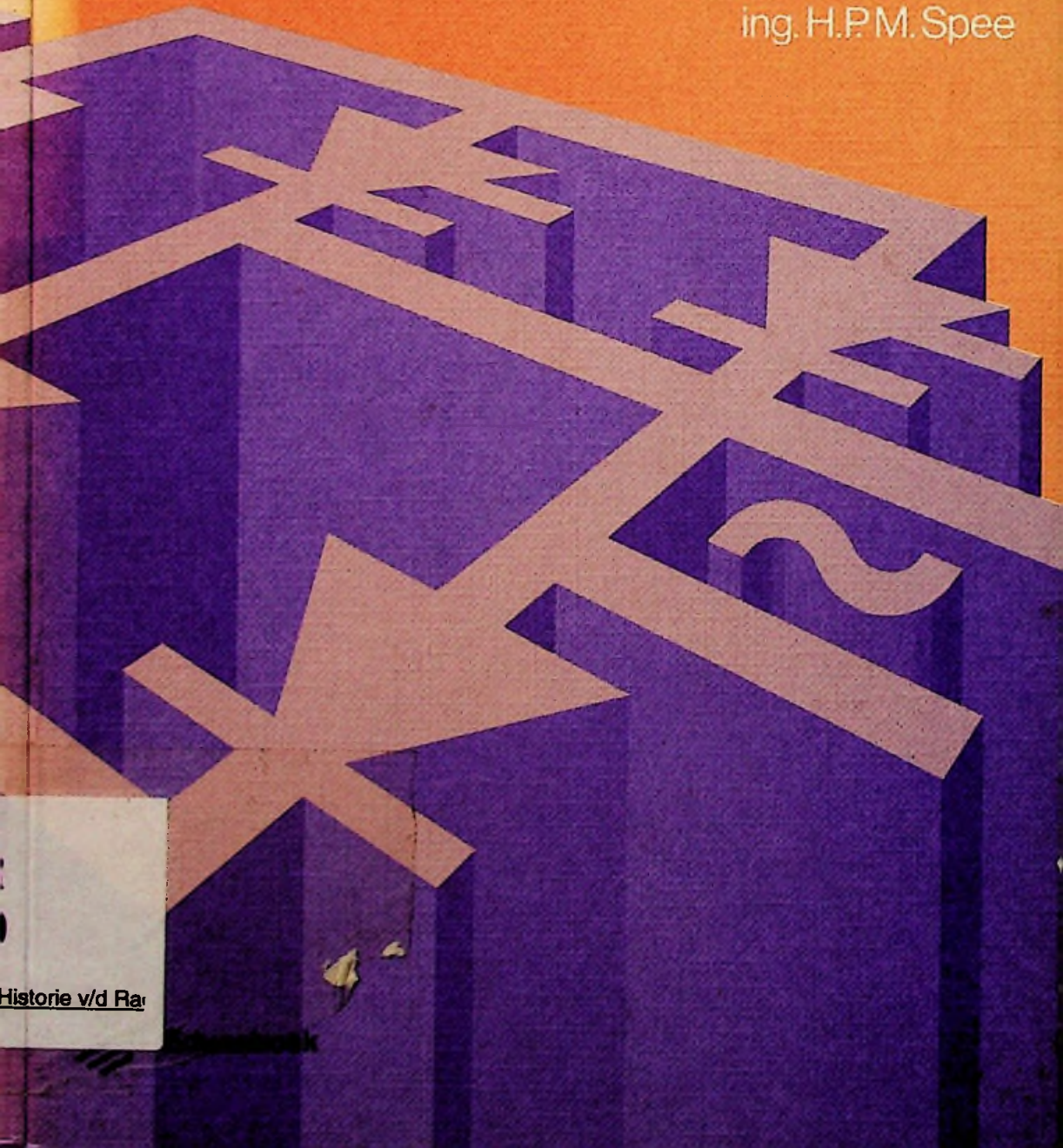


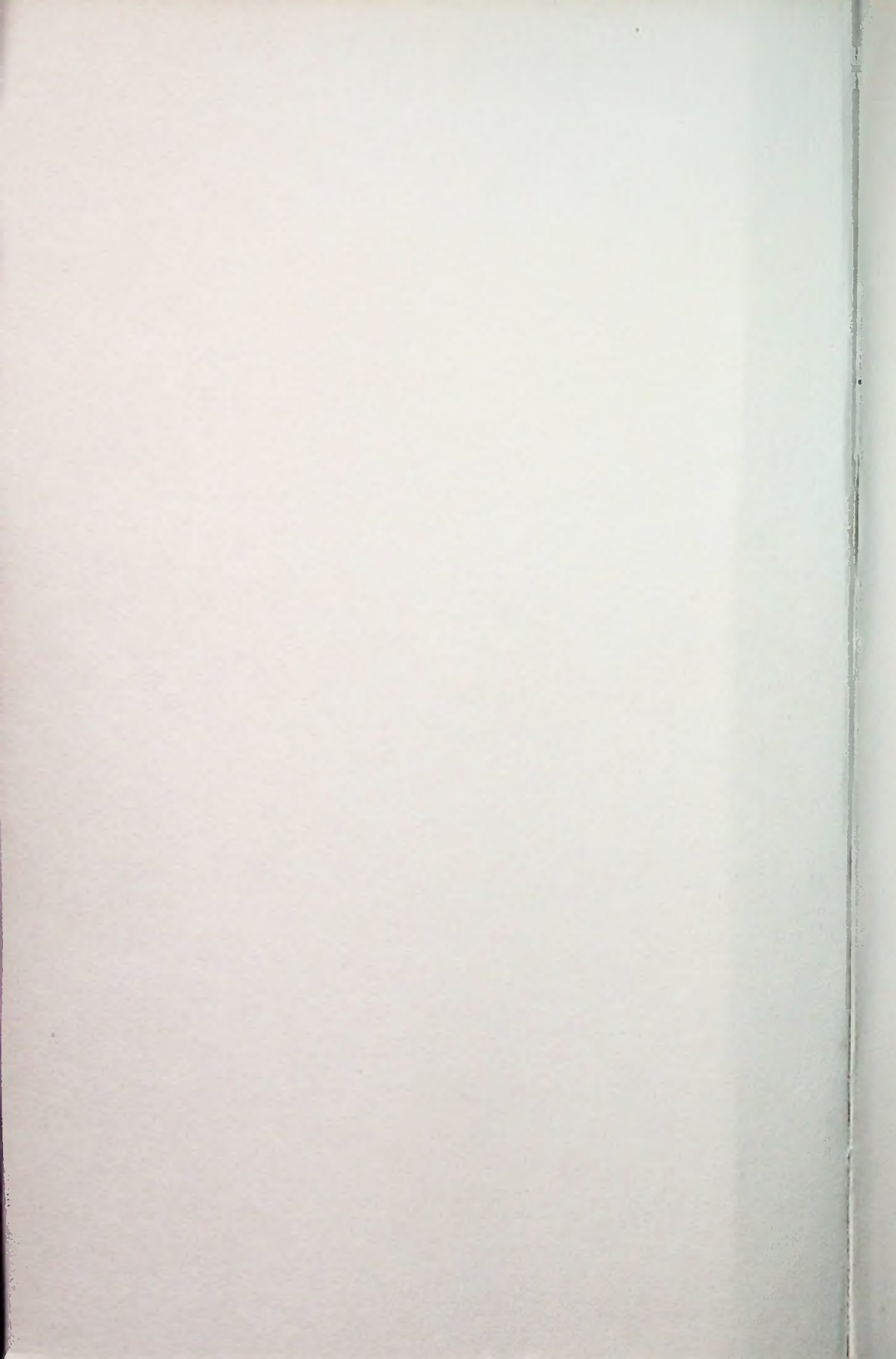
VERMOGENS- ELEKTRONICA

voor de stuurtechniek
en de regeltechniek

ing. H.P.M. Spee

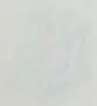


Historie v/d Ra



BIBLIOTHEEK
N.V.H.R.

**Vermogenselektronica
voor de stuurtechniek en
de regeltechniek**

 **Springer - Eine Technische Bibliothek**

THE
LIBRARY

OF THE
UNIVERSITY OF
TORONTO

Vermogenselektronica voor de stuurtechniek en de regeltechniek

BIBLIOTHEEK
N.V.H.R.

Ing. H. P. M. Spee



Educaboek - Stam Technische Boeken



Amersham (UK) - Hullion
Bruxelles (B) - Plantyn
Cheltenham (UK) - Thomas/Stam
Culemborg (NL) - Educaboek
Educa International
Deurne/Antwerpen (B) - Plantyn
Köln/Portz (BRD) - Stam
Lausanne (CH) - Delta/Spes
Melbourne (Aus) - AEP
Paris (F) - Educavire

Uitgave van Stam Technische Boeken b.v.

© 1983 Educaboek b.v., Culemborg, The Netherlands.
ISBN 90 11 003500

Alle rechten voorbehouden. Niets uit deze uitgave mag worden veeelvoudigd, opgeslagen in een geautomatiseerd gegevensbestand, of openbaar gemaakt, in enige vorm of op enige wijze, hetzij elektronisch, mechanisch, door fotokopieën, opnamen, of op enige andere manier, zonder voorafgaande schriftelijke toestemming van de uitgever.

All rights reserved. No part of this publication may be reproduced, stored in a retrieval system, or transmitted, in any form or by any means, electronic, mechanical, photocopying, recording, or otherwise, without the prior written permission from the publisher.

Woord vooraf

In het algemeen...

is dit boek bestemd voor ieder die belangstelling heeft voor de moderne 'vermogenselektronica'.

De nagenoeg verliesvrije sturing van elektrisch vermogen met thyristoren en triacs (vermogenshalfgeleiders) is een interessant gebied van de elektronica. Het is zowel belangrijk voor de elektronicus als voor de energietechnicus. Beiden hebben er in de industrie (en in het huishouden) steeds meer mee te maken.

Met dit boek kan ieder zich de basiskennis van de 'vermogenselektronica' eigen maken, mits de lezer op de hoogte is van de beginselen op het gebied van de elektriciteitsleer en de elektronica. Deze basiskennis kan worden aangewend voor reparatie, aanvulling of aanpassing van bepaalde industriële en huishoudelijke elektronische sturingen en voor *verantwoorde zelfbouw*. Ten behoeve van de zelfbouw is in het boek een groot aantal schakelingen opgenomen (zie b.v. hoofdstuk 8). Deze basiskennis kan echter ook worden benut voor verdere studie.

In het bijzonder...

is het boek bestemd voor de afdeling elektrotechniek van het m.t.o., studierichtingen *energietechniek* en *elektronica* en soortgelijke opleidingen of vooropleidingen.

Het bevat voor de studierichting energietechniek de basisleerstof op het gebied van de elektronische vermogensomzetting, zoals die wordt gebruikt voor het sturen en regelen van rotatiefrequenties (toerentallen), koppels, temperaturen, verlichting, niveau's e.d.

Na het doorlopen van de leerstof kan de leerling zich in meer complexe systemen verdiepen.

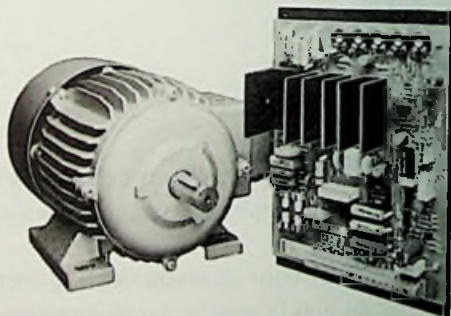
Voor de studierichting elektronica (vak regeltechniek en/of energietechniek) bevat het boek ruim voldoende leerstof. Door middel van een keuze uit de aangeboden leerstof kunnen de diepgang en de omvang worden bepaald. Aanbevolen wordt tenminste de hoofdstukken 1, 3, 4 en het eerste gedeelte van hoofdstuk 5 te bestuderen. Met deze leerstof heeft de leerling op het ogenblik bij het vak regeltechniek het meest te maken. Leerstof die nodig is voor het vak projecten kan dan eventueel zelfstandig worden bestudeerd.

Door middel van een keuze kan de leerstof worden afgestemd op het schoolwerkplan. Daartoe worden de afgeronde leerstofgedeelten telkens afgesloten met hierop afgestemde vragen.

Het eerste hoofdstuk is algemeen en behandelt de vermogensdiode, de (éénfase)gelijkrichters en de thyristor. Er wordt veel aandacht besteed aan de *keuze* van de componenten en het beschermen van het vermogensgedeelte en het ontsteekgedeelte van de thyristor. De hoofdstukken 2, 3 en 4 behandelen de



De dimmer (400 W), voorbeeld van een 'eenvoudige' sturing van elektrisch vermogen (zie ook fig. 3.14 en 3.15)



De gestuurde gelijkrichter (5 kW) voor het sturen/regelen van de rotatiefrequentie van een gelijkstroommotor. Voorbeeld van een industriële sturing van elektrisch vermogen (zie ook fig. 4.12 en 5.8)

(éénfase) statische thyristor en triac schakelaars, de chopper, de gestuurde wisselstroomomzetters en de gestuurde gelijkrichters. Deze hoofdstukken, die zijn aangegeven met de tegenwoordig in de praktijk gangbare namen van de omzetters, kunnen afzonderlijk worden behandeld.

In elk van deze hoofdstukken leren we de componenten van een behandelde omzetter kiezen, zodat eenvoudige schakelingen kunnen worden 'ontworpen' en bestaande schakelingen wellicht kunnen worden aangevuld of aangepast. Er is gestreefd naar een praktische benadering, gesteund door rekenvoorbeelden die gebruik maken van gegevens uit handboeken. Van de meeste componenten en omzetters zijn afbeeldingen opgenomen.

In hoofdstuk 5 is ruime aandacht besteed aan de invloed van de inductieve belasting (b.v. een motor) op de omzetter. Componenten die de situatie verbeteren worden weer berekend.

Hoofdstuk 6 behandelt het beveiligen en ontstoren van schakelingen voorzien van thyristoren en triacs. Deze beveiligingen worden met behulp van praktijk-regels berekend.

Hoofdstuk 7 bestaat uit opgaven, gerangschikt overeenkomstig de volgorde van de hoofdstukken.

In hoofdstuk 8 is een 28-tal schakelingen voor zelfbouw opgenomen. Dit is een manier van 'ervaring opdoen' die over het algemeen door de leerling erg wordt gewaardeerd. Behalve schakelingen met discrete componenten komen we schakelingen met een IC (geïntegreerde schakeling) tegen. De werking van het IC voor fasesturing is in de vorm van een blokschema behandeld. Wellicht dat deze schakelingen ook voor het vak 'Projecten' van dienst kunnen zijn.

Ik houd me ten zeerste aanbevolen voor nuttige aanwijzingen en hoop dat de lezer (en zelfbouwer) veel plezier van dit boek beleeft.

H. Spee

Inhoud

1 Vermogensdiode en thyristor (algemeen)

- 1.1 Inleiding 15
- 1.2 Opbouw en werking 17
 - 1.2.1 De vermogensdiode 17
 - 1.2.2 De thyristor 19
 - 1.2.3 Vragen en opdrachten 20
- 1.3 Belangrijke anode-kathodegrootheden 20
 - 1.3.1 Doorlaatstroom, sperspanning en blokkeerspanning 20
 - 1.3.2 Stroomsteilheid en spanningssteilheid 24
 - 1.3.3 De $\bar{r} \cdot t$ -Waarde 26
 - 1.3.4 In- en uitschakeltijd 27
 - 1.3.5 Vragen en opdrachten 28
- 1.4 De stootspanningvaste vermogenshalfgeleider 29
- 1.5 Het 'minority storage'-effect 30
 - 1.5.1 Vragen en opdrachten 32
- 1.6 Karakteristieken, eigenschappen en toepassingen van de vermogensdiode 32
 - 1.6.1 De doorlaat- en sperkarakteristiek
 - Doorlaatspanningsverlies en doorlaatstroom 32
 - 1.6.2 Parallel en in serie schakelen 35
 - 1.6.3 Gelijkrichters
 - De gemiddelde gelijkspanning over de belasting 38
 - 1.6.4 Het commutatie-effect 40
 - 1.6.5 Het beschermen van een apparaat met stootspanningvaste vermogensdioden 42
 - 1.6.6 Vragen en opdrachten 43
- 1.7 Karakteristieken en eigenschappen van de thyristor 44
 - 1.7.1 Ontsteek- en doofvoorwaarden. Testen van de thyristor 44

1.7.2	Het in- en uitschakelgedrag. Dode tijd	47
1.7.3	De hoofdstroom-spanningskarakteristiek	51
1.7.4	Vragen en opdrachten	54
1.7.5	Belangrijke stuurgrootheden	55
1.7.6	Pulssturing	57
1.7.7	De stuur-hulpkarakteristiek	
	Het berekenen van de 'gate'weerstand	58
1.8	Het kiezen van de vermogenshalfgeleider. De veiligheidsfactor	60
1.8.1	Vragen en opdrachten	62

2 Statische gelijkstroomschakelaar en chopper

2.1	Omzetters. Inleiding	63
2.1.1	Eigenschappen	63
2.1.2	Toepassingen	64
2.1.3	De plaats van de omzetter	64
2.1.4	Soorten	65
2.2	De statische gelijkstroomschakelaar (DC/DC-relais)	65
2.2.1	De twee-thyristor-gelijkstroomschakelaar	67
2.2.2	Vragen en opdrachten	70
2.3	De chopper (DC/DC-converter)	70
2.3.1	Algemeen	70
2.3.2	Pulsbreedtesturing	73
2.3.3	Pulsfrequentiesturing	74
2.3.4	Gecombineerde sturing	75
2.3.5	Een ontsteekmoduul	76
2.3.6	De gelijkstroomtransformator	78
2.3.7	De frequentieomzetter	79
2.4	De keuze van de componenten van een chopperschakelaar	81
2.5	Vragen en opdrachten	83

3 Statische wisselstroomschakelaar en statische continu-gestuurde wisselstroomomzetter

3.1	Inleiding	84
3.2	De statische wisselstroomschakelaar (AC/AC-relais)	84
3.2.1	De twee-thyristor-wisselstroomschakelaar	84
3.2.2	De triac	88

- 3.2.3 De triacschakelaar 91
- 3.2.4 De sensor-triacschakelaar 92
- 3.2.5 Het schakelvermogen 94
- 3.2.6 Vragen en opdrachten 95
- 3.3 De statische continu-gestuurde wisselstroomomzetter (AC/AC-converter) 96
 - 3.3.1 Ontsteekmoduul met RC -netwerk en pulsformer 97
 - 3.3.2 De diac 98
 - 3.3.3 Met een RC -netwerk gestuurde triac-omzetter
 - Fasesturing 99
 - 3.3.4 Stuursynchronisatie en het ladinghysteresiseffect 101
 - 3.3.5 Dimmer voor gloeilampen en TLM-gasontladingslampen 103
 - 3.3.6 Vragen en opdrachten 105
 - 3.3.7 Ontsteekmoduul met fasedraaier en pulsformer 106
 - 3.3.8 De pulstransformator 108
 - 3.3.9 Met een fasedraaier gestuurde triacomzetter
 - Galvanische scheiding 109
 - 3.3.10 Vragen en opdrachten 110
 - 3.3.11 Het berekenen van de gemiddelde en effectieve waarde van de aangesneden wisselspanning over de belasting 111
 - 3.3.12 De omzetkarakteristieken $U_L = f(\alpha)$ en $P_L = f(\alpha)$ 113
 - 3.3.13 De twee-thyristoromzetter. De triggertransformator 114
 - 3.3.14 Periodensturing 115
 - 3.3.15 Vragen en opdrachten 116
- 3.4 De keuze van de componenten van een continu-gestuurde triac-omzetter 117
- 3.5 Het sturen met een lineair IC 118
 - 3.5.1 Uitvoeringen 118
 - 3.5.2 Uitgewerkt schema 120
 - 3.5.3 Het verschil tussen sturen en regelen 124
 - 3.5.4 Vragen en opdrachten 128

4 Gestuurde gelijkrichter (mutator)

- 4.1 Inleiding 129
- 4.2 De statische gelijkstroomschakelaar (AC/DC-relais) 129
 - 4.2.1 De één-thyristorschakelaar 129
 - 4.2.2 De triacschakelaar met diodenbrug 132
 - 4.2.3 Vragen en opdrachten 132

4.3	De continu-gestuurde gelijkrichter (AC/DC-converter)	133
4.3.1	De minimale ontsteekhoek	
	De uni-junctiontransistor	134
4.3.2	Met een RC-netwerk gestuurde één-thyristormutator	138
4.3.3	Met een fasedraaiend netwerk gestuurde één-thyristormutator	140
4.3.4	Met een RC-netwerk gestuurde brugmutator	140
4.3.5	Met gelijkstroom gestuurde brugmutator	
	Omzetkarakteristieken	143
4.3.6	Het berekenen van de gelijkspanning over de belasting	145
4.3.7	Galvanische scheiding met een optokoppel	146
4.3.8	Vragen en opdrachten	147
4.4	De keuze van de componenten van een brugmutator	148
4.5	Het sturen met een lineair IC	151
4.5.1	Toepassingen	151
4.5.2	Vragen en opdrachten	152

5 Mutator en chopper met inductieve belasting en belasting met tegengelijkspanning

5.1	Inleiding	154
5.2	De één-thyristormutator met een inductieve belasting	154
5.2.1	De invloed op het vermogen	156
5.2.2	Het berekenen van de gelijkspanning over de inductieve belasting	157
5.2.3	De invloed van de vrijloopdiode	157
5.2.4	Speciale pulsformers	159
5.2.5	Vragen en opdrachten	163
5.3	De één-thyristormutator met een ohmse of inductieve belasting en tegengelijkspanning	164
5.3.1	Ohmse belasting en tegengelijkspanning	164
5.3.2	Inductieve belasting en tegengelijkspanning	167
5.3.3	De invloed van de vrijloopdiode en de seriesmoorpoel	168
5.4	De brugmutator, belast met een gelijkstroommotor	170
5.5	De keuze van de seriesmoorpoel en de vrijloopdiode	170
5.6	Het sturen met een lineair IC	173
5.6.1	Toepassingen	174
5.6.2	Vragen en opdrachten	175
5.7	De chopper met een inductieve belasting	176
5.7.1	In- en uitschakelen	176

5.7.2	De invloed van de vrijlooptiode en de seriesmoorspoel	177
5.7.3	Het berekenen van de gelijkspanning over de inductieve belasting	179
5.7.4	De invloed van de seriesmoorspoel	180
5.8	De keuze van de seriesmoorspoel en de vrijlooptiode	181
5.9	Vragen en opdrachten	183

6 Beveiligen en ontstoren

6.1	Beveiligen	184
6.1.1	Beveiligen tegen te grote stromen	184
6.1.2	Beveiligen tegen te hoge spanningen	185
6.1.3	De keuze van de beveiliging	185
6.2	Ontstoren	188
6.3	Vragen en opdrachten	191

7 Opgaven

7.1	Opgaven hoofdstuk 1	193
7.2	Opgaven hoofdstuk 2	199
7.3	Opgaven hoofdstuk 3	201
7.4	Opgaven hoofdstuk 4	206
7.5	Opgaven hoofdstuk 5	211
7.6	Opgaven hoofdstuk 6	215

8 Schakelingen voor zelfbouw

216

Bijlagen

1	Fast recovery rectifiers	242
2	Sensitive-gate silicon controlled rectifiers	243
3	Silicon controlled rectifiers	244
4	Triacs	245
5	Diacs	247
6	Symbolen	248
7	Elektrotechnische symbolen	252

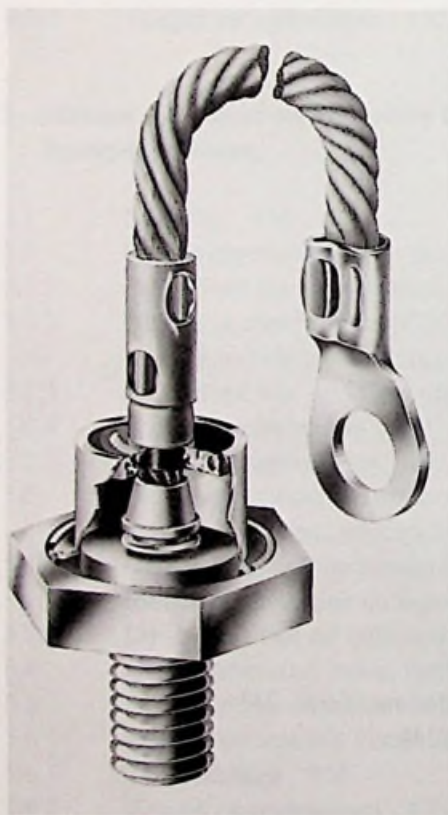


fig. 1.1 Het inwendige van een vermogensdiode



fig. 1.2 Het inwendige van een tweetal thyristoren

Vermogensdiode en thyristor (algemeen)

1.1 Inleiding

Voor het 'gelijkrichten' van wisselstromen (van enkele ampères tot duizenden ampère) en hoge wisselspanningen (tot duizenden volt) worden vaak *vermogensdioden* gebruikt. Voor het schakelen en variëren (sturen) van deze stromen en spanningen worden vaak *thyristoren* toegepast. Vermogensdioden en thyristoren zijn vermogenshalfgeleiders die in verschillende behuizingen op de markt worden gebracht, zie fig. 1.1, 1.2 en 1.3.

