieruit volgt een minimum waarde voor de inductiviteit:

$$L_{\min} = U_i / (di/dt)_{\max}$$

Volgens de thyristorgegevens is een  $di/dt$  van maximaal 20 A/ $\mu\text{s}$  toelaatbaar. Bij een ingangsspanning van 240 V betekent dit voor  $L_{\min}$  een waarde van 12  $\mu\text{H}$ .

De gebruikte smoorspoel met ijzerkern is in bijlage 7 berekend op 20  $\mu\text{H}$ .



Een grote snelheid van stroomtoename in de thyristoren is te verwachten op het moment dat deze ontstoken worden. Zowel de hoofd- als de doofthyristoren moeten dan de volle machinestroom gaan leveren. De machineinduktiviteit werkt op dat moment niet  $di/dt$ -beperkend omdat deze machine reeds stroomvoerend is.

De gevolgen van het plotseling stoppen van de deïonisatiestroom.

Op pagina 58 e.v. werd een formule afgeleid, waaruit de minimale capaciteitswaarde van de condensator volgt:

$$C_{\min} = LI_R^2 / (u_c)^2$$

Stellen we de maximale waarde van de deïonisatiestroom op 6 A en de condensatorspanning op 240 V dan kunnen we berekenen dat

$$C_{\min} = 12,5 \text{ nF.}$$

De waarde van de gebruikte condensator is 22 nF.

Deze condensator (22 nF) en de smoorspoel (20  $\mu\text{H}$ ) eisen een weerstand  $R = 2\sqrt{L/C} \approx 60 \Omega$  voor het verkrijgen van kritische demping.

Snelheid van spanningstoename.

Het aldus samengestelde LRC-netwerk geeft geen beveiliging tegen te snelle spanningstoename. Want:

$$du/dt = U \cdot R / L = 720 \text{ V}/\mu\text{s}$$

en dit is vele malen groter dan de maximaal toelaatbare waarde. Een zeer grote  $du/dt$  zal in het algemeen alleen optreden bij het inschakelen van de voedingsspanning alsmede bij het herstel van een onderbreking in de machine.

Een condensator parallel aan de voeding zal samen met de eigeninduktiviteit van deze voeding de optredende  $du/dt$  bij het inschakelen beperken. (zie figuur 5.2.1.c)

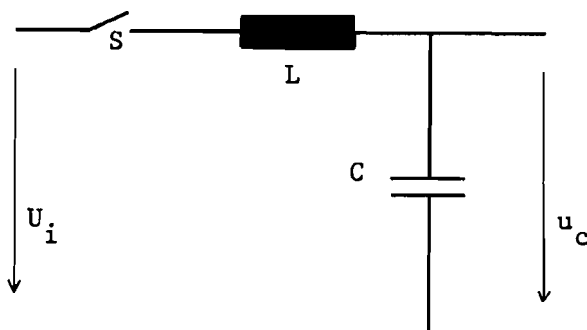


fig.5.2.1.c "voedingsfilter".

L: inductiviteit van de voeding: gemeten waarde 5 mH.

C: parallel-kapaciteit: 1000  $\mu$ F.

De maximale  $\frac{du}{dt}$  die kan optreden na het sluiten van schakelaar

S is : 
$$\left(\frac{du}{dt}\right)_{\max} = U_i / \sqrt{LC} \approx 100 \text{ V/ms.}$$

Er zijn geen maatregelen getroffen om de gevolgen van kortstondige onderbreking in de machine op te vangen.

### 5.2.2 Het informatie-gedeelte van de universele chopperinstallatie.

De functie van het informatie-gedeelte blijkt het beste uit het schema volgens figuur 5.2.2.a

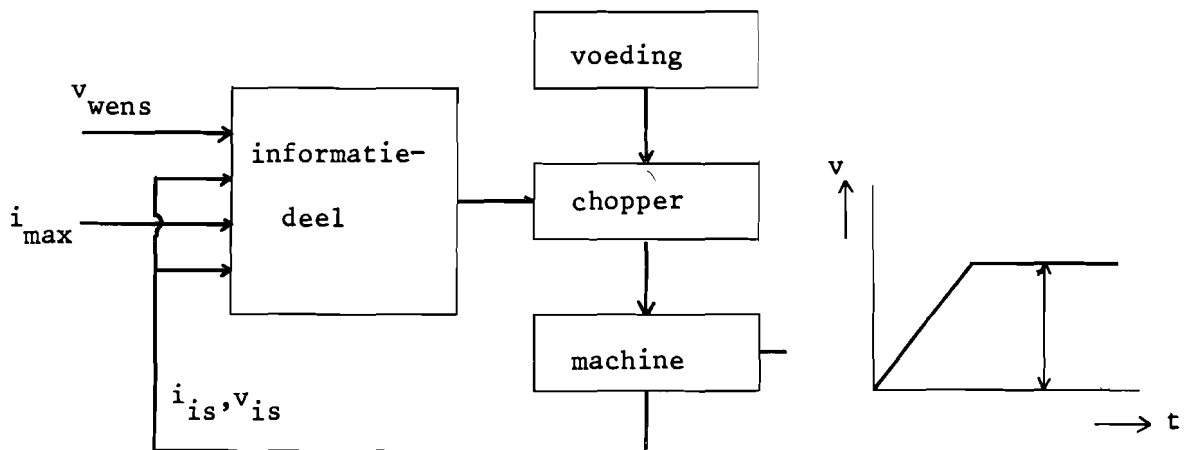


fig.5.2.2.a. functie-schema van de universele chopperinstallatie.

Uit de wens- en  $i_s$ -waarden voor de snelheid en versnelling moeten, met in achtnaam van de maximale machinestroom, zodanig de ontsteek- en doofkommando's voor de chopper worden bepaald dat de machine het getekende snelheids-tijd-diagram kan realiseren.

In de praktijk is veelal geen versnellingsmeetapparatuur aanwezig. In dat geval zijn we aangewezen op een stroomregeling in plaats van een versnellingsregeling. Wordt de gelijkstroomseriemachine konstant belast dan is er geen essentieel verschil tussen beide laatstgenoemde regelingen.

Bij het ontwerp van het informatie-gedeelte voor de universele chopperinstallatie is uitgegaan van een gekombineerde snelheids-stroom-regeling.

### 5.2.2.1 Sturing/regeling.

Het gerealiseerde schema is getekend in figuur 5.2.2.1.a.

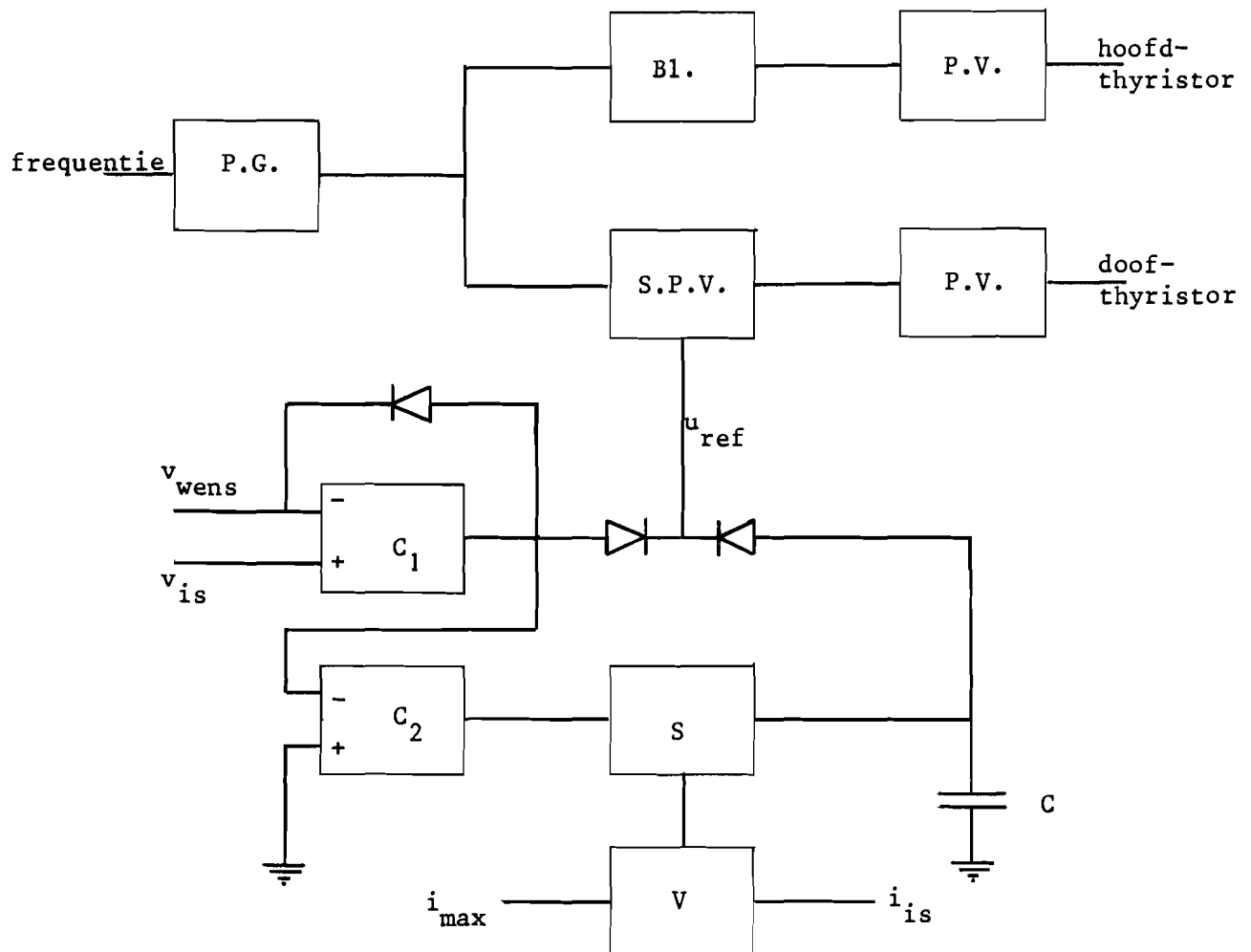


fig.5.2.2.1.a schema van de regeling/sturing.

De werking van deze regeling kan als volgt worden beschreven:

De pulsgenerator (P.G.) genereert pulsen met een instelbare, doch overigens vaste frequentie. (100 - 500 Hz.)

Deze pulsen worden via de blokkering (Bl.) al of niet toegevoerd aan de pulsversterker (P.V.), die op zijn beurt ontsteekpulsen geeft aan de hoofdthyristor.

De pulsgenerator levert eveneens pulsen aan de spanningsafhankelijke pulsvertrager (S.P.V.), die afhankelijk van de toegevoerde referentiespanning ( $u_{ref}$ ) deze pulsen vertraagd doorgeeft aan de pulsversterker en vandaar naar de doofthyristor.

De referentiespanning wordt samengesteld uit gegevens betreffende de snelheid en de machinestroom. Komparator 1 ( $C_1$ ) vergelijkt de werkelijke waarde met de gewenste waarde van de snelheid. Hierbij zijn twee toestanden te onderscheiden:

$$1. v_{is} > v_{wens}$$

De referentiespanning voor de pulsvertrager is overeenkomstig  $v_{wens}$  en dus konstant. De relatieve aan-tijd heeft een vaste waarde.

$$2. v_{is} < v_{wens}$$

De uitgangsspanning van komparator 1 is negatief. Hierdoor heeft komparator 2 een positieve uitgangsspanning die gebruikt wordt als voeding voor de stroombron S. Deze stroombron levert afhankelijk van zijn instelwaarde een stroom aan de condensator C, wiens spanning daardoor zal toenemen. De referentiespanning is in dit geval gelijk aan de condensatorspanning. De relatieve aan-tijd neemt dus toe met een snelheid die afhankelijk is van de instelling van de stroombron. Deze instelling wordt bepaald door het verschil van de werkelijke machinestroom-waarde en een instelbare, maximaal toelaatbare waarde. De werkelijke waarde zal deze maximale machinestroom-waarde nooit mogen overschrijden.

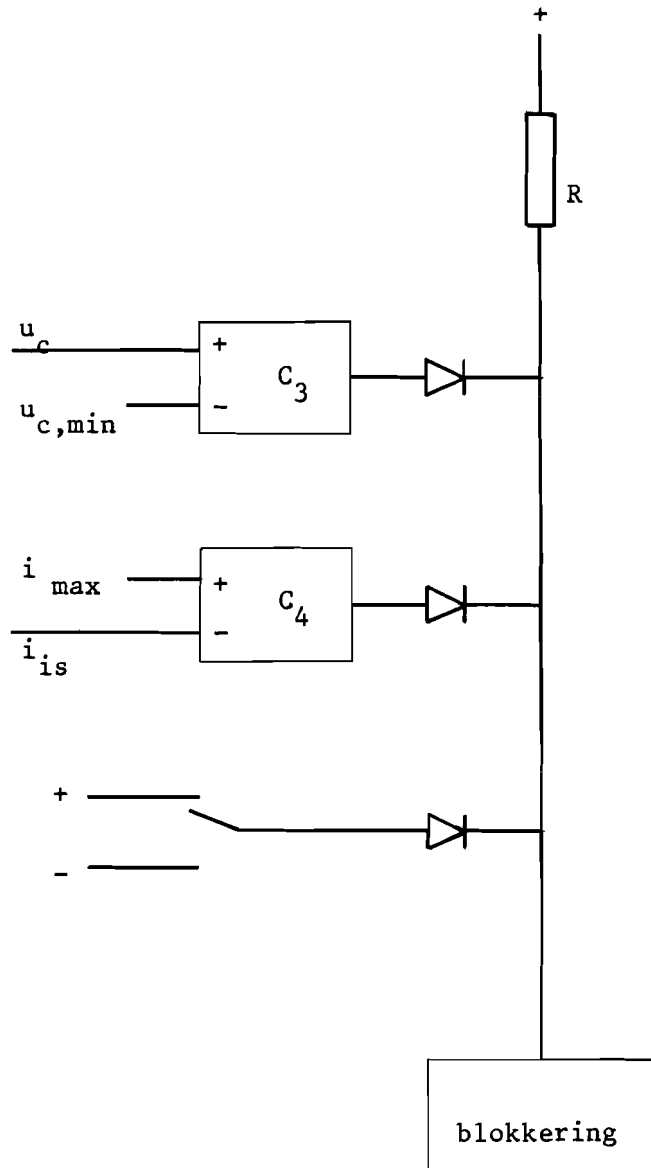
De referentiespanning heeft natuurlijk een minimum en een maximum waarde die bepalend zijn voor de minimale aan- en uit-tijden.

#### 5.2.2.2 Bewaking/controle.

De gecontroleerde grootheden zijn: de kommutatiecondensatorspanning en de machinestroom. Verder is er een aan/uit-schakelaar ingebouwd, die dienst kan doen als een dode-mansknop.

Het schakelschema volgens figuur 5.2.2.2.a bezit als hoofdbestand-deel een and-poort. Aan alle gestelde eisen moet worden voldaan voordat de blokkering wordt vrijgegeven.

Komparator  $C_3$  zal een negatieve spanning afgeven als  $u_c$  lager wordt dan zijn gestelde minimum waarde; komparator  $C_4$  zal een negatieve spanning afgeven als  $i_{is}$  groter wordt dan  $i_{max}$ .



### 5.3 Metingen.

In deze paragraaf zijn resultaten beschreven van metingen, die zijn verricht aan de schakeling overeenkomstig het schema van figuur 5.3.a.

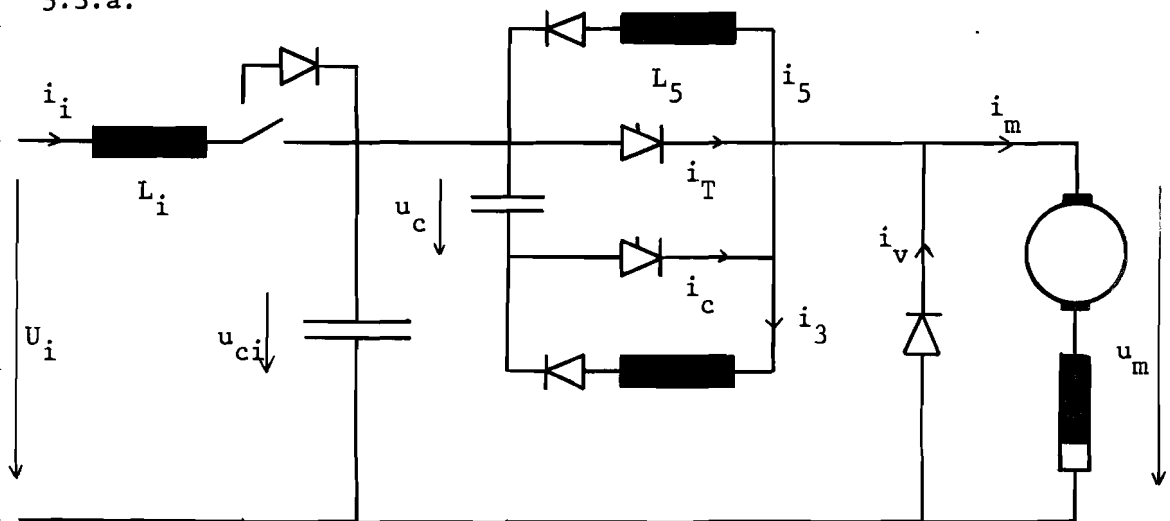


fig. 5.3.a de gerealiseerde chopperschakeling.

Meetresultaten zijn in de vorm van foto's van oscilloscoopbeelden verzameld in bijlage 8.

#### 1. De rimpel van de machinestroom.

In bijlage 1 werd voor de machinestroomrimpel de volgende formule berekend:

$$\Delta I = \frac{U_i}{R+G\omega} \cdot \frac{1 - \exp(-aT/\tau) - \exp(-(1-a)T/\tau) - \exp(-T/\tau)}{1 - \exp(-T/\tau)} \quad (5.3.1)$$

en voor  $a = \frac{1}{2}$  volgt uit deze formule:

$$\Delta I = \frac{U_i}{R+G\omega} \cdot \tanh(T/4\tau) \quad (5.3.2) \quad \text{waarbij } \tau = L/R+G\omega$$

De koperweerstand van de machine is  $R = 8,25 \Omega$

De grootheid  $G$  ( $E_{\text{rot}} = k\omega\phi_c + G\omega i$ ) kan worden berekend uit grafiek 5.1.b. Voor lage machinestroom is  $G$  wel als een konstante = 25 mV/omw./min. op te vatten.

#### 1a. De machinestroomrimpel in afhankelijkheid van de chopperfrequentie.

Gegevens:  $a = \frac{1}{2}$ ;  $\bar{i}_m = 2,4 \text{ A}$ ;  $n = 1500 \text{ omw./min.}$



In de onderstaande tabel zijn in de kolommen 1 tm. 5 de waarden genoteerd van:

- 1: de chopperfrequentie (Hz.)
- 2: de gemeten stroomrimpel (A) (zie foto's 1,2 en 3)
- 3: de machinetijdkonstante berekend volgens formule 5.3.2. uit de gemeten stroomrimpel (ms)
- 4: de machineinduktiviteit, L, berekend uit de tijdkonstante van kolom 3 (mH)
- 5: L geëxtrapoleerd uit de grafiek 5.1.a. (mH)

foto's	1	2	3	4	5
1	100	3,2	3,52	161	110
2	200	2,-	3,13	146	100
3	500	1,-	2,59	118,5	92

1b. De machinestroomrimpel in afhankelijkheid van de relatieve aantijd a.

Gegevens:  $\bar{i}_m = 2$  A;  $f = 200$  Hz.

In de onderstaande tabel zijn in de kolommen 1 tm. 6 de waarden genoteerd van:

- 1: de relatieve aantijd.
- 2: de gemeten stroomrimpel (A) (zie foto's 4,5 en 6)
- 3: de machinetijdkonstante berekend volgens formule 5.3.1. uit de gemeten stroomrimpel. (ms)
- 4: het gemeten toerental (omw./min.)
- 5: de machineinduktiviteit, L, berekend uit de tijdkonstante van kolom 3. (mH)
- 6: L, geëxtrapoleerd uit grafiek 5.1.a. (mH)

foto's	1	2	3	4	5	6
4	0,1	1,2	10,2	100	87	103
5	0,5	2,-	2,96	1600	142,5	110
6	0,9	1,-	1,16	3000	96,5	100



Uit de vergelijking van de resultaten van kolom 4 en 5 (1a) resp. 5 en 6 (1b) betreffende de effectieve inductiviteit van de machine kunnen we konkluderen dat deze inductiviteit over het algemeen een verschillende waarde heeft bij een bedrijf met een pulsformige stroom in vergelijking met een bedrijf met een sinusvormige stroom van 50 Hz. Mogelijke verklaringen moeten gezocht worden in de richting van de vorm van de hystereselus bij verschillende frequenties en de banen van de wervelstromen. Voor het doen van een verantwoorde uitspraak zal een uitvoerige studie noodzakelijk zijn.

## 2. De ingangsstroom en de condensatorspanning van het ingangsfILTER.

Indien  $f_o/f < \frac{1}{2}$  werd in bijlage 2 berekend dat:

$$\Delta i_i = I_m \left\{ \frac{1}{\cos(\frac{1}{2}\pi f_o/f)} - 1 \right\} \quad (5.3.3.)$$

$$\Delta u_c = \frac{I_m}{\omega_0 C} \{ \tan(\frac{1}{2}\pi f_o/f) \} \quad (5.3.4.)$$

Gegevens:  $a = \frac{1}{2}$ ;  $f = 200$  Hz.;  $\bar{i}_m = 2$  A.

In de onderstaande tabel zijn in de kolommen 1 tm. 7 de waarden genoteerd van:

- 1: de inductiviteit van de ingangssmoorspoel (mH)
- 2: de capaciteit van de parallel-kondensator ( $\mu$ F)
- 3:  $f_o/f$
- 4:  $\Delta i_i$  berekend volgens formule 5.3.3 uit de gegevens en de waarden van kolom 1 en 2. (A)
- 5:  $\Delta u_c$  eveneens berekend (V)
- 6:  $\Delta i_i$  gemeten (A) (zie foto's 7 tm. 11)
- 7:  $\Delta u_c$  gemeten. (V).

foto's	1	2	3	4	5	6	7
7	0	0	-	-	-	-	-
8	14	45	1	$\infty$	$\infty$	10	200
9	175	45	0,285	0,22	62	0,3	80
10	10	300	0,46	0,66	13,3	0,7	20
11	175	300	0,11	0,03	8,6	-	60





Voor  $f_0/f = 1$  zullen de ingangsstroom en de condensatorspanning ten gevolge van de aanwezigheid van de eigenweerstand in de LC-keten een eindige waarde bezitten.

### 3. De chopper.

De stroom door de doofthyristor ( $i_c$ ), de spanning over de kommutatiekondensator ( $u_c$ ), de omslingerstroom ( $i_3$ ) en de machinespanning ( $u_m$ ) in afhankelijkheid van de capaciteitswaarde van de kommutatiekondensator en de inductiviteitswaarde van de omslingersmoorspoel.

Gegevens:  $f = 200$  Hz.

In de onderstaande tabel zijn in de kolommen 1 tm. 11 de waarden genoteerd van:

- 1: de inductiviteit van de omslingersmoorspoel (mH)
- 2: de capaciteit van de kommutatiekondensator ( $\mu F$ )
- 3:  $\frac{1}{2}T_0 = \pi\sqrt{LC}$  berekend uit de gegevens van kolom 1 en 2. ( $\mu s$ )
- 4:  $\frac{1}{2}T_0$  gemeten ( $\mu s$ ) (zie foto's 12 tm. 19)
- 5: gemeten condensatorspanning na het omslingeren (V)
- 6: de geëxtrapoleerde waarde van  $Q$  uit grafiek B.5.b met de waarde van kolom 5 als gegeven.
- 7: berekende waarde  $\hat{i}_3 = (U_i/\omega_0 L) \cdot \exp(-\pi/4Q)$  (A)
- 8:  $\hat{i}_3$  gemeten (A)
- 9:  $i_c$  gemeten (A)
- 10: berekende dooftijd  $\Delta t = \frac{(U_i + u_c)C}{i_c}$  ( $\mu s$ )
- 11: gemeten dooftijd ( $\mu s$ )

foto's	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
12-13	6	3	420	400	160	4	4,4	4,4	2	600	560
14-15	6	0,5	172	160	160	4	1,8	1,8	2	100	100
16-17	1	3	172	170	160	4	10,8	10,8	2	600	560
18-19	1	0,5	70	65	140	3	4,4	4	1,8	105	100

### 4. De teruglaadtak.

De stroom door de doofthyristor ( $i_c$ ) en de machinespanning ( $u_m$ ) in afhankelijkheid van de inductiviteitswaarde van de smoorspoel in de teruglaadtak.

In bijlage 6 werd berekend dat de totale dooftijd bij een schakeling met teruglaadtak, in het geval dat bij aanvang van het doofproces

$u_c = -U_i$  is, de uitdrukking:

$$\Delta t = \frac{2}{\omega_1} \cdot \arctan \frac{\omega_1 C U_i}{I_m} \quad \text{waarbij} \quad \omega_1 = 1 / \sqrt{L_5 C}$$

In ons geval is de condensatorspanning voor het doven lager dan de voedingspanning. We kunnen  $\Delta t$  dan als volgt benaderen.

$$\Delta t = \frac{2}{\omega_1} \cdot \arctan \frac{\omega_1 C u_c}{I_m} + \frac{(U_i - u_c) C}{I_m} \quad (5.3.5)$$

Gegevens:  $f = 200 \text{ Hz}$ ;  $I_m = 2,7 \text{ A}$ ;  $C = 3 \text{ } \mu\text{F}$ ;  $u_c = 160 \text{ V}$  (bij het begin van het doofproces).

In de onderstaande tabel zijn in de kolommen 1,2 en 3 de waarden genoteerd van:

1: de inductiviteit van de smoorspoel in de teruglaadtak. (mH)

2:  $\Delta t$  berekend volgens formule 5.3.5. ( $\mu\text{s}$ )

3:  $\Delta t$  gemeten ( $\mu\text{s}$ ) (zie foto's 26,27 en 28)

foto's	1	2	3
26	$\infty$	435	400
27	5	325	320
28	1	230	240

### 5. Induktiviteit van de voeding.

De kommutatiecondensatorspanning ( $u_c$ ), de omslingerstroom ( $i_c$ ), de ingangsstroom ( $i_i$ ) en de spanning over de condensator van het ingangsfiler ( $u_{ci}$ ) in afhankelijkheid van de inductiviteit van de ingangssmoorspoel. ( $L_i$ )

Op het tijdstip dat  $u_c = U_i$  loopt er nog een stroom voor de inductiviteit van de voeding. De hiermee samenhangende magnetische veldenergie wordt in de vorm van elektrische veldenergie door de condensator opgenomen.

Dus:  $\frac{1}{2} L_i^2 = \frac{1}{2} C (\Delta u_c)^2$



Voor  $L = 5 \text{ mH}$ ,  $i = 2,45 \text{ A}$ ,  $C = 3 \text{ } \mu\text{F}$  berekenen we voor  $\Delta u_c$  een waarde van 100 volt. Dit is vrijwel in overeenstemming met hetgeen we zien op de foto's 31 tm. 34

foto's	29-30	$L_i = 0 \text{ mH}$
	31-32	$L_i = 5 \text{ mH}$
	33-34	$L_i = 5 \text{ mH}$ , met extra terugvloei diode.



## 6. Overwegingen achteraf.

In de inleiding is reeds gesteld dat een uitspraak omtrent de kwaliteit van een speciale schakeling op basis van het in het voorgaande beschrevene niet verwacht kon worden.

Zulks hangt samen met het feit dat de ervaring met chopperschakelingen, die er tot nu toe bestaat, nog te gering is om alle invloedsfactoren bekend te doen zijn, laat staan dat een nauwkeurig afwegen van de belangrijkheid van die factoren nu reeds mogelijk zou zijn.

Het voorgaande argument wordt versterkt door dat blijkt dat een bekende fabrikant van tractie-installaties op dit ogenblik nog niet dezelfde garanties voor een choppergestuurde tractie-installatie wil geven als voor een conventionele weerstandsgestuurde installatie.

Het algemeen overzicht met betrekking tot choppers voor gelijkstroom-seriemachines is in hoofdstuk 4 beschreven; de literatuur tot medio 1970 heeft hierbij als leidraad gediend.

Het lijkt zinvol om een aantal punten, die ons inziens van belang zijn bij het opmaken van een bestek, nog eens de revue te laten passeren. De volgorde is hierbij aangepast aan het schematisch overzicht van pagina 16.

### 1. Energie-gedeelte

#### 1.1 Motorbedrijf.

- Het aanbrengen van een extra inductiviteit in serie met de machine is, afhankelijk van de verhouding van de machinetijdkonstante en de tijdsduur van een chopperperiode, vaak nodig ter reductie van de machinestroomrimpel.
- Het aanbrengen van een extra voedingsinductiviteit is noodzakelijk om de grootte van de condensator parallel aan de voeding te beperken. Het ingangsfILTER moet qua frequentie gedimensioneerd zijn op de minimale inductiviteit van de voeding, zodanig dat de resonantiefrequentie veel lager is dan de chopperfrequentie.
- Het toepassen van meerfasen-bedrijf is zeker wenselijk met het oog op de verhouding tussen de resonantiefrequentie van het ingangsfILTER en de chopperfrequentie.



### 1.2 Generatorbedrijf.

- Toepassen van recuperatief rembedrijf of weerstandsrembedrijf dient onder andere in verband met de veranderende economische omstandigheden en de voor dit bedrijf gunstige eigenschappen van choppersturing (betere regelnauwkeurigheid) te worden overwogen.

### 1.3 Chopper.

- Voor de hoofdstroomchopper komt alleen indirecte kommutatie met een capacitief ladingsreservoir en een aan de hoofdthyristor gekoppelde omslingerkring in aanmerking; hierbij zijn een omslingerthyristor en een teruglaadtak wenselijke aanvullingen.
- Als de chopperfrequentie voldoende laag gehouden kan worden, zullen de minimale aan- en uit-tijden meestal geen hinderlijke beperkingen van het regelgebied vormen.

### 1.4 Aantal hoofdthyristoren.

- Het aantal hoofdthyristoren van een bepaald type wordt bepaald door de grootte van de voedingsspanning, de maximaal te regelen stroomwaarde en de snelheid van stroomtoename; door het beschikbaar komen van thyristoren voor steeds grotere vermogens en betere dynamische eigenschappen, zullen steeds minder thyristoren in serie- en/of parallel geschakeld behoeven te worden.

## 2 Informatie-deel

### 2.1 Regeling/sturing.

- Als uitgangspunt geldt dat de snelheid van het voertuig de te regelen grootte is. De versnelling, bepaald door de maximale machinestroom, zal binnen zekere grenzen instelbaar moeten zijn.
- Pulsbreedte-sturing is te prefereren boven alle andere methoden; de keuze van de chopperfrequentie wordt bepaald door de volgende overwegingen:
  1. zo laag mogelijk met het oog op de invloed van de minimale aan- en uit-tijden op de beperking van het regelgebied en verder ten behoeve van de beperking der energieverliezen in de chopper zelf.
  2. zo hoog mogelijk met het oog op de verhouding van de resonantiefrequentie van het ingangfilter en de chopperfrequentie.



3. zo gunstig mogelijk ten opzichte van te storen signalen, zoals beveiligingssignalering en telefoon en telexlijnen.

3. De gelijkstroomseriemachine.

De problematiek betreffende het gedrag van de machine op de voeding met een gelijkstroom met stroomrimpel en gelijkspanning met spanningspieken concentreert zich voornamenlijk op de volgende punten: (L 19)

- kommutatie
- tijdconstante van het hoofdveld (wervelstromen).
- hogere ijzerverliezen, extra verwarming.



## 7. Voortzetting van het onderzoek.

- Het schematisch overzicht, van pagina 16, zal moeten worden aangevuld met informatie uit de literatuur die na medio 1970 is verschenen.

Het kan wellicht nodig zijn herzieningen met betrekking tot de gemaakte indeling aan te brengen,

- Het hoofdstuk 4.1.4. over thyristoren en hun beveiliging en over serie- en parallelschakeling, alsmede het hoofdstuk 4.2 over het informatie-gedeelte verdienen meer aandacht en eventueel uitbreiding.

- Van de universele chopperinstallatie werkt nu slechts een schakeling.

De ervaring die bij het realiseren en testen van de overige geplande schakelingen zal worden verkregen, zal zeker leiden tot meer en beter inzicht .

Het verdient aanbeveling de gerealiseerde elektronika in zijn geheel te herzien.

- De gebruikte stroom-meetmethode (Hall-generator) zal moeten worden herzien indien men snelle verschijnselen wil gaan bestuderen.
- Het verkrijgen van inzicht in het gedrag van bepaalde grootheden van een gelijkstroomseriemachine die met behulp van een chopper wordt gevoed, in het bijzonder de effectieve inductiviteit van veld en anker, vereist een nadere studie.

Bijlage 1. Berekening van de motorstroomrimpel bij eindige veldinduktiviteit.

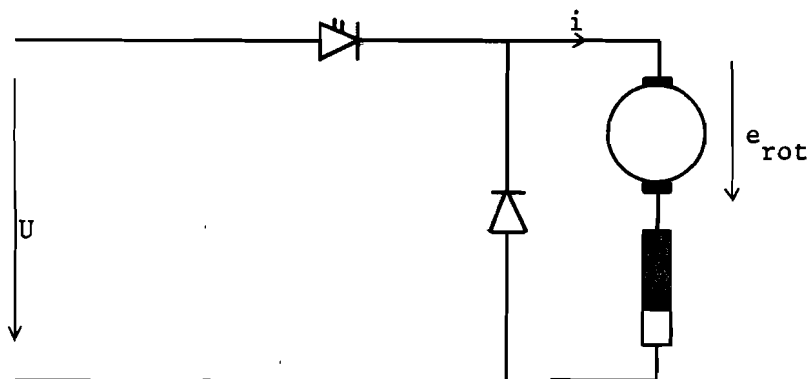


fig. B.1.a. schakelschema voor motorbedrijf.

Verondersteld wordt dat de totale chopperperiode  $T$ , vele malen kleiner is dan de mechanische tijdconstante der machine en trein. We mogen in dat geval aannemen dat de hoeksnelheid konstant blijft gedurende minstens een aantal perioden. Verder is  $e_{rot} = k\omega\Phi + G\omega i$  zoals gesteld op pagina 20.

periode I: de chopper geleidt:

$$U = k\omega\Phi + G\omega i + L \frac{di}{dt} + Ri \quad (B.1.1)$$

$$0 = k\omega\Phi + G\omega i + L \frac{di}{dt} + Ri \quad (B.1.2)$$

hieruit volgt voor de stroom:

$$i_I = A \exp(-t/\tau) + (U - k\omega\Phi)/(R + G\omega) \quad (B.1.3)$$

$$i_{II} = B \exp(-t/\tau) - k\omega\Phi/(R + G\omega) \quad (B.1.4)$$

waarbij  $\tau = L/(R + G\omega)$

Randvoorwaarden:

$$i_I(t=0) = i_{II}(t=t_t) :$$

$$A + (U - k\omega\Phi)/(R + G\omega) = B \exp(-T/\tau) - k\omega\Phi/(R + G\omega) \quad (B.1.5)$$

$$i_I(t=t_i) = i_{II}(t=t_i) :$$

$$A \exp(-aT/\tau) + (U - k\omega\Phi)/(R + G\omega) = B \exp(-aT/\tau) - k\omega\Phi/(R + G\omega) \quad (B.1.6)$$

$$A = - \frac{U}{R + G\omega} \cdot \frac{1 - \exp(-(1-a)T/\tau)}{1 - \exp(-T/\tau)} \quad (B.1.7)$$

$$B = \frac{U}{R + G\omega} \cdot \frac{-1 + \exp(aT/\tau)}{1 - \exp(-T/\tau)} \quad (B.1.8)$$





$$i_I = \frac{U}{R+G\omega} \left\{ 1 - \frac{1 - \exp(-(1-a)T/\tau)}{1 - \exp(-T/\tau)} \cdot \exp(-t/\tau) \right\} - \frac{k\omega\Phi}{R+G\omega} \quad (\text{B.1.9})$$

$$i_{II} = \frac{U}{R+G\omega} \left\{ \frac{\exp(aT/\tau) - 1}{1 - \exp(-T/\tau)} \cdot \exp(-t/\tau) \right\} - \frac{k\omega\Phi}{R+G\omega} \quad (\text{B.1.10})$$

$$\begin{aligned} \Delta I &= i_I(t=t_i) - i_I(t=0) = i_{II}(t=t_i) - i_{II}(t=t_t) \\ &= \frac{U}{R+G\omega} \left\{ \frac{1 - \exp(-aT/\tau) - \exp(-(1-a)T/\tau) + \exp(-T/\tau)}{1 - \exp(-T/\tau)} \right\} \end{aligned} \quad (\text{B.1.11})$$

$\Delta I$  is maximaal voor  $a=\frac{1}{2}$ , terwijl voor grote machinestromen  $G=0$  mag worden verondersteld.

$$\Delta I_{\max} = \frac{U}{R} \cdot \frac{\{1 - \exp(-T/2\tau)\}^2}{1 - \exp(-T/\tau)} = \frac{U}{R} \cdot \tanh(RT/4L) \quad (\text{B.1.12})$$

$$\begin{aligned} \bar{i}_{\text{gem.}} &= \frac{1}{T} \int_0^{aT} i_I dt + \frac{1}{T} \int_{aT}^T i_{II} dt = \\ &= \frac{1}{T} \left\{ \frac{U-k\omega\Phi}{R+G\omega} aT - \frac{U}{R+G\omega} \cdot \frac{1 - \exp(-(1-a)T/\tau)}{1 - \exp(-T/\tau)} \cdot -\tau \{ \exp(-aT/\tau) - 1 \} \right\} + \\ &\quad \frac{1}{T} \left\{ \frac{-k\omega\Phi}{R+G\omega} (1-a)T + \frac{U}{R+G\omega} \cdot \frac{-1 + \exp(aT/\tau)}{1 - \exp(-T/\tau)} \cdot -\tau \{ \exp(-T/\tau) + \exp(-aT/\tau) \} \right\} \\ &= \frac{aU - k\omega\Phi}{R + G\omega} \end{aligned} \quad (\text{B.1.13})$$

voor  $L \rightarrow \infty$  is  $i_I = i_{II}$

$$\begin{aligned} i_{L \rightarrow \infty} &= \frac{U}{R+G\omega} \left( \frac{1 + aT/\tau + (aT/\tau)^2 \frac{1}{2} + \dots - 1}{1 - (1 - T/\tau + (T/\tau)^2 \frac{1}{2} \dots)} \right) \exp(-t/\tau) - \frac{k\omega\Phi}{R+G\omega} \\ &= \frac{aU - k\omega\Phi}{R + G\omega} \end{aligned} \quad (\text{B.1.14})$$

Bijlage 2. Berekeningen aan het ingangsfILTER

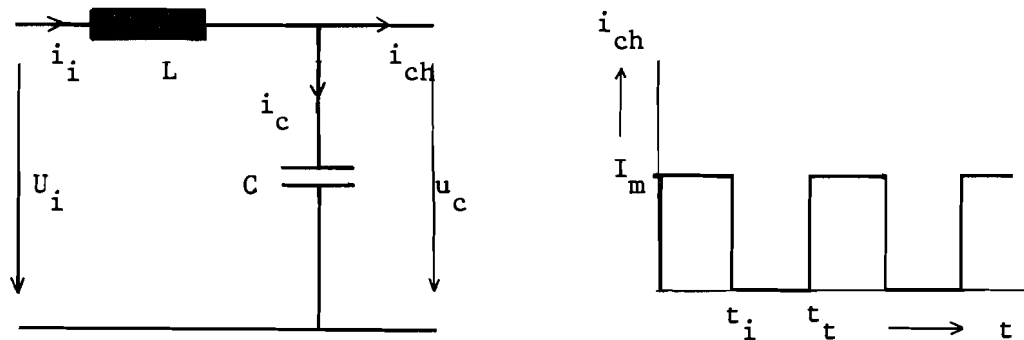


fig. B.2.a het ingangsfILTER. fig. B.2.b. de chopperstroom.

periode I:  $i_{ch} = I_m$  voor  $0 < t < t_i$

periode II:  $i_{ch} = 0$  voor  $t_i < t < t_t$

De spanningsvergelijking:  $U_i = L \frac{di_i}{dt} + \frac{1}{C} \int i_c dt$  (B.2.1)

De stroomvergelijking:  $i_i = i_{ch} + i_c$  (B.2.2)

uit B.2.1. en B.2.2. volgt voor:

$$\text{periode I: } \frac{1}{\omega_0^2} \cdot \frac{d^2 i_i}{dt^2} + i_i = I_m \quad (\text{B.2.3})$$

$$i_{iI} = A \cos(\omega_0 t - \alpha) + B \quad (\text{B.2.4})$$

$$\text{periode II: } \frac{1}{\omega_0^2} \cdot \frac{d^2 i_i}{dt^2} + i_i = 0 \quad (\text{B.2.5})$$

$$i_{iII} = C \cos(\omega_0 t - \beta) \quad (\text{B.2.6})$$

A, B, C,  $\alpha$  en  $\beta$  zullen moeten worden bepaald uit de diverse rand- en continuïteitsvoorwaarden.

a.  $i_{iI}(t=0) = i_{iII}(t=t_t)$

b.  $i_{iI}(t=t_i) = i_{iII}(t=t_i)$

c.  $u_{cI}(t=0) = u_{cII}(t=t_t)$  dus  $\frac{d}{dt}\{i_{iI}(t=0)\} = \frac{d}{dt}\{i_{iII}(t=t_t)\}$

d.  $u_{cI}(t=t_i) = u_{cII}(t=t_i)$  dus  $\frac{d}{dt}\{i_{iI}(t=t_i)\} = \frac{d}{dt}\{i_{iII}(t=t_i)\}$

e. de verandering der condensatorlading moet gemiddeld over een hele chopperperiode nul zijn.