Beide bezitten de volgende gunstige eigenschappen:

- 1 Ze vertonen geen verouderingsverschijnselen. De eigenschappen zijn daarom zeer constant (stabiel).
- 2 Ze hebben een geringe inwendige weerstand in de geleidings- of doorlaatrichting. Het vermogensverlies (gedissipeerd vermogen) in de doorlaatrichting is daarom klein.
- 3 Ze hebben een zeer grote inwendige weerstand in de sperrichting. Het vermogensverlies in de sperrichting is daarom zeer klein.
In verband met de punten 2 en 3 hebben schakelingen met vermogenshalfgeleiders weinig vermogensverlies en dus een zeer groot rendement, meestal groter dan 96 %.
- 4 Ze zijn bruikbaar bij zeer uiteenlopende omgevingstemperaturen (van ca. -60°C tot 150°C).
- 5 De tijd nodig voor het in geleiding brengen vanuit de sperrende (isoleer-) toestand en andersom is klein. Deze tijd wordt opgegeven in μs .

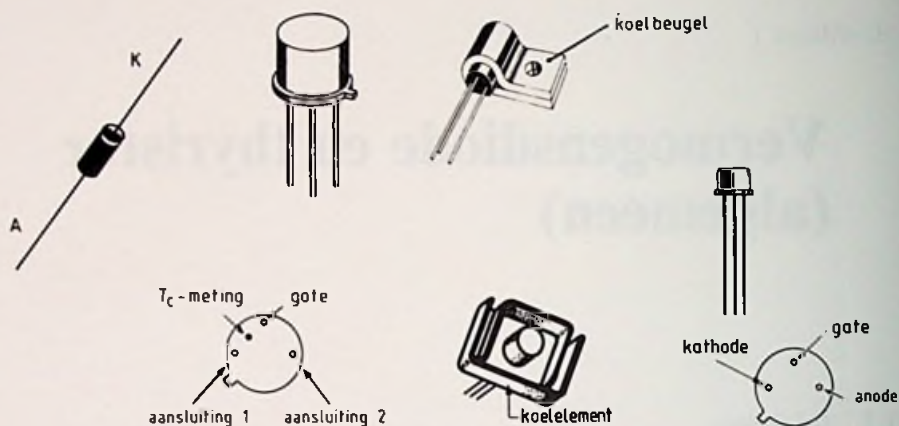


fig. 1.3a Behuizingen van vermogenshalfgeleiders
Klein vermogen (effectieve stroom tot enkele ampères)

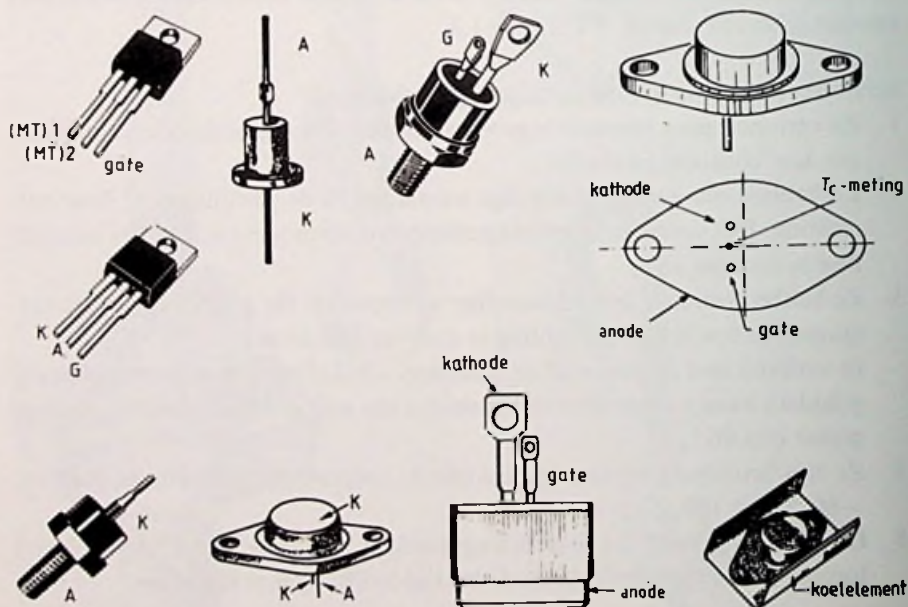


fig. 1.3b Behuizingen van vermogenshalfgeleiders
Groter vermogen (effectieve stroom tot enkele tientallen ampères)

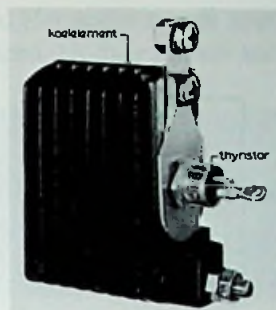
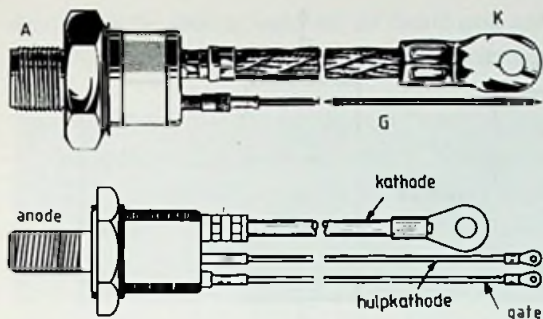


fig. 1.3c Behuizingen van vermogenshalfgeleiders
Groot vermogen (effectieve stroom tot enkele honderden ampères)

fig. 1.3d Behuizing van vermogenshalfgeleider
Zeer groot vermogen (effectieve stroom tot 1 000 A)



1.2 Opbouw en werking

1.2.1 De vermogensdiode

Zowel de vermogensdiode als de thyristor hebben inwendig een plaatje silicium halfgeleidermateriaal, dat een nauwkeurige bewerking heeft ondergaan. Dit plaatje is het *actieve element* van de diode of thyristor.

We verkrijgen nu een vermogensdiode door bij dit plaatje aan de ene zijde een sterke verontreiniging met materiaal met een overschot aan positieve ladingdragers (gaten) in te brengen (p^+ -dotering) en aan de andere zijde een materiaal met een overschot aan negatieve ladingdragers (elektronen) (n^+ -dotering), zie fig. 1.4a. Dit gebeurt vaak door diffusie. Het tussenliggende gebied, dat veel breder is dan de beide andere, wordt zwak verontreinigd (b.v. met p -dotering). Uiteraard zullen, net als bij de niet-vermogensdioden, elektronen uit de n^+ -zijde in de richting van de p^+ -zijde worden getrokken en gaten uit de p^+ -zijde naar de n^+ -zijde. Toch is, vergeleken met de niet-vermogensdiode, het tussengebied veel breder. De vermogensdiode heeft dan ook drie lagen (*drielagendiode*).

We onderscheiden de anodelaag A, de kathodelaag K en de middenlaag M. Brengen we nu m.b.v. een uitwendige voeding een positief potentiaalverschil

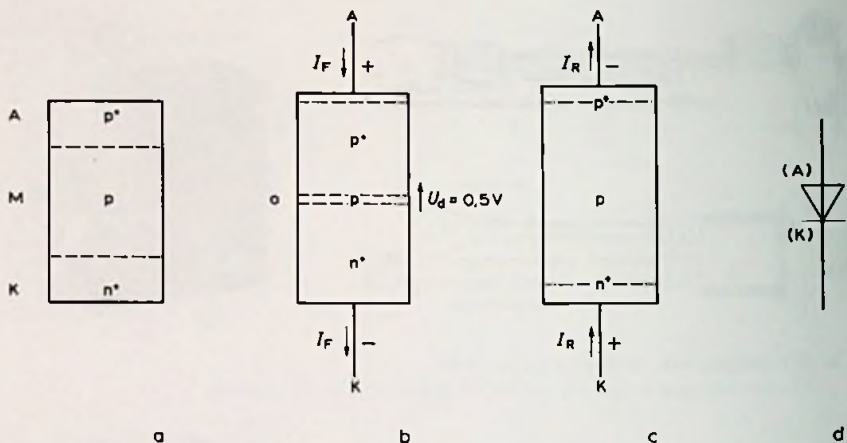


fig. 1.4 De vermogensdiode
 a opbouw van het actieve element
 b aangesloten op uitwendige positieve spanning
 c idem na ompolen
 d symbool

aan over de gelijknamige aansluitingen (elektroden) A en K, zoals aangegeven in fig. 1.4b, dan gaan zeer veel vrije elektronen van de n^+ -zijde naar de p^+ -zijde en vrije gaten van de p^+ -zijde naar de n^+ -zijde.

Dit gebeurt onder invloed van de ontstane grote veldsterkte. De middenlaag wordt daardoor overspoeld en veel dunner. De halfgeleider gedraagt zich nu als een 'gewone' diode of niet-vermogensdiode die geleidt (doorlaat). Evenals bij deze niet-vermogensdiode verdwijnt de tegenspanning van de overgang o (grenslaag) bijna geheel op ongeveer 0,5 volt na. Deze tegenspanning staat bekend als de *drempelspanning* U_d . Hieruit volgt dat de diode niet geleidt zolang het positieve potentiaalverschil over de diode kleiner is dan U_d .

Het genoemde plaatje bezit een grote oppervlakte. Hierdoor is de maximale doorlaatstroom van de vermogensdiode groter dan van een niet-vermogensdiode (zie ook paragraaf 1.6.1).

Wordt het potentiaalverschil omgepoold, dus negatief gemaakt, dan gaan veel vrije elektronen uit de middenlaag naar de plus van de voeding en vrije gaten naar de min van de voeding, zie fig. 1.4c. De middenlaag breidt zich daardoor sterk uit. Het middengebiet isoleert (spert) nu bijzonder goed omdat er bijna geen vrije ladingdragers zijn en de veldsterkte door de brede laag klein is. Hierdoor verdraagt de vermogensdiode een grotere negatieve spanning (sperspanning) dan een niet-vermogensdiode. Door de grote weerstand van de mid-

denlaag is de sperstroom van de diode ook zeer klein. Het gedissipeerde spervermogen (vermogensverlies dat wordt omgezet in warmte) is daarom ook zeer klein.

De vermogensdiode onderscheidt zich van de niet-vermogensdiode door zijn drielaagopbouw. De middenlaag bepaalt in belangrijke mate de grote sperspanning van de vermogensdiode. De oppervlakte van het siliciumplaatje bepaalt in belangrijke mate de grote doorlaatstroom.

1.2.2 De thyristor

We verkrijgen een vermogensthyristor door het siliciumplaatje een vierlagenopbouw te geven, zie fig. 1.5a. Dit is een p^+npn^+ -opbouw. Behalve de anode- en de kathode-elektrode is een stuur- of gate(poort)-elektrode G aangebracht. Is deze stuur-elektrode verbonden met de p-laag, dan spreken we van een p-gate-thyristor. Is hij verbonden met de n-laag dan spreken we van een n-gate-thyristor. Het eerstgenoemde type wordt het meest gebruikt. Deze p^+npn^+ -opbouw geleidt normaal tussen A en K in geen van beide richtingen. Dit wordt duidelijk als we de lagen tekenen als in fig. 1.5b. Er spert altijd minimaal één overgang. Wordt echter, behalve een voldoende grote positieve spanning over de anode en kathode, een voldoende grote positieve stuurspanning over de gate en de kathode aangesloten, dan zal de thyristor wél plotseling geleiden tussen A en K. De sperovergang o_2 gaat geleiden. De thyristor ontsteekt (schakelt in), waardoor

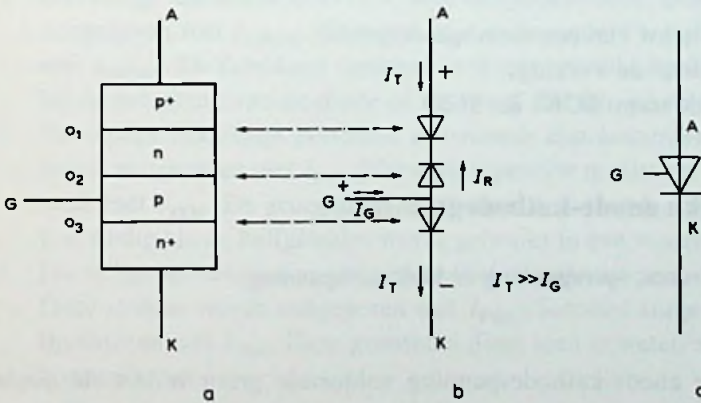


fig. 1.5 De p-gate thyristor
a opbouw van het actieve element
b vervangingsschema
c symbool

de thyristorstroom I_T gaat lopen. (Voor de verklaring zie paragraaf 1.7.1.) De thyristor is, nadat hij in geleiding is gebracht, te vergelijken met een geleidende vermogensdiode, zij het dat de tegenspanning van de overgangen iets groter is, namelijk ongeveer 1 volt.

Wordt de spanning over A en K nul gemaakt of negatief gemaakt, dan spert de thyristor plotseling. De thyristor dooft (schakelt uit). Evenals de vermogensdiode kan de thyristor een grote sperspanning verdragen. Door de grote inwendige weerstand is de sperstroom I_R zeer klein. Het gedissipeerde spervermogen (warmte) is daarom ook hier klein.

Omdat de vermogensthyristor, op de stuurmogelijkheid na, vergelijkbaar is met de vermogensdiode, wordt hij vaak *gestuurde silicium(vermogens)diode* genoemd. Engels: 'silicon controlled (power) rectifier' of SCR. Omdat de thyristor werkt als een gestuurde schakelaar wordt hij ook wel met SCS aangeduid ('silicon controlled (power) switch').

1.2.3 Vragen en opdrachten

- 1 Welke eigenschappen bezitten vermogenshalfgeleiders?
- 2 Wat wordt verstaan onder het gedissipeerde vermogen in een vermogenshalfgeleider?
Welk voordeel heeft een gering gedissipeerd vermogen?
- 3 Teken de opbouw van een vermogensdiode.
Waarin onderscheidt zich een vermogensdiode van een niet-vermogensdiode?
- 4 Teken de opbouw van een vermogensthyristor.
Verklaar globaal de werking.
- 5 Wat betekent de term: SCR? En SCS?

1.3 Belangrijke anode-kathodegrootheden

1.3.1 Doorlaatstroom, sperspanning en blokkeerspanning

Doorlaatstroom

Als de positieve anode-kathodespanning voldoende groot is laat de diode stroom door. Ook bij de thyristor is dit het geval, mits tevens een voldoende grote positieve stuurspanning is aangesloten. Deze anode-kathodestroom wordt de *doorlaatstroom* of *voorwaartse stroom* I_F (F van 'forward') genoemd, zie fig. 1.4. Bij de thyristor spreekt men vaak van I_T (T van thyristor), zie fig. 1.5.



fig. 1.6 Koelementen voor vermogenshalfgeleiders

- a Koelster voor vermogenshalfgeleiders met klein vermogen
- b Koelblok voor vermogenshalfgeleiders met groter vermogen
- c Koelschijven voor vermogenshalfgeleiders met groter vermogen
- d Koelbeugel voor vermogenshalfgeleiders met groter vermogen
- e Koelster voor vermogenshalfgeleiders met groot vermogen
- f Waterkoeeling voor vermogenshalfgeleiders met zeer groot vermogen

Bij een te grote doorlaatstroom wordt de dissipatie in het actieve element te groot. Dit zal dan verbranden. De fabrikant geeft daarom voor de halfgeleider de volgende grootheden op:

- 1 De veilige *maximale effectieve doorlaatgelijkstroom*. Deze stroom wordt aangegeven met $I_{F(RMS)}$ ('forward root mean square'), bij thyristoren vaak met $I_{T(RMS)}$. De fabrikant verschaft ook een geschikt koelement, passend bij de behuizing van de diode of thyristor. Zie fig. 1.3 en 1.6.
- 2 De veilige *maximale periodiek optredende doorlaatstroom*. Deze stroom wordt aangegeven met I_{FRM} ('forward repetitive maximum'), bij thyristoren vaak met I_{TRM} . De grootte van deze maximale doorlaatstroom heeft men b.v. nodig als de halfgeleider wordt gebruikt in een wisselstroomnet.
- 3 De veilige *maximale eenmalig optredende doorlaatstroom*. Deze stroom wordt aangegeven met I_{FSM} ('forward surge maximum'), bij thyristoren met I_{TSM} . Deze grootheid dient men te weten als stroompieken kunnen lopen.

De genoemde stromen zijn maximale stromen en mogen niet worden overschreden. Ze staan vermeld in de thyristorhandboeken. Zie ook de bijlagen achterin het boek.

Sperspanning

Naast de doorlaatstroom is de sperspanning van belang. Wordt de sperspanning U_R (R van 'reverse') te groot, dan treedt spanningsoverslag op aan de rand van het smalle silicium plaatje. Hierdoor wordt de halfgeleider bijna zeker beschadigd en verliest hij een gedeelte van zijn eigenschappen.

Om dit te voorkomen geeft de fabrikant de volgende grootheden op:

- 1 De veilige *maximale continue sperspanning* U_{RM} ('reverse maximum').
- 2 De veilige *maximale periodiek optredende sperspanning* U_{RRM} ('reverse repetitive maximum').
- 3 De veilige *maximale eenmalig optredende sperspanning* U_{RSM} ('reverse surge maximum').

Deze maximale spanningen mogen niet worden overschreden.

Helaas zijn spanningspieken die ontstaan door schakelen van op hetzelfde net aangesloten spoelen (b.v. een belasting), vaak groter dan U_{RSM} , waardoor de halfgeleider wordt beschadigd. Een serieschakeling van een inductie-arme condensator C (b.v. $0,33 \mu F$) en een weerstand R parallel met de halfgeleider kan dit gevaar opheffen, zie fig. 1.7. Voor de condensator gelden de volgende praktijkformules:

$$C \approx \frac{10 \cdot I_T}{u_{Vmax}} \mu F \quad (I_T \text{ in A; } U \text{ in V})$$

$$U_C \approx 4 \dots 5 \cdot U_V$$

De condensator is voor de pieken een beperkte sluiting, waardoor de spanning over de halfgeleider beperkt blijft.

De weerstand R beperkt de ontlaadstroom door de thyristor als deze inschakelt. Deze weerstand moet zo klein mogelijk zijn. In de praktijk is $R = 50 \dots 150 \Omega$.

VOORBEELD 1.1

Gegeven:

Zie fig. 1.7. $I_T = 10 \text{ A}$; $U_V = 220 \text{ V/50 Hz}$

Gevraagd:

Bepaal C en U_C .

Oplossing:

$$U_V = 220 \text{ V/50 Hz} \rightarrow u_{Vmax} = 220 \sqrt{2} \text{ V} = 311 \text{ V}$$

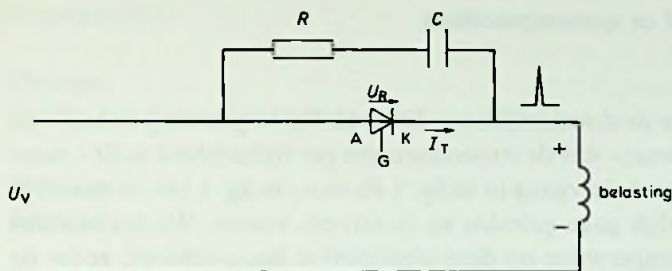


fig. 1.7 Beveiliging tegen spanningspikken; voorbeeld 1.1

Dus:

$$C \approx \frac{10 \cdot I_T}{u_{Vmax}} \mu F = \frac{10 \times 10}{311} \mu F = 0,32 \mu F$$

Neem $0,33 \mu F$ (reekswaarde).

$$U_C \approx 5 \cdot U_V = 5 \times 220 V = 1100 V$$

Blokkeerspanning

Voor thyristoren is ook van belang de positieve anode-kathodespanning die in doorlaatrichting mag worden aangesloten terwijl de thyristor niet geleidt, d.w.z. als de stroomdoorgang blokkeert. Dit is de blokkeerspanning U_D (diode).

De fabrikant geeft de volgende blokkeerspanningen op:

- 1 De *maximale blokkeerspanning* als geen stuurspanning is aangesloten ('open gate'). Deze spanning wordt aangegeven met $U_{D(O)M}$ ('diode (open) maximum'). Wordt deze spanning over de thyristor overschreden, dan komt de thyristor (voortijdig) in geleiding.
- 2 De *maximale periodiek optredende blokkeerspanning*. De spanning wordt aangegeven met $U_{DR(O)M}$ ('diode repetitive (open) maximum').

Vermogenshalfgeleiders worden beschadigd door een te grote doorlaastroom en sperspanning. Bij de keuze van de halfgeleider spelen de genoemde maximale anode-kathodegrootheden een belangrijke rol. Zie ook paragraaf 1.8.

1.3.2 Stroomsteilheid en spanningssteilheid

Stroomsteilheid

De snelheid waarmee de doorlaatstroom direct na het in geleiding komen van de halfgeleider toeneemt – dus de stroomtoename per tijdseenheid di/dt – moet beperkt blijven. De grensovergang (o in fig. 1.4b en o_2 in fig. 1.5a) zal namelijk aanvankelijk plaatselijk gaan geleiden en de stroom voeren. We kunnen ons voorstellen dat de temperatuur op deze plaats(en) te hoog oploopt, zodat de halfgeleider hier verbrandt. De fabrikant geeft daarom een maximale di/dt op. Dit is de *kritische stroomsteilheid*, uitgedrukt in A/ μ s. Op het ogenblik worden halfgeleiders op de markt gebracht met een di/dt groter dan 100 A/ μ s. Dat dit een steil stroomverloop is zien we in fig. 1.8a.