Met formules B.2.4 en B.2.6. ingevuld worden deze voorwaarden:

$$a. A \cos \alpha + B = C \cos(\omega_0 T - \beta)$$

$$b. A \cos(\omega_0 a T - \alpha) + B = C \cos(\omega_0 a T - \beta)$$

$$c. -A \sin \alpha = C \sin(\omega_0 T - \beta)$$

$$d. A \sin(\omega_0 a T - \alpha) = C \sin(\omega_0 a T - \beta)$$

$$e. \frac{1}{C} \int_0^T i_c dt = \frac{1}{C} \int_0^T i_i dt - \frac{1}{C} \int_0^{aT} I_m dt = 0 \quad \int_0^T i_i dt = a T I_m$$

$$\text{uit a en b: } A \cos \alpha - C \cos(\omega_0 T - \beta) = A \cos(\omega_0 a T - \alpha) - C \cos(\omega_0 a T - \beta)$$

voor iedere waarde van A en C geldt:

$$\alpha = \frac{1}{2} \omega_0 a T, \quad \beta = \frac{1}{2} (1+a) \omega_0 T.$$

$$\text{uit a en c: } C = B \frac{\sin \alpha}{\sin(\omega_0 T - \beta + \alpha)} = B \frac{\sin(\frac{1}{2} \omega_0 a T)}{\sin(\frac{1}{2} \omega_0 T)}$$

$$\text{uit b en d: } A = B \frac{\sin(\omega_0 a T - \beta)}{\sin(\beta - \alpha)} = -B \frac{\sin(\frac{1}{2} (1-a) \omega_0 T)}{\sin(\frac{1}{2} \omega_0 T)}$$

$$\text{uit e: } \int_0^T i_i dt = B \int_0^{aT} 1 - \frac{\sin \frac{1}{2} (1-a) \omega_0 T}{\sin(\frac{1}{2} \omega_0 T)} \cos\{\omega_0 t - \frac{1}{2} \omega_0 a T\} dt +$$

$$B \int_{aT}^T \frac{\sin(\frac{1}{2} \omega_0 a T)}{\sin(\frac{1}{2} \omega_0 T)} \cos\{\omega_0 t - \frac{1}{2} (1+a) \omega_0 T\} dt = B a T = a T I_m.$$

dus:

$$i_{iI} = I_m \left\{ 1 - \frac{\sin \frac{1}{2} (1-a) \omega_0 T}{\sin(\frac{1}{2} \omega_0 T)} \cos\{\omega_0 t - \frac{1}{2} \omega_0 a T\} \right\} \quad (\text{B.2.7})$$

$$i_{iII} = I_m \left\{ \frac{\sin(\frac{1}{2} \omega_0 a T)}{\sin(\frac{1}{2} \omega_0 T)} \cos\{\omega_0 t - \frac{1}{2} (1+a) \omega_0 T\} \right\} \quad (\text{B.2.8})$$

$u_c$  wordt berekend met behulp van de formule:

$$u_c = U_i - L \frac{di_i}{dt} \quad (\text{B.2.9})$$

$$u_{cI} = U_i - \omega_0 L I_m \left\{ \frac{\sin \frac{1}{2} (1-a) \omega_0 T}{\sin(\frac{1}{2} \omega_0 T)} \sin\{\omega_0 t - \frac{1}{2} \omega_0 a T\} \right\} \quad (\text{B.2.10})$$

$$u_{cII} = U_i + \omega_0 L I_m \left\{ \frac{\sin(\frac{1}{2} \omega_0 a T)}{\sin(\frac{1}{2} \omega_0 T)} \sin\{\omega_0 t - \frac{1}{2} (1+a) \omega_0 T\} \right\} \quad (\text{B.2.11})$$

Bepaling van de variaties van  $i_i$  en  $u_c$  als functie van de ingangsfrequentie, de chopperfrequentie en de relatieve in-tijd  $a$ .

Onder de variatie  $\Delta$  wordt verstaan: de maximum minus de minimum waarde van de grootheid.

$$f_o/f > 1$$

De frequentie van de LC-kring is groter dan de chopperfrequentie. We beperken ons tot de beschouwing van die gevallen waarbij zowel de aan- als de uittijd van de chopper groter zijn dan een volledige periode  $1/f_o$ .

$$\text{Indien: } \frac{\sin(\frac{1}{2}(1-a)\omega_0 T)}{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 T)} < 1 \quad \text{en} \quad \frac{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 aT)}{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 T)} < 1$$

dan geldt:

$$\begin{aligned} \Delta i_i &= i_{i\text{Imax}} - i_{i\text{Imin}} = \\ &= I_m \left\{ 1 + \frac{\sin(\frac{1}{2}(1-a)\omega_0 T) + \sin(\frac{1}{2}\omega_0 aT)}{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 T)} \right\} \end{aligned}$$

met een maximum voor  $a = \frac{1}{2}$

$$\Delta i_{i\text{max}} = I_m \left\{ 1 + \frac{1}{\cos(\frac{1}{4}\omega_0 T)} \right\}$$

$$\text{In het geval dat } \frac{\sin(\frac{1}{2}(1-a)\omega_0 T)}{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 T)} \quad \text{en/of} \quad \frac{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 aT)}{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 T)}$$

groter zijn dan 1, geldt voor  $\Delta i_i$

$$\Delta i_i = I_m \left\{ \max \frac{\sin(\frac{1}{2}(1-a)\omega_0 T)}{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 T)}, \frac{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 aT)}{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 T)} + 1 \right\}$$

In alle gevallen geldt echter dat  $\Delta i_i$  steeds groter is dan  $2I_m$

$$\Delta u_c = \frac{2I_m}{\omega_0 C} \left\{ \max \frac{\sin(\frac{1}{2}(1-a)\omega_0 T)}{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 T)}, \frac{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 aT)}{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 T)} \right\}$$

steeds geldt bij de ongunstigste waarde van  $a$ :

$$\Delta u_{c\text{max}} = \frac{2I_m}{\omega_0 C} \cdot \frac{1}{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 T)}$$

$$\Delta u_{c\text{min}} = \frac{2I_m}{\omega_0 C} \cdot \frac{1}{\cos(\frac{1}{4}\omega_0 T)}$$



$$\frac{1}{2} < f_0/f < 1$$

Afhankelijk van  $a$ , wordt gedurende de in- danwel de uit-periode van de chopper de maximale slingeramplitude bereikt van de ingangsstroom en de condensatorspanning, mits  $aT > \frac{1}{2}f_0$  danwel  $(1-a)T > \frac{1}{2}f_0$ .

Voor  $a < \frac{1}{2}$  wordt een maximale amplitude bereikt tijdens periode II:

$$\Delta u_c < \frac{2I_m}{\omega_0 C} \cdot \frac{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 a T)}{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 T)}$$

Voor  $a > \frac{1}{2}$ : een maximale amplitude tijdens periode I

$$\Delta u_c < \frac{2I_m}{\omega_0 C} \frac{\sin\{\frac{1}{2}(1-a)\omega_0 T\}}{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 T)}$$

Voor  $\Delta i_i$  geldt een soortgelijke beschouwing als bij  $f_0/f > 1$

$$f_0/f < \frac{1}{2}$$

De bereikte extrema van de ingangsstroom resp. de kommutatiecondensatorspanning worden bepaald door de waarden op de tijdstippen  $t = \frac{1}{2}t_i$  en  $t = \frac{1}{2}(t_i + t_t)$  resp.  $t = 0$  en  $t = t_i$

$$\begin{aligned} \Delta i_i &= i_{iII}(t = \frac{1}{2}(t_i + t_t)) - i_{iI}(t = \frac{1}{2}t_i) \\ &= I_m \left\{ \frac{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 a T) + \sin\{\frac{1}{2}(1-a)\omega_0 T\}}{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 T)} - 1 \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta u_c &= u_{cI}(t=0) - u_{cI}(t=t_i) \\ &= \frac{2I_m}{\omega_0 C} \left\{ \frac{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 a T) \cdot \sin\{\frac{1}{2}(1-a)\omega_0 T\}}{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 T)} \right\} \end{aligned}$$

zowel  $\Delta i_i$  als  $\Delta u_c$  bereiken hun maximum bij  $a = \frac{1}{2}$  en wel:

$$\Delta i_{imax} = I_m \left\{ \frac{1}{\cos(\frac{1}{4}\omega_0 T)} - 1 \right\}$$

$$\Delta u_{cmax} = \frac{I_m}{\omega_0 C} \left\{ \tan(\frac{1}{4}\omega_0 T) \right\}$$

Bijlage 3 Berekeningen aan een 2-fase chopper met gescheiden smoorspoelen als optelnetwerk.

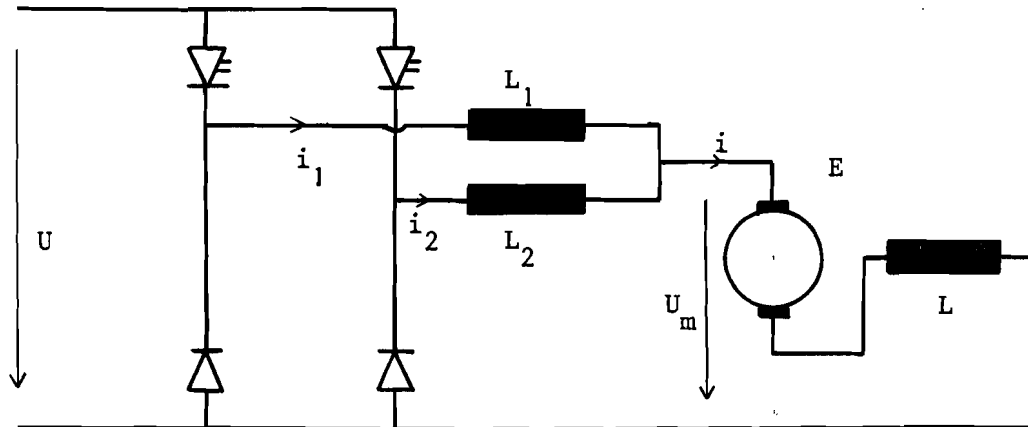


fig. B.3.a schakelschema voor een 2-fase chopper met gescheiden smoorspoelen.

Veronderstellingen:  $R = 0$  en  $E_{\text{rot}} = \text{konstant}$ .

steeds geldt:  $i_1 + i_2 = i$

dus ook  $\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} = \frac{di}{dt}$

verder:  $L_1 = L_2 = L_x$

$a$  is gedefinieerd als de relatieve in-tijd van elke chopper.

We onderscheiden 3 gevallen:

1. geen der chopper geleidt:

$$\begin{aligned} U_m = E + L \frac{di}{dt} &= -L_1 \frac{di_1}{dt} = -L_2 \frac{di_2}{dt} = -L_1 \left( \frac{di}{dt} - \frac{di_2}{dt} \right) \\ &= -L_1 \left\{ \frac{di}{dt} + \frac{1}{L_2} \left( E + L \frac{di}{dt} \right) \right\} \end{aligned}$$

$$\frac{di}{dt} = -\frac{2E}{(2L+L_x)}$$

2. een der choppers geleidt:

$$U = L_1 \frac{di_1}{dt} + E + L \frac{di}{dt}$$

$$E + L \frac{di}{dt} = -L_2 \frac{di_2}{dt}$$

$$U - E = L \frac{di}{dt} + L_1 \left( \frac{di}{dt} - \frac{di_2}{dt} \right) =$$

$$= L \frac{di}{dt} + L_1 \left\{ \frac{di}{dt} + \frac{1}{L_2} \left( E + L \frac{di}{dt} \right) \right\}$$



$$di/dt = (U-2E)/(2L+L_x)$$

3. beide choppers geleiden:

$$U = L_1 di_1/dt + E + L di/dt = L_2 di_2/dt + E + L di/dt$$

$$U - E = L di/dt + L_1 ( di/dt - di_2/dt )$$

$$= L di/dt + L_1 \left\{ di/dt - \frac{1}{L_2} ( U - E - L di/dt ) \right\}$$

$$di/dt = (2U-2E)/(2L+L_x)$$

Een relatie tussen E, a en U volgt uit de eis  $\int_0^{1/2 T} (di/dt) = 0$

Voor  $a < \frac{1}{2}$  zal gedurende  $aT$  een chopper geleiden, gedurende  $(\frac{1}{2}-a)T$  geen.

$$\frac{U-2E}{2L+L_x} \cdot aT + \frac{-2E}{2L+L_x} \cdot (\frac{1}{2}-a)T = 0 \quad E = aU$$

Voor  $a > \frac{1}{2}$  zal gedurende  $(a-\frac{1}{2})T$  beide choppers geleiden, gedurende  $(1-a)T$  slechts een.

$$\frac{2U-2E}{2L+L_x} \cdot (a-\frac{1}{2})T + \frac{U-2E}{2L+L_x} \cdot (1-a)T = 0 \quad E = aU$$

$di/dt$  en  $U_m$  kunnen nu als volgt worden geschreven:

1. geen chopper geleidt:

$$di/dt = - aU/(L+\frac{1}{2}L_x) \quad U_m = U(\frac{1}{2}aL_x)/(L+\frac{1}{2}L_x)$$

2. een chopper geleidt:

$$di/dt = (\frac{1}{2}-a)U/(L+\frac{1}{2}L_x) \quad U_m = U(\frac{1}{2}L+\frac{1}{2}aL_x)/(L+\frac{1}{2}L_x)$$

3. twee choppers geleiden:

$$di/dt = (1-a)U/(L+\frac{1}{2}L_x) \quad U_m = U(L+\frac{1}{2}aL_x)/(L+\frac{1}{2}L_x)$$

### Berekening 2-fase chopper met gekoppelde smoorspoelen

Veronderstellingen:  $R = 0$  en  $E_{rot} = \text{konstant}$ .

de trafo is ideaal:  $i_1 = i_2 = \frac{1}{2}i$  en  $u_1 = u_2$

$$di_1/dt = di_2/dt = \frac{1}{2} di/dt$$

Evenals bij de choppers zonder gekoppelde smoorspoelen onderscheiden we 3 toestanden.

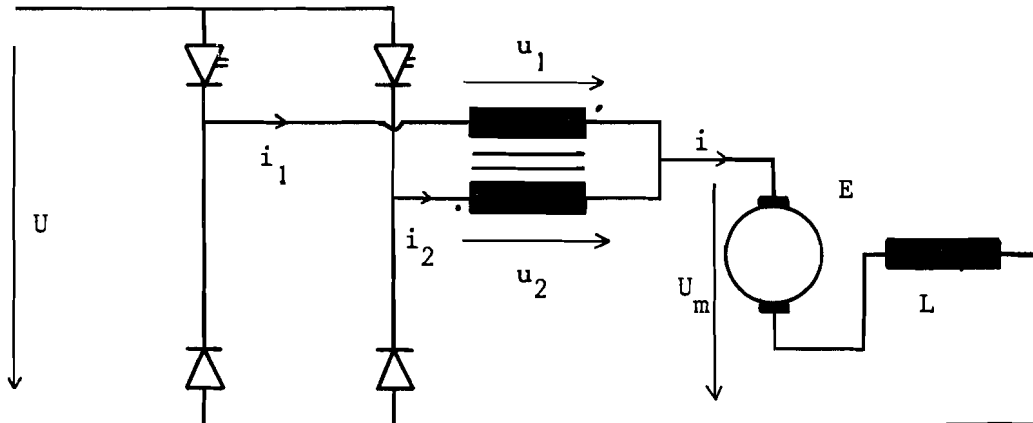


fig. B.3.b schakelschema voor twee-fase chopper met trafo.

1. geen der choppers geleidt:

$$-u_1 = E + L \frac{di}{dt}$$

$$-u_2 = E + L \frac{di}{dt}$$

$$\frac{di}{dt} = -E/L$$

2. een chopper geleidt:

$$U = u_1 + E + L \frac{di}{dt}$$

$$-u_2 = E + L \frac{di}{dt}$$

$$\frac{di}{dt} = (\frac{1}{2}U - E)/L$$

3. beide choppers geleiden:

$$U = u_1 + E + L \frac{di}{dt}$$

$$= u_2 + E + L \frac{di}{dt}$$

$$\frac{di}{dt} = (U - E)/L$$

Eveneens moet gelden:  $\int_0^{\frac{1}{2}T} (\frac{di}{dt}) dt = 0$

$$\text{voor } a < \frac{1}{2} \quad \frac{\frac{1}{2}U - E}{L} \cdot aT + \frac{-E}{L} \cdot (\frac{1}{2} - a)T = 0 \quad E = aU$$

$$\text{voor } a > \frac{1}{2} \quad \frac{U - E}{L} \cdot (a - \frac{1}{2})T + \frac{\frac{1}{2}U - E}{L} \cdot (1 - a)T = 0 \quad E = aU$$

Hieruit volgt voor  $\frac{di}{dt}$  en  $U_m$  in de drie gevallen:

$$1. \quad \frac{di}{dt} = -aU/L \quad U_m = 0$$

$$2. \quad \frac{di}{dt} = (\frac{1}{2} - a)U/L \quad U_m = \frac{1}{2}U$$

$$3. \quad \frac{di}{dt} = (1 - a)U/L \quad U_m = U$$



Bijlage 4 Berekening van de machinestroom tijdens generatorbedrijf

Bij deze algemene berekening is zowel een remweerstand als een spanningsbron opgenomen, terwijl  $\omega$  konstant wordt verondersteld.

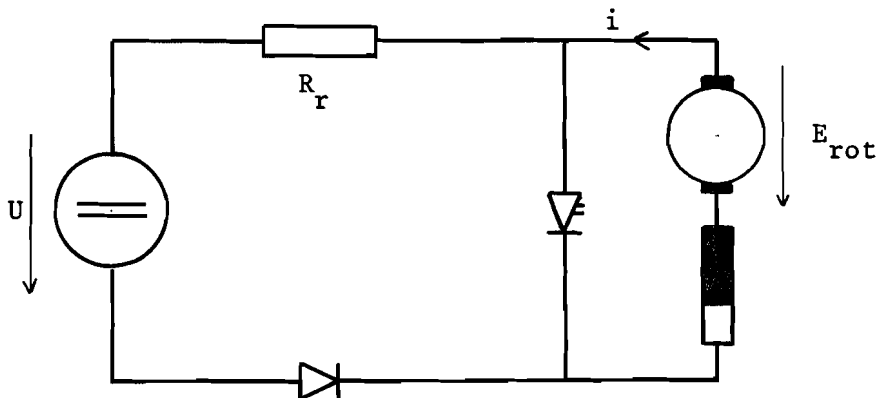


fig. B.4.a schakelschema voor generatorbedrijf.