In deze figuur wordt de stroomsteilheid van 100 A/ μ s (lijn 1) vergeleken met de steilheid van de sinusvormig verlopende stroom met een frequentie van 50 Hz (lijn 2).

Een te snelle stroomtoename kan men eventueel tegengaan door het plaatsen van een zeer kleine smoorspoel L_s in serie met de halfgeleider, zie fig. 1.8b. Door de in deze spoel opgewekte zelfinductiespanning blijft de snelheid van de toename van de thyristorstroom beperkt.

Voor het berekenen van de zelfinductiecoëfficiënt van de spoel gebruikt men de volgende praktijkformule:

$$L_{s,\min} = \frac{U_{V\max}}{di/dt}$$

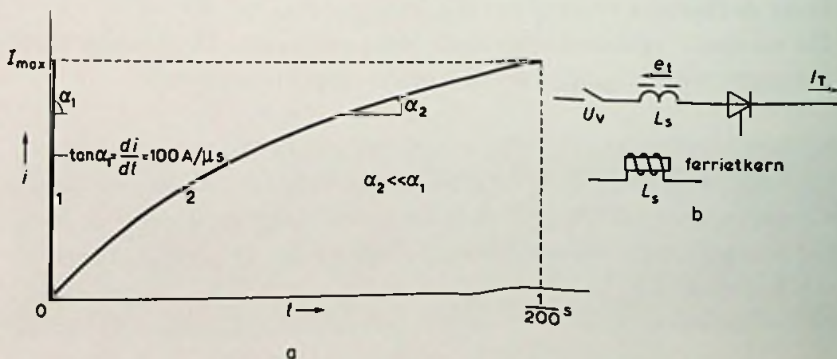


fig. 1.8a Grafiek van de stroomsteilheid (lijn 1 heeft een steilheid van 100 A/ μ s)
b Beperken van de snelheid van de stroomtoename

Gegeven:

Zie fig. 1.8. $U_V = 220 \text{ V/50 Hz}$. $di/dt = 100 \text{ A/}\mu\text{s}$.

Gevraagd:

Bepaal $L_{s,\min}$.

Oplossing:

$$U_V = 220 \text{ V/50 Hz} \rightarrow U_{V\max} = 220 \sqrt{2} \text{ V} = 311 \text{ V}$$

Dus:

$$L_{s,\min} = \frac{u_{V\max}}{di/dt}$$

$$= \frac{311 \text{ V}}{100 \text{ A/}\mu\text{s}} = 3,11 \mu\text{H}$$

(Deze kleine waarde wordt al verkregen met enkele windingen rond een ferrietkern. Soms is de kabelinductiviteit of de inductiviteit van de belasting al voldoende.)

Spanningssteilheid

Voor een thyristor is ook de snelheid waarmee de blokkeerspanning toeneemt van belang. De spanningstoename per tijdseenheid du/dt moet beperkt blijven. Dit is in te zien als we de thyristor zien als een condensator. De lagen met hun overgangen hebben namelijk een zekere (kleine) capaciteit. Uit de elektriciteitsleer is bekend dat de condensator beter geleidt naarmate de frequentie, dus de snelheid waarmee de spanning verandert, groter is. Dat gebeurt ook hier. Een te grote (laad)stroom kan de thyristor – onbedoeld – spontaan in geleiding brengen. Om dit te voorkomen geeft de fabrikant een maximale du/dt op. Dit is de *kritische spanningssteilheid* en wordt uitgedrukt in $\text{V/}\mu\text{s}$. De tegenwoordige halfgeleiders hebben een du/dt tot enkele honderden $\text{V/}\mu\text{s}$.

Gegeven:

Over een blokkerende thyristor ontstaat een spanning met een du/dt van 100 V/ μ s.

De thyristorcapaciteit is 30 pF.

Gevraagd:

Hoe groot is de thyristorstroom?

Oplossing:

$$I_T = \frac{dq}{dt} = C \cdot \frac{du}{dt}$$

$$I_T = 30 \cdot 10^{-12} \text{ F} \times \frac{100 \text{ V}}{10^{-6} \text{ s}} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 3 \text{ mA}$$

Daardoor kan de thyristor (her)ontsteken.

1.3.3 De $I^2 \cdot t$ -waarde

We hebben gezien dat de halfgeleider verbrandt als de doorlaatstroom te groot is. De halfgeleider is dan overbelast.

Het verbranden van de halfgeleider kan men voorkomen door hem te beveiligen, b.v. door middel van een *smeltveiligheid*, zie fig. 1.9.

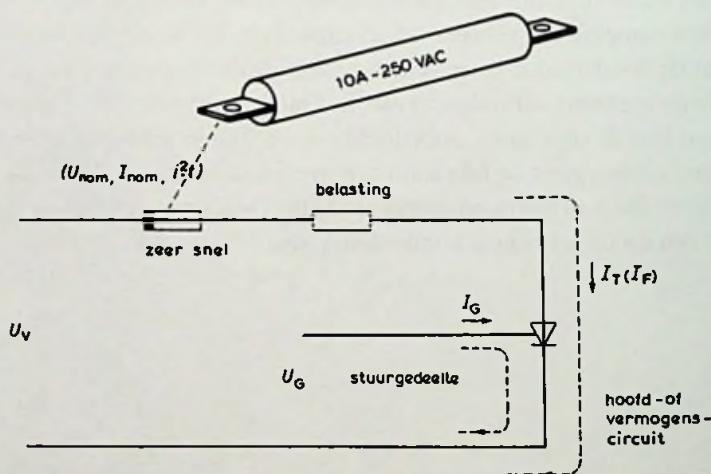


fig. 1.9 Beveiliging tegen te hoge doorlaatstroom

De nominale stroomwaarde I_{nom} van deze veiligheid moet gelijk zijn aan $I_{\text{T(RMS)}}$ (resp. $I_{\text{F(RMS)}}$) van de halfgeleider. De halfgeleider is dan beveiligd tegen *kleine* overstromen, niet tegen grote overstromen. Om de halfgeleider ook hiertegen te kunnen beveiligen verstrekt de halfgeleiderfabrikant de $i^2 \cdot t$ -waarde. Deze waarde geeft de hoeveelheid warmte per ohm aan die de halfgeleider kan opnemen bij piekstromen (b.v. de kortsluitstroom), zonder dat de temperatuur van het actieve element te hoog wordt. Deze waarde wordt opgegeven in $\text{A}^2 \cdot \text{s}$.

Ook de smeltveiligheid heeft een bepaalde $i^2 \cdot t$ -waarde. Deze waarde geeft de hoeveelheid warmte per ohm aan die de smeltdraad kan opnemen bij piekstromen zonder te smelten. Er moet nu een veiligheid worden gekozen met een $i^2 \cdot t$ -waarde die ligt onder die van de halfgeleider. Hieraan voldoen de *zeer snelle smeltveiligheden*.

Er gelden de volgende praktijkformules:

$$(i^2 \cdot t)_{\text{smeltveiligheid}} = 0,6 \dots 0,7 (i^2 \cdot t)_{\text{halfgeleider}}$$

$$U_{\text{nom}} \geq U_V$$

$$I_{\text{nom}} = I_{\text{T(RMS)}}$$

VOORBEELD 1.4

Van de thyristor is: $I_{\text{T(RMS)}} = 10 \text{ A}$
 $i^2 \cdot t = 40 \text{ A}^2 \cdot \text{s}$

De voedingsspanning is: $U_V = 220 \text{ V}/50 \text{ Hz}$

Van de smeltveiligheid is dan:

$$i^2 \cdot t = 0,6 \times 40 \text{ A}^2 \cdot \text{s} = 24 \text{ A}^2 \cdot \text{s}$$

$$U_{\text{nom}} = 250 \text{ V}$$

$$I_{\text{nom}} = 10 \text{ A}$$

1.3.4 In- en uitschakeltijd

Bij de keuze van de vermogensdiode of thyristor speelt ook de tijd waarmee het actieve element van de sperrende naar de geleidende toestand kan overgaan (*de inschakeltijd*) een rol en andersom (*de uitschakeltijd*). Het is om verschillende redenen van belang dat de schakeltijden klein zijn, o.a. om het vermogensverlies tijdens het (om)schakelen (het schakelverlies) klein te houden.

Dat tijdens het schakelen vermogensverlies optreedt is als volgt in te zien. Bij geleiding is de spanning U_F over de halfgeleider klein, de stroom I_F groot. Bij sperren gebeurt het omgekeerde. De dissipatie $U_F \cdot I_F$ is in beide situaties gering. Tijdens het schakelen bezit de spanning U_F echter een zekere waarde, b.v. $\frac{1}{2} U_V$.

De stroom I_F heeft ook een bepaalde grootte, b.v. $\frac{1}{2} i_{nom}$. Op dat moment is het gedissipeerde vermogen:

$$p_d = \frac{1}{2} u_V \cdot \frac{1}{2} i_{nom} = \frac{1}{4} u_V \cdot i_{nom} \quad (1.1)$$

Om het schakelverlies $W_s = P_{d, gem} \cdot t$ klein te houden zal de schakeltijd t klein moeten zijn. Voor thyristoren zijn de in- en uitschakeltijden in tabel 1.1 weergegeven. De daarin aangegeven snelle thyristoren zijn speciaal ontwikkeld voor toepassingen met een grote schakelfrequentie. Voor 50 Hz toepassingen worden gewone thyristoren gebruikt. Zie ook paragraaf 1.7.2.

Tabel 1.1 In- en uitschakeltijden voor thyristoren

	type thyristor		
		gewoon	snel (fast recovery)
inschakeltijd (turn on time, t_{on})	μs	< 2,5	< 0,5
uitschakeltijd (turn off time, t_{off})	μs	< 200	< 2
of hersteltijd (recovery time, t_{rr} of t_q)			

1.3.5 Vragen en opdrachten

- 1 Wat wordt verstaan onder $I_{F(RMS)}$ en $I_{T(RMS)}$?
Wat gebeurt er als de stroom door de vermogenshalfgeleider groter wordt dan de door de fabrikant opgegeven waarde?
- 2 Wat wordt verstaan onder I_{FRM} (I_{TRM}) en I_{FSM} (I_{TSM})?
- 3 Wat wordt verstaan onder U_{RRM} ?
Wat gebeurt er als de sperspanning hoger wordt dan deze waarde?
- 4 Wat wordt verstaan onder U_{RSM} ?
- 5 Hoe kan de vermogenshalfgeleider worden beschermd tegen een te grote piekspanning in sperrichting? Teken dit.
Als $u_V = 110 \text{ V/50 Hz}$ en $I_T = 4 \text{ A}$, bereken dan C . Hoe groot is R ?
- 6 Wat wordt verstaan onder de kritische stroomsteilheid?
Hoe kan de vermogenshalfgeleider eventueel worden beschermd tegen een te grote di/dt ? Als $u_V = 220 \text{ V/50 Hz}$ en $di/dt = 50 \text{ A}/\mu s$, bereken dan $L_{s, min}$.
- 7 Wat wordt verstaan onder de kritische spanningssteilheid du/dt ?

- 8 Wat wordt verstaan onder de $t^2 \cdot I$ -waarde van de vermogenshalfgeleider? Wat betekent dit voor de aan te brengen smeltveiligheid? Geef een rekenvoorbeeld.
- 9 Waarom is de schakeltijd belangrijk? Toon dit aan.
- 10 Welke orde van grootte hebben de in- en uitschakeltijd van een gewone thyristor?

1.4 De stootspanningvaste vermogenshalfgeleider

In het voorgaande is gesproken over het gevaar van overslag aan de rand van het plaatje bij een te hoge sperspanning U_R . De oorzaak hiervan is de geringe materiaaldikte d van de middenlaag. Daardoor zal de veldsterkte E volgens:

$$E = \frac{U_R}{d} \quad (1.2)$$

zo hoog kunnen oplopen dat het ontladingsverschijnsel 'overslag' optreedt. Door het plaatje schuin te slijpen wordt bereikt dat de afstand d' groter en daarmee de veldsterkte kleiner wordt. In fig. 1.10 zien we dit voor een vermogensdiode. Door deze vorm kan het plaatje een nog grotere sperspanning opvangen zonder dat overslag optreedt. Wordt de sperspanning te hoog, dan zal de sperstroom I_R door het plotselinge aangroeien van de vrije ladingdragers toenemen. Dit is het *lawine-effect*. (Engels: 'avalanche-effect').

De sperspanning over de halfgeleider wordt nu begrensd tot de z.g. avalanche-spanning U_A . Dit is te vergelijken met de zenerspanning bij de zenerdiode. De tegenwoordige halfgeleiders van dit type zijn in staat gedurende een lange tijd een vrij grote sperstroom te voeren zonder dat beschadiging optreedt. Slechts

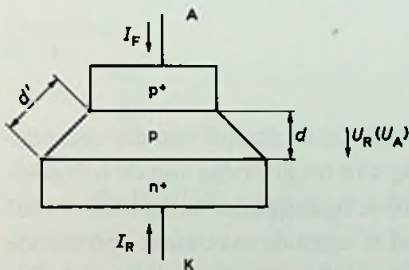


fig. 1.10 Opbouw van het actieve element van de stootspanningvaste vermogensdiode

de maximaal toegestane temperatuur van het element is bepalend. Vermogenshalfgeleiders die uitgevoerd zijn met zo'n actief element heten 'stootspanning-vaste' halfgeleiders. De Engelse aanduiding voor stootspanningvast is *controlled avalanche*. ('Controlled avalanche' betekent: in de hand gehouden lawine-effect.)

De vermogenshalfgeleiders die we hiervoor zijn tegengekomen worden wel aangeduid met *conventionele halfgeleiders*. ('Conventional' betekent: al langer bestaand).

Stootspanningvaste vermogenshalfgeleiders vertonen geen overslag bij piekspanningen in sperrichting. Zij zijn bestand tegen een hoge sperspanning omdat ze de eigen spanning begrenzen tot de avalanche-spanning.

1.5 Het 'minority storage'-effect

Tijdens het sperren (uitschakelen) van de vermogenshalfgeleider is er sprake van een stijgende spanning over de halfgeleider terwijl deze nog niet geheel spert, dus nog enigszins geleidt. De grenslaag van de diode of grenslagen van de thyristor, zijn gedurende deze tijd nog gevuld met vrije ladingdragers. De grenslaag kan men nu voorstellen door een kleine opgeladen condensator. Dit is het *ladingdragersaccumulatie-effect*. De Engelse aanduiding hiervoor is *minority storage-* of *hole storage-effect*.

Deze ladingdragers vloeien onder invloed van de spanning echter snel weg. Het verplaatsen van lading is een elektrische stroom. Gedurende korte tijd zal daarom tijdens het sperren een vrij grote sperstroom I_R lopen. Als nu in de stroomketen (zie fig. 1.11) een spoel aanwezig is (b.v. een inductieve belasting met een inductiecoëfficiënt L) ontstaat een zelfinductiespanning e :

$$-e = L \frac{di_R}{dt} \quad (1.3)$$

Hierin is di_R de verandering van de sperstroom en dt de tijd van die verandering. Deze (soms zeer hoge) inductiespanning kan tot doorslag van de halfgeleider leiden. Slechts het shunten van de inductieve belasting (of halfgeleider) door een geschikte dempcondensator (die bestand is tegen de maximaal optredende sperspanning) en een serieweerstand kan dit voorkomen. Zie ook fig. 1.7. De zelfde praktijkformules blijven geldig.

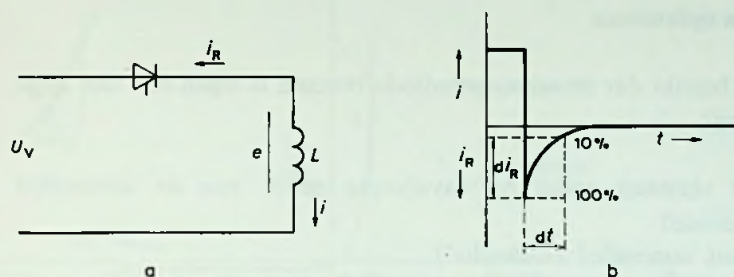


fig. 1.11 Inductiespanning ten gevolge van het 'minority-storage'-effect

Uiteraard vervalt deze beschermende schakeling als in de stroomketen van de thyristor slechts ohmse weerstanden aanwezig zijn.

Alle vermogenshalfgeleiders die zijn opgenomen in een inductief stroomcircuit dienen beveiligd te worden tegen doorslag. Dit geldt ook voor de 'controlled avalanche'-typen.

VOORBEELD 1.5

Gegeven:

Een uitschakelende thyristor voert een sperstroom van 5 A. De stroom wordt in 50 μ s uitgeschakeld.

De inductiecoëfficiënt L van het thyristorcircuit is 30 mH.

Gevraagd:

Hoe groot is de inductiespanning op het moment van afschakelen?

Oplossing:

$$-e = L \frac{di_R}{dt}$$

$$-e = 30 \cdot 10^{-3} \text{ H} \frac{5 \text{ A}}{50 \cdot 10^{-6} \text{ s}} = 3000 \text{ V}$$

1.5.1 Vragen en opdrachten

- 1 Hoe wordt bereikt dat de vermogensdiode bestand is tegen een zeer hoge sperspanning?
Teken dit.
- 2 Wat wordt verstaan onder het 'avalanche effect' van de 'controlled avalanche'-diode?
- 3 Wat betekent 'controlled avalanche'?
- 4 Wat wordt verstaan onder het 'minority storage'-effect?
- 5 Welke betekenis heeft dit effect voor de sperstroom I_R en de spanning over de halfgeleider als een inductiviteit aanwezig is?
Als $-e = 2\,000\text{ V}$ en $d_{iR} = 4\text{ A}$ in $40\text{ }\mu\text{s}$, bereken dan L .
- 6 Hoe kan de halfgeleider in dat geval worden beschermd?
Teken dit.

1.6 Karakteristieken, eigenschappen en toepassingen van de vermogensdiode

1.6.1 De doorlaat- en sperkarakteristiek

Doorlaatspanningsverlies en doorlaatstroom

In fig. 1.12 is het verband uitgezet tussen de stroom door en de spanning over de conventionele vermogensdiode (lijn a). Tevens is een belastingslijn getekend, waardoor het instelpunt i ontstaat.

In het eerste kwadrant is de *doorlaatkarakteristiek of voorwaartse karakteristiek* getekend: $I_F = f(U_F)$.

In het derde kwadrant is de *sperkarakteristiek* afgebeeld: $I_R = f(U_R)$.

Samen vormen ze de *diodekarakteristiek*.

We merken het volgende op:

- 1 De drempelspanning U_d in voorwaartse richting is ongeveer 0,5 volt. In het voorgaande is dit al genoemd.
- 2 De positieve spanning over de diode bij stroomgeleiding (doorlaatspanningsverlies) is:

$$U_F \approx U_d + I_F \cdot r \approx 0,5 + I_F \cdot r \left(r = \frac{du_F}{di_F} \right) \quad (1.4)$$

Hierin is $I_F \cdot r$ het *weerstandsspanningsverlies* van de silicium halfgeleider. Deze is dus evenredig met de doorlaatstroom I_F . In de praktijk is $I_F \cdot r = 0...0,5\text{ V}$. Hieruit volgt $U_F = 0,5...1\text{ V}$.

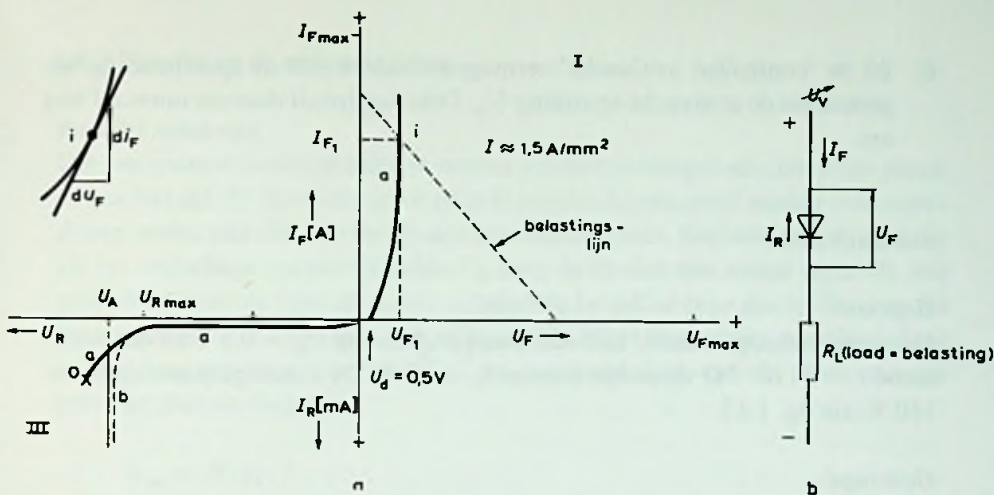


fig. 1.12 Karakteristieken van de vermogensdiode

Voor het gedissipeerde vermogen in doorlaatrichting (doorlaatvermogensverlies) geldt:

$$P_F = U_F \cdot I_F \approx U_d \cdot I_F + I_F^2 \cdot r \quad (1.5)$$

- 3 De maximale stroomdichtheid van het actieve element is ongeveer $1,5 \text{ A/mm}^2$. Door zijn vorm (plaatje) is de vermogensdiode immers in staat grote stromen door te laten. Voor de doorlaatstroom geldt:

$$I_F = \frac{U_V - U_F}{R_L} \quad (R_L \text{ is de belastingsweerstand}) \quad (1.6)$$

Als $U_V \gg U_F$ is:

$$I_F \approx \frac{U_V}{R_L} \quad (1.7)$$

- 4 De sperstroom I_R heeft tot U_{RM} een constante grootte, onafhankelijk van de sperspanning U_R . (I_R is wel enigszins afhankelijk van de grootte van de thyristor en de temperatuur, maar blijft klein (mA)).
- 5 Bij een sperspanning boven U_{RM} neemt de sperstroom vrij plotseling toe. In het voorgaande hebben we gezien dat bij de conventionele vermogensdiode overslag optreedt. (punt 0).

In de figuur is hetzelfde verband getekend voor de 'controlled avalanche'-vermogensdiode. Daarbij valt op dat de sperkarakteristiek anders verloopt (lijn b).

- 6 Bij de 'controlled avalanche'-vermogensdiode wordt de sperspanning begrensd tot de avalanche-spanning U_A . Overslag treedt daarom normaal niet op.

VOORBEELD 1.6

Gegeven:

Door een vermogensdiode met een drempelspanning $U_d = 0,5 \text{ V}$ en een weerstand $r = 5 \cdot 10^{-3} \Omega$ vloeit een stroom $I_F = 50 \text{ A}$. De voedingsspanning $U_V = 110 \text{ V}$, zie fig. 1.13.

Gevraagd:

Bepaal

- 1 het doorlaatspanningsverlies U_F ;
- 2 het doorlaatvermogensverlies P_F ;
- 3 het rendement van de vermogensdiode η_D .

Oplossing:

$$1 \quad U_F = U_d + I_F \cdot r$$

$$U_F = 0,5 \text{ V} + 50 \text{ A} \times 5 \cdot 10^{-3} \Omega = 0,75 \text{ V}$$

$$2 \quad P_F = U_F \cdot I_F$$

$$P_F = 0,75 \text{ V} \times 50 \text{ A} = 37,5 \text{ W}$$

$$3 \quad P_{\text{toe}} = U_V \cdot I_L = U_V \cdot I_F$$

$$P_{\text{toe}} = 110 \text{ V} \times 50 \text{ A} = 5,5 \cdot 10^3 \text{ W}$$

$$\eta_D = \frac{P_{\text{af}}}{P_{\text{toe}}} \times 100\% = \frac{P_{\text{toe}} - P_F}{P_{\text{toe}}} \times 100\%$$

$$\eta_D = \frac{5,5 \cdot 10^3 \text{ W} - 37,5 \text{ W}}{5,5 \cdot 10^3 \text{ W}} \times 100\% = 99,3\%$$

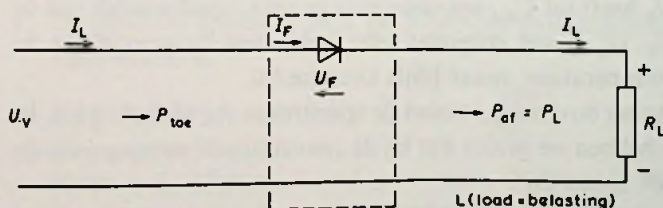


fig. 1.13 Voorbeeld 1.6

1.6.2 Parallel en in serie schakelen

Parallel schakelen

Om een *grotere stroom* te kunnen voeren worden vermogensdioden soms parallel geschakeld. Er dient dan goed gelet te worden op een *gelijkmatige stroomverdeling*, zodat niet één van de dioden overbelast wordt. Hieraan wordt voldaan als het onderlinge spanningsverlies U_F over de dioden niet teveel verschilt. We gebruiken daarom voor de gehele schakeling hetzelfde type diode die voor dit doel is uitgezocht. Zie fig. 1.14. Elke diode dient te worden beveiligd door middel van een (smelt)veiligheid. Voor het berekenen van de totale stroom gebruikt men de formule:

$$I_{F_{\text{tot}}} = N \cdot I_F \cdot f$$

Hierin is:

N – het aantal dioden;

f – de veiligheidsfactor (0,6 ... 0,8).

VOORBEELD 1.7

Gegeven:

Drie conventionele vermogensdioden (zie fig. 1.14) met een doorlaatstroom van 10 A worden parallel geschakeld.

Gevraagd:

Bereken de totale toelaatbare stroom, als een veiligheidsfactor van 0,6 wordt aangehouden.

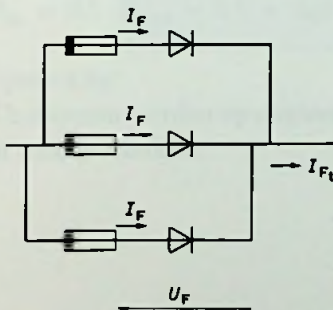


fig. 1.14 Het parallel schakelen van dioden.

Oplossing:

$$I_{\text{Ftot}} = 3 \times I_F \cdot f = 3 \times 10 \text{ A} \times 0,6 = 18 \text{ A}.$$

In serie schakelen

Om een *hogere sperspanning* te kunnen opvangen worden vermogensdioden vaak in serie geschakeld. In dat geval mag natuurlijk niet over één van de dioden een te hoge spanning staan, waardoor overslag zou kunnen optreden gedurende het sperren. Dit is mogelijk, omdat de grenslaag bij elke diode (ook al zijn ze van hetzelfde type) niet even snel spert na de geleidende toestand. Er dient dus goed gelet te worden op een *gelijkmatige spanningsverdeling*. Dit kan het gemakkelijkst worden opgelost door 'controlled avalanche'-dioden te gebruiken van hetzelfde type. Deze kunnen zonder bezwaar in serie worden geschakeld. Conventionele dioden worden meestal voorzien van een spanningsdeeler met weerstanden parallel aan de dioden. Zie fig. 1.15.

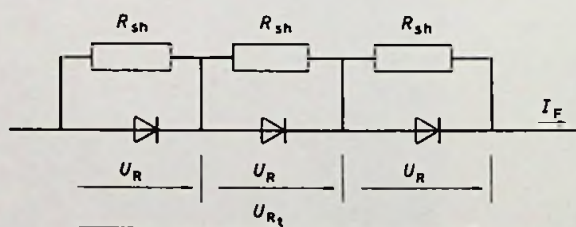
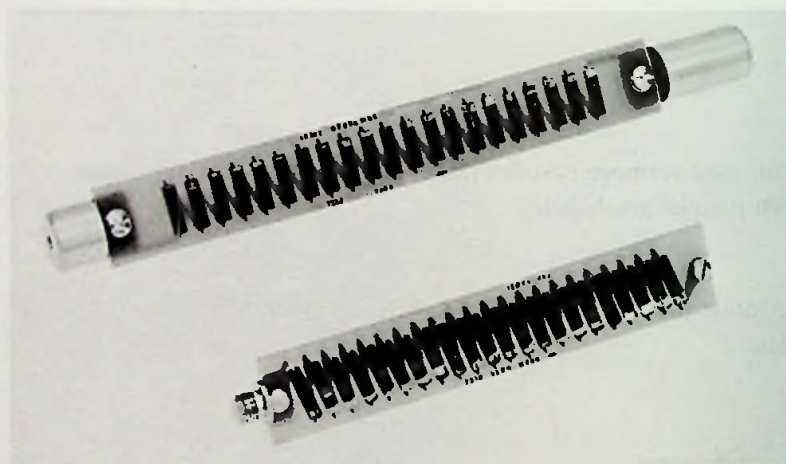


fig. 1.15 Het in serie schakelen van conventionele dioden tot 'hoogspanningsdioden'

Het bepalen van de totale sperspanning gebeurt met de formule:

$$U_{\text{Rtot}} = N \cdot U_R \cdot f$$

en de shuntweerstand met de praktijkformules:

$$R_{\text{sper}} = \frac{U_{\text{RSM}}}{I_R}$$

$$R_{\text{sh}} = 0,1 \cdot R_{\text{sper}}$$

VOORBEELD 1.8

Gegeven:

Drie conventionele vermogensdioden (zie fig. 1.15) met een sperspanning van 400 V en een maximale eenmalig optredende sperspanning van 500 V worden in serie geschakeld. De sperstroom is 1 mA.

Gevraagd:

Bereken de totale sperspanning en de grootte van de shuntweerstand als een veiligheidsfactor van 0,8 wordt aangehouden.

Oplossing:

$$U_{\text{Rtot}} = 3 \times U_R \cdot f = 3 \times 400 \text{ V} \times 0,8 = 960 \text{ V}$$

$$R_{\text{sper}} = \frac{U_{\text{RSM}}}{I_R} = \frac{500 \text{ V}}{10^{-3} \text{ A}} = 500 \text{ k}\Omega$$

$$R_{\text{sh}} = 0,1 \cdot R_{\text{sper}} = 0,1 \times 500 \text{ k}\Omega = 50 \text{ k}\Omega \text{ (reekswaarde 47 k}\Omega\text{)}$$

Opmerking:

Thyristoren worden op overeenkomstige wijze als vermogensdioden parallel of in serie geschakeld.

1.6.3 Gelijkrichters

De gemiddelde gelijkspanning over de belasting

Vermogensdioden worden veel gebruikt in gelijkrichters. Gelijkrichten is het omzetten van vermogen met een vaste wisselspanning in een vermogen met een vaste gelijkspanning.

Veel voorkomende éénfase-gelijkrichters zijn:

- 1 de *één-diodegelijkrichter* (E1-gelijkrichter), gebruikt voor enkele gelijkrichting;
- 2 de *vier-diodengelijkrichter* (bruggelijkrichter of B2-gelijkrichter, ook wel greatzgelijkrichter), gebruikt voor dubbele gelijkrichting.

De één-diodegelijkrichter (zie fig. 1.16)

De schakeling is weergegeven in fig. 1.16a en het verloop van de (pulserende) gelijkspanning u_L over de belasting R_L als functie van de tijd t , dus $u_L = f(t)$, in

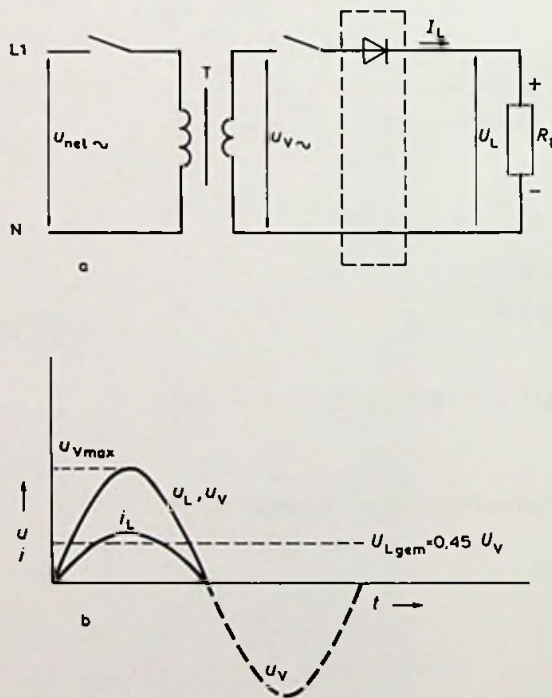


fig. 1.16 De één-diodegelijkrichter (E1-gelijkrichter)

fig. 1.16b. Ook staat in fig. 1.16b het verloop van de (pulserende) gelijkstroom i_L door de ohmse belasting: $i_L = f(t)$. We constateren dat de diode slechts over een halve periode geleidt. Uit het voorgaande bleek dit al.

Omdat we gebruik maken van een ohmse belasting, zal de stroom i_L nauwkeurig, volgens de wet van Ohm, de spanning u_L volgen; we zeggen i_L en u_L zijn in fase.

Uit de elektriciteitsleer is bekend dat voor de *gemiddelde* spanning over de belasting geldt:

$$U_{L\text{gem}} = \frac{u_{v\text{max}} \cdot \frac{2}{\pi}}{2} = \frac{U_v \sqrt{2} \cdot \frac{2}{\pi}}{2} = \frac{0,9 \cdot U_v}{2} = 0,45 U_v \quad (1.8)$$

Tevens is:

$$I_{L\text{gem}} = 0,45 I \quad \left(I = \frac{U_v}{R_L} \right) \quad (1.9)$$

Hierin is U_v de effectieve waarde van de (voedings)wisselspanning en I de effectieve waarde van de wisselstroom die de belasting zou opnemen wanneer deze direct op de voedingsspanning zou worden aangesloten. De gemiddelde spanning wordt wel met U_{FAV} (forward average) aangeduid en de gemiddelde stroom met I_{FAV} .

Voor de *effectieve* belastingsstroom geldt:

$$I_L = \frac{1}{2} \sqrt{2} \cdot I \quad (1.10)$$

Dit kan als volgt worden aangetoond. Als R_L direct op de voedingsspanning U_v is aangesloten is het door de belasting opgenomen vermogen:

$$P_L = U_v \cdot I = I^2 \cdot R_L$$

Als de diode is ingeschakeld is dit vermogen:

$$P_L' = \frac{1}{2} U_v \cdot I = \frac{1}{2} I^2 \cdot R_L = I_L^2 \cdot R_L$$

Dus is:

$$I_L^2 = \frac{1}{2} I^2 \text{ en } I_L = \frac{1}{2} \sqrt{2} \cdot I$$

Belangrijke grootheden:

$I_{T(RMS)}$ van de vermogensdiode dient minimaal gelijk te zijn aan I_L .

U_{RRM} van de diode dient minimaal gelijk te zijn aan de maximale voedingsspanning $u_{Vmax} = U_V \sqrt{2}$.

De vier-diodengelijkrichter

De schakeling en het verloop van de (pulserende) gelijkspanning u_L over de belasting R_L zijn getekend in fig. 1.17. Tevens is het verloop van de (pulserende) gelijkstroom i_L door de ohmse belasting weergegeven.

Omdat er nu sprake is van dubbele gelijkrichting, geldt voor de gemiddelde spanning over de belasting:

$$U_{Lgem} = U_{FAV} = 0,9 U_V \quad (1.11)$$

En voor de gemiddelde stroom:

$$I_{Lgem} = I_{FAV} = 0,9 I \quad \left(I = \frac{U_V}{R_L} \right) \quad (1.12)$$

Voor de effectieve takstroom geldt (zie formule 1.10):

$$I_t = \frac{1}{2} \sqrt{2} \cdot I \quad (1.13)$$

Belangrijke grootheden:

$I_{T(RMS)}$ van de vermogensdioden dient minimaal gelijk te zijn aan I_t .

De maximale voedingsspanning u_{Vmax} staat over elk van de vier dioden.

U_{RRM} van de dioden dient dus minimaal gelijk te zijn aan $U_V \sqrt{2}$.

Het voordeel van de B2-gelijkrichter t.o.v. de E1-gelijkrichter is het dubbele afgegeven vermogen (tot ca. 5 kW).

Het nadeel is de hogere prijs.

We zullen in hoofdstuk 5 zien dat het verloop van de stroom i_L bij een inductieve belasting vlakker is dan bij een ohmse belasting.

1.6.4 Het commutatie-effect

Als de diodenbrug van fig. 1.17 gelijkricht, geleidt om beurten de brugtak met de dioden D_1 en D_3 en de brugtak met de dioden D_2 en D_4 .

Bij de stroomovergang van de ene brugtak naar de andere, de *stroomcommuta-*

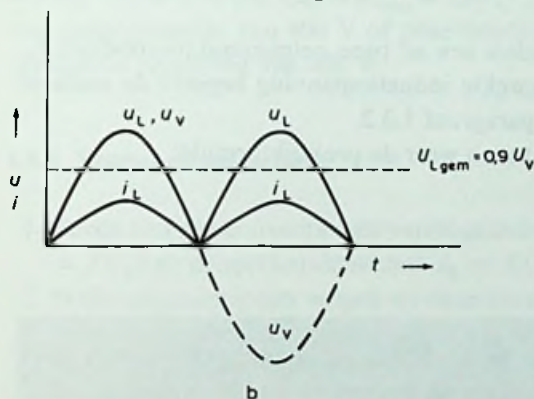
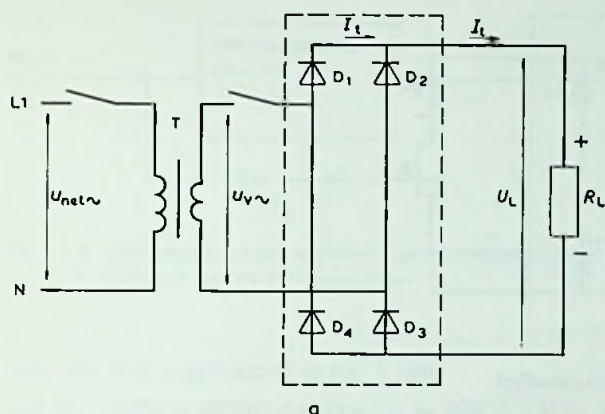


fig. 1.17 De vier-diodengelijkrichter (B2-gelijkrichter)

tie, treedt gedurende zeer korte tijd de situatie op dat alle dioden geleiden. D.w.z. er ontstaat even een brugsluiting. De diodestroom kan gedurende deze zeer korte tijd snel stijgen, zodat de maximale di/dt -waarde van de vermogensdiode kan worden overschreden. Dit zal echter alleen gebeuren als de stroomkring tijdens de sluiting onvoldoende weerstand bezit. In dat geval brengen we

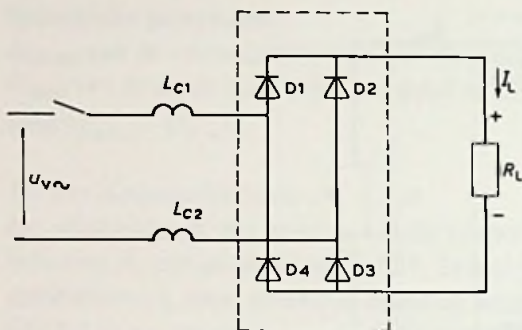


fig. 1.18 Beveiligen tegen commutatie-effect

ter bescherming van de halfgeleiders een of twee netcommutatiespoeltjes L_c aan, zie fig. 1.18. De hierin opgewekte inductiespanning beperkt de snelheid van de stroomtoename. Zie ook paragraaf 1.3.2.

Voor het bepalen van L_c gebruikt men weer de praktijkformule:

$$L_{c,\min} = \frac{u_{v\max}}{di/dt}$$

Om een te snelle stijging van de diodestroom in bruggelijkrichters te voorkomen dient tijdens de stroomcommutatie voldoende weerstand of tegenspanning in de diodestroomkring aanwezig te zijn.

1.6.5. Het beschermen van een apparaat met stootspanningvaste vermogensdioden

Een speciale toepassing van de 'controlled avalanche'-vermogensdiode is getekend in fig. 1.19.

Deze vermogensdiode wordt hier als een zenerdiode voor hoge spanningen gebruikt om een apparaat tegen overspanning te beschermen. De spanning wordt namelijk begrensd tot de 'avalanche'-spanning (maximale sperspanning). Omdat de voedingsspanning een wisselspanning is moeten twee 'antiserie' geschakelde beschermingsdioden worden aangebracht. Deze serieschakeling wordt ook wel in één halfgeleider-structuur aangebracht.

De dan ontstane vermogenscomponent wordt (vermogens)*diac* genoemd (diode alternate current switch).

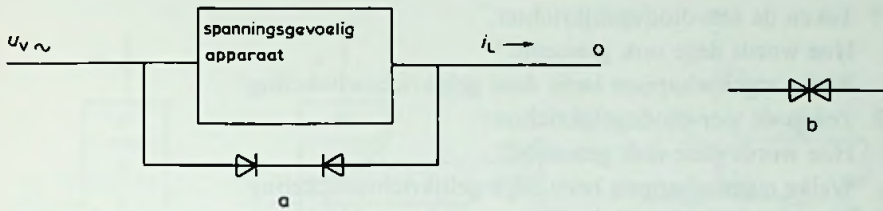


fig. 1.19a Beschermen van een apparaat tegen overspanning met behulp van een diac
b Symbool van een vermogensdiac

Het symbool is getekend in fig. 1.19b.

Als $U_v = 220 \text{ V}/50 \text{ Hz}$, dan is $u_{v\max} = 220 \sqrt{2} \text{ V} = 311,4 \text{ V}$. We nemen nu b.v. een vermogensdiac van 400 V of twee 'controlled avalanche'-dioden met een 'avalanche'-spanning van 400 V .

1.6.6 Vragen en opdrachten

- 1 Teken van een conventionele vermogensdiode de doorlaatkarakteristiek $I_F = f(U_F)$ en de sperkarakteristiek $I_R = f(U_R)$ in één assenkruis.
- 2 Welke eigenschappen volgen uit deze karakteristieken?
- 3 Teken in de karakteristieken van vraag 1 het verschil als de conventionele diode vervangen wordt door een 'controlled avalanche'-diode van gelijke grootte.
Wat valt op?
- 4 Hoe wordt de spanning berekend over de geleidende vermogensdiode?
En hoe de doorlaatstroom?
En het gedissipeerde vermogen?
Als $U_d = 0,5 \text{ V}$, $r = 10^{-2} \Omega$ en $R_L = 10 \Omega$ bereken dan U_F en P_F , als $U_{v_{\max}} = 110 \text{ V}$.
- 5 Waarvoor dient het parallel schakelen van vermogensdioden?
Waarop moet worden gelet?
Hoe kunnen we dit oplossen?
Als I_F per diode gelijk is aan 20 A , bereken dan $I_{F\text{tot}}$ als 5 dioden parallel worden geschakeld.
- 6 Waarvoor dient het in serie schakelen van deze dioden?
Waarop moet nu worden gelet?
Hoe kunnen we dit oplossen?
Als $U_R = 200 \text{ V}$, $U_{\text{RSM}} = 300 \text{ V}$ en $I_R = 1 \text{ mA}$, bereken dan $U_{R\text{tot}}$ als 5 dioden in de serie worden geschakeld. Hoe groot is R_{sh} ?

- 7 Teken de één-diodegelijkrichter.
Hoe wordt deze ook genoemd?
Welke eigenschappen bezit deze gelijkrichtschakeling?
- 8 Teken de vier-diodegelijkrichter.
Hoe wordt deze ook genoemd?
Welke eigenschappen bezit deze gelijkrichtschakeling?
- 9 Hoe wordt de grootte berekend van de gemiddelde spanning over de belastingsweerstand bij enkele en dubbele gelijkrichting? En hoe de effectieve spanning?
Als $U_{V\sim} = 220 \text{ V}$ en $R_L = 20 \Omega$, bereken dan $U_{L\text{gem}}$, $I_{L\text{gem}}$, U_L , I_L en P_L in beide gevallen.
- 10 Wanneer moeten bij de vier-diodenschakeling commutatiespoeltjes worden aangebracht? Geef een rekenvoorbeeld.
- 11 Teken de bescherming van een thyristor tegen overspanning met 'controlled avalanche'-dioden. De voedingsspanning is een wisselspanning. Verklaar dit.

1.7 Karakteristieken en eigenschappen van de thyristor

1.7.1 Ontsteek- en doofvoorwaarden. Testen van de thyristor

We kunnen ons de p-gate-thyristor voorstellen als de eenwording van twee transistoren op de wijze van fig. 1.20. Dit wordt het *twee-transistormodel* of het *transistorvervangschema* van de thyristor genoemd.

Transistor Tr_1 is van het pnp-type. Transistor Tr_2 is van het npn-type. Omdat de middelste twee lagen in werkelijkheid gemeenschappelijk zijn, is het in de praktijk niet mogelijk met twee transistoren een thyristor te bouwen. Met het model kunnen wel enkele belangrijke eigenschappen worden verklaard.

Sluiten we over de anode en katode een positieve spanning aan, dan zal nauwelijks stroom lopen. De np-overgang spert. In het model isoleren de beide transistoren.

Wordt tegelijkertijd echter een voldoende grote positieve stuur- of gatespanning aangesloten, dan loopt er een kleine basisstroom I_{B2} door transistor Tr_2 . Deze stroom is de stuur- of gatestroom I_G van de thyristor. Daardoor ontstaat een versterkte (collector)stroom I_{C2} .

Deze I_{C2} is de basisstroom voor transistor Tr_1 . Dus $I_{B1} = I_{C2}$. Door I_{B1} ontstaat de collectorstroom I_{C1} . Deze I_{C1} is de nieuwe versterkte basisstroom I_{B2} . Nu herhaalt het voorgaande zich tot beide transistoren volledig geleiden. De np-overgang spert niet meer maar geleidt. De thyristor is *ontstoken* (ingeschakeld). We begrijpen dat dit ontsteken zeer snel gebeurt.

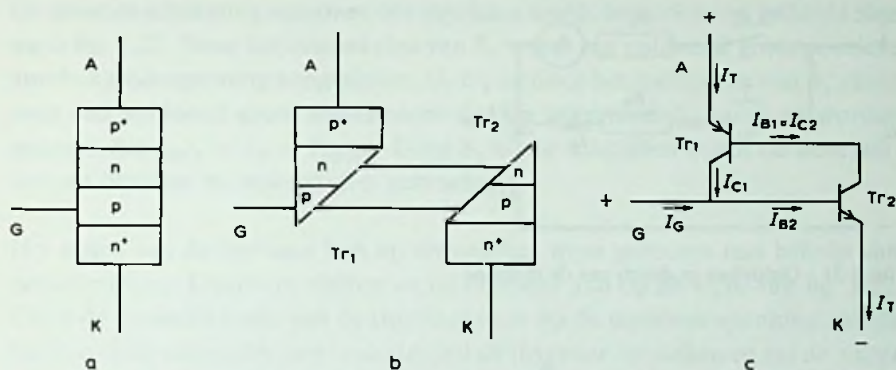


fig. 1.20 Twee-transistormodel van de p-gate-thyristor

De gate-katodespanning kan na het ontsteken zonder bezwaar worden uitgeschakeld, de thyristor blijft geleiden. De doorlaatstroom I_T bereikt een waarde die wordt bepaald door de belastingsweerstand in serie met de thyristorweerstand en de kleine tegenspanning van de thyristor. De geleidende thyristor gedraagt zich verder als een vermogensdiode. Zie ook paragraaf 1.7.3.