I: de chopper geleidt:

$$E_{\text{rot}} = k\omega\phi + G\omega i = L \frac{di}{dt} + Ri$$

$$i_I = A \exp(-t/\tau_1) + \frac{k\omega\phi}{R-G\omega} \quad \tau_1 = L/(R-G\omega)$$

II: de chopper spert:

$$E_{\text{rot}} = k\omega\phi + G\omega i = R_r i + U + Ri + L \frac{di}{dt}$$

$$i_{II} = B \exp(-t/\tau_2) + \frac{k\omega\phi - U}{R+R_r - G\omega} \quad \tau_2 = L/(R+R_r - G\omega)$$

Randvoorwaarden:

$$i_I(t=0) = i_{II}(t=t_c): A + \frac{k\omega\phi}{R-G\omega} = B \exp(-T/\tau_2) + \frac{k\omega\phi - U}{R+R_r - G\omega}$$

$$i_I(t=t_i) = i_{II}(t=t_i): A \exp(-aT/\tau_1) + \frac{k\omega\phi}{R-G\omega} = B \exp(-aT/\tau_2) + \frac{k\omega\phi - U}{R+R_r - G\omega}$$

$$A \{1 - \exp\{-aT/\tau_1 - (1-a)T/\tau_2\}\} + \left\{ \frac{k\omega\phi}{R-G\omega} - \frac{k\omega\phi - U}{R+R_r - G\omega} \right\} \{1 - \exp\{-(1-a)T/\tau_2\}\}$$

$$B \{ \exp(-aT/\tau_2) - \exp(-T/\tau_2 - aT/\tau_1) \} = \left\{ \frac{k\omega\phi}{R-G\omega} - \frac{k\omega\phi - U}{R+R_r - G\omega} \right\} \{1 - \exp(-aT/\tau_1)\}$$

$$i_I = - \left\{ \frac{k\omega\phi}{R-G\omega} - \frac{k\omega\phi - U}{R+R_r - G\omega} \right\} \frac{1 - \exp\{-(1-a)T/\tau_2\}}{1 - \exp\{-aT/\tau_1 - (1-a)T/\tau_2\}} \exp(-t/\tau_1) + \frac{k\omega\phi}{R-G\omega}$$

$$i_{II} = \left\{ \frac{k\omega\phi}{R-G\omega} - \frac{k\omega\phi - U}{R+R_r - G\omega} \right\} \frac{1 - \exp(-aT/\tau_1)}{1 - \exp\{-aT/\tau_1 - (1-a)T/\tau_2\}} \exp\{-(t-aT)/\tau_2\} + \frac{k\omega\phi - U}{R+R_r - G\omega}$$



$$\begin{aligned} \bar{i}_{\text{gem}} &= \frac{1}{T} \int_0^{aT} i_I dt + \frac{1}{T} \int_{aT}^T i_{II} dt = \\ &= \frac{1}{T} \left\{ -\left[ \frac{k\omega\phi}{R-G\omega} - \frac{k\omega\phi-U}{R+R_r-G\omega} \right] \frac{1 - \exp\{-(1-a)T/\tau_2\}}{1 - \exp\{-aT/\tau_1 - (1-a)T/\tau_2\}} \right\} \cdot -\tau_1 \{ \exp(aT/\tau_1) - 1 \} \\ &\quad + \frac{k\omega\phi}{R-G\omega} \cdot aT + \left\{ \frac{k\omega\phi}{R-G\omega} - \frac{k\omega\phi-U}{R+R_r-G\omega} \right\} \frac{1 - \exp(-aT/\tau_1)}{1 - \exp\{-aT/\tau_1 - (1-a)T/\tau_2\}} \exp(aT/\tau_2) \cdot \\ &\quad \cdot -\tau_2 \{ \exp(-T/\tau_2) - \exp(-aT/\tau_2) \} + \frac{k\omega\phi-U}{R+R_r-G\omega} \cdot (1-a)T \} = \\ &= \frac{k\omega\phi}{R-G\omega} \cdot a + \frac{k\omega\phi-U}{R+R_r-G\omega} \cdot (1-a) + \\ &\quad + \left\{ \frac{k\omega\phi}{R-G\omega} - \frac{k\omega\phi-U}{R+R_r-G\omega} \right\} \frac{\tau_1 - \tau_2}{T} \left\{ \frac{\exp(-aT/\tau_1) - 1 - \exp\{-(1-a)T/\tau_2 - aT/\tau_1\}}{1 - \exp\{-aT/\tau_1 - (1-a)T/\tau_2\}} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\exp\{-(1-a)T/\tau_2\}}{1 - \exp\{-aT/\tau_1 - (1-a)T/\tau_2\}} \right\} \end{aligned}$$

$\bar{i}_{\text{gem}}$  voor  $L \rightarrow \infty$

stel:  $k\omega\phi = x$ ;  $k\omega\phi-U = y$ ;  $R-G\omega = r$ ;  $R+R_r-G\omega = s$ .

invullen in de formule voor  $\bar{i}_{\text{gem}}$ :

$$ax/r + (1-a)y/s + (x/r - y/s) \cdot \frac{1}{T} (\tau_1 - \tau_2).$$

$$\left( \frac{1 - aT/\tau_1 + \frac{1}{2}(aT/\tau_1)^2 \dots - 1 - 1 + (1-a)T/\tau_2 + aT/\tau_1 - \frac{1}{2}\{(1-a)T/\tau_2 + aT/\tau_1\}^2}{1 - 1 + aT/\tau_1 + (1-a)T/\tau_2 - \frac{1}{2}\{(1-a)T/\tau_2 + aT/\tau_1\}^2} \right)$$

$$+ \frac{1 - (1-a)T/\tau_2 + \frac{1}{2}\{(1-a)T/\tau_2\}}{1 - \exp\{-aT/\tau_1 - (1-a)T/\tau_2\}} =$$

$$= ax/r + (1-a)y/s + (x/r - y/s) \left( \frac{1}{\tau_2} - 1 \right) \left( \frac{-a(1-a)}{(1-a)\tau_1} \right) \left( \frac{1}{a + \frac{\tau_2}{\tau_1}} \right)$$

$$= \frac{\{axs + (1-a)yr\}}{rs} + \left( \frac{xs-yr}{rs} \right) \left( \frac{s}{r} - 1 \right) \left\{ \frac{-(1-a)a}{a + (1-a)s/r} \right\}$$

$$= \frac{ax + (1-a)y}{ar + (1-a)s}$$

Na terug transformeren:

$$\bar{i}_{\text{gem}} (L \rightarrow \infty) = \frac{k\omega\phi + (1-a)U}{R + (1-a)R_r - G\omega}$$



We bekijken nu twee specifieke gevallen:

A. weerstand-rembedrijf.

In de algemene formules invullen:  $U = 0$

$$i_I = -\left\{\frac{k\omega\phi}{R-G\omega} - \frac{k\omega\phi}{R+R_r-G\omega}\right\} \left\{\frac{1 - \exp\{-(1-a)T/\tau_2\}}{1 - \exp\{-aT/\tau_1 - (1-a)T/\tau_2\}}\right\} \exp(-t/\tau_1) + \frac{k\omega\phi}{R-G\omega}$$

$$i_{II} = \left\{\frac{k\omega\phi}{R-G\omega} - \frac{k\omega\phi}{R+R_r-G\omega}\right\} \left\{\frac{1 - \exp(-aT/\tau_1)}{1 - \exp\{-aT/\tau_1 - (1-a)T/\tau_2\}}\right\} \exp\{-(t-aT)/\tau_2\} + \frac{k\omega\phi}{R+R_r-G\omega}$$

waarin  $\tau_1 = L/(R-G\omega)$  en  $\tau_2 = L/(R+R_r-G\omega)$

$$\bar{i}_{gem} = \frac{k\omega\phi(R+R_r-G\omega)}{(R-G\omega)(R+R_r-G\omega)} + \left(\frac{k\omega\phi}{R-G\omega} - \frac{k\omega\phi}{R+R_r-G\omega}\right) \left(\frac{\tau_1 - \tau_2}{T}\right) \cdot \frac{\exp(-aT/\tau_1) - 1 - \exp\{-(1-a)T/\tau_2 - aT/\tau_1\} + \exp\{-(1-a)T/\tau_2\}}{1 - \exp\{-(1-a)T/\tau_2 - aT/\tau_1\}}$$

$$\bar{i}_{gem}(L \rightarrow \infty) = \frac{k\omega\phi}{R+(1-a)R_r-G\omega}$$

B. recuperatief rembedrijf

In de algemene formules invullen:  $R_r=0$  zodat  $\tau_1 = \tau_2 = L/(R-G\omega) = \tau$

$$i_I = \left\{\frac{-U}{R-G\omega}\right\} \left\{\frac{1 - \exp\{-(1-a)T/\tau\}}{1 - \exp\{-T/\tau\}}\right\} \exp(-t/\tau) + \frac{k\omega\phi}{R-G\omega}$$

$$i_{II} = \left\{\frac{U}{R-G}\right\} \left\{\frac{1 - \exp(-aT/\tau)}{1 - \exp(-T/\tau)}\right\} \exp\{-(t-aT)/\tau\} + \frac{k\omega\phi-U}{R-G\omega}$$

$$\bar{i}_{gem} = \bar{i}_{gem}(L \rightarrow \infty) = \frac{k\omega\phi - (1-a)U}{R - G\omega}$$

Bijlage 5 Berekening aan een LCR-kring.

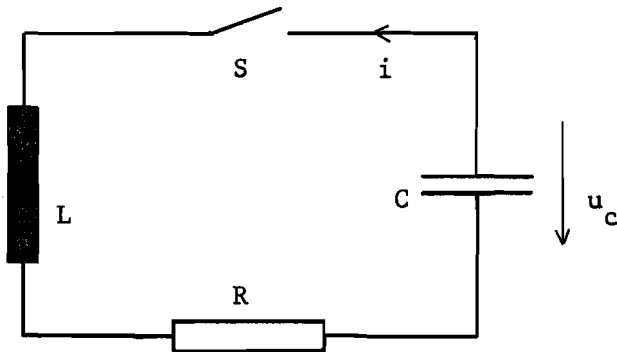


fig. B.5.a LCR-kring.

Voor de schakeling van figuur B.5.a geldt de volgende spanningsbetrekking nadat de schakelaar S gesloten is.

$$L \frac{di}{dt} + Ri = u_c = -\frac{1}{C} \int i dt$$

$$L \frac{d^2i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} + \frac{i}{C} = 0$$

stel:  $i = A \exp(pt)$  dan is

$$LCp^2 + RCp + 1 = 0$$

$$\text{hieruit volgt voor } p_{1,2} = \frac{-RC \pm \sqrt{R^2C^2 - 4LC}}{2LC}$$

$$\begin{aligned} \text{met } \omega_0 = 1/\sqrt{LC} : p_{1,2} &= -\frac{R}{2L} \pm \omega_0 \sqrt{-1 + R^2C/4L} \\ &= -\frac{R}{2L} \left[ 1 \pm \sqrt{1 - 4\omega_0^2 L^2 / R^2} \right] \end{aligned}$$

$$\text{stel: } Q = \omega_0 L / R \text{ en } Q' = \frac{1}{2} \sqrt{4Q^2 - 1}$$

$$\text{dan geldt voor } p_{1,2} = -\frac{\omega_0}{2Q} \left[ 1 \pm \sqrt{1 - 4Q^2} \right]$$

$$\text{en als } Q > \frac{1}{2} \text{ kunnen we schrijven: } p_{1,2} = -\frac{\omega_0}{2Q} \left[ 1 \pm 2jQ' \right]$$

Voor de stroom in de slingerkring geldt nu:

$$i = \left\{ A \cos \frac{Q'}{Q} \omega_0 t + B \sin \frac{Q'}{Q} \omega_0 t \right\} \exp(-\omega_0 t / 2Q)$$

Beginvoorwaarde van de stroom:  $i(t=0) = 0$  zodat  $A=0$

$$i = \left\{ B \sin \frac{Q'}{Q} \omega_0 t \right\} \exp(-\omega_0 t / 2Q)$$



De condensatorspanning kunnen we berekenen met de vergelijking:

$$\begin{aligned}u_c &= L \frac{di}{dt} + Ri \\&= LB \left\{ \frac{Q'}{Q} \omega_0 \cos \frac{Q'}{Q} \omega_0 t - \frac{\omega_0}{2Q} \sin \frac{Q'}{Q} \omega_0 t \right\} \exp(-\omega_0 t / 2Q) + \\&\quad RB \left\{ \sin \frac{Q'}{Q} \omega_0 t \right\} \exp(-\omega_0 t / 2Q)\end{aligned}$$

Beginvoorwaarde van de spanning:  $u_c(t=0) = U_i = LB\omega_0 \frac{Q'}{Q}$        $B = \frac{U_i}{\omega_0 L} \cdot \frac{Q}{Q'}$

Dus de oplossing voor de slingerstroom en de condensatorspanning:

$$i = \frac{U_i}{\omega_0 L} \cdot \frac{Q}{Q'} \left\{ \sin \frac{Q'}{Q} \omega_0 t \right\} \exp(-\omega_0 t / 2Q)$$

$$u_c = U_i \left\{ \cos \frac{Q'}{Q} \omega_0 t + \frac{1}{2Q'} \sin \frac{Q'}{Q} \omega_0 t \right\} \exp(-\omega_0 t / 2Q)$$

In grafiek B.5.b. is  $u_c$  als functie van  $\omega_0 t$  opgetekend voor verschillende waarden van  $Q$  nl. 2,5,10,15 en  $\infty$

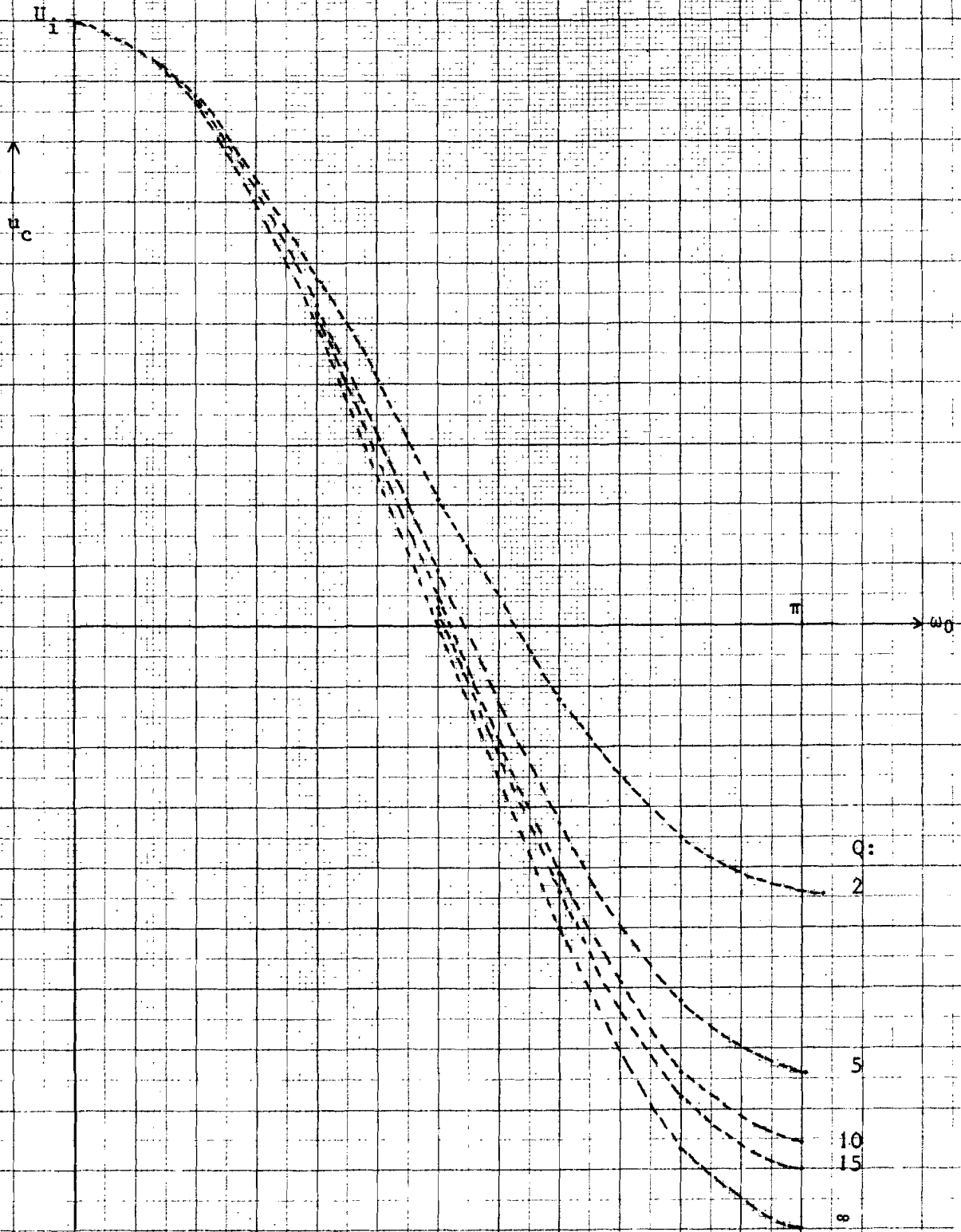


fig.B.5.b Het verloop van de condensatorspanning bij het omslingeren als functie van de tijd met  $Q$  als parameter.

Bijlage 6 Berekening aan een chopper met teruglaadtak

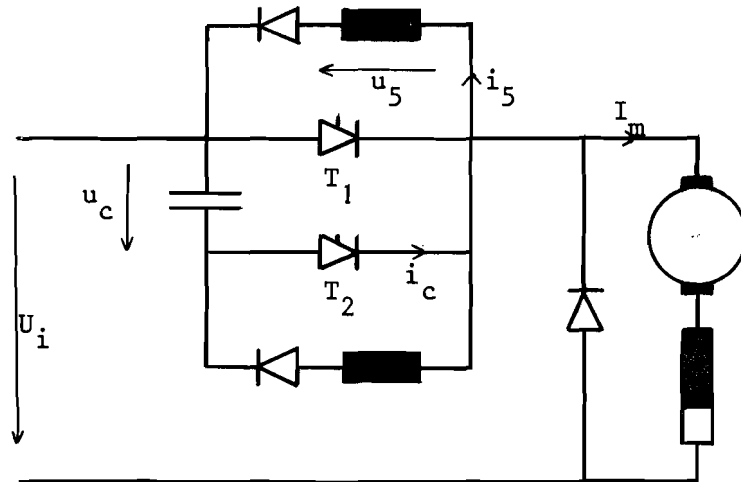


fig. B.6.a Chopper met teruglaadtak.

Voor de schakeling van figuur B.6.a gelden de volgende stroom- en spanningsbetrekkingen als de hoofdthyristor  $T_1$  niet geleidt en de doofthyristor  $T_2$  wel.

$$i_c = I_m + i_5 \quad (\text{B.6.1})$$

$$-u_c = u_5 \quad (\text{B.6.2})$$

verder geldt:  $u_5 = L_5 \frac{di_5}{dt} \quad (\text{B.6.3})$

$$u_c = \frac{1}{C} \int i_c dt \quad (\text{B.6.4})$$

Na invullen van de vergelijkingen B.6.3 en B.6.4 in B.6.2 krijgen we:

$$u_c + u_5 = u_c + L_5 \frac{di_5}{dt} = \frac{1}{C} \int i_c dt + L_5 \frac{di_5}{dt} = 0$$

Door de laatste betrekking te differentiëren en gebruik te maken van relatie B.6.1., waarin de stroom  $I_m$  konstant wordt verondersteld, krijgen we:

$$CL_5 \frac{d^2 i_c}{dt^2} + i_c = 0$$

met als oplossing:

$$i_c = A \cos \omega_1 t + B \sin \omega_1 t \quad \text{waarin } \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_5 C}}$$

Beginvoorwaarden voor de stroom:

$$i_c(t=0) = I_m \rightarrow A = I_m$$

$$\frac{di_c}{dt}(t=0) = \frac{di_5}{dt}(t=0) = -\frac{u_c(t=0)}{L_5} = \frac{U}{L_5} \rightarrow B = \frac{U}{\omega_1 L_5}$$



De condensatorspanning wordt berekend met behulp van de formule

$$B.6.4 \quad u_c = \frac{1}{C} \int i_c dt = \frac{1}{\omega_1 C} \left\{ I_m \sin \omega_1 t - \frac{U}{\omega_1 L_5} \cos \omega_1 t \right\} + K$$

Beginvoorwaarde voor de spanning:

$$u_c(t=0) = -U \quad K = 0$$

Dus voor de condensatorstroom en de condensatorspanning geldt:

$$i_c = I_m \cos \omega_1 t + \omega_1 C U \sin \omega_1 t$$

$$u_c = \frac{I_m}{\omega_1 C} \cdot \sin \omega_1 t - U \cos \omega_1 t$$

De tijd die nodig is voor het omladen van de condensator is:

a. zonder teruglaadtak:  $\Delta t_1 = \frac{2UC}{I_m}$

b. met teruglaadtak:  $\Delta t_2 = \frac{2}{\omega_1} \arctan \frac{\omega_1 C U}{I_m}$

Ter illustratie een getallenvoorbeeld:

$$U = 240V; C = 1\mu F; L = 1mH;$$

$I_m$	2	6	A
$\Delta t_1$	240	80	$\mu sec$
$\Delta t_2$	82	57	$\mu sec$



Bijlage 7. Berekeningen en metingen aan een 8-ampère variac ten behoeve van het gebruik als variabele smoorspoel.