De thyristor geleidt zolang beide transistoren in het model volledig geleiden. Hiervoor is een minimale doorlaatstroom nodig, de zg. *houdstroom* $I_{H(O)}$ ('holding current').

De bijbehorende anode-katodespanning is de houdspanning $U_{H(O)}$ ('holding voltage'). Deze is gelijk aan de tegenspanning, d.w.z. 1 V. Door de doorlaatstroom onder de houdstroom te brengen isoleert het model. De thyristor is *gedoofd* (uitgeschakeld).

Om een thyristor blijvend in geleiding te brengen, moet zijn voldaan aan drie (ontsteek)voorwaarden:

- 1 Een voldoende grote positieve anode-katodespanning U_T .
- 2 Een voldoende grote positieve stuurstroom I_G (die na het in geleiding komen kan worden uitgeschakeld).
- 3 Een voldoende grote doorlaatstroom I_T .

Om de thyristor te doven moet de doorlaatstroom kleiner worden dan de houdstroom. De thyristor zoals deze is besproken kan dus niet worden gedoofd met de stuurstroom.

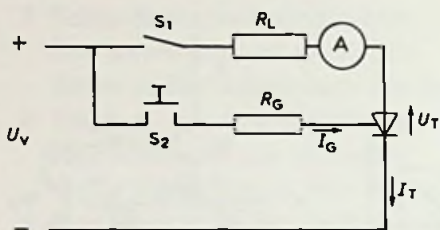


fig. 1.21 Ontsteken en doven van de thyristor

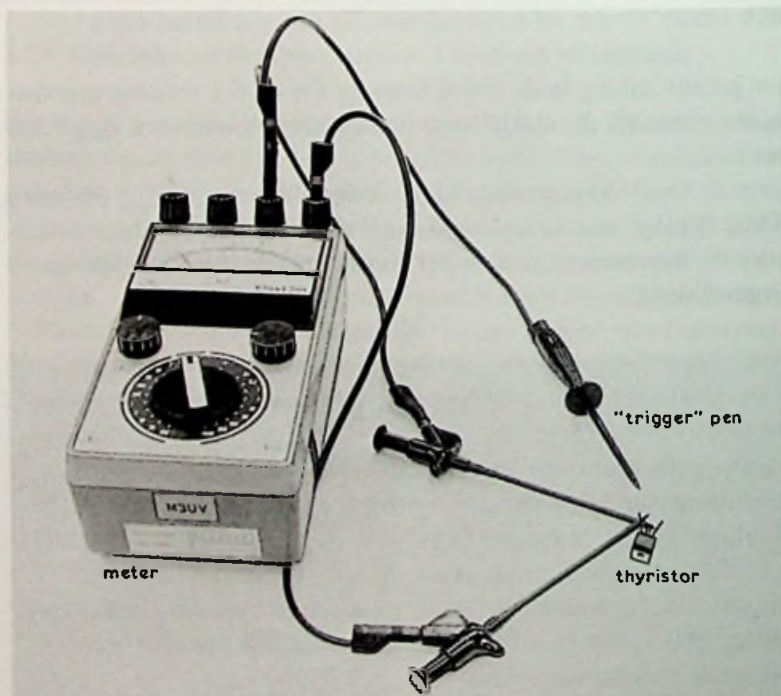
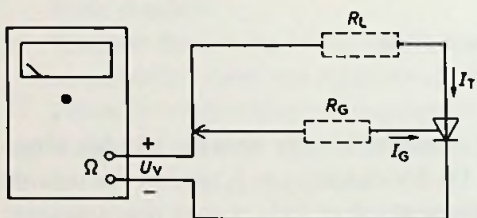


fig. 1.22 Testen van de thyristor met een ohmmeter

De principeschakeling waarmee een thyristor wordt ontstoken en gedoofd zien we in fig. 1.21. Door het inschakelen van S_1 wordt een voldoende grote positieve anode-katodespanning aangesloten, nl. U_V en door het indrukken van S_2 vloeit even een voldoende grote stuurstroom I_G . De weerstand R_L moet zo worden gekozen dat $I_{H(O)} < I_T < I_{T(RMS)}$. Door S_1 uit te schakelen wordt de doorlaatstroom beneden de houdstroom gebracht.

Het testen van de thyristor kan op eenvoudige wijze gebeuren met behulp van een ohmmeter. Daarvoor sluiten we de thyristor aan op de wijze van fig. 1.22. Door de stuur elektrode van de thyristor even op de positieve spanning van de batterij in de ohmmeter aan te sluiten zal de thyristor ontsteken en zal de wijzer van de ohmmeter uitslaan.

Zowel de stuurstroom I_G als de doorlaatstroom I_T mogen hierbij niet boven de voor de thyristor maximale waarde komen. Deze waarden staan vermeld in het desbetreffende thyristorhandboek. Als beschermweerstand moeten worden

aangebracht kan men deze berekenen. Er geldt: $R_L > \frac{U_V}{I_{T(RMS)}}$ en $R_G > \frac{U_V}{I_G}$. De

beide stromen mogen echter ook niet te klein zijn, omdat de thyristor dan niet in geleiding komt.

Bij grotere thyristoren is de batterijstroom van de ohmmeter onvoldoende om de thyristor blijvend in geleiding te brengen. In dat geval wordt de ohmmeter vervangen door een gelijkstroomvoeding en wordt in het vermogenscircuit van de thyristor een ampèremeter aangesloten voor het aanwijzen van de doorlaatstroom (zie fig. 1.21).

1.7.2 Het in- en uitschakelgedrag. Dode tijd

Het in- en uitschakelgedrag (ontsteek- en doofgedrag) van de thyristor kan in beeld worden gebracht op de wijze van fig. 1.23 a en b. Hierdoor wordt ook duidelijk wat precies onder de *inschakeltijd* en de *uitschakeltijd* wordt verstaan, twee tijden die steeds in de thyristorhandboeken worden vermeld. In paragraaf 1.3.4 is de grootte van beide tijden al genoemd. We moeten ons bij het volgende realiseren dat de gedragingen zeer snel verlopen.

Inschakelgedrag Zie fig. 1.21 en 1.23a

Op tijdstip t_1 wordt aan de thyristor een blokvormige stuurstroom I_G toegevend door drukknop S_2 te bedienen. We gaan ervan uit dat over de thyristor de gelijkspanning U_V staat, dus S_1 is gesloten. De thyristor begint op het moment t_1 in te schakelen, d.w.z. hij gaat nu over van de blokkerende naar de geleidende

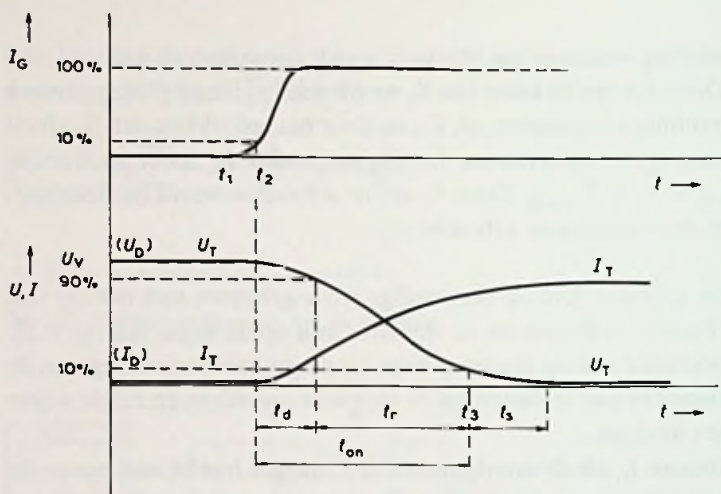


fig. 1.23a Inschakelgedrag van de thyristor

$$t_{on} = t_{gt} = t_d + t_r$$

t_d = delay time (ontsteekvertragingstijd), afhankelijk van de grootte en steilte van de blokvormige stuurstroom

t_r = rise time (doorschakeltijd), afhankelijk van de grootte en aard van de belasting

t_s = ontsteekuitbreidingstijd, afhankelijk van de grootte van de thyristor en de grootte en aard van de belasting

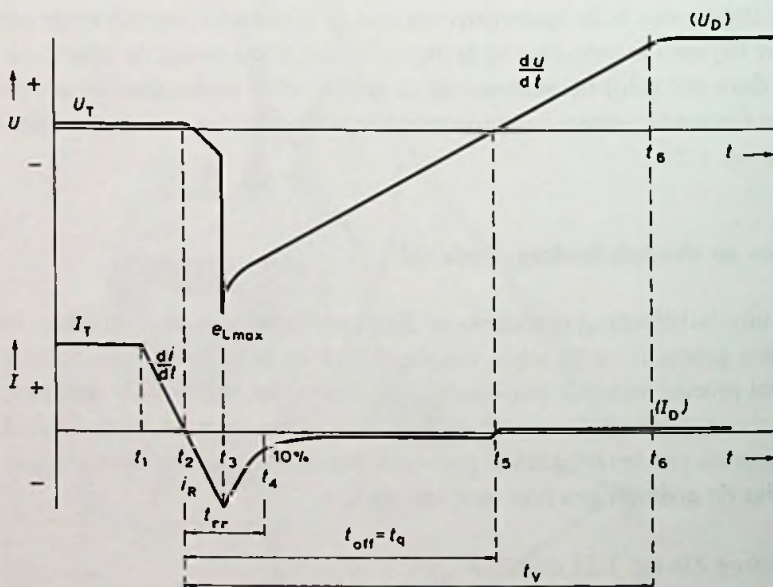


fig. 1.23b Uitschakelgedrag van de thyristor

t_{rr} = reverse recovery time (spervertragingstijd), afhankelijk van de aard en grootte van de belasting

t_{off} = turn off time (uitschakeltijd) of t_q = hold off time (hersteltijd), afhankelijk van o.a. de aard en grootte van de belasting en de spanningssteilheid du/dt

toestand. De spanning U_T over en de stroom I_T door de thyristor verlopen zoals is getekend.

Dit verloop en daarmee de grootte van de inschakeltijd t_{on} hangt sterk af van de grootte en steilte van de toegediende blokvormige stroom, de grootte van de thyristor en de grootte en de aard (ohms of inductief) van de belasting. Op het tijdstip t_3 is de thyristor ingeschakeld. In de figuur is de inschakeltijd gedefinieerd.

Onder de *inschakeltijd* t_{on} ('turn on time') van de thyristor verstaan we de tijd die verstrijkt tussen het moment t_2 dat de voorflank van de blokvormige stroom I_G 10 % is van zijn eindwaarde en het moment t_3 waarop de blokkeerspanning U_D van de thyristor 10 % is geworden van zijn beginwaarde (U_V). De tijd t_{on} wordt ook wel aangeduid met t_{gt} ('gate controlled turn on time').

De inschakeltijd kan men onderverdelen in een drietal tijden. Deze zijn bij de figuur vermeld.

Uitschakelgedrag Zie fig. 1.21 en 1.23b

Op tijdstip t_1 wordt schakelaar S_1 geopend. Nu begint de thyristor uit te schakelen, d.w.z. de thyristor gaat over van de geleidende naar de blokkerende toestand. De stroom I_T door en de spanning U_T over de thyristor hebben het getekende verloop. Dit verloop en daarmee de grootte van de uitschakeltijd is sterk afhankelijk van de aard en grootte van de belasting en van de spanningssteilheid du/dt . De stroom neemt na t_1 af en gaat op het tijdstip t_2 door de nul, zonder echter nul te blijven. Door het snelle afnemen hebben namelijk veel vrije ladingdragers in de beide thyristorgrenslagen geen tijd gehad om af te vloeien of om te recombineren. De thyristor is dus nog geleidend en heeft geen sperlaag ('minority storage'-effect).

Dit is te merken aan het aanhouden van de thyristorstroom in tegengestelde richting (sperrichting). Deze stroom is met I_R aangegeven. De tijd gedurende welke deze stroom loopt heet spervertragingstijd of 'reverse recovery time' t_{rr} . Op het moment t_3 heeft de sperstroom zijn maximale waarde bereikt. Daarna neemt de stroom snel af, omdat de sperrende werking van de 'onderste' grenslaag, door het snelle afvloeien van de vrije ladingdragers, sterk toeneemt.

Door dit snelle afnemen van de stroom kan, als in de stroomketen van de thyristor een zelfinductie aanwezig is (en dat is vaak het geval), een grote inductiespanning e over de thyristor ontstaan, die U_{RSM} van de thyristor gemakkelijk kan overschrijden. Zie ook paragraaf 1.5.

Op tijdstip t_5 heeft deze grenslaag zijn sperrende werking herkrege. In de andere grenslaag is echter nog een klein overschot aan vrije elektronen aanwezig, dat moet recombineren. De thyristor is nu wel in staat een kleine positieve spanning te sperren zonder spontaan weer te gaan geleiden.

Op tijdstip t_6 is de thyristor in principe volledig in staat positieve spanning te sperren, omdat dan alle grenslagen hun sperrende werking hebben herkrege. In de figuur is de uitschakeltijd gedefinieerd.

Onder de *uitschakeltijd* t_{off} (turn off time) van de thyristor verstaan we de tijd die verstrijkt tussen het moment t_2 waarop de thyristor-doorlaatstroom de nullijn snijdt en het moment t_5 waarop de thyristor weer in staat is een (kleine) positieve spanning te sperren.

Deze tijd wordt ook wel *hersteltijd* genoemd en wordt dan met t_q aangeduid.

In de praktijk doen we er verstandig aan een iets langere tijd dan de hersteltijd aan te houden voor de thyristor geacht wordt volledig te zijn gedoofd. Daarna kan de thyristor eventueel weer worden ingeschakeld.

We spreken dan over *vrijhoudtijd* t_v ; dit is de tijd die de thyristor in de praktijk moet worden gegeven om zich volledig te herstellen.

Er geldt:

$$t_v > t_q \quad (1.14)$$

Dode tijd

Er wordt ook vaak gesproken over de *reactietijd* of *dode tijd* t_d van de thyristor. Hiermee wordt de tijd bedoeld die de thyristor maximaal nodig heeft om te reageren (in of uit te schakelen) bij een commando (stuurstroomsignaal).

Er geldt:

$$t_{d,\text{in}} = t_{\text{on}}, t_{d,\text{uit}} = t_{\text{off}} \text{ (eventueel } t_v) \quad (1.15)$$

1.7.3 De hoofdstroom-spanningskarakteristiek

In fig. 1.24 zien we het verband uitgezet tussen de stroom door en de spanning over de vermogensthyristor bij verschillende constante stuurstromen I_G .

I_G is de hulpveranderlijke of parameter.

Tevens is een belastingslijn getekend, waardoor het instelpunt i ontstaat.

We onderscheiden drie gebieden:

- 1 het *blokkeergebied* (Engels: 'off-state area');
- 2 het *geleidingsgebied* ('on-state area');
- 3 het *spergebied* ('reverse area').

Het blokkeergebied (of positieve spergebied)

In het eerste kwadrant staat eerst de sperkarakteristiek in positieve of doorlaat-richting getekend.

In dit gebied blokkeert de thyristor bij toenemende anode-katodespanning de stroomdoorgang, op een kleine blokkeer(sper)stroom I_b na. Deze sperkarakteristiek wordt daarom wel *blokkeerkarakteristiek* genoemd. Bij een bepaalde anode-katodespanning zal deze blokkeerstroom zo groot worden dat de thyristor in geleiding komt (inschakelt). Deze stroom wordt de *klinkstroom* $I_{L(A)}$ genoemd (Engels: 'latching current').

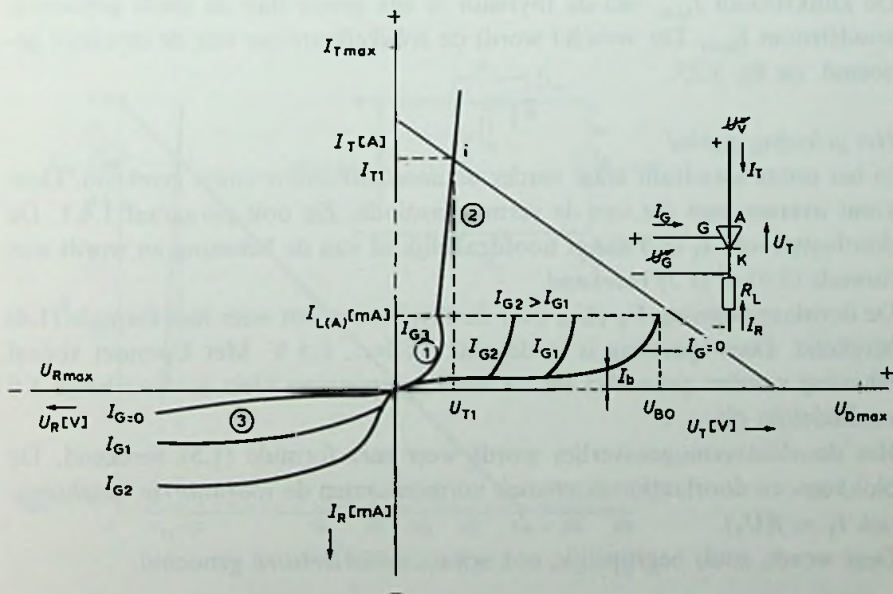


fig. 1.24 Karakteristieken van de thyristor

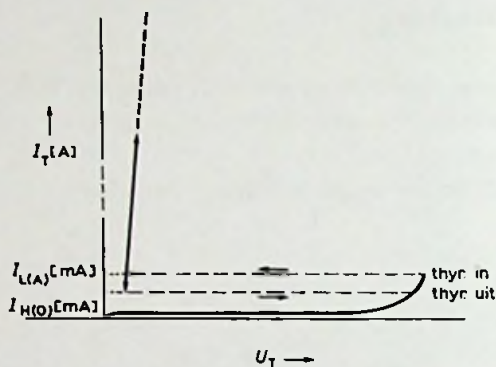


fig. 1.25 Schakelhysteresis van de thyristor

De grootte van de anode-katodespanning waarbij dit gebeurt is afhankelijk van de grootte van de stuurstroom I_G . Hoe groter I_G , des te kleiner is deze spanning. Ook bij $I_G = 0$ kan de thyristor in geleiding worden gebracht. De anode-katodespanning die daarvoor nodig is heet de 'break-over' spanning U_{BO} . Deze manier van in geleiding brengen is echter niet gebruikelijk.

Opmerking:

De klinkstroom $I_{L(A)}$ van de thyristor is iets groter dan de reeds genoemde houdstroom $I_{H(O)}$. Dit verschil wordt de *schakelhysteresis* van de thyristor genoemd, zie fig. 1.25.

Het geleidingsgebied

In het eerste kwadrant staat verder de *doorlaatkarakteristiek* getekend. Deze komt overeen met die van de vermogensdiode. Zie ook paragraaf 1.6.1. De doorlaatstroom I_T (I_F) hangt hoofdzakelijk af van de belasting en wordt met formule (1.6) of (1.7) berekend.

De doorlaatspanning U_T (U_F) over de thyristor wordt weer met formule (1.4) berekend. Deze spanning is in de praktijk 1 ... 1,5 V. Met U_F moet vooral rekening worden gehouden als de voedingsspanning klein is. Voorbeeld 1.9 verduidelijkt dit.

Het doorlaatvermogensverlies wordt weer met formule (1.5) berekend. De blokkeer- en doorlaatkarakteristiek vormen samen de *voorwaartse karakteristiek* $I_T = f(U_T)$.

Deze wordt, zoals begrijpelijk, ook *schakelkarakteristiek* genoemd.

Het spergebied (of negatieve spergebied)

In het derde kwadrant is de *sperkarakteristiek* $I_R = f(U_R)$ getekend. Het verloop is te vergelijken met dat van de vermogensdiode.

Wel is de grootte van de sperstroom I_R , behalve van de temperatuur en de grootte van de thyristor, ook afhankelijk van de stroom I_G . De stroom blijft echter klein (mA).

VOORBEELD 1.9

Gegeven:

Van een thyristor is in fig. 1.26a de voorwaartse karakteristiek gegeven (lijn a). De thyristor is belast met een ohmse weerstand $R_L = 10 \Omega$. De voedingsspanning $U_V = 24 \text{ V}$, zie fig. 1.26b.

Gevraagd:

- 1 De spanning U_T over de thyristor als deze in geleiding is gebracht.
- 2 De grootte van de thyristorstroom I_T .
- 3 De maximale grootte van R_L waarbij de thyristor niet meer blijvend in geleiding kan worden gebracht. Dit is $R_{L\max}$

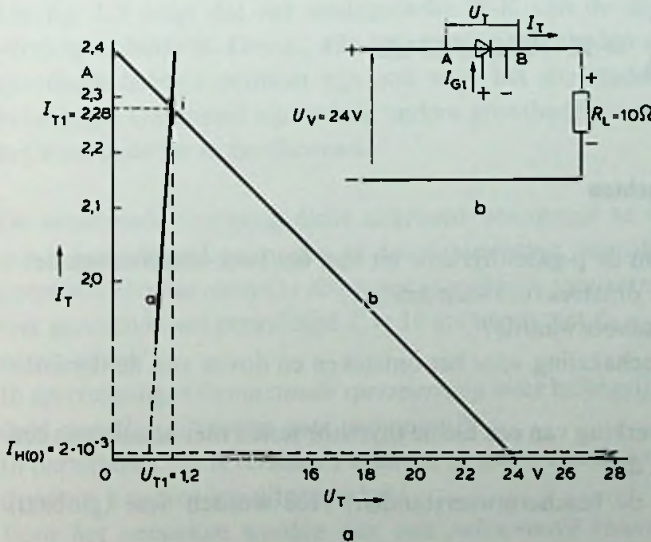


fig. 1.26 Voorbeeld 1.9

Oplossing:

- 1 De open spanning over de punten A-B is 24 volt. De stroom door de belasting bij kortsluiting van de thyristor is 2,4 ampère. De belastingslijn kan nu worden getekend (lijn b). Het snijpunt van de lijnen a en b is het instelpunt i. Lezen we de bijbehorende thyristorspanning af dan vinden we een $U_{T1} = 1,2 \text{ V}$.
- 2 Uit het instelpunt volgt tevens een thyristorstroom $I_{T1} = 2,28 \text{ A}$. Dit kan ook worden berekend met formule (1.6):

$$I_T = \frac{U_V - U_{T1}}{R_L} = \frac{24 \text{ V} - 1,2 \text{ V}}{10 \Omega} = 2,28 \text{ A}$$

Bij verwaarlozen van de spanningsval U_{T1} over de thyristor geldt volgens formule (1.7):

$$I_{T1} = \frac{U_V}{R_L} = \frac{24 \text{ V}}{10 \Omega} = 2,4 \text{ A}$$

Hieruit zien we dat, als de voedingsspanning klein is, terdege rekening moet worden gehouden met de spanningsval over de geleidende thyristor.

- 3 De houdstroom $I_{H(O)} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ A}$.

Als $R_L > \frac{U_V}{I_{H(O)}}$ kan de thyristor niet blijvend in geleiding worden gebracht.

$$R_{L\max} = \frac{24 \text{ V}}{2 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = 12 \cdot 10^3 \Omega \text{ of } 12 \text{ k}\Omega.$$

1.7.4 Vragen en opdrachten

- 1 Leg de werking van de p-gate-thyristor uit met het twee-transistormodel.
- 2 Welke zijn de drie ontsteekvoorwaarden?
En welke is de doofvoorwaarde?
Teken de principeschakeling voor het ontsteken en doven van de thyristor met schakelaars.
- 3 Hoe kan men de werking van een kleine thyristor testen met behulp van een ohmmeter? Teken dit.
Waarvoor dienen de beschermweerstand? Hoe worden deze (globaal) berekend?
Teken de schakeling voor het testen van een grote thyristor.

- 4 Verklaar het inschakelgedrag van een thyristor.
Wat wordt onder de inschakeltijd verstaan?
- 5 Verklaar het uitschakelgedrag van een thyristor.
Wat wordt onder de uitschakeltijd verstaan?
Hoe wordt deze ook genoemd? Wat is de vrijhoudtijd?
- 6 Wat wordt onder de dode tijd van een thyristor verstaan?
Wanneer is deze tijd belangrijk?
- 7 Teken van een thyristor de voorwaartse karakteristiek $I_T = f(U_T)$ bij twee verschillende stuurstromen I_{G2} en I_{G1} . Er geldt: $I_{G2} > I_{G1}$.
Geef het blokkeergebied en het geleidingsgebied aan.
- 8 Waarom wordt deze karakteristiek de schakelkarakteristiek genoemd?
- 9 Wat wordt verstaan onder de spanning U_{BO} ? Geef deze in de karakteristiek aan.
- 10 En wat verstaan onder de stroomhysterese van de thyristor? Teken dit.
- 11 Wat wordt verstaan onder het instelpunt van het vermogensgedeelte van de thyristor?
Teken een voorbeeld.
- 12 Als $U_d = 1 \text{ V}$, $r = 10^{-2} \Omega$ en $R_L = 20 \Omega$, bereken dan U_F , P_F als $U_{V_{\text{max}}} = 110 \text{ V}$.

1.7.5 Belangrijke stuurgrootheden

Uit fig. 1.5 volgt dat het stuurgedeelte G-K van de thyristor in wezen een vermogensdiode is. D.w.z., alle belangrijke grootheden die we bij de vermogensdiode hebben ontmoet zijn ook voor het stuurgedeelte van de thyristor belangrijk. Daarnaast zijn enkele andere grootheden ingevoerd die dienen om het stuurgedeelte te beschermen.

De sturordiode-overgang dient uiteraard beschermd te worden tegen een te groot gedissipeerd vermogen in doorlaatrichting, waardoor verbranding zou optreden. Het *maximaal te dissiperen gemiddelde stuurvermogen in doorlaatrichting* gedurende een periodetijd $T = 10 \text{ ms}$ wordt met P_{GAVmax} aangeduid ('power gate average').

In sperrichting is de *maximale sperspanning* weer belangrijk. Deze wordt aangeduid met U_{RGM} ('reverse gate maximum').

In paragraaf 1.7.1 is verklaard waarom de stuurstroom na het ontsteken van de thyristor kan worden uitgeschakeld.

Voor het ontsteken worden dan ook *pulsvormige stuurstromen (stuurpulsen)* gebruikt. Dit heeft als voordeel dat de stuurstroom groot kan zijn en een steil

verloop kan hebben zonder dat P_{GAV} wordt overschreden. Dit komt het snelle ontsteken van de thyristor ten goede. Het houdt echter in dat gedurende de kleine *stuurpuls* in de diode-overgang een vrij groot vermogen gedissipeerd wordt, waardoor deze zou kunnen verbranden. Ter bescherming van deze overgang geeft de fabrikant daarom ook een *maximaal stuurpiekvermogen* op. Dit is $P_{(F)GM}$ ('forward gate maximum').

Het spreekt vanzelf dat het werkelijk gedissipeerde vermogen afhankelijk is van de stuurpulsduur t_p . Hoe kleiner t_p , hoe kleiner het gedissipeerde vermogen. De pulstijd moet echter wel voldoende groot zijn om de thyristor goed in geleiding te brengen en moet dus minimaal gelijk zijn aan de inschakeltijd t_{on} .

Het verband tussen $P_{(F)GM}$ en P_{GAV} wordt vastgelegd door de 'duty cycle' d . Onder de 'duty cycle' verstaan we de verhouding van de pulstijd t_p en de tijd T ($= 10$ ms). Zie fig. 1.27.

Er geldt:

$$d = \frac{t_p}{T} \quad (1.16)$$

Is t_p bijvoorbeeld $20 \mu s$ en $T = 10$ ms, dan is $d = \frac{0,020 \text{ ms}}{10 \text{ ms}} = 0,002$.

Het verband tussen het gemiddelde stuurvermogen en het stuurpiekvermogen is nu:

$$P_{GAV} = d \cdot P_{(F)GM} \quad (1.17)$$

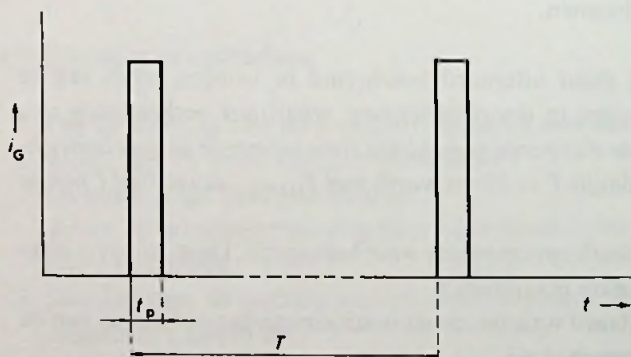


fig. 1.27 Stuur(stroom)pulsen

Zijn d en P_{GAV} bekend, dan kan gemakkelijk worden berekend of $P_{(F)GM}$ de opgegeven maximale waarde niet zal overschrijden.

Als P_{GAV} en $P_{(F)GM}$ bekend zijn, kan de maximale waarde van de 'duty cycle' d_{max} worden berekend.

Is $P_{GAV} = 0,5 \text{ W}$ en $P_{(F)GM} = 20 \text{ W}$, dan is $d_{max} = \frac{0,5 \text{ W}}{20 \text{ W}} = 0,025$.

Behalve $P_{(F)GM}$ worden voor de doorlaatrichting ook de *maximale stuurpiekspanning* $U_{(F)GM}$ en de *maximale stuurpiekstroom* $I_{(F)GM}$ opgegeven. Er dient dus niet alleen rekening te worden gehouden met het gedissipeerde stuurvermogen, maar ook met de stuurspanning en stuurstroom. Zie voorbeeld 1.10.

Bij de keuze van de thyristor spelen de genoemde maximale stuurgrootheden een belangrijke rol.

1.7.6 Pulssturing

Behalve voor het klein houden van het gemiddelde gedissipeerde stuurvermogen (zie paragraaf 1.7.5) heeft het sturen met pulsformige stromen (pulssturing) een ander voordeel.

De minimale stuurstroom waarbij de thyristor ontsteekt, aangegeven met I_{GT} ('gate trigger current'), verandert als de omgevingstemperatuur varieert. Dit beïnvloedt het ontsteekmoment van de thyristor, zie fig. 1.28a. In deze figuur is

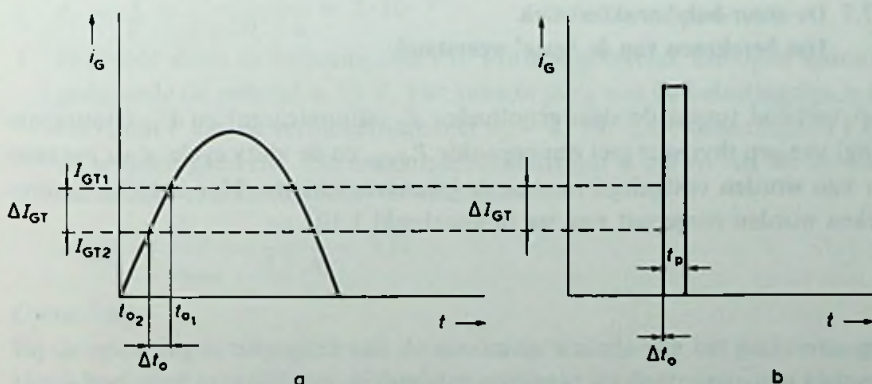


fig. 1.28 Beïnvloeding van het ontsteekmoment door de stuurstroom
a sinusvormige stuurstroom
b steile pulsformige stuurstroom

de beïnvloeding van het ontsteekmoment weergegeven bij een sinusvormige stuurstroom. De verandering van de *minimale ontsteekstuurstroom* is met ΔI_{GT} aangegeven. De verandering van het *ontsteekmoment* met Δt_o . Duidelijk is dat het ontsteekmoment niet stabiel is.

In fig. 1.28b is hetzelfde weergegeven als een steile pulsvormige stuurstroom (stuurpuls) wordt gebruikt. Duidelijk is dat nu het ontsteekmoment stabiel is.

Pulssturing vermindert het gemiddelde gedissipeerde stuurvermogen en stabiliseert het ontsteekmoment.

Opmerking:

Ook als een thyristor vervangen wordt door een type met een andere minimale ontsteekstuurstroom, blijft, indien pulssturing wordt gebruikt, het ontsteekmoment gelijk.

De minimale breedte van de stuurpulsen, dus de minimale pulstijd t_p , is afhankelijk van de inschakeltijd t_{on} van de thyristor. Deze hangt weer af van de grootte van de thyristor en van de grootte van de belasting (ohms of inductief). Voor het ontsteken van kleinere thyristoren met een ohmse belasting kunnen we over het algemeen met smalle pulsen volstaan, met een t_p tot enkele tientallen μs . We spreken dan over naaldpulsen. Zijn de toe te passen pulsen breder dan spreken we over blokpulsen. Zie ook paragraaf 5.2.4.

1.7.7 De stuur-hulpkarakteristiek

Het berekenen van de 'gate' weerstand

Het verband tussen de stuurgrootheden I_G (stuurstroom) en U_G (stuurspanning) van een thyristor met een bepaalde $P_{(F)GM}$ en de 'duty cycle' d als parameter kan worden vastgelegd in *stuur-hulpkarakteristieken*. Hoe deze karakteristieken worden toegepast zien we in voorbeeld 1.10.

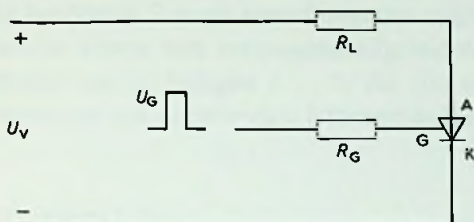


fig. 1.29 Voorbeeld 1.10

VOORBEELD 1.10

Gegeven:

Zie fig. 1.29. Voor het ontsteken van een thyristor worden 10 V-naaldpulsen gebruikt met een pulstijd van $20 \mu\text{s}$. De thyristor bezit stuur-hulpkarakteristieken die voor een maximaal piekvermogen van 16 W bij een $d_1 = 1 \cdot 10^{-3}$ zijn gegeven in fig. 1.30. De voedingsspanning is een gelijkspanning. $T = 10 \text{ ms}$.

Gevraagd:

- 1 P_{GAV} .
- 2 De 'duty cycle' d_2 bij een pulstijd van $20 \mu\text{s}$.
- 3 De minimale waarde van de 'gate'weerstand R_G van het stuurschakelcircuit, bij de 'duty cycle' d_2 .

Oplossing:

- 1 $P_{\text{GAV}} = d_1 \cdot P_{(\text{F})\text{GM}} = 1 \cdot 10^{-3} \times 16 \text{ W} = 16 \cdot 10^{-3} \text{ W}$ of 16 mW.
- 2 $d_2 = \frac{t_p}{T} = \frac{20 \cdot 10^{-6} \text{ s}}{10 \cdot 10^{-3} \text{ s}} = 2 \cdot 10^{-3}$
- 3 Hiervoor dient de belastingslijn 1 te worden getekend. De open spanning gedurende de pulstijd is 10 V. Het tweede punt van de belastingslijn is het raakpunt P aan de vermogenslijn met $d_2 = 2 \cdot 10^{-3}$. De belastingslijn 1 kan nu worden getekend. De maximale stroom is 3,3 A. Als we de weerstand R_{GK} van de thyristor verwaarlozen, zal:

$$R_{\text{Gmin}} = \frac{U_G}{I_{\text{Gmax}}} = \frac{10 \text{ V}}{3,3 \text{ A}} = 3 \Omega$$

Opmerking:

Bij de oplossing is uitgegaan van de maximale waarde van het piekvermogen. Het is heel goed mogelijk dat de thyristor ontsteekt als de stroom kleiner is dan 3,3 A. R_G is dan groter. Daardoor krijgt de sturingsdiode-overgang een minder hoge temperatuur.

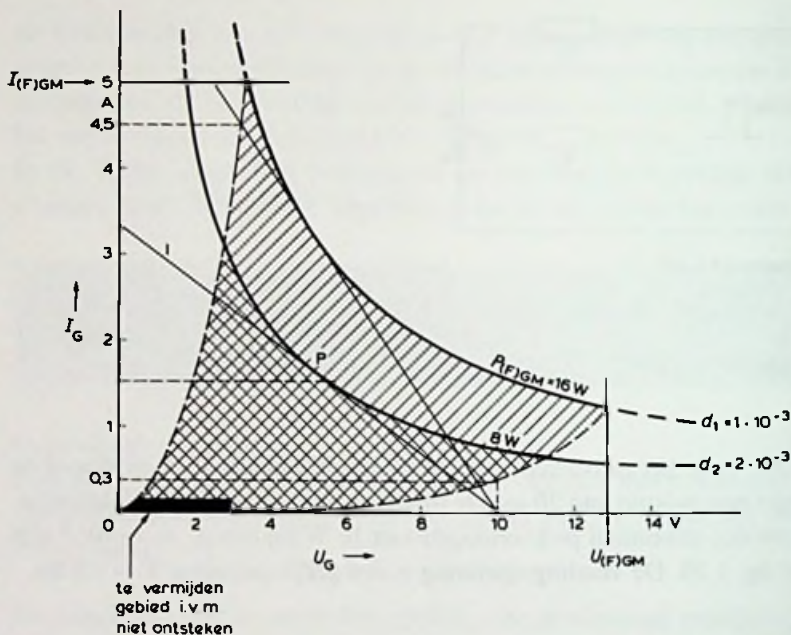


fig. 1.30 Stuur-hulpkarakteristieken

Meestal geeft de fabrikant in de grafiek aan bij welke U_G en I_G de thyristor zeker zal ontsteken zonder $P_{(F)GM}$, $U_{(F)GM}$ of $I_{(F)GM}$ te overschrijden (het gearceerde gebied van fig. 1.30).

1.8 Het kiezen van de vermogenshalfgeleider. De veiligheidsfactor

In het voorgaande hebben we gezien dat bij de keuze van de vermogenshalfgeleider moet worden gelet op:

- 1 de anode-katodegrootheden;
- 2 de stuurgrootheden.

De in een schakeling voorkomende waarden van stromen, spanningen en vermogens mogen de door de halfgeleider-fabrikant opgegeven maximale waarden nooit overschrijden.

Daarom wordt de veiligheidsfactor f ingevoerd. Meestal is $f = 1 \dots 2$. Zie voorbeeld 1.11.

In hoofdstuk 7 is een aantal opgaven opgenomen om te oefenen in het verantwoord kiezen van vermogenshalfgeleiders. Daarbij wordt vaak gebruik gemaakt van de bijlagen 1 ... 5, die zijn overgenomen uit een handboek. De betekenis van de gebruikte lettersymbolen staat vermeld in bijlage 6.

VOORBEELD 1.11

Gegeven:

De voedingsspanning U_v van de in fig. 1.31 getekende één-thyristorschakeling is 220 V/50 Hz. De belastingsweerstand $R_L = 20 \Omega$. Er worden 10 V-stuurpulsen gebruikt.

Gevraagd:

- 1 U_{RRM} en $I_{T(RMS)}$ van de thyristor als een veiligheidsfactor $f = 1,3$ wordt aangehouden.
Bepaal een geschikte thyristor (zie bijlage 3).
- 2 $P_{(F)GM}$ en de hierbij behorende 'duty cycle' d en P_{GAV} .
- 3 De stuurstroom I_G bij deze 'duty cycle' waarbij de thyristor zeker ontsteekt.
- 4 De gateweerstand R_G .

Oplossing:

$$1 \quad U_{Vmax} = U_v \sqrt{2} = 220 \sqrt{2} \text{ V} = 311 \text{ V}$$

$$\text{Hieruit volgt dat: } U_{RRM} = U_{Vmax} \cdot f = 311 \text{ V} \times 1,3 = 404 \text{ V}$$

$$I = \frac{U_v}{R_L} = \frac{220 \text{ V}}{20 \Omega} = 11 \text{ A}$$

$$I_L = \frac{1}{2} \sqrt{2} I = \frac{1}{2} \sqrt{2} \times 11 \text{ A} = 7,78 \text{ A}$$

$$\text{Hieruit volgt dat: } I_{T(RMS)} = I_L \cdot f = 7,78 \text{ A} \times 1,3 = 10,11 \text{ A}$$

Er wordt gekozen voor thyristor S2800D (400 V, 10 A); zie bijlage 3.

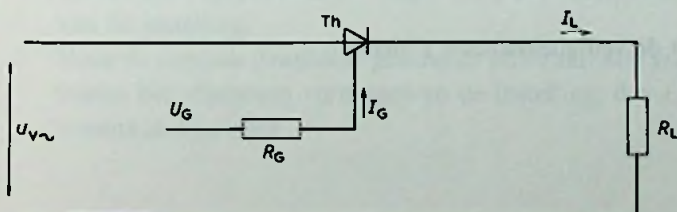


fig. 1.31 Voorbeeld 1.11

- 2 Volgens bijlage 3 is $P_{(F)GM} = 16 \text{ W}$ bij $t_p = 10 \mu\text{s}$.

$$d = \frac{t_p}{T} = \frac{10 \cdot 10^{-6} \text{ s}}{10 \cdot 10^{-3} \text{ s}} = 0,001$$

$$P_{GAV} = d \cdot P_{(F)GM} = 0,001 \times 16 \text{ W} = 16 \text{ mW}$$

- 3 Uit de karakteristiek van fig. 1.30 volgt dat bij $U_G = 10 \text{ V}$ en $d = 0,001$ een stuurstroom kan worden gekozen tussen $0,3 \text{ A}$ en $4,5 \text{ A}$.

$$4 \quad R_{Gmin} = \frac{10 \text{ V}}{4,5 \text{ A}} = 2,2 \Omega$$

$$R_{Gmax} = \frac{10 \text{ V}}{0,3 \text{ A}} = 33,3 \Omega$$

$$\text{Nu is b.v. } R_G = \frac{2,2 \Omega + 33,3 \Omega}{2} = 17,8 \Omega \text{ (reekswaarde } 18 \Omega).$$

1.8.1 Vragen en opdrachten

- 1 Waaruit bestaat het stuurgedeelte van de thyristor?
- 2 Wat wordt verstaan onder P_{GAV} en $P_{(F)GM}$?
- 3 Wat wordt verstaan onder de 'duty cycle'? Teken dit.
- 4 Wat wordt verstaan onder $U_{(F)GM}$ en U_{RGM} ?
- 5 Wat wordt verstaan onder $I_{(F)GM}$ en I_{GT} ?
- 6 Welke voordelen biedt pulssturing boven sturing met een sinusvormige stuurstroom? Verklaar dit.
- 7 Teken de stuur-hulpkarakteristieken $I_G = f(U_G)$ bij $d_1 = 0,01$ ($P_{(F)GM} = 10 \text{ W}$) en $d_2 = 0,02$. Verder is $U_{(F)GM} = 10 \text{ V}$ en $I_{(F)GM} = 5 \text{ A}$.
Omschrijf de betekenis van deze karakteristieken.
- 8 Hoe wordt de minimale beschermweerstand van het stuurgedeelte berekend? Geef een voorbeeld.
- 9 Hoe wordt de maximale beschermweerstand van het stuurgedeelte berekend? Geef een voorbeeld.
- 10 Waarop moet worden gelet bij het kiezen van vermogenshalfgeleiders in een schakeling?
Welke rol speelt de veiligheidsfactor f hierbij?

Statische gelijkstroom-schakelaar en chopper

2.1 Omzetters. Inleiding

Vermogenshalfgeleiders worden toegepast in elektronische omzetinrichtingen van vermogen. Deze inrichtingen worden *statische omzetters* of *convertors* genoemd. ('Statisch' betekent zonder bewegende delen; 'converteren' betekent veranderen.)

Met de statische omzetter wordt de grootte van het vermogen dat naar een elektrische belasting gaat, veranderd. Soms wordt ook de spanningsvorm (wisselspanning naar gelijkspanning of andersom), de stroomvorm of de frequentie veranderd. Er zijn daarom verschillende omzetters, met verschillende elektrische schakelingen.

2.1.1 Eigenschappen

Belangrijke eigenschappen van een statische omzetter of convertor zijn:

- 1 Weinig onderhoud.
- 2 Geen slijtage.
- 3 Hoog rendement.
- 4 Kleine dode tijd, d.w.z. snel reageren op een commando bij een verandering van de instelling.
- 5 Voor de continu (traploos) gestuurde omzetter: een vrijwel lineair verband tussen het afgegeven vermogen en de instelling, d.w.z. een vrijwel lineaire omzetkarakteristiek.

2.1.2 Toepassingen

Statische omzetter worden veel gebruikt bij het sturen en regelen van allerlei natuurkundige grootheden. Zo'n natuurkundige grootheid kan bijvoorbeeld de rotatiefrequentie (toerental) van een motor zijn, of de temperatuur van een vloeistof, de verlichtingssterkte van een vlak, enz.

Onder *sturen* verstaan we het instellen van de natuurkundige grootheid op een zekere gewenste waarde (b.v. 1 000 o/m of 100 °C of 200 lux).

Onder *regelen* verstaan we het *automatisch constant* houden van de ingestelde waarde ondanks storingen van buitenaf.

De statische omzetter wordt hier gebruikt als *ingrijporgaan* of *corrigerend orgaan*, omdat met de omzetter corrigerend wordt ingegrepen in het elektrisch vermogen naar de belasting. De belasting is dan b.v. de bovengenoemde motor. Of in het geval van de verlichtingssterkte één of meer lampen en in het geval van de temperatuur een verwarmingselement.

2.1.3 De plaats van de omzetter

De statische omzetter (zie fig. 2.1) bevindt zich altijd tussen de voeding (het net) en de belasting. In dit geval is voor de belasting een motor gekozen. De natuurkundige grootheid is de rotatiefrequentie n . De voedingsspanning is met U_V aangegeven. De afgegeven spanning van de omzetter is de spanning over de belasting L (load). Deze is met U_L aangegeven. Het afgegeven vermogen van de omzetter is het vermogen P_L naar de belasting. Het opgenomen vermogen van de omzetter is het afgegeven vermogen van de voeding. Deze is met P_V aangegeven.

Voor het rendement van de omzetter kunnen we nu schrijven:

$$\eta = \frac{P_L}{P_V} \cdot 100\%$$

Dit rendement is hoog, b.v. 96%.