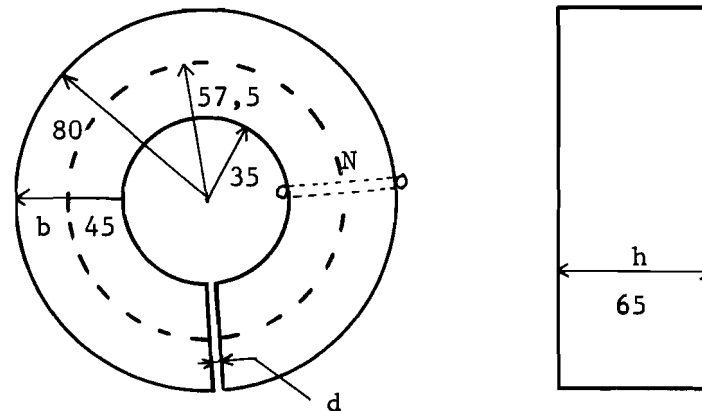


fig.B.7.a Het ijzercircuit van een 8-ampère variac.  
De maten zijn opgegeven in mm.;  $N = 300$ .

De magnetische spanningsvergelijking voor het magnetische circuit van de variac, welke volgens figuur B.7.a voorzien is van een luchtspleet, luidt:

$$\underline{H} \cdot \underline{d} \underline{l} = NI = H_y \cdot l_y + H_1 \cdot d$$

hieruit berekenen we voor de magnetische inductie:

$$B = \frac{\mu_0 NI}{\frac{l_y}{\mu_r} + d}$$

en voor de inductiviteitswaarde:

$$L = \frac{\mu_0 N^2 bh}{\frac{l_y}{\mu_r} + d}$$

Als eisen worden gesteld:

- $B < 1 \text{ Wb/m}$ , zodat bij een maximale stroom van 6 A verzadiging in het ijzer wordt vermeden.
- $L_{\text{max}} > 100 \text{ mH}$ .

De waarde van  $\mu_r$  stellen we op 1000.

Uit deze twee eisen volgt voor de luchtspleetlengte  
 $1,9 \text{ mm} < d < 2,95 \text{ mm}$ .

Met een luchtspleetlengte van 2 mm., zoals aangebracht in de toegepaste variac, levert meting bij 1 kHz. een inductiviteit van 140 mH als alle 300 windingen benut worden.

Voor de omslingerinductiviteit en de inductiviteit van de teruglaadtak (vereiste orde van grootte 0 - 10 mH) worden normale 8-ampère variacs gebruikt, waarvan de uitgang is kortgesloten.

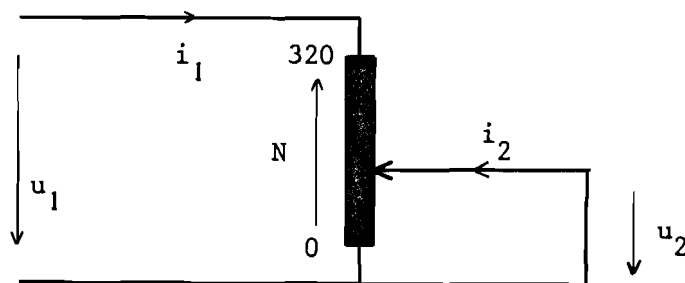


fig. B.7.b Secundair kortgesloten variac.

Voor een variac, waarvan we de weerstanden verwaarloosbaar klein veronderstellen, geldt bij lineair ijzer de volgende spanningsbetrekkingen:

$$\underline{U}_1 = j\omega L_{11}\underline{I}_1 + j\omega L_{12}\underline{I}_2$$

$$\underline{U}_2 = j\omega L_{21}\underline{I}_1 + j\omega L_{22}\underline{I}_2$$

Brengen we de windingsverhouding  $n = N_2/N_1$  in rekening, waarbij gesteld wordt:

$$\underline{U}'_2 = \frac{1}{n} \cdot \underline{U}_2$$

$$\underline{I}'_2 = n \cdot \underline{I}_2$$

$$L'_{12} = L'_{21} = \frac{1}{n} \cdot L_{12} = \frac{1}{n} \cdot L_{21}$$

$$L'_{22} = \frac{1}{n^2} \cdot L_{22}$$

dan geldt:

$$\underline{U}_1 = j\omega L_{11}\underline{I}_1 + j\omega L'_{12}\underline{I}'_2$$

$$\underline{U}'_2 = j\omega L'_{21}\underline{I}_1 + j\omega L'_{22}\underline{I}'_2$$

Het vervangingsschema kunnen we tekenen overeenkomstig figuur B.7.c

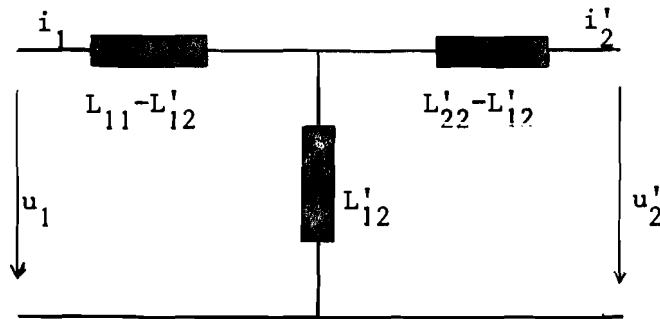


fig.B.7.c Vervangingsschema van een variac.

Aan de primaire zijde vinden we bij kortgesloten uitgang:

$$L_{\text{eff.}} = L_{11} - L'_{12} + \frac{L'_{12}(L'_{22} - L'_{12})}{L'_{22}} = L_{11} \left(1 - \frac{L'^2_{12}}{L_{11}L'_{22}}\right) = L_{11}(1 - k^2) = \sigma L_{11}$$

waarbij  $\sigma = \sigma(n)$

Stellen we verder dat  $L'_{12}$  veel groter is dan  $(L_{11} - L'_{12})$  en  $(L'_{22} - L'_{12})$  dan geldt voor de effectieve inductiviteit aan de primaire zijde:

$$L_{\text{eff.}} = L_{11} + L'_{22} - 2L'_{12} = L_{11} + \frac{1}{n^2} \cdot L'_{22} - \frac{1}{n} \cdot L_{12} \quad (1)$$

Voor  $n = 1$  is  $L_{11} = L'_{22} = L_{12}$  en dus  $L_{\text{eff.}} = 0$

Voor  $n = 0$  is  $L_{\text{eff.}} = L_{11}$ , dat wil zeggen gelijk aan de primair gemeten inductiviteit bij nullast.

Indien de windingen van de variac gelijkmatig over de omtrek verdeeld liggen, is  $L_{12} = nL_{11}$  en dus  $L'_{12} = L_{11}$  zodat:

$$L_{\text{eff.}} = L_{11} \left(1 - \frac{L^2_{11}}{L_{11}L'_{22}}\right) = \frac{L_{11}}{L'_{22}}(L'_{22} - L_{11})$$

In het voor ons interessante gebied is  $n$  zover van 0 verwijderd, dat  $L_{11}/L'_{22}$  als faktor vóór  $(L'_{22} - L_{11})$  ongeveer gelijk aan 1 gesteld kan worden, zodat  $L_{\text{eff.}} \approx L'_{22} - L_{11}$ , hetgeen ook volgt uit (1).

De effectieve inductiviteit en de effectieve weerstand van een kortgesloten 8-ampère variac zijn gemeten en weergegeven in figuur B.7.d.

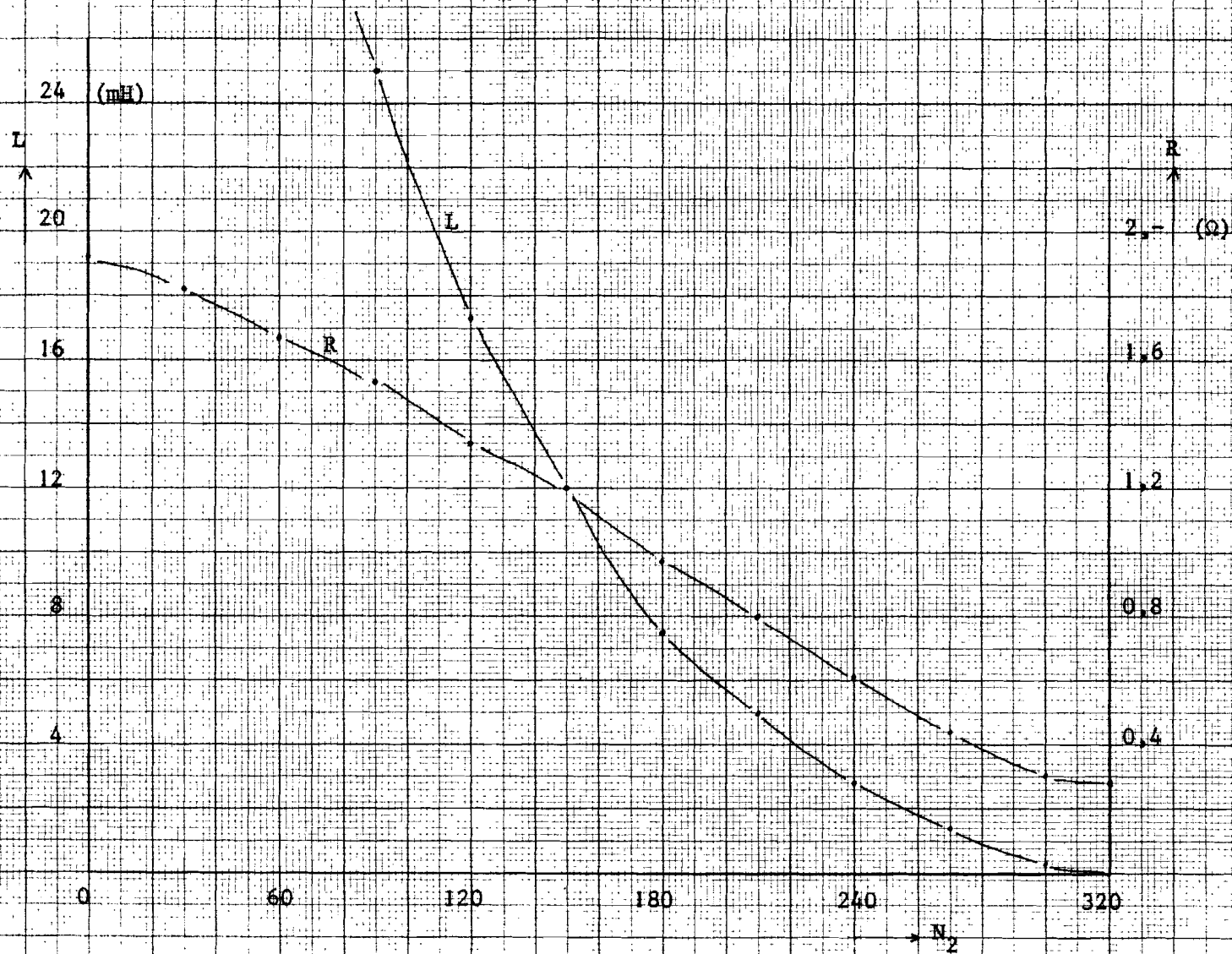


fig. effectieve inductiviteit en eigenweerstand van een 8-ampère variac bij kortgesloten uitgang in afhankelijkheid van de windingsverhouding.

Berekening van een smoorspoel met E-ijzerkern.

Deze smoorspoel is gebruikt ten behoeve van de begrenzing van de snelheid van stroomtoename.

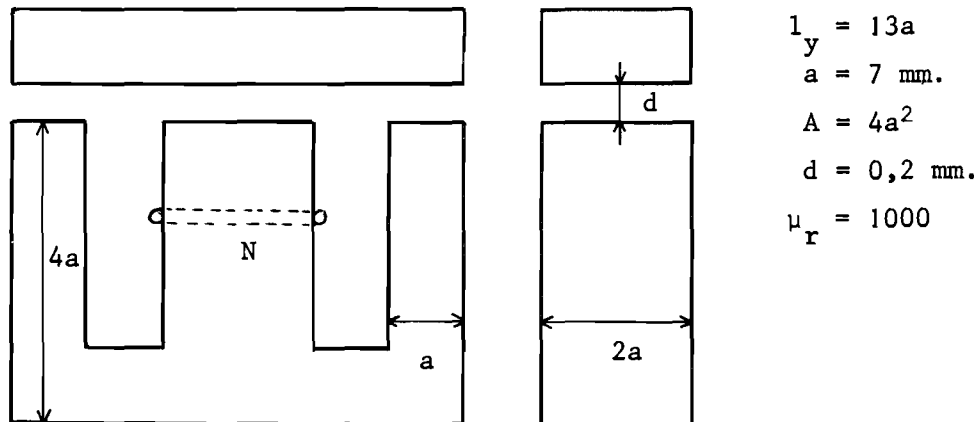


fig.B.7.e. IJzercircuit van een smoorspoel met E-kern

Uit het magnetische spanningsevenwicht kunnen we de formules afleiden voor de magnetische inductie B en de inductiviteit L.

Als gestelde eisen gelden:  $B < 1 \text{ Wb/m}^2$  en  $L > 12 \mu\text{H}$

Dus:

$$B = \frac{\mu_0 N I}{\frac{l_y}{\mu_r} + 2d} < 1 \text{ Wb/m}^2 \quad N < 38$$

$$L = \frac{\mu_0 N^2 A}{\frac{l_y}{\mu_r} + 2d} > 12 \mu\text{H} \quad N > 3,1$$

De gebruikte waarde  $L \approx 20 \mu\text{H}$  wordt bereikt bij 5 windingen

Bijlage 8. Foto's van metingen.

1. De machinestroomrimpel in afhankelijkheid van de chopperfrequentie.

Gemeten grootheden: de machinestroom ( $i_m$ ) en de ingangsstroom ( $i_i$ )

Gegevens:  $a = \frac{1}{2}$ ,  $\bar{i}_m = 2,4$  A en  $n = 1500$  omw./min.

abscis: tijd ( 1 ms/div.)

ordinaat: stroom ( 2 A/div.)

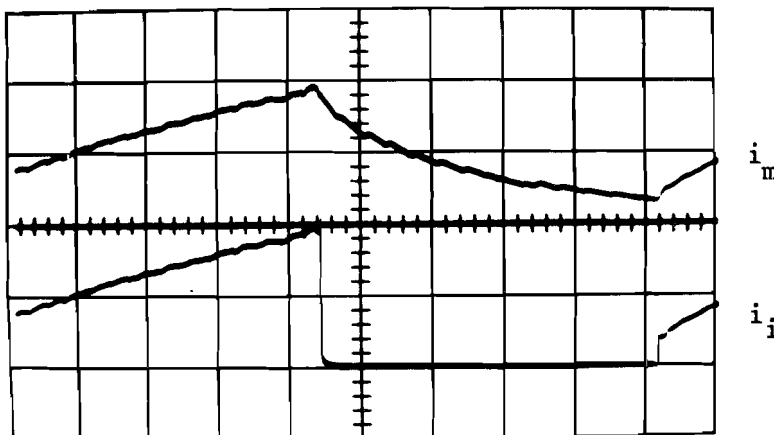


Foto 1

$f = 100$  Hz.

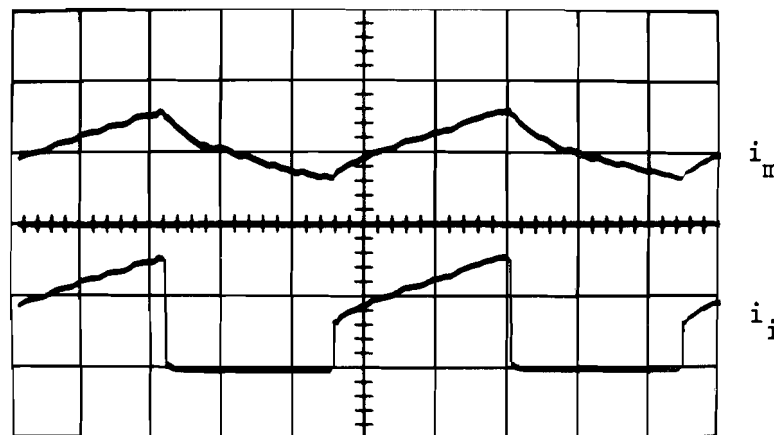


Foto 2

$f = 200$  Hz.

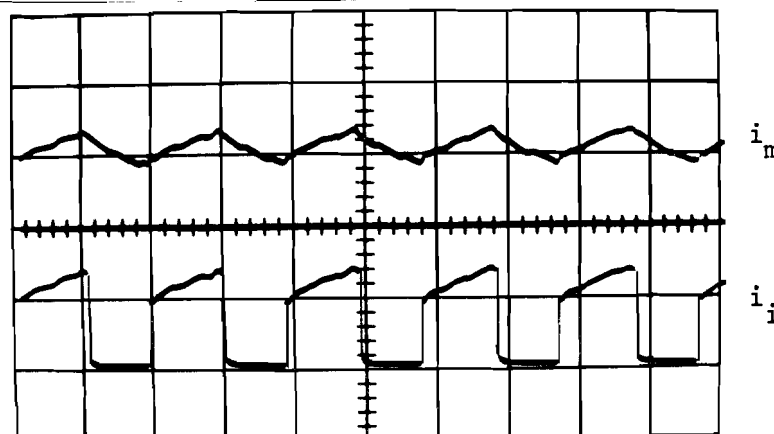


Foto 3

$f = 500$  Hz.

1b. De machinestroomrimpel in afhankelijkheid van de relatieve aan-tijd.

Gemeten grootheden: de machinestroom ( $i_m$ ) en de ingangsstroom ( $i_i$ ).

Gegevens:  $\bar{i}_m = 2 \text{ A}$ ,  $f = 200 \text{ Hz}$ .

abscis: tijd ( 1 ms/div.)

ordinaat: stroom ( 2 A/div.)

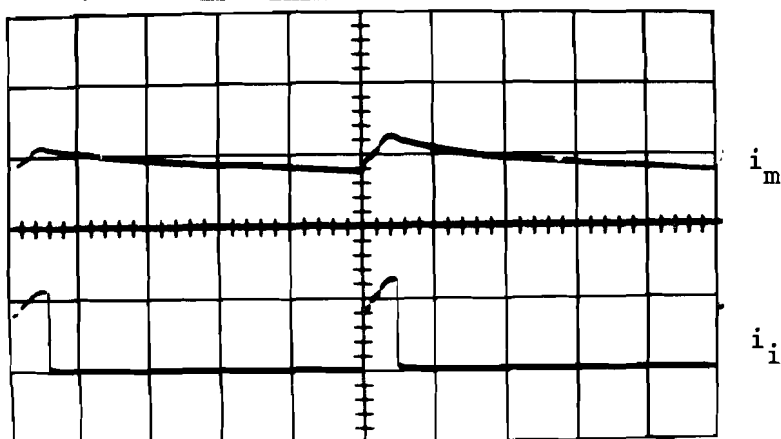


Foto 4  
a = 0,1

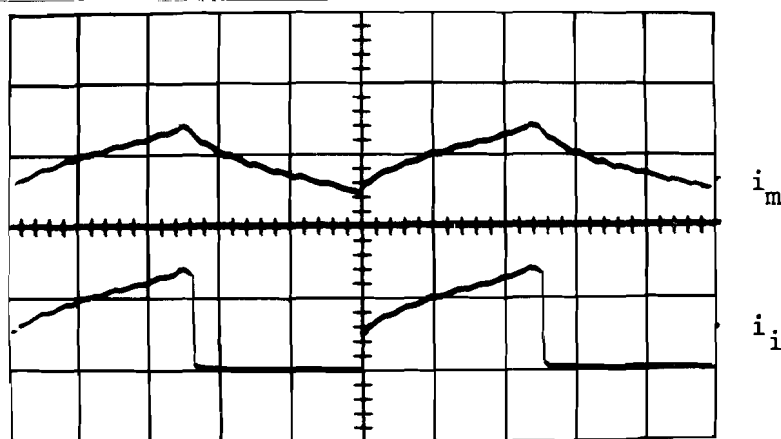


Foto 5  
a = 0,5

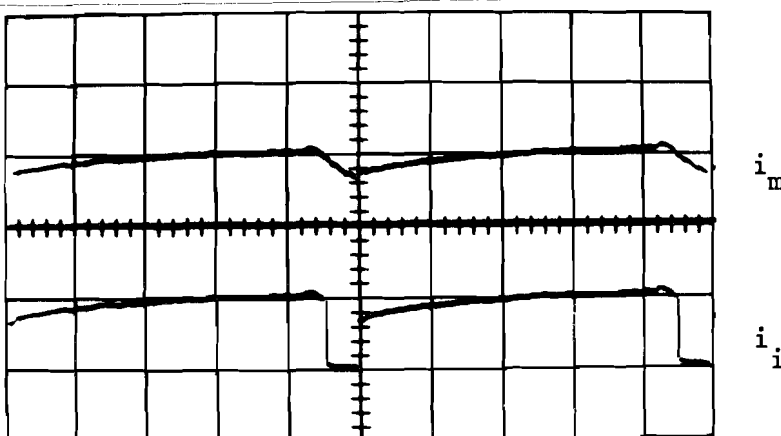


Foto 6  
a = 0,9



## 2. Het netfilter.

De condensatorspanning ( $u_{ci}$ ) en de ingangsstroom ( $i_i$ ) in afhankelijkheid van de waarden der ingangsinduktiviteit ( $L$ ) en de parallel condensator ( $C$ ).