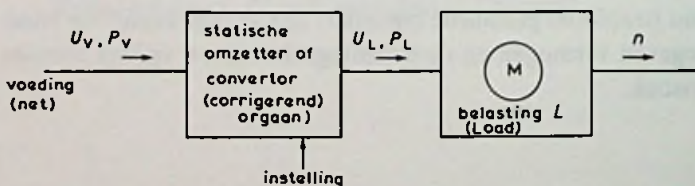


fig. 2.1 De statische omzetter gebruikt als corrigerend orgaan

De schakeling van de statische omzetter wordt in belangrijke mate bepaald door de vorm van de voedingsspanning (gelijk- of wisselspanning) en de vorm van de spanning die de belasting nodig heeft.

2.1.4 Soorten

Twee statische omzetters die als corrigerend orgaan worden gebruikt en waarbij zowel de voedingsspanning als de spanning over de belasting een *gelijkspanning* is, zijn de:

- statische gelijkstroomschakelaar of chopperschakelaar;
- chopper of statische continu-gestuurde gelijkstroomomzetter.

2.2 De statische gelijkstroomschakelaar (DC/DC-relais)

De statische gelijkstroomschakelaar of chopperschakelaar is een elektronische schakelaar, bestemd voor het contactloos schakelen van een (soms groot) gelijkstroomvermogen. De voedingsspanning of netspanning is een gelijkspanning. Deze elektronische schakelaar vervangt het elektromagnetische gelijkstroomrelais en wordt daarom wel *elektronisch gelijkstroomrelais* (DC/DC-relais) genoemd. Als *corrigerend orgaan* wordt hij toegepast in *aan/uit-sturingen* en *aan/uit-regelingen*.

In fig. 2.2a is het (grond)blokschema getekend en in fig. 2.2b het meer uitgewerkte (functionele) blokschema. De ohmse belasting is met R_L aangegeven.

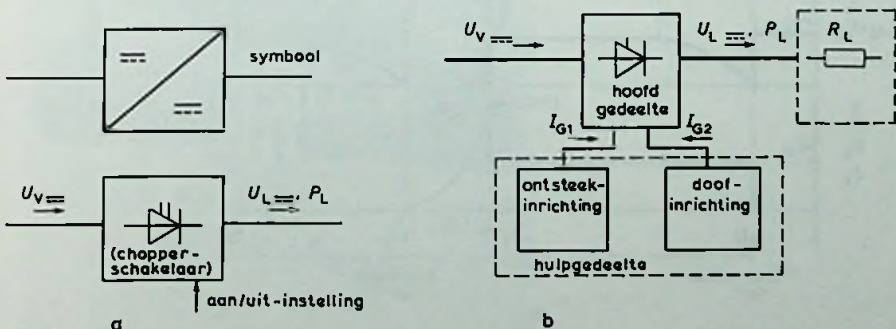
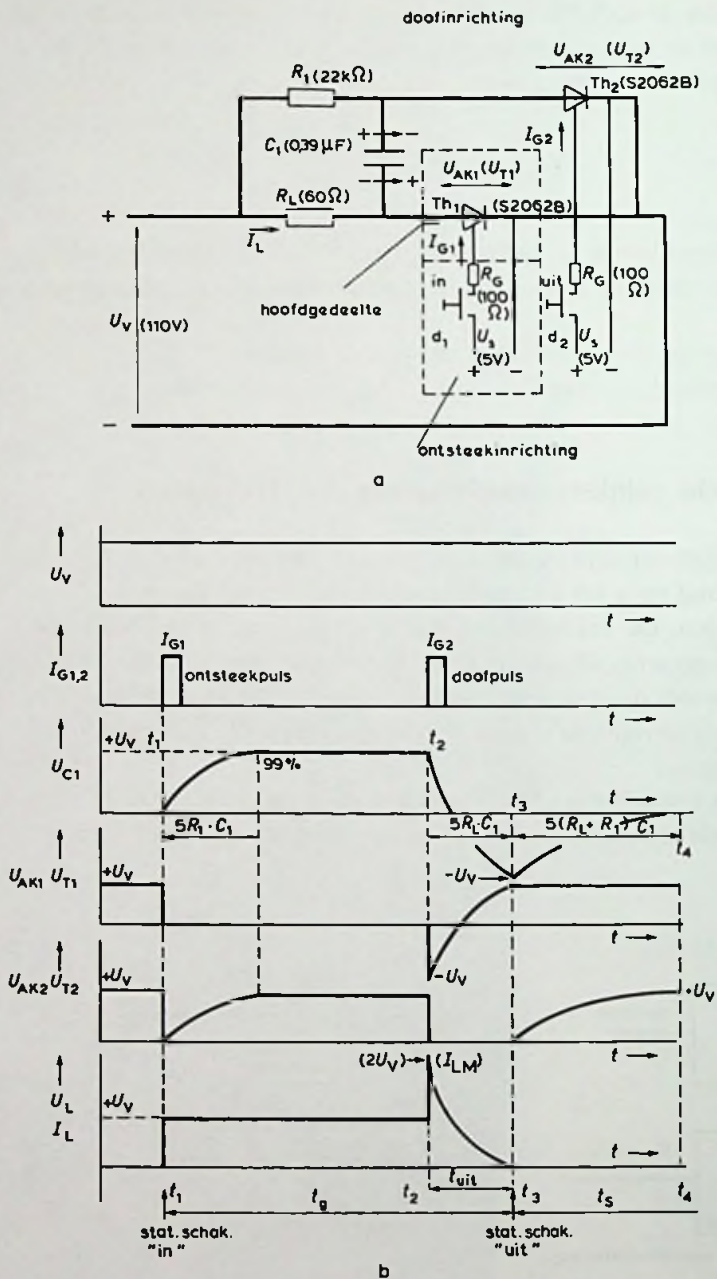


fig. 2.2 De statische gelijkstroomschakelaar
a grond blokschema
b functioneel blokschema



We onderscheiden:

- *het hoofd- of vermogensgedeelte*, dit is de eigenlijke statische schakelaar;
- *het hulpgedeelte*, bestaande uit de inschakel- of ontsteekinrichting en de uitschakel- of doofinrichting.

2.2.1 De twee-thyristor-gelijkstroomschakelaar

In fig. 2.3 is de schakeling getekend van een twee-thyristor-gelijkstroomschakelaar. Voor de opstelling van de schakeling zie ook fig. 2.4. Andere schakelingen, b.v. met 3 thyristoren, worden ook gebruikt. De bediening van de thyristorschakelaar gebeurt hier met drukknoppen d_1 en d_2 . Dit kan ook met (elektronische) sensor-hulpschakelaars gebeuren; de thyristorschakelaar wordt dan m.b.v. sensoren of tip-toetsen in- en uitgeschakeld. Zie paragraaf 3.2.4.

De werking van de schakeling is als volgt (zie hiervoor ook fig. 2.3b, waarin de belangrijkste spanningen en stromen als functie van de tijd t tijdens het schakelen zijn weergegeven).

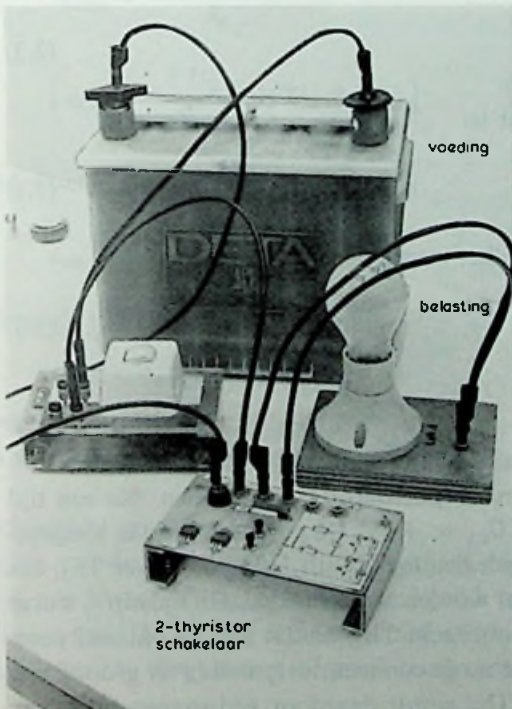


fig. 2.4 Opstelling van de schakeling

Inschakelen

Op tijdstip t_1 wordt met drukknop d_1 een stuurpuls I_{G1} aan thyristor Th_1 gegeven. Omdat tegelijkertijd de thyristorspanning $U_{AK1} = +U_v$ en de thyristorstroom I_{AK1} boven de houdstroom komt (dus $I_{AK1} > I_{H(O)1}$), zal de hoofdthyristor Th_1 ontsteken. De hulpthyristor Th_2 ontsteekt niet omdat de thyristorstroom onder de houdstroom blijft. Dus $I_{AK2} < I_{H(O)2}$. Hiervoor zorgt R_1 die in serie met de hulpthyristor is opgenomen. Deze moet daarom een vrij grote waarde hebben.

De statische schakelaar is nu ingeschakeld en er vloeit een belastingsstroom:

$$I_L = \frac{U_v - U_{T1}}{R_L} \quad (2.1)$$

Als $U_v \gg U_{T1}$ is:

$$I_L = \frac{U_v}{R_L} \quad (2.2)$$

Het door de hoofdthyristor Th_1 geschakelde vermogen is:

$$P_s = I_L \cdot U_v \quad (2.3)$$

De inschakeltijd van de schakelaar is:

$$t_{in} = t_{on} \text{ van } Th_1 \quad (2.4)$$

De dode tijd van de schakelaar bij het inschakelen is:

$$t_{d.in} = t_{on} \text{ van } Th_1 \quad (2.5)$$

Deze tijd is zeer klein (μs).

Uitschakelen

Via R_1 en de geleidende Th_1 wordt condensator C_1 opgeladen. Na een tijd $5R_1C_1$ is de condensatorspanning $U_{C1} \approx +U_v$. De polariteit is links aangegeven. Deze spanning staat via de geleidende hoofdthyristor ook over Th_2 . Na deze tijd kan de statische schakelaar worden uitgeschakeld. Op tijdstip t_2 wordt drukknop d_2 bediend. Daardoor ontsteekt Th_2 , omdat aan de ontsteekvoorwaarden is voldaan. Over Th_1 staat nu de condensatorspanning ter grootte van $U_c \approx -U_v$. De hoofdthyristor Th_1 wordt daardoor gedwongen te doven, omdat de thyristorstroom onder de houdstroom komt (niet-natuurlijk doven).

De belastingsstroom vloeit nu via R_L , C_1 en Th_2 , d.w.z. dat de belastingsstroom is overgenomen door (of gecommuteerd naar) de hulpthyristor. Deze manier van niet-natuurlijk doven wordt 'doven met gedwongen stroomcommutatie' genoemd.

De stroom wordt nu bepaald door C_1 . Als C_1 is geladen tot de spanning $-U_V$, zoals is aangegeven, wordt I_{C1} nul en dooft Th_2 .

Dit gebeurt in een tijd $5R_L \cdot C_1$. De spanning U_{AK1} over de hoofdthyristor Th_1 poolt ook om. Deze wordt $+U_V$.

De statische schakelaar is nu uitgeschakeld (tijdstip t_3). Hierna zal C_1 via R_1 en R_L ontladen. Dit gebeurt in een tijd $5(R_1 + R_L)C$. De beginsituatie is op tijdstip t_4 herkrege en de statische schakelaar kan opnieuw worden ingeschakeld.

Het door de hulpthyristor Th_2 geschakelde vermogen is:

$$P_s = I_{Lmax} \cdot U_V$$

Hierin is:

$$I_{Lmax} = \frac{2 U_V - U_{T2}}{R_L}$$

$$\left(I_{Lmax} = \frac{2 U_V}{R_L}, \text{ als } U_V \gg U_{T2} \right) \quad (2.6)$$

De uitschakeltijd van de schakelaar is:

$$t_{uit} = 5R_L \cdot C_1 \quad (2.7)$$

De dode tijd bij het uitschakelen is:

$$t_{d,uit} = t_{uit} = 5 R_L \cdot C_1 \quad (2.8)$$

Deze tijd is klein.

In voorbeeld 2.4 worden de componenten berekend.

Belangrijke grootheden:

$I_{T(RMS)}$ van de thyristoren Th_1 en Th_2 dient minimaal gelijk te zijn aan I_L .

I_{TRM} van thyristor Th_2 dient minimaal gelijk te zijn aan I_{Lmax} .

$U_{DR(O)M}$ van Th_1 en Th_2 dient minimaal gelijk te zijn aan U_V .

U_{RRM} van Th_1 dient minimaal gelijk te zijn aan U_V .

Zie ook zelfbouwschakeling 22 van hoofdstuk 8.

2.2.2 Vragen en opdrachten

- 1 Wat is een statische omzetter?
- 2 Welke eigenschappen heeft een statische omzetter?
- 3 Waar worden statische omzetters toegepast?
- 4 Teken het symbool en het grondblokschema van de statische gelijkstroom-schakelaar in een gelijkstroomnet. Wat doet deze schakelaar? Noem een toepassing.
- 5 Teken de schakeling van een twee-thyristorschakelaar. Geef het hoofdgedeelte aan en het hulpgedeelte.
Verklaar de werking.
- 6 Wat is natuurlijk doven en niet-natuurlijk doven van een thyristor? Geef een voorbeeld van beide.
- 7 Wat geldt voor de dode tijd van de statische chopperschakelaar, zowel bij het inschakelen als bij het uitschakelen?
- 8 Wat wordt onder het schakelvermogen verstaan? Hoe groot is dit?

2.3 De chopper (DC/DC-converter)

2.3.1 Algemeen

Chopperen is het omzetten van vermogen uit een voeding met een vaste gelijkspanning in een vermogen met blokvormige gelijkspanning. De afgegeven (blokvormige) gelijkspanning en het afgegeven gelijkstroomvermogen kan met deze statische omzetter trappenloos (continu) worden ingesteld (gestuurd). Zie fig. 2.5a. Choppers worden dan ook daar toegepast waar een (vaak groot) gelijk-

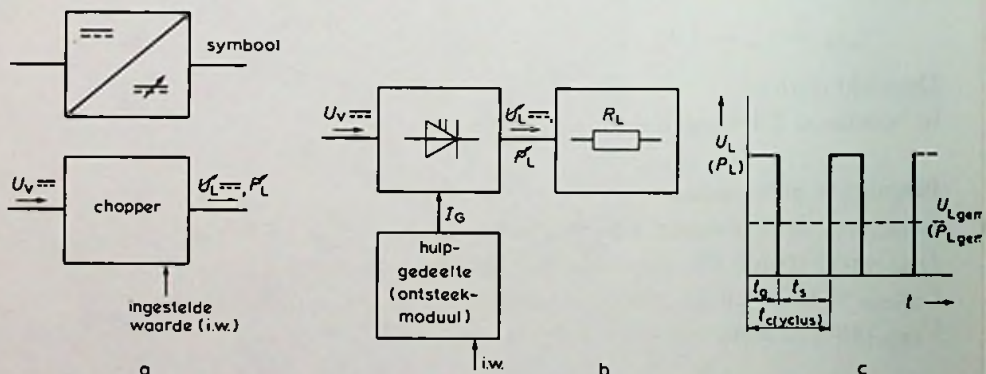


fig. 2.5 De chopper
a symbool en (grond)blokschema
b functioneel blokschema
c in- en uitschakelen

stroomvermogen continu en nagenoeg verliesvrij moet worden gestuurd en waar men de beschikking heeft over een gelijkstroomvoeding, b.v. een accubatterij. Zeer bekend zijn wel de toepassingen bij elektrische tractie zoals de elektrisch aangedreven auto, de vorkheftruck, de tram en trein.

Ook voor het continu sturen van de verlichting wordt de chopper gebruikt, b.v. bij het kamperen. De voeding van de chopper is dan de accu. De afgegeven chopperspanning wordt daarna meestal opgetransformeerd, zodat gebruik kan worden gemaakt van een neonlamp. De toepassing als corrigerend orgaan in (continu) regelingen is in de inleiding al genoemd (paragraaf 2.1).

In de chopper wordt gebruik gemaakt van een statische schakelaar (chopperschakelaar), zoals de twee-thyristorschakelaar van fig. 2.3 en van een ontsteek-inrichting (ontsteekmoduul). Deze chopper heet dan ook *twee-thyristorchopper*, zie fig. 2.5b. Met de ontsteekmoduul (Engels: 'trigger module') wordt de verhouding tussen de tijd dat de thyristorschakelaar is ingeschakeld (geleidings-tijd t_g) en de tijd dat deze is uitgeschakeld (spertijd t_s) ingesteld. Daardoor wordt de gemiddelde gelijkspanning U_{Lgem} over de belasting en dus het gemiddelde vermogen P_{Lgem} in de belasting ingesteld, zie fig. 2.5c.

Voor de gemiddelde spanning over de belasting R_L geldt:

$$U_{Lgem} = \frac{t_g}{t_g + t_s} \cdot U_V = \frac{t_g}{t_c} \cdot U_V \quad (t_c = \text{cyclustijd}) \quad (2.9)$$

$\frac{t_g}{t_c}$ is de 'duty cycle' d' van chopperschakelaar, zodat:

$$U_{Lgem} = d' \cdot U_V \quad (2.10)$$

U_V is constant waardoor:

$$U_{Lgem} = c \cdot d' \quad (2.11)$$

Het verband tussen de gemiddelde spanning over de belasting en de 'duty cycle' is lineair.

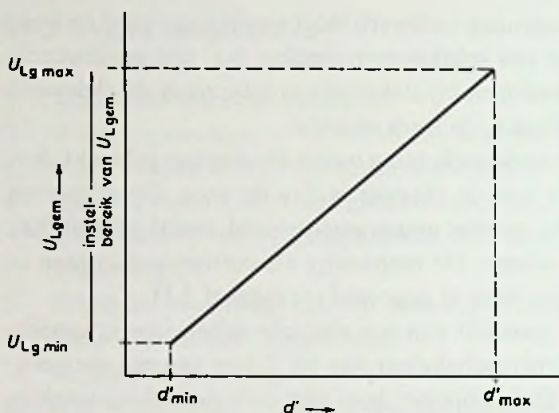


fig. 2.6 Het verband tussen U_{Lgem} en de duty cycle

In fig. 2.6 is dit verband weergegeven. De 'duty cycle' wordt ingesteld door de ontsteekmodule. Volgens (2.10) is het instelbereik van deze spanning afhankelijk van de laagst instelbare 'duty cycle' d'_{min} (dus van $t_{g,min}$) en de hoogst instelbare 'duty cycle' d'_{max} (dus van $t_{s,min}$).

De *minimale geleidingstijd* $t_{g,min}$ en de *minimale spertijd* $t_{s,min}$ worden bepaald door de chopperschakelaar. Bij de schakelaar van fig. 2.3 zagen we bijvoorbeeld dat de commutatiecondensator C_1 minimaal een tijd gelijk $5R_1 \cdot C_1$ nodig heeft om op te laden na het toedienen van de stuurpuls aan de hoofdthyristor Th_1 . D.w.z. $t_{g,min} = 5R_1 \cdot C_1$. Na het toedienen van de stuurpuls aan de hulphyristor Th_2 is minimaal een tijd gelijk $5R_L \cdot C_1 + 5(R_L + R_1) C_1$ nodig om C_1 te ontladen. D.w.z. $t_{s,min} = 5R_L \cdot C_1 + 5(R_L + R_1) C_1$.

Voor de *minimale cyclustijd* geldt nu:

$$t_{c,min} = t_{g,min} + t_{s,min}$$

$$t_{c,min} = 5R_1 \cdot C_1 + 5R_L \cdot C_1 + 5(R_L + R_1) C_1 \quad (2.12)$$

Voor de gemiddelde stroom door de ohmse belasting geldt:

$$I_{Lgem} = \frac{U_{Lgem}}{R_L} = d' \cdot \frac{U_V}{R_L} = d' \cdot I \left(I = \frac{U_V}{R_L} \right) \quad (2.13)$$

Hierin is I de stroom die de belasting opneemt wanneer deze direct op de voedingsspanning is aangesloten.

Voor het gemiddelde vermogen in de belasting geldt dan:

$$P_{L_{gem}} = I_{L_{gem}} \cdot U_{L_{gem}} = (d')^2 \cdot I \cdot U_V \quad (2.14)$$

2.3.2 Pulsbreedtesturing

De 'duty cycle' d' kan volgens (2.9) worden ingesteld door t_g en/of t_c te variëren. De eerste manier van instellen heet pulsbreedtesturing.

Met de ontsteekmoduul wordt de tijd dat de chopperschakelaar is ingeschakeld (de 'pulsbreedte') ingesteld, waardoor t_g verandert. De cyclustijd t_c blijft constant, dus $t_c = c_1$.

Voor de gemiddelde spanning over de belasting geldt nu:

$$U_{L_{gem}} = \frac{t_g}{t_c} \cdot U_V = \frac{t_g}{c_1} \cdot U_V$$

Omdat $U_V = c_2$ zal:

$$U_{L_{gem}} = c \cdot t_g \quad (2.15)$$

Het verband tussen de gemiddelde spanning over de belasting en de geleidingstijd is lineair.

VOORBEELD 2.1

Gegeven:

Een met een gloeilamp belaste chopper met pulsbreedtesturing wordt gevoed door een gelijkspanningsbron met een spanning van 24 V. De cyclustijd is 5 ms. De geleidingstijd kan worden gevarieerd van 0,5 ms tot 4,5 ms.

Gevraagd:

Bereken de minimale en maximale gemiddelde spanning over de belasting.

Oplossing:

$$U_{L_{\text{gem}}} = \frac{t_g}{t_c} \cdot U_V = \frac{t_g}{c_1} U_V$$

$$c_1 = 5 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

$$U_{L_{\text{g,min}}} = \frac{0,5 \cdot 10^{-3} \text{ s}}{5 \cdot 10^{-3} \text{ s}} \times 24 \text{ V} = 2,4 \text{ V (10\% van } U_V)$$

$$U_{L_{\text{g,max}}} = \frac{4,5}{5} \times 24 \text{ V} = 21,6 \text{ V (90\%)}$$

2.3.3 Pulsfrequentiesturing

Met de ontsteekmoduul wordt de puls- of cyclusfrequentie f_c ingesteld, waardoor t_c verandert. De geleidingstijd t_g blijft constant, dus $t_g = c_1$.

Voor de gemiddelde spanning over de belasting geldt nu:

$$U_{L_{\text{gem}}} = \frac{t_g}{t_c} \cdot U_V = c_1 \cdot f_c \cdot U_V \quad \left(t_c = \frac{1}{f_c} \right)$$

Omdat $U_V = c_2$ zal:

$$U_{L_{\text{gem}}} = c \cdot f_c \quad (2.16)$$

Het verband tussen de gemiddelde spanning over de belasting en de cyclusfrequentie is lineair.

VOORBEELD 2.2

Gegeven:

Een met een gelijkstroommotor belaste chopper met pulsfrequentiesturing wordt gevoed door een gelijkspanningsbron met een spanning van 600 V. De geleidingstijd is 5 ms. De cyclusfrequentie kan worden ingesteld tussen 50 Hz en 200 Hz.

Gevraagd:

Bereken de minimale en maximale instelbare rotatiefrequentie n van de motor, als $n \text{ [o/m]} = 10 \cdot U_{L_{\text{gem}}} \text{ [V]}$.