Gegevens:  $f = 200 \text{ Hz.}$ ,  $a = \frac{1}{2}$  en  $\bar{i}_m = 2 \text{ A}$

abscis: tijd (1 ms/div.)

ordinaat: stroom/spanning (2 A/div - 200 V/div)

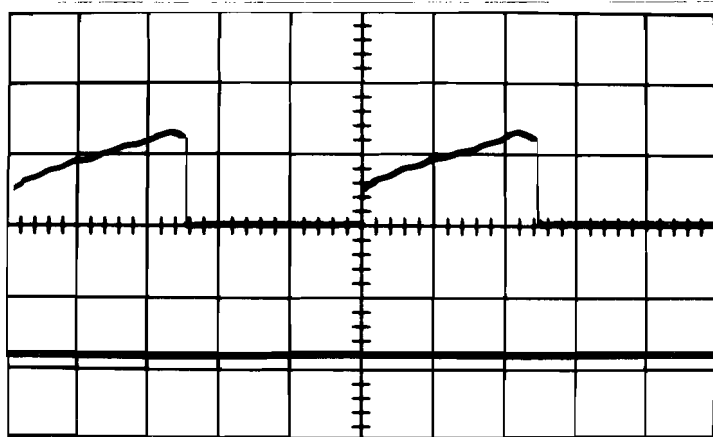


Foto 7

$L = 0 \text{ mH}, C = 0 \mu\text{F}$

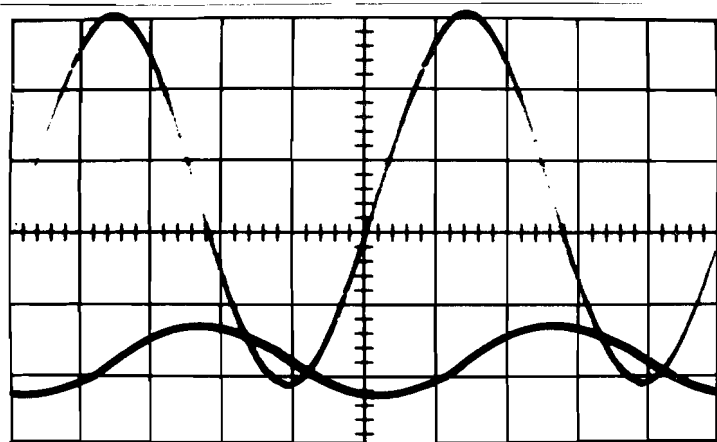


Foto 8

$L = 14 \text{ mH}, C = 45 \mu\text{F}$

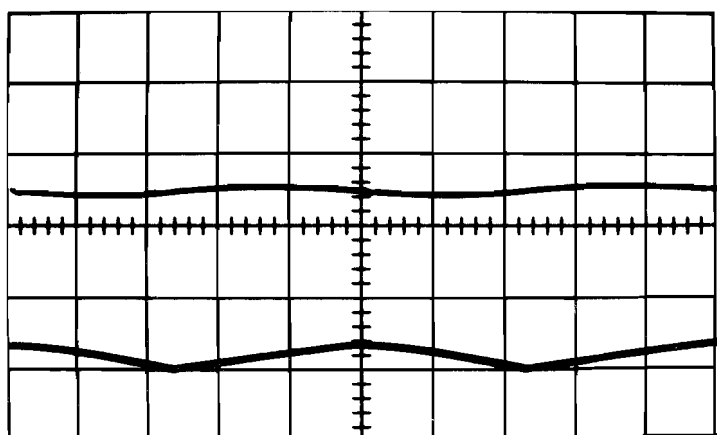


Foto 9

$L = 175 \text{ mH}, C = 45 \mu\text{F}$



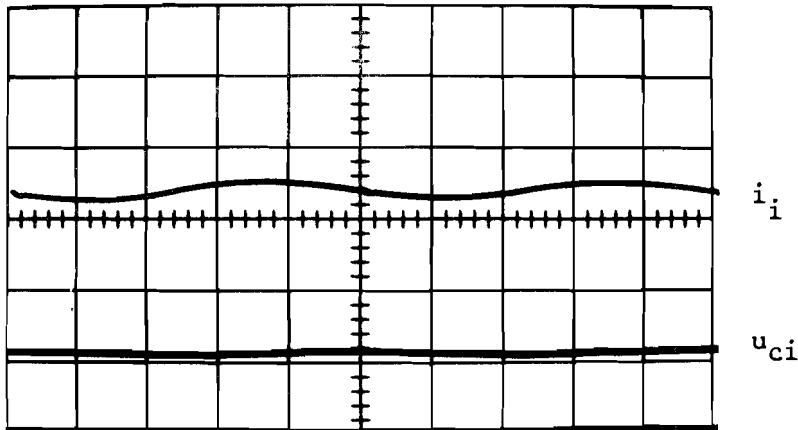


Foto 10

$L = 10 \text{ mH}$ ,  $C = 300 \mu\text{F}$

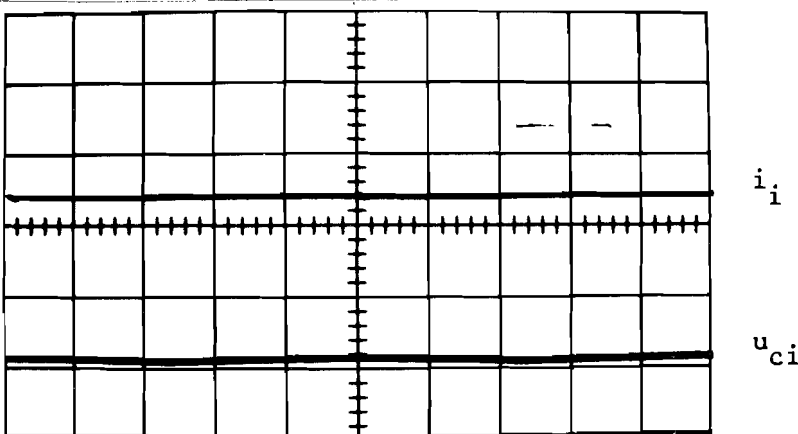


Foto 11

$L = 175 \text{ mH}$ ,  $C = 300 \mu\text{F}$

### 3. De chopper.

De stroom ( $i_c$ ) door- en de spanning over de kommutatiekondensator ( $u_c$ ), de omslingerstroom ( $i_3$ ) en de machinespanning ( $u_m$ ) in afhankelijkheid van de waarden van de kommutatiekondensator ( $C$ ) en de omslingersmoorspoel ( $L$ ).

Gegevens:  $f = 200 \text{ Hz}$ .

abscis: tijd (  $0,2 \text{ ms/div.}$  )

ordinaat: spanning (  $200 \text{ V/div.}$  )

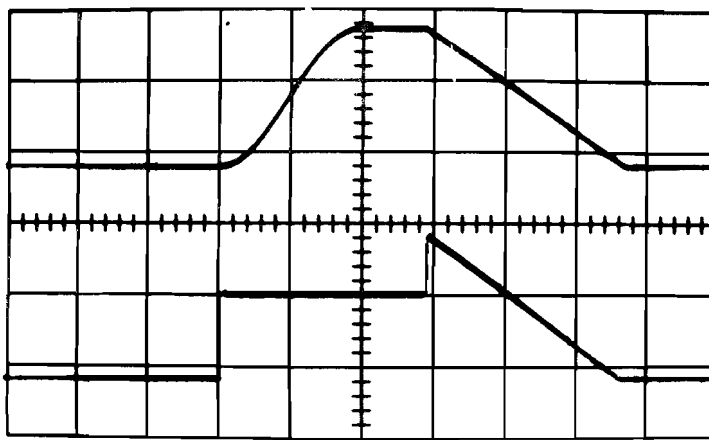
stroom:  $i_3$  (  $4 \text{ A/div.}$  ),  $i_c$  (  $2 \text{ A/div.}$  )

Foto's 20 t.m. 25 geven een beeld van de stromen waaruit de machine-stroom is samengesteld nl. de hoofdthyristorstroom ( $i_T$ ) gedurende de aan-periode, de kondensatorstroom ( $i_c$ ) gedurende het doofproces, en de stroom door de vrijloopdiode ( $i_v$ ) gedurende de uit-tijd.

De hoofdthyristor voert direkt na het ontsteken ook nog de omslingerstroom.

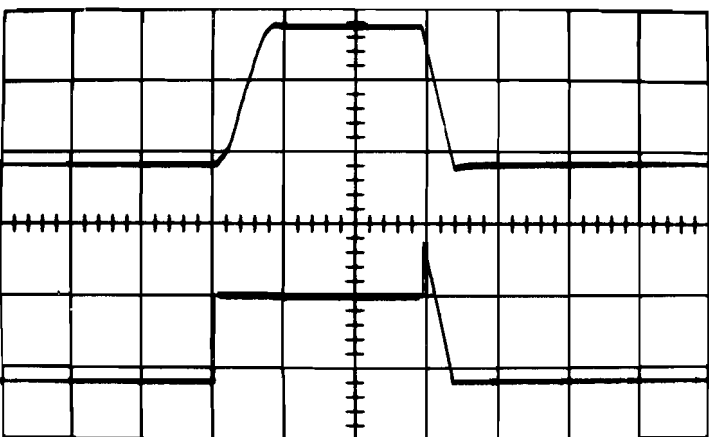
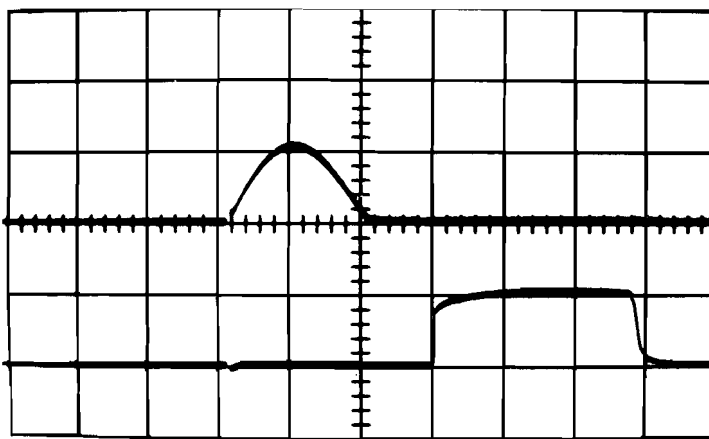
foto's 20 tm. 22: kommutatiekondensator  $3 \mu\text{F}$

foto's 23 tm. 25: kommutatiekondensator  $0,5 \mu\text{F}$



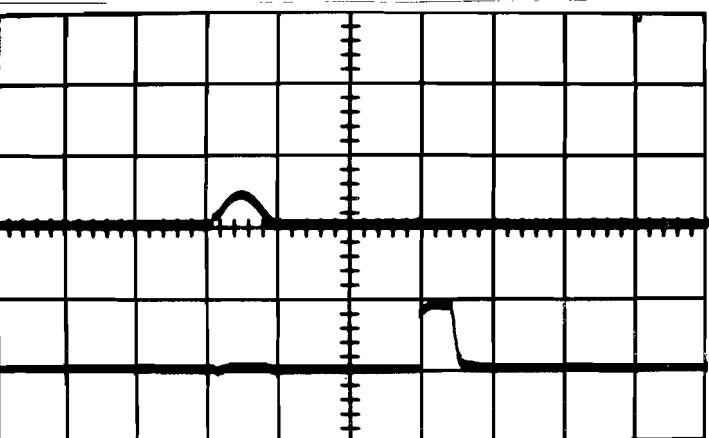
Foto's 12-13

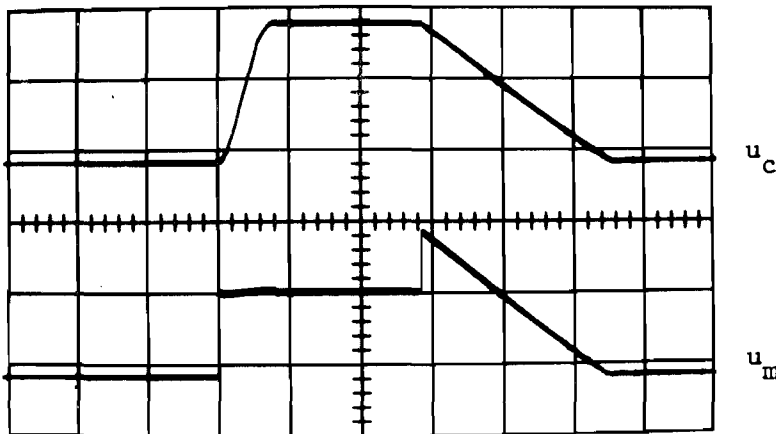
$L = 6 \text{ mH}$ ,  $C = 3 \mu\text{F}$



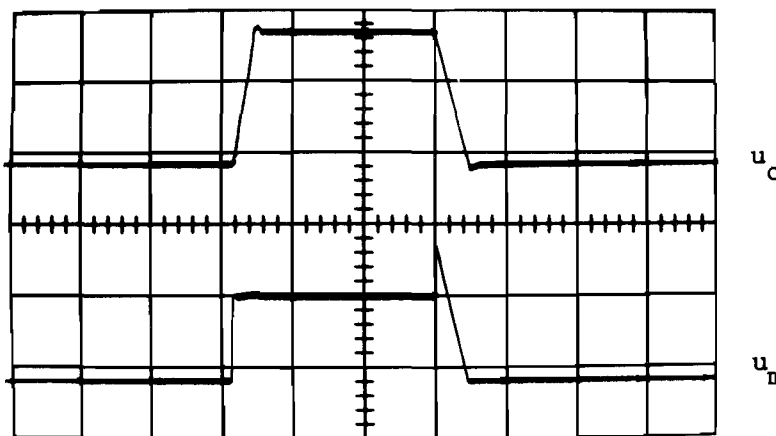
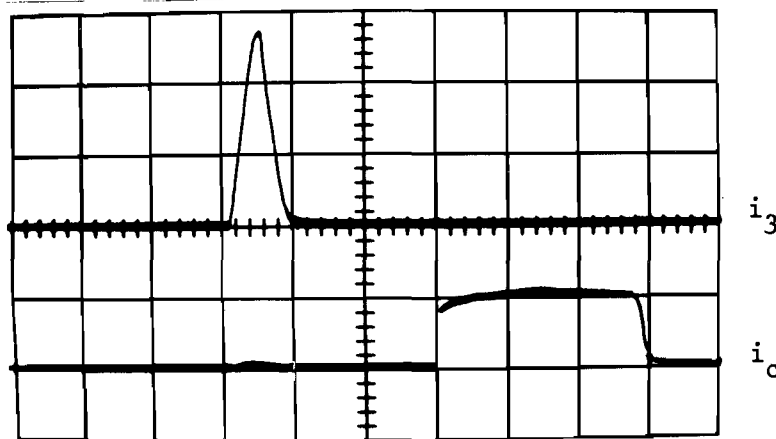
Foto's 14-15

$L = 6 \text{ mH}$ ,  $C = 0,5 \mu\text{F}$

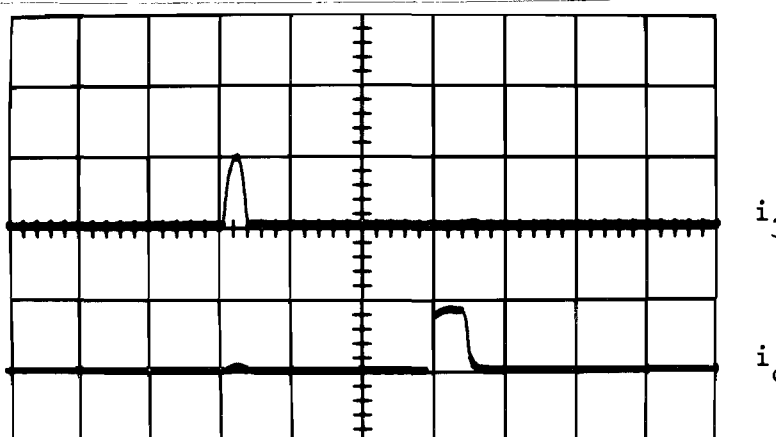




Foto's 16-17  
 $L = 1 \text{ mH}$ ,  $C = 3 \mu\text{F}$

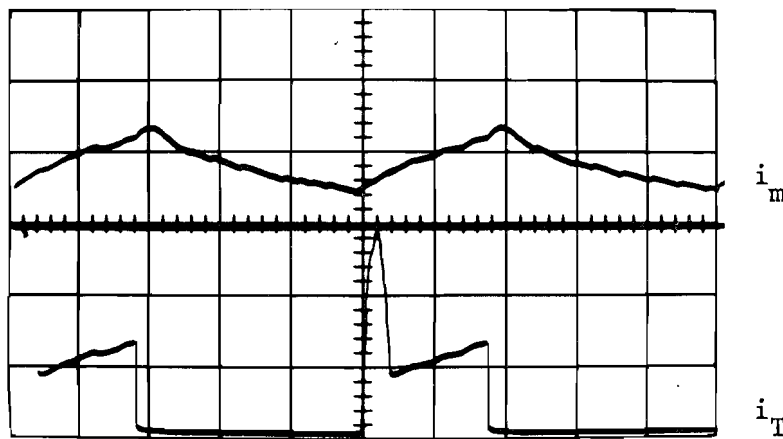


Foto's 18-19  
 $L = 1 \text{ mH}$ ,  $C = 0,5 \mu\text{F}$

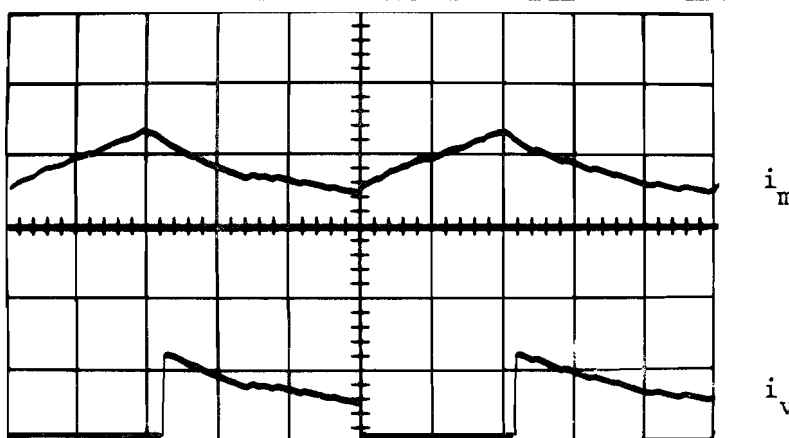
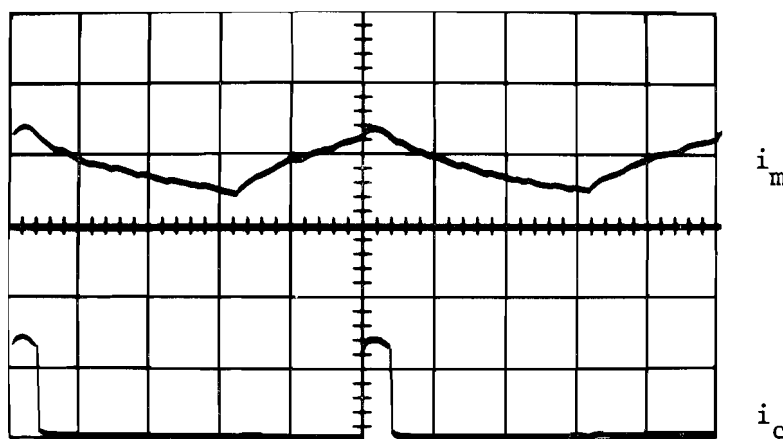




abscis: tijd ( 1 ms/div.)  
ordinaat: stroom ( 2 A/div.)

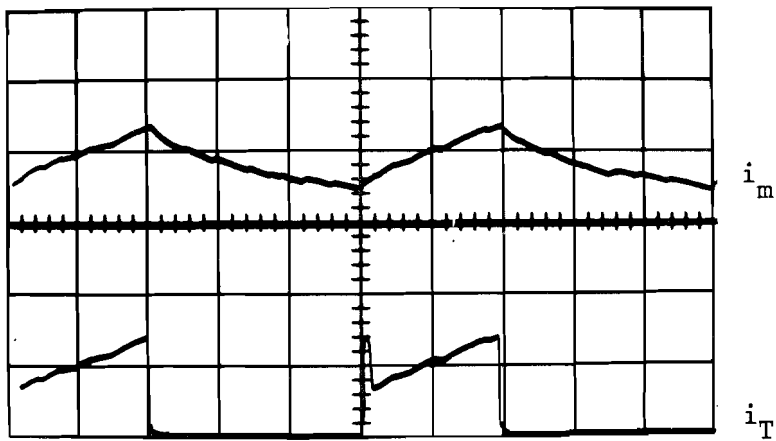


Foto's 20-21-22  
 $C = 3 \mu\text{F}$

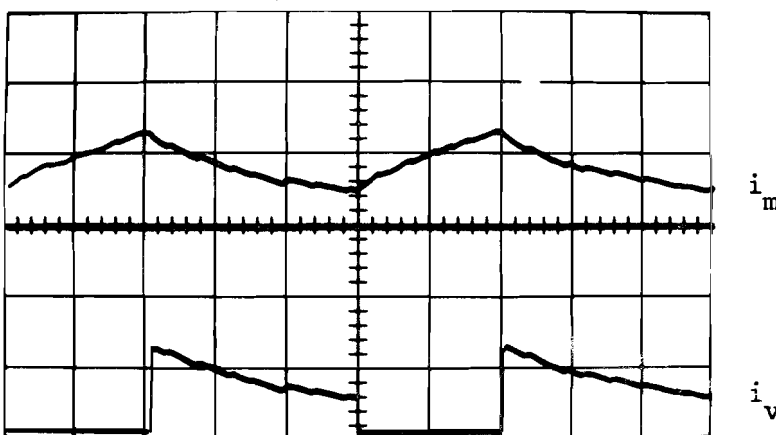
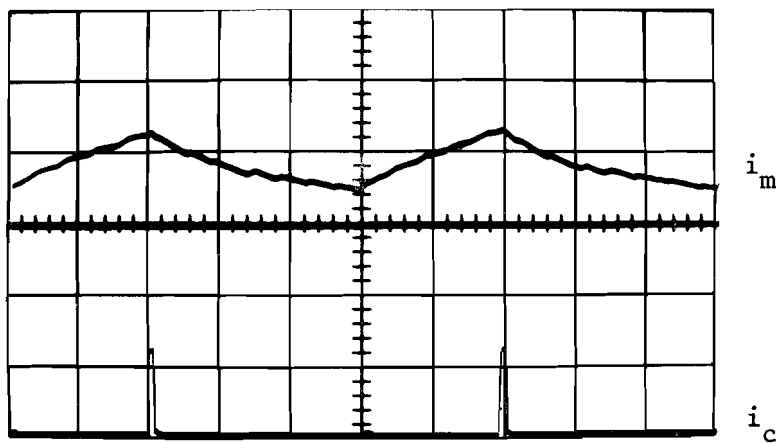




abscis: tijd ( 1 ms/div.)  
ordinaat: stroom ( 2 A/div.)



Foto's 23-24-25  
 $C = 0,5 \mu F$



#### 4. De teruglaadtak.

De kommutatiekondensatorstroom ( $i_c$ ) en de machinespanning ( $u_m$ ) in afhankelijkheid van de inductiviteit der smoorspoel in de teruglaadtak. ( $L_5$ )

Gegevens:  $f = 200 \text{ Hz.}$ ,  $\bar{i}_m = 2,7 \text{ A}$ ,  $C = 3 \mu\text{F}$

abscis: tijd ( 0,2 ms/div.)

ordinaat: stroom/spanning ( 4 A/div. en 200 V/div.)

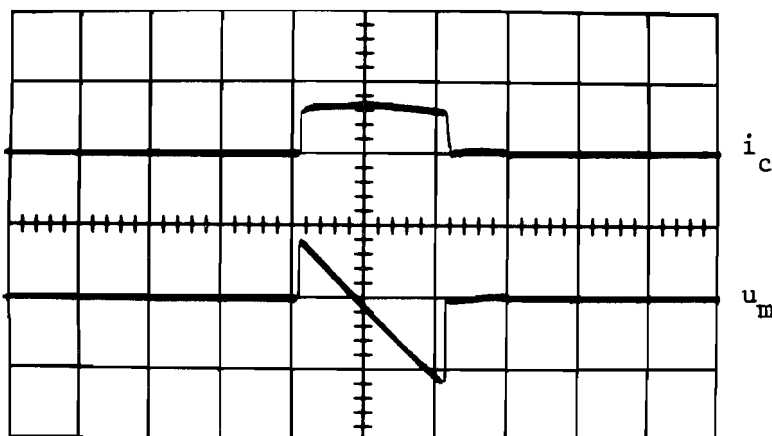


Foto 26

$L_5 = \infty$

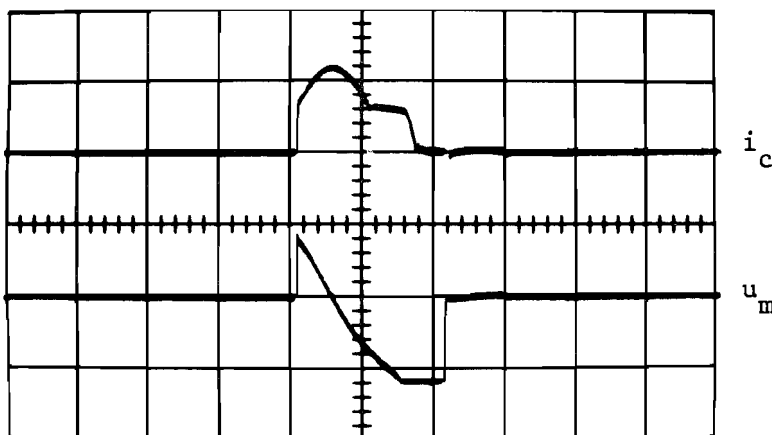


Foto 27

$L_5 = 5 \text{ mH}$

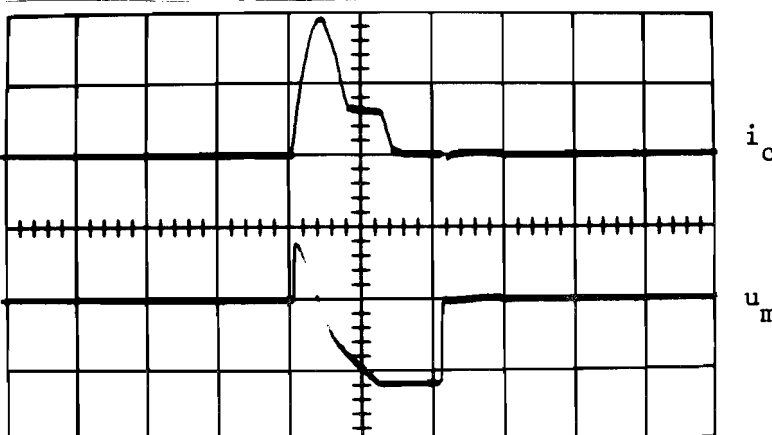


Foto 28



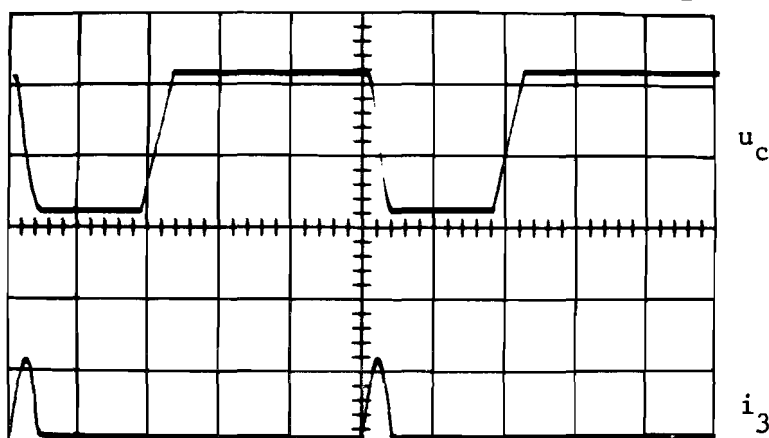
### 5. Induktiviteit van de voeding.

De kommutatiekondensatorspanning ( $u_c$ ), de omslingerstroom ( $i_3$ ), de ingangsstroom ( $i_i$ ) en de spanning over de condensator van het ingangsfILTER ( $u_{ci}$ ) in afhankelijkheid van de inductiviteit van het ingangsfILTER ( $L_i$ ).

Gegevens:  $f = 200$  Hz.

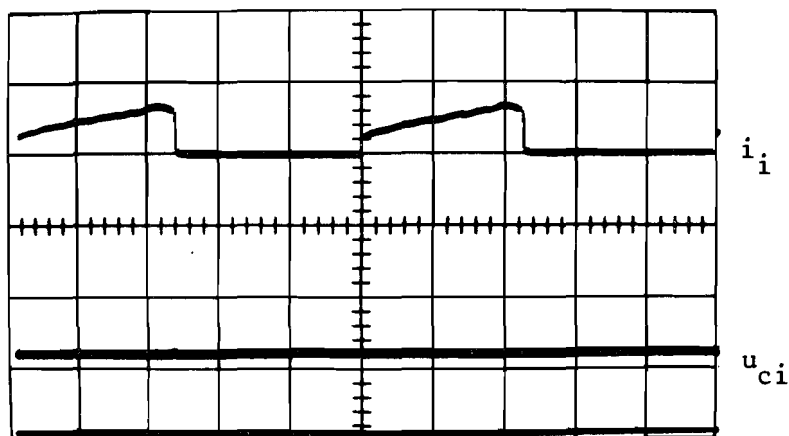
abscis: tijd ( 1 ms/div.)

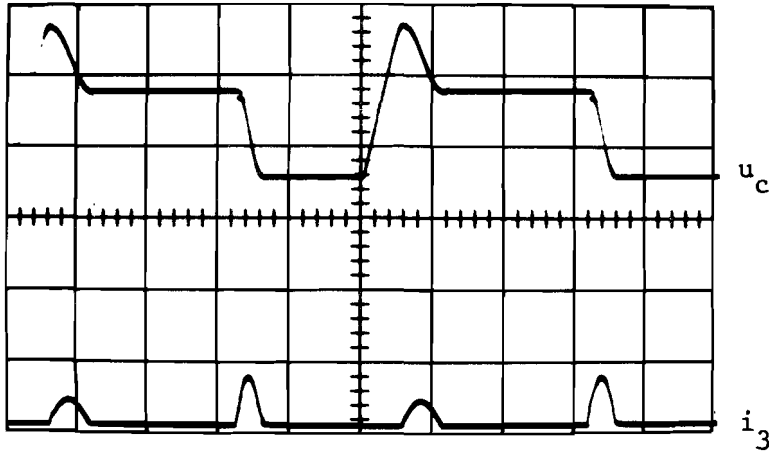
ordinaat: stroom/spanning ( 4 A/div. en 200 V/div.)



Foto's 29-30

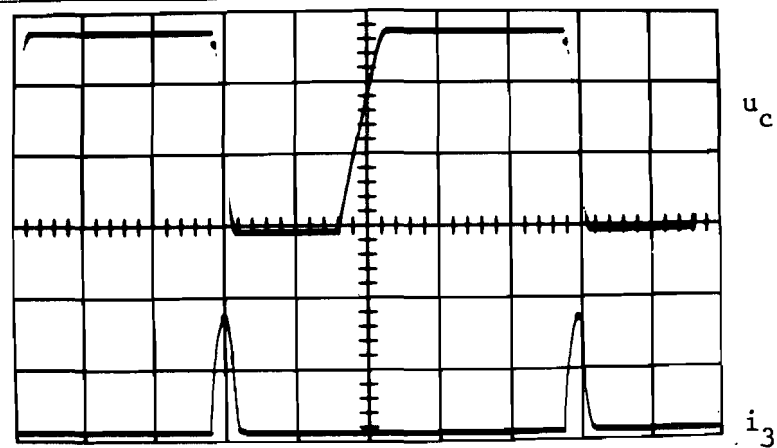
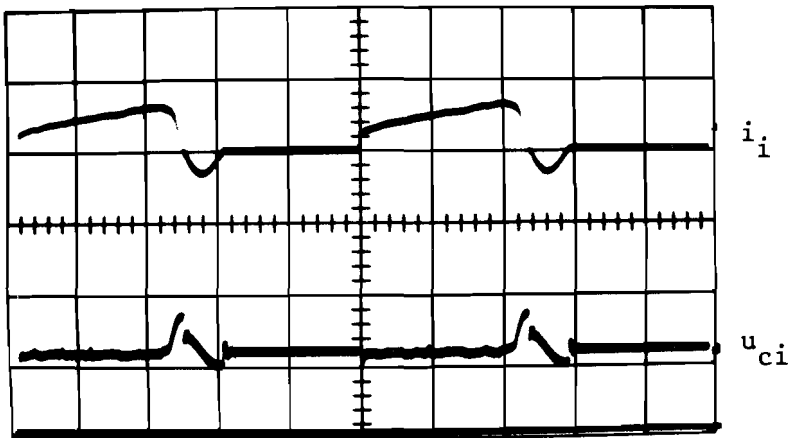
$L_i = 0$  mH





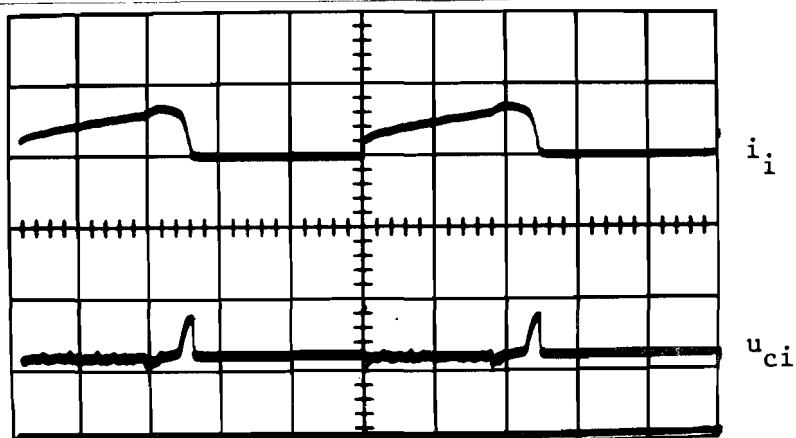
Foto's 31-32

$L_i = 5 \text{ mH}$



Foto's 33-34

$L_i = 5 \text{ mH}$ , met terugvloei diode.





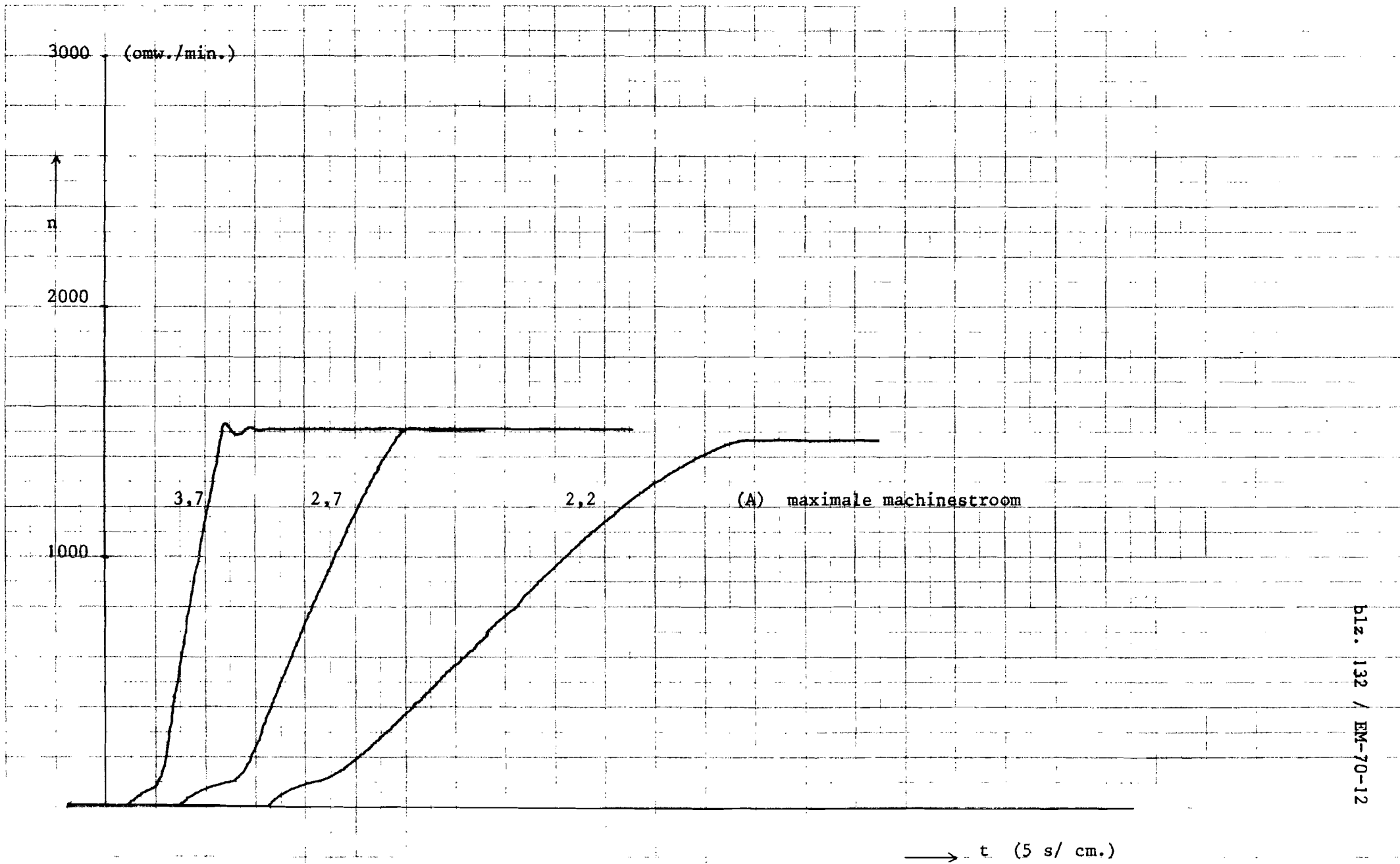


fig.B.3.1 toerental als functie van de tijd met de maximale machinestroom als parameter

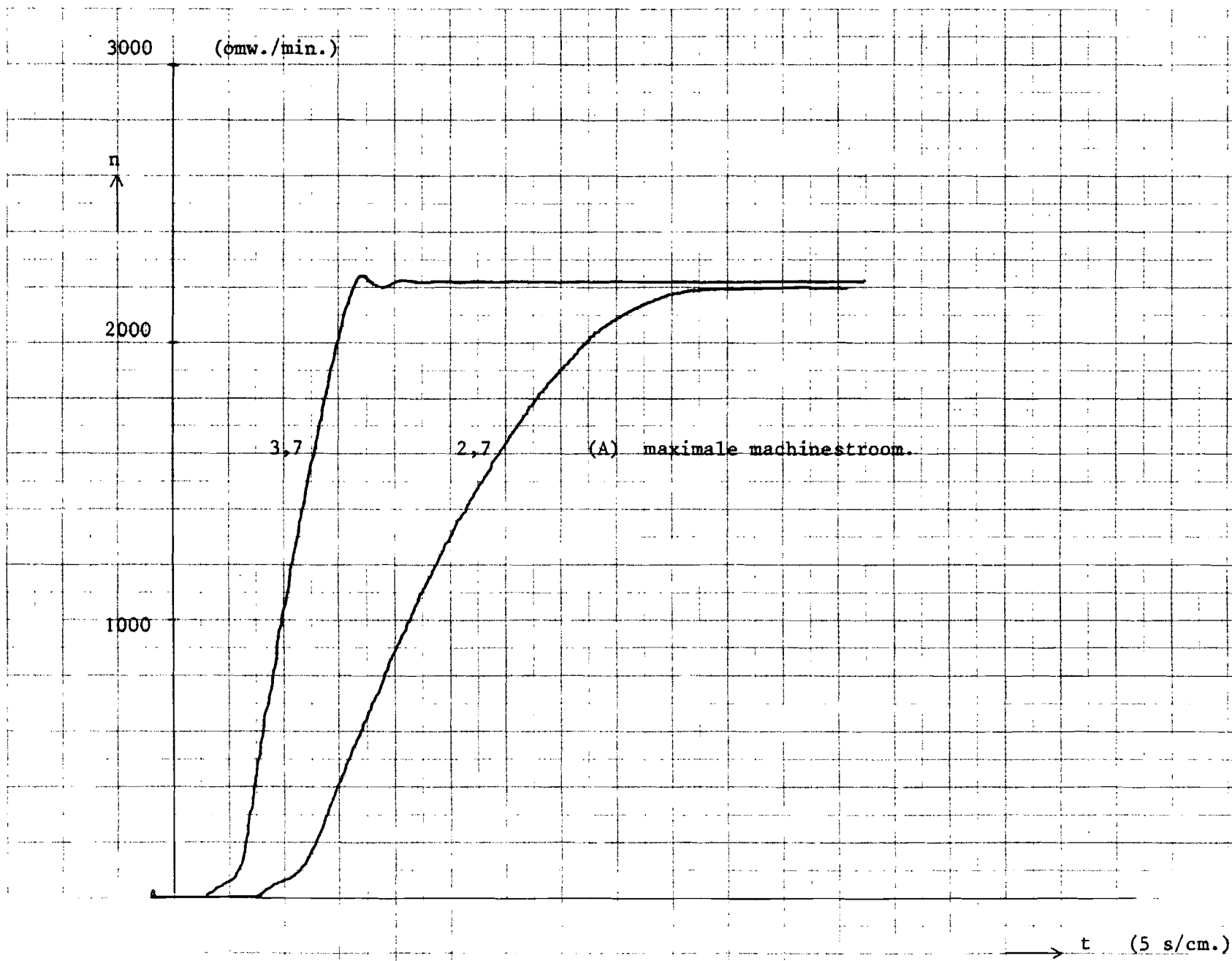


fig.B.8.2 toerental als functie van de tijd met de maximale machinestroom als parameter.