Oplossing:

$$U_{Lgem} = c_1 \cdot f_c \cdot U_V \\ = 5 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

$$U_{Lg,min} = 5 \cdot 10^{-3} \text{ s} \times 50 \text{ s}^{-1} \times 600 \text{ V} = 150 \text{ V (25\%)}$$

$$n_{min} = 10 \times 150 \text{ [o/m]} = 1\,500 \text{ o/m}$$

$$U_{Lg,max} = 5 \cdot 10^{-3} \text{ s} \times 200 \text{ s}^{-1} \times 600 \text{ V} = 600 \text{ V (100\%)}$$

$$n_{max} = 10 \times 600 \text{ [o/m]} = 6\,000 \text{ o/m}$$

2.3.4 Gecombineerde sturing

Pulsbreedtesturing en pulsfrequentiesturing kan ook worden gecombineerd.

VOORBEELD 2.3

Gegeven:

Een belaste chopper wordt gevoed door een accubatterij met een spanning van 60 V. Door gecombineerde sturing kan men de 'duty cycle' instellen tussen 0,25 en 1. De belastingsweerstand is 10 ohm.

Bereken:

- 1 De minimale en maximale gemiddelde gelijkspanning over de belasting.
- 2 Het minimale en maximale vermogen in de belasting.

Oplossing:

$$1 \quad U_{Lgem} = d' \cdot U_V$$

$$U_{Lg,min} = 0,25 \times 60 \text{ V} = 15 \text{ V (25\%)}$$

$$U_{Lg,max} = 1 \times 60 \text{ V} = 60 \text{ V (100\%)}$$

$$2 \quad P_{Lg,min} = (d')^2 \cdot I \cdot U_V = 0,25^2 \times 6 \text{ A} \times 60 \text{ V} = 22,5 \text{ W}$$

$$P_{Lg,max} = 1^2 \times 6 \text{ A} \times 60 \text{ V} = 360 \text{ W}$$

2.3.5 Een ontsteekmoduul

Een schakeling van een ontsteekmoduul voor pulsbreedtesturing toont fig. 2.7. Hierin is gebruik gemaakt van een *pulsgenerator* en een *monostabiele multivibrator*.

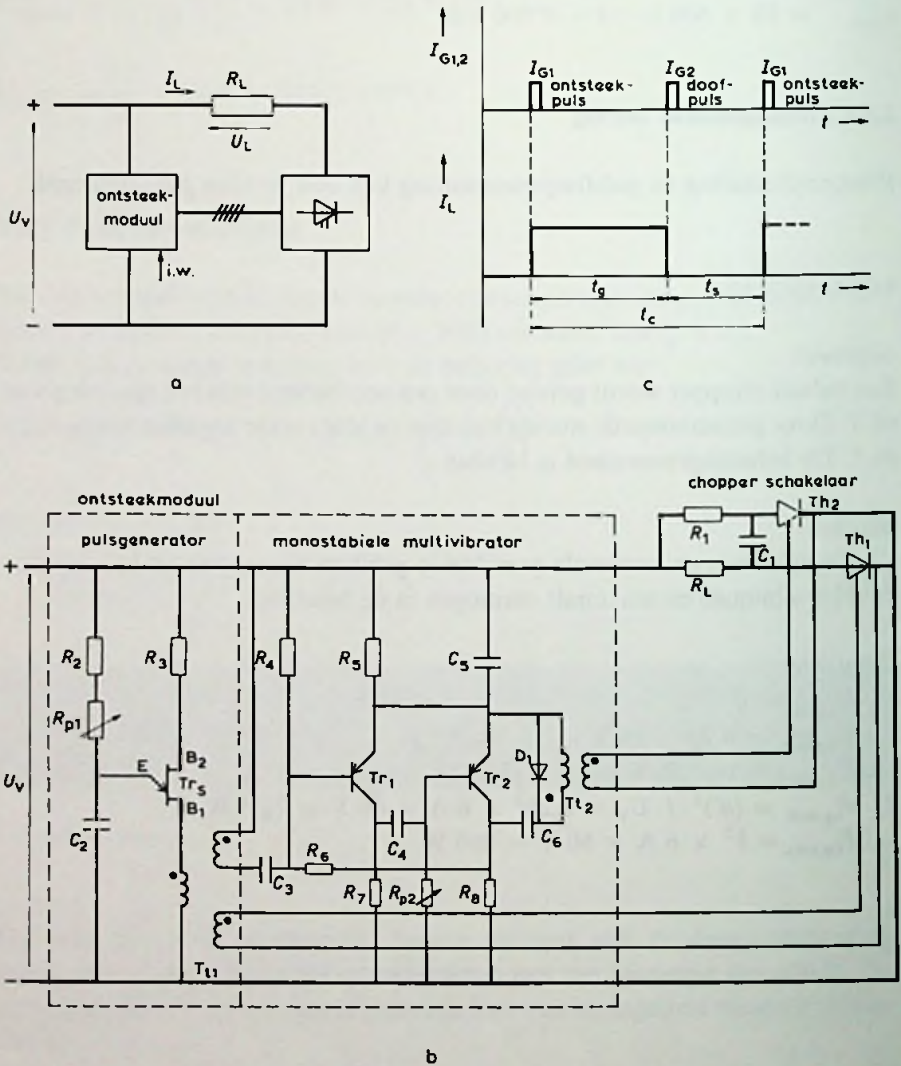


fig. 2.7 Een ontsteekmoduul voor pulsbreedtesturing

Pulsgenerator

De pulsgenerator is voorzien van een schakeltransistor Tr_s . Dit is een zg. 'unijunctiontransistor', die wordt behandeld in paragraaf 4.3.1. Het is voorlopig voldoende te weten dat deze transistor bij een zeker potentiaalverschil over de elektroden E (emitter) en B_1 (basiselektrode 1) plotseling gaat geleiden (inschakelen). Er komt een verbinding tot stand tussen E en B_1 . Als het potentiaalverschil daalt onder een andere, lagere, waarde wordt de E- B_1 -verbinding plotseling verbroken (uitschakelen).

Condensator C_2 wordt via de instelbare weerstand R_{p1} opgeladen tot de inschakelspanning van Tr_s is bereikt. Als Tr_s geleidt, ontlaaft C_2 snel over de primaire spoel van de ontsteek- of triggertransformator T_{11} . Dit is een kleine printtransformator. Zie ook paragraaf 3.3.13. Door de primaire spoel van T_{11} loopt nu een pulsvormige stroom. Over de beide secundaire spoelen van T_{11} ontstaat een pulsvormige spanning (stuurpulsen), waardoor via thyristor Th_1 de chopperschakelaar wordt ingeschakeld en de belastingsstroom I_L gaat lopen (zie fig. 2.7c). Als de condensatorspanning de uitschakelspanning van Tr_s heeft bereikt houdt de ontlading op. C_2 wordt dan herladen en het voorgaande herhaalt zich. De snelheid van het opladen van C_2 en daarmee de tijd tussen de stuurpulsen is o.a. afhankelijk van de tijdconstante $\tau_1 = (r_2 + R_{p1}) \cdot C_2$. Met R_{p1} kan deze tijdconstante worden veranderd.

Monostabiele multivibrator

Een monostabiele multivibrator is een tijdstelbare pulsgenerator. In de rusttoestand spert transistor Tr_1 en geleidt transistor Tr_2 . Condensator C_4 wordt dan via R_5 , Tr_2 en R_7 opgeladen. De generatorstuurpuls die Th_1 heeft ingeschakeld wordt via een tweede secundaire spoel ook toegediend, via C_3 , aan Tr_1 . Deze gaat geleiden. Hierdoor zal Tr_2 gaan sperren en zal C_4 via R_5 , Tr_1 en R_{p2} omladen. Condensator C_6 wordt tegelijkertijd via R_5 , D_1 en R_8 opgeladen. Als C_4 is opgeladen zal Tr_2 weer gaan geleiden en Tr_1 sperren. De rusttoestand is teruggekeerd. Als Tr_2 geleidt ontlaaft C_6 snel over de primaire spoel van de triggertransformator T_{12} . Over de secundaire spoel van T_{12} ontstaat een stuurpuls, waardoor via thyristor Th_2 de chopperschakelaar wordt uitgeschakeld. De snelheid van het opladen van C_4 is o.a. afhankelijk van $\tau_2 = (R_5 + R_{p2}) \cdot C_4$. Met R_{p2} kan deze tijdconstante worden ingesteld en daarmee de geleidingstijd t_g van de chopperschakelaar (pulsbreedtesturing). Met R_{p1} kan men de cyclustijd te instellen. Met R_{p2} kan daarom de gemiddelde spanning over de belasting worden ingesteld en daarmee het vermogen in de belasting. Het verband tussen deze spanning en R_{p2} is over een gedeelte van het instelbereik vrij lineair. Met meer professionele ontsteekmodulen die gebruik maken van speciale stuur-IC's (integrated circuit) is de lineariteit beter. Zie ook de zelfbouwschakeling 29 van hoofdstuk 8.

2.3.6 De gelijkstroomtransformator

De chopper wordt wel (*elektronische*) *regelbare gelijkstroomtransformator* genoemd. De overeenkomst met de elektromagnetische regelbare wisselstroomtransformator of variac is als volgt in te zien.

Verwaarlozen we het vermogensverlies in de chopper dan geldt, bij een ohmse belasting, voor het toegevoerde vermogen en het afgegeven vermogen (zie fig. 2.8):

$$P_{\text{toe}} = P_{\text{af}} \quad (2.17)$$

$$U_V \cdot I_{V\text{gem}} = U_{L\text{gem}} \cdot I_{L\text{gem}}$$

of:

$$U_V \cdot I_{V\text{gem}} = d' \cdot U_V \cdot I_{L\text{gem}} \quad (2.18)$$

Dus:

$$I_{L\text{gem}} = \frac{I_{V\text{gem}}}{d'} \quad (2.19)$$

Voor de gewone trafo met een transformatie- of overzetverhouding T geldt:

$$I_L = \frac{I_V}{T} \quad (2.17)$$

De overeenkomst van d' met T valt op. We kunnen d de overzetverhouding van de chopper noemen.

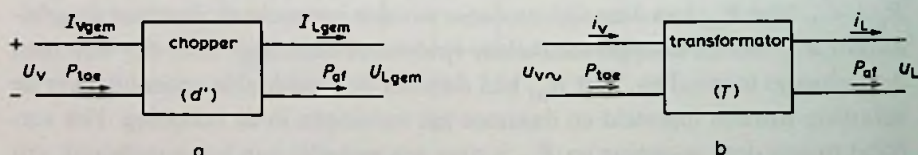


fig. 2.8 De gelijkstroomtrafo

2.3.7 De frequentieomzetter

De chopper wordt ook gebruikt in statische omzetters voor het omzetten van een gelijkspanning (of een wisselspanning met een bepaalde frequentie) in een wisselspanning met instelbare frequentie. Dit is de frequentieomzetter of *DC/AC convertor* (respectievelijk *AC/AC convertor*).

Een veel toegepaste methode voor het omzetten van frequentie is die waarbij gebruik wordt gemaakt van een *invertor* (zie fig. 2.9). De invertor zet de gelijkspanning om in een wisselspanning met instelbare frequentie. Inverteren is het omzetten van een vaste gelijkspanning ($U_{V \rightarrow}$) in een blokvormige wisselspanning (U_L). Het principe van de invertor berust op het periodiek onderbreken van de gelijkspanning terwijl daarbij de polariteit van de uitgang wisselt.

De getekende gelijkrichter is noodzakelijk om de voedingswisselspanning om te zetten in een gelijkspanning. Deze 'indirecte stap' vervalt natuurlijk als al een voedingsgelijkspanning aanwezig is.

Van de *indirecte frequentieomzetter* bestaan verschillende schakelingen. Bekend is die waarbij gebruik wordt gemaakt van een *chopperbrug*.

Indirecte frequentieomzetter met een chopperbrug

Deze (éénfase)frequentieomzetter bestaat uit een brug met vier chopperschakelaars volgens fig. 2.10a met bijpassende ontsteekmoduul en een gelijkrichter met afvlakmoorspoel $L_{1,2}$ en een buffercondensator C_1 .

Met de ontsteekmoduul wordt de schakelvolgorde (schakelritme) van de chopperschakelaars $Ch_1 \dots Ch_4$ ingesteld. Er zijn verschillende mogelijkheden. Vaak wordt *inschakelduursturing* of *pulsfrequentiesturing* toegepast.

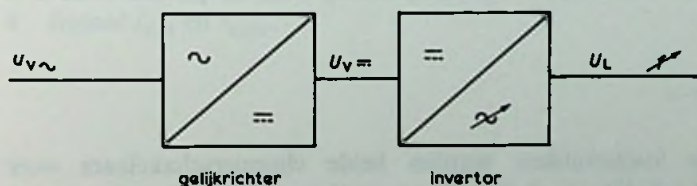


fig. 2.9 Indirecte frequentieomzetter (DC/AC-convertor)

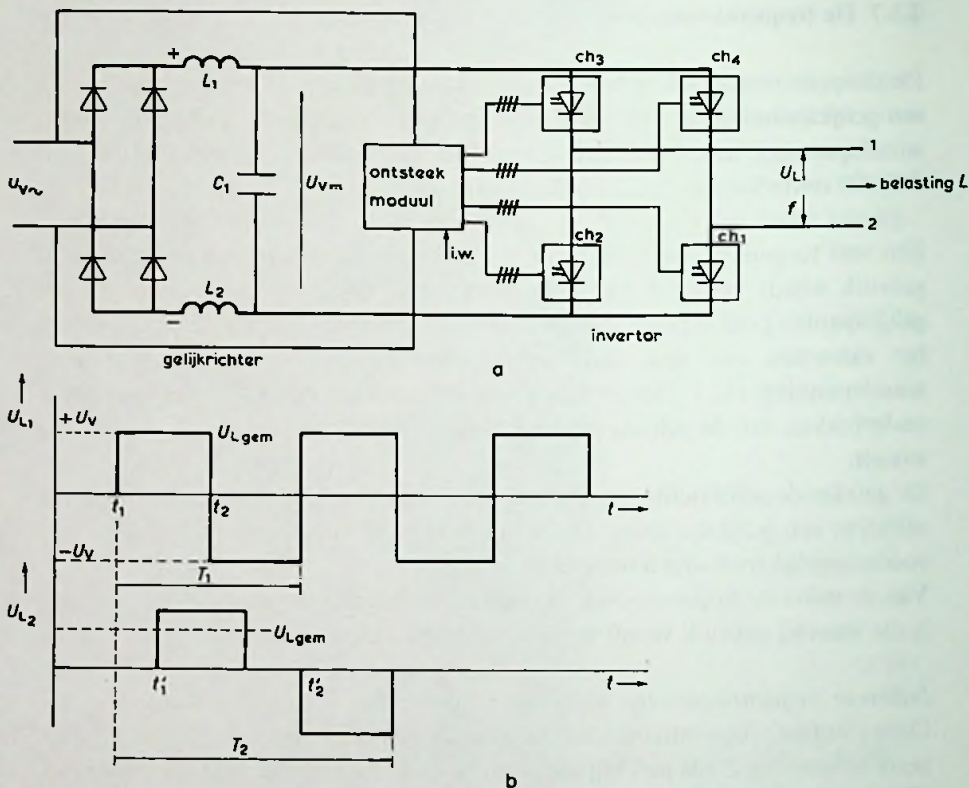


fig. 2.10 Frequentiesturing met een indirecte frequentieomzetter

Pulsfrequentiesturing

Op het moment t_1 (zie ook fig. 2.10b) worden door de ontsteekmoduul gelijktijdig de chopperschakelaars Ch_1 en Ch_3 ingeschakeld. De positieve pool van de voeding is nu verbonden met aansluitpunt 1 van de belasting en de negatieve pool met aansluitpunt 2. De spanning over de punten 1 en 2 is positief. Er geldt:

$$U_L = +U_{v\sim}$$

Na de *constante inschakelduur* worden beide chopperschakelaars weer uitgeschakeld. Afhankelijk van de instelling van de periodetijd T worden op het moment t_2 de chopperschakelaars Ch_2 en Ch_4 ingeschakeld. De polariteit van

de spanning over de punten 1 en 2 wordt nu omgekeerd. De spanning is negatief en er geldt:

$$U_L = -U_V$$

Na dezelfde constante inschakelduur worden beide chopperschakelaars weer uitgeschakeld. Dit herhaalt zich. De periodetijd en daarmee de frequentie van de blokvormige wisselspanning, wordt ingesteld met de ontsteekmoduul. In fig.

2.10b zijn twee frequenties weergegeven, nl. $f_1 = \frac{1}{T_1}$ en $f_2 = \frac{1}{T_2}$. Er blijkt ook

dat de gemiddelde waarde van de statorspanning over een halve periode afneemt als de frequentie afneemt. Dit is gunstig als frequentiesturing wordt toegepast voor het sturen van de rotatiefrequentie van kortsluitankermotoren. Het motorkoppel blijft dan constant.

2.4 De keuze van de componenten van een chopperschakelaar

De keuze van de componenten voor een 2-thyristorschakelaar (chopperschakelaar) zal worden toegelicht aan de hand van een voorbeeld.

VOORBEELD 2.4

Gegeven:

Zie fig. 2.3. De voedingsspanning $U_V = 110$ V. De belasting R_L bestaat uit enkele gloeilampen met een gezamenlijke weerstand van 60Ω .

Gevraagd:

- 1 Bepaal $I_{T(RMS)}$ van Th_1 en Th_2 , $U_{DR(O)M}$ van Th_1 en Th_2 en U_{RRM} van Th_1 als een stroomveiligheidsfactor $f_i = 2$ en een spanningsveiligheidsfactor $f_u = 1,8$ wordt aangehouden. Kies Th_1 en Th_2 met behulp van bijlage 2.
- 2 Bepaal R_1 .
- 3 Bepaal C_1 .
- 4 Bepaal $t_{d,in}$ en $t_{d,uit}$.

Oplossing:

- 1 Volgens formule (2.2) is:

$$I_L = \frac{U_V}{R_L} = \frac{110 \text{ V}}{60 \Omega} = 1,83 \text{ A}$$

Hieruit volgt:

$$I_{T(RMS)} \text{ van Th}_1 \text{ en Th}_2 \text{ is } I_L \cdot f_i = 1,83 \text{ A} \times 2 = 3,66 \text{ A}$$

Verder is:

$$U_{DR(O)M} \text{ van Th}_1 \text{ en Th}_2 \text{ is } U_V \cdot f_u = 110 \text{ V} \times 1,8 = 198 \text{ V.}$$

$$U_{RRM} \text{ van Th}_1 \text{ is } U_V \cdot f_u = 110 \text{ V} \times 1,8 = 198 \text{ V.}$$

Voor Th₁ en Th₂ komt thyristor S2062 B (200 V, 4 A) van bijlage 2 in aanmerking.

- 2 $I_{H(O)}$ van Th₂ = 6 ... 10 mA (bijlage 2). De thyristorstroom moet kleiner zijn dan $I_{H(O)}$. We nemen 5 mA.

Nu is:

$$R_1 = \frac{U_V}{I_{H(O)}} = \frac{110 \text{ V}}{5 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = 22000 \text{ ohm of } 22 \text{ k}\Omega \text{ (reekswaarde).}$$

- 3 De tijd tussen t_2 en t_3 (zie fig. 2.3b) moet groter zijn dan de hersteltijd t_q van Th₁, om spontaan (her)ontsteken te voorkomen.

$$t_q \text{ van Th}_1 = 30 \dots 100 \mu\text{s} \text{ (zie bijlage 2).}$$

We nemen een vrijhoudtijd van 110 μs .

Er geldt nu:

$$5 \cdot R_L \cdot C_1 = 110 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

Hieruit volgt:

$$C_1 = \frac{110 \cdot 10^{-6} \text{ s}}{5 \times 60 \Omega} = 0,37 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

We nemen een condensator van 0,39 μF (reekswaarde).

- 4 Volgens formule (2.5) is $t_{d,in} = t_{on}$ van Th₁ = 30 ... 100 μs (bijlage 2). Volgens formule (2.8) is:

$$t_{d,uit} = 5 \cdot R_L \cdot C_1 = 110 \mu\text{s.}$$

2.5 Vragen en opdrachten

- 1 Teken het symbool, het grondblokschema en het uitgewerkte blokschema van de chopper. Wat doet deze omzetter?
Noem enkele toepassingen.
- 2 Voor de gemiddelde spanning over de belasting van de chopper geldt: $U_{L_{\text{gem}}} = d' \cdot U_V$. Leid dit af.
- 3 Teken het verband tussen $U_{L_{\text{gem}}}$ en t_g bij pulsbreedtesturing. Leid dit verband af.
- 4 Teken het verband tussen $U_{L_{\text{gem}}}$ en f_c bij pulsfrequentiesturing. Als $f_c = 10 \dots 150$ Hz en $t_g = 6,66$ ms, bereken dan het instelbereik van $U_{L_{\text{gem}}} \cdot U_V = 110$ V.
- 5 Verklaar de werking van de ontsteekschakeling van de twee-thyristorchopper van fig. 2.7.
- 6 Welk nadeel heeft de schakelaar van de chopper van fig. 2.7 met betrekking tot het instelbereik van U_L ?
- 7 De thyristoren Th_1 en Th_2 van de chopper van fig. 2.7 krijgen achtereenvolgens een stuurpuls I_G . Hoe komt dit?
- 8 Waarvan hangt de grootte van R_1 af?
Als $I_{H(O)}$ van Th_2 gelijk is aan 4 mA en $U_V = 60$ V, bereken dan R_1 .
- 9 Waarvan hangt de grootte van C_1 af? Als t_q van Th_1 gelijk is aan 80 μ s en $R_L = 100 \Omega$, bereken dan C_1 en $t_{d,\text{uit}}$. $\left(\frac{t_v}{t_q} = 1,2\right)$
- 10 Wat is een gelijkstroomtransformator? Welke overeenkomst bestaat tussen d' en T ? Leid dit af.
- 11 Teken het blokschema van de statische frequentieomzetter. Wat doet deze omzetter? Noem enkele toepassingen.
- 12 Verklaar de werking van de frequentieomzetter van fig. 2.10. Waarmee kan f worden ingesteld?

Statische wisselstroom-schakelaar en statische continu-gestuurde wisselstroom-omzetter

3.1 Inleiding

De keuze van de statische omzetter van vermogen hangt af van de vorm van de voedingsspanning (gelijk- of wisselspanning) en de vorm van de spanning over de belasting. Zie ook paragraaf 2.1.

Twee statische omzetters die als corrigerend orgaan in de stuurtechniek en de regeltechniek worden gebruikt en waarbij zowel de voedingsspanning als de spanning over de belasting een wisselspanning is, zijn (zie fig. 3.1):

- 1 de statische wisselstroomschakelaar;
- 2 de statische continu-gestuurde wisselstroomomzetter.

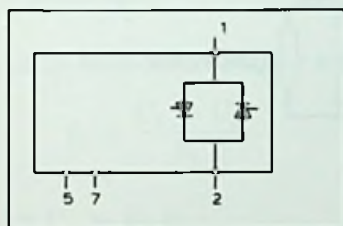
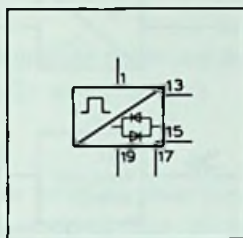
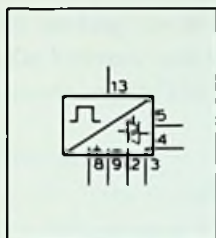
3.2 De statische wisselstroomschakelaar (AC/AC-relais)

3.2.1 De twee