Literatuurlijst:

Algemeen:

Heumann/Stumpe: Thyristoren.  
uitgave Teubner, Stuttgart.

Meyer, M. : Thyristoren, in der technischen Anwendung.  
uitgave Siemens.

- L 1, 1\* Blaufuss, K. : Drehzahlregelung von Gleichstrommotoren  
durch Stromstöße.  
Arch. für Elektrotechnik Bd.34(1940),H10,581-590
- L 2 6 Weber, H. : Untersuchungen und Erkenntnisse über das  
Adhäsionsverhalten elektrischer Lokomotiven.  
Elek. Bahnen 1966, H8, 181-190.
- L 3 17 Wagner, R.: Elektronische Gleichstromsteller.  
64 V.D.E. Band 11.
- L 4 21 Pauwels & Squilbin.: Thyristors in electric traction.  
22 Cybernetics and electronics on the railways  
73 maart 1967.
- L 5 22 Heintze & Wagner.: Elektronische Gleichstromsteller  
27 zur Geschwindigkeitssteuerung von aus Fahrleitungen  
32 gespeisten Gleichstrom-Triebfahrzeugen.  
ETZ-A 1966, H5, 165 e.v.
- L 6 22 Boers & Goemans.: Een spoorwegsimulator ten behoeve van  
onderzoek aan pulssturing bij gelijkstroomtraktie.  
THE-rapport EM-68-1
- L 7 26 Knapp & Löcker.: Stromsteller für Gleichstrom-Trieb-  
fahrzeuge.  
Elek. und Maschinenbau 1968, 110 e.v.

\* Bladzijde-verwijzing in dit rapport.



- L 8      27      Ohno & Akamatsu.: High-voltage multiple phase thyristor chopper for traction motor control.  
IEEE transactions on magnatics, vol-mag.3, no.3 sept!67
- L 9      27      Thyristor chopper car for TRTA  
uitgave: Mitsubishi electric corporation.
- L 10     27      Abraham, Heumann, Koppelman & Patzschke.: Pulsverfahren  
40      der Energieelektronik elektromotorische Antriebe.  
V.D.E.- Fachberichte 23.
- L 11     29      Meyer, F.: Een gelijkstroom-chopper-installatie voor  
de P.C.C.-car opstelling.  
THE-rapport EM 70-1.
- L 12     34      Wagner & Wolski.: Batterie-Triebfahrzeuge mit Gleich-  
stromsteuerung über Silizium-Stromtore.  
Elek. Bahnen 1964, H10.
- L 13     50      Wagner, R.: Elektronischer Gleichstromsteller für die  
Geschwindigkeitssteuerung elektrischer Triebfahrzeuge.  
Siemens-Zeitschrift, H1 1964.
- L 14     52      Band & Stephens.: Development of and operational expe-  
59      rience with a high powered D.C. chopper for 1500 volts  
60      D.C. railway equipment.  
62      Conference IEE: Power thyristors and their applications  
6 - 8 mei 1969.
- L 15     53      Löcker.: Die Betriebserfahrungen mit Choppergesteuerten  
Antrieben sowie Sonderschaltungen zur Reduktion von  
Motorbeanspruchungen und Welligkeit.  
Voordracht K.I.v.I.-leergang Eindhoven 28-29 okt.'70.
- L 16     57      Irminger, G.: Beschaltung von Thyristoren.  
59      Brown Boveri Mitteilungen, okt. 1966.  
60



- L 17    62    S.C.R.-manual  
              uitgave General Electric, 1967, 4th edition.
- L 18    73    Jauquet, Gouthière & Hologne.: D.C. chopper for rail-  
              way applications.  
              Conference IEE: Power thyristors and their applications  
              6 - 8 mei 1969.
- L 19    97    Venrooy, A.H.Th.M. van.: Enige aspecten van de kommutatie  
              van een gelijkstroommachine bij voeding met een pulserende  
              stroom  
              THE- rapport EM-70-11.



Lijst van gebruikte symbolen, afbeeldingen en tekenafspraken.

Eenheden volgens het S.I.

U,E	konstante spanning	V
u,e	variabele spanning	V
I	konstante stroom	A
i	variabele stroom	A
R	weerstand	$\Omega$
L	induktiviteit	H
C	capaciteit	F
$\omega$	hoeksnelheid	rad/s
f	frequentie	Hz.
$T_e$	elektromagnetisch koppel	Nm.
$\Phi$	magnetische flux	Wb.
t	tijdstip	s
T	tijdsinterval	s
P	vermogen	Nm/s
v	snelheid	m/s
$\frac{v}{v}$	versnelling	m/s <sup>2</sup>



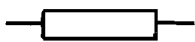
diode



thyristor



chopper



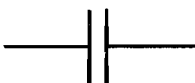
weerstand



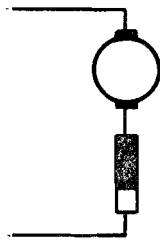
zelfinductie



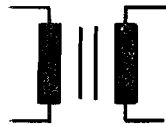
zelfinductie met eigenweerstand



kondensator



gelijkstroomseriemachine



transformator met gescheiden wikkelingen



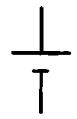
auto-transformator



gelijkspanningsbron



wisselspanningsbron



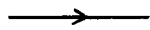
accu



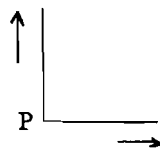
schakelaar



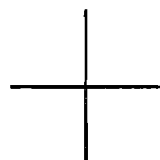
spanning, pijl wijst van positief naar negatief



stroomrichting



punt P is de oorsprong (0,0) van het koördinatenstelsel

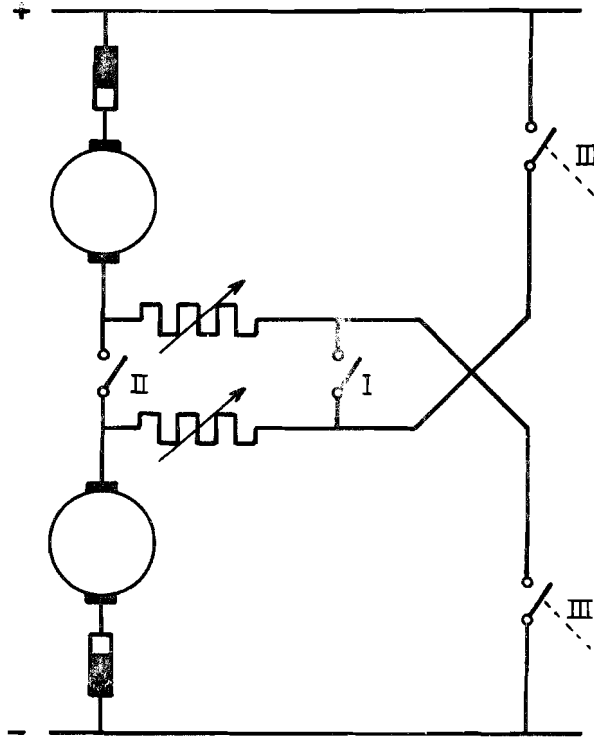


verbindingspunt van 4 lijnen.

ERRATA

blz. 4 Regel 14 v.o.: "(fig. 2.b)" moet zijn: "(fig. 2.c)".

blz. 8 Fig. 2.i moet vervangen worden door de volgende figuur:



blz. 11 Toevoegen:

"4. Elektrisch afremmen met teruglevering van energie aan het net is in de klassieke schakeling niet mogelijk".

blz. 20 In formule (4.1.1.3.) en de bijbehorende tekst "L" te vervangen door "L'".

blz. 22 2e en 3e regel boven de tekeningen; moet zijn:

"in afhankelijkheid van de resonantiefrequentie van het ingangsfILTER,.....".

Het bijschrift van fig.4.1.1.g moet luiden: "het ingangsfILTER".

formule (4.11.7.) moet worden veranderd in:

$$U_i = L \frac{di_i}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt + U_{c_0}$$

blz. 23 Punt 5 boven aan de blz. moet worden:

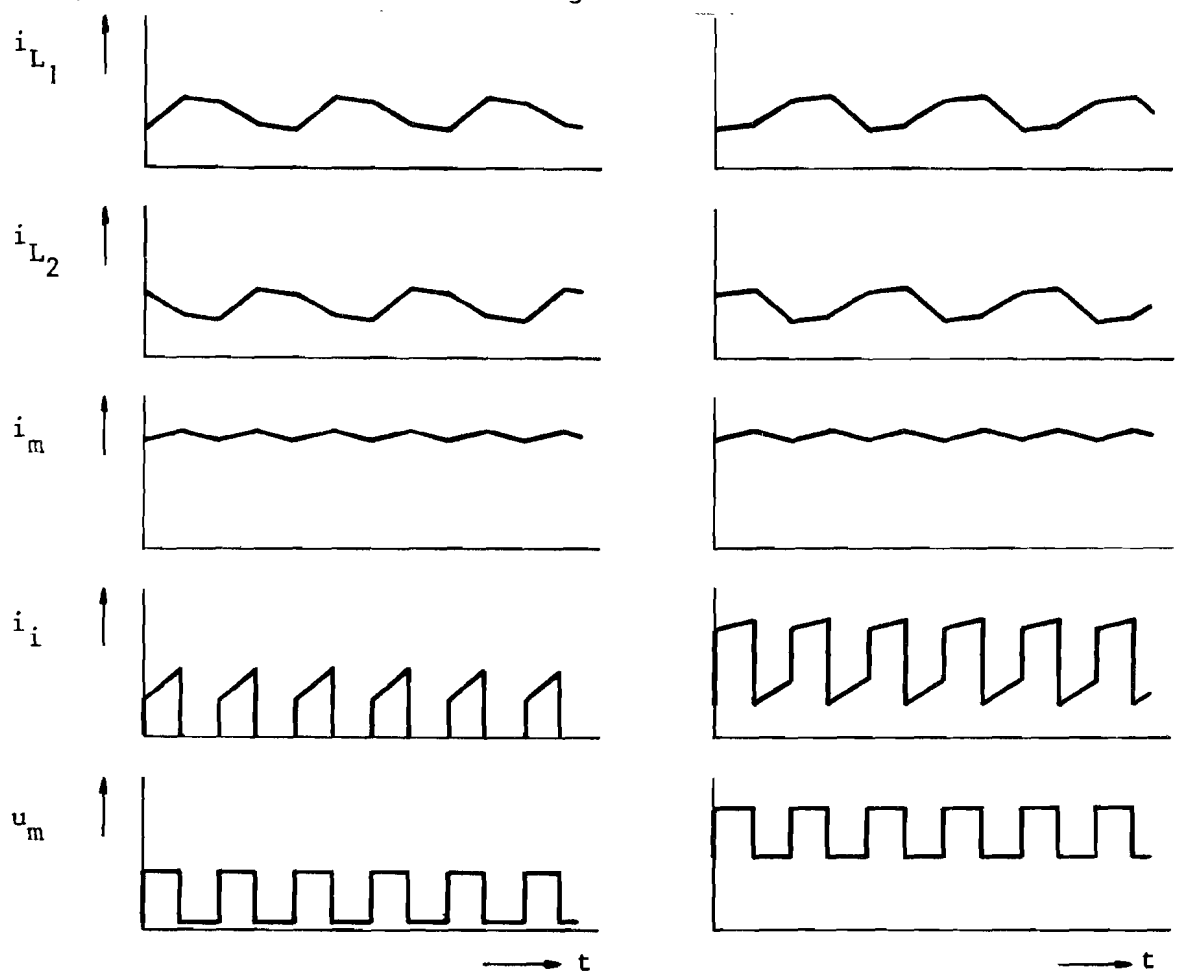
"De verandering van de condensatorspanning moet gemiddeld over een hele chopperperiode nul zijn. Deze eis is in feite reeds bij punt 3 genoemd".



formule (4.1.1.14.) moet worden:

$$\Delta U_{c \text{ min}} = I_m / (\omega_0 C \cdot \sin \frac{1}{4} \omega_0 T).$$

- blz. 25 De laatste zin moet worden:  
"Met behulp van de Fourier-reeks ontwikkeling kan berekend worden dat de ingangsstroom bij  $L_{\text{lijn}} \neq \infty$  ten gevolge van het choppen bestaat uit een gelijkstroomkomponent  $a \cdot I_i$  en harmonischen met grondfrequentie  $f$ ".
- blz. 26 Toevoegen tussen 4e en 5e regel gerekend vanaf de bovenste tekeningen:  
"Ook zullen er veel extra koperverliezen optreden als de lijnstroom een grote rimpel bevat.  
Voor  $f > 2,5 f_0$  geldt:  $i_{\text{max}} < 0,24 I_m$ .  
Dan zijn de extra koperverliezen kleiner dan 1 % van het totale koperverlies".
- blz. 27 Toevoegen na 9e regel v.b.:  
"Bij deze schakeling treedt het probleem op dat bij het doven van de hoofdthyristor de ankerstroom zal verschillen van de veldstroom. De ankerstroom en veldstroom worden in deze schakeling echter gedwongen aan elkaar gelijk te worden. De in de stromen optredende stap zal gepaard gaan met hoge overspanningen indien hiertegen geen extra maatregelen worden ondernomen".
- blz. 29 2e regel v.o.: Tussen de haakjes moet staan:  
"(voor  $n=3$  zie L11, blz. 135)".
- blz. 30 Fig. 4.1.1.q dient te worden vervangen door de volgende figuur:



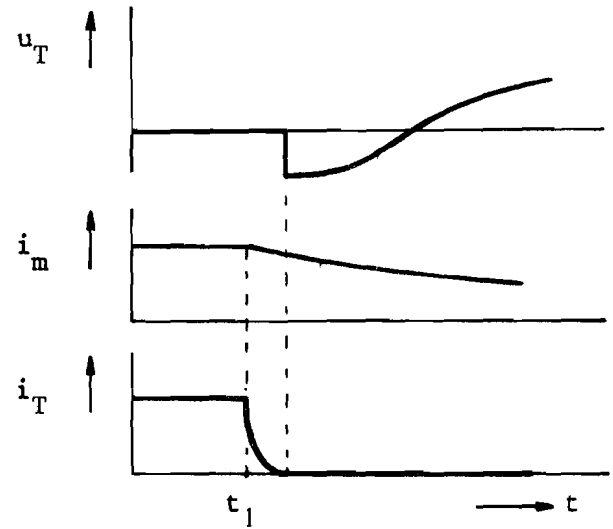
blz. 34 formule (4.1.2.6.) moet worden:

$$P_{\text{diss}} \cdot T_{\text{tot}} = I_m^2 R_r \cdot T_{\text{uit}}$$

formule (4.1.2.7.) moet worden:

$$P_{\text{diss}} = I_m^2 \cdot R_r \cdot (1 - a)$$

blz. 41 De tekening van de spannings- en stroomvormen bij figuur 4.1.3.b moet er als volgt uit zien:



- blz. 42    Figuur 4.1.3.c'.  
Bij het knooppunt van de weerstand R, de thyristor  $T_2$  en de tak waarin de stroom  $i_3$  loopt moet de letter "P" geschreven worden.
- blz. 45    Regel 17 v.o. "(paragraaf 4.1.5.)" moet zijn "(paragraaf 4.3.)".
- blz. 46    Figuur 4.1.3.f.  
Bij de condensator hoort de letter "C" te staan.
- blz. 48    Figuur 4.1.3.i.  
Bij de omslingerdiode hoort te staan: " $D_3$ ".
- blz. 49    Figuur 4.1.3.k.  
De omslingerdiode in serie met de omslingerspoel dient te worden vervangen door een thyristor.
- blz. 73    In fig. 4.3.c. hoort bij de omslingersmoerspoel de letter "L" te staan.  
3e regel v.o.:  
In plaats van "weerstand R" moet er staan: "weerstand  $R_3$ ".
- blz. 88    De diodes in de tekening moeten worden omgedraaid, zodat de anodes aan de weerstand R zijn aangesloten.  
Het bijschrift moet luiden "fig. 5.2.2.2.a. schema van de bewaking/kontrolé".
- blz. 99    Tussen formule (B.1.1.) en (formule (B.1.2.) moet de regel staan: "periode II: de chopper blokkeert:"
- blz. 100    De regel boven het formulenummer (B.1.13) moet worden:

$$+ \frac{1}{T} \left\{ \frac{-k\omega\phi}{R+G.\omega} (1-a)T + \frac{U}{R+G.\omega} \cdot \frac{-1+\exp(aT/\tau)}{1-\exp(-T/\tau)} \cdot -\tau \{ \exp(-T/\tau) - \exp(-aT/\tau) \} \right\} =$$

- blz. 101    Formule (B.2.1.) moet worden:

$$U_i = L \frac{di_i}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt + U_{c_0}$$

punt e moet worden:

de verandering der condensatorspanning moet gemiddeld over een hele chopperperiode nul zijn; deze eis is in feite reeds bij punt c genoemd.

blz. 102 Regel 8 en 9 v.b. vervangen door:

"Men krijgt alvast een oplossing als:

$$\alpha = \frac{1}{2}\omega_0 aT \quad \text{en} \quad \beta = \frac{1}{2}(1+a)\omega_0 T \quad \rightarrow \quad \alpha - \beta = -\frac{1}{2}\omega_0 T$$

Deze oplossing heeft de bijzondere eigenschap dat hij voor elke waarde van A en C voldoet".

Regel 9 v.o. vervangen door:

$$\int_0^T i_i dt = B \int_0^{aT} \left[ 1 - \frac{\sin \frac{1}{2}(1-a)\omega_0 T}{\sin(\frac{1}{2}\omega_0 T)} \cos\{\omega_0 t - \frac{1}{2}\omega_0 aT\} \right] dt +$$

blz. 103 De laatste formule op blz. 103 moet vervangen worden door het volgende:

"en bij de gunstigste waarde van a geldt:

$$\Delta u_{c \min} = \frac{I_m}{\omega_0 C} \cdot \frac{1}{\sin(\frac{1}{4}\omega_0 T)} \cdot$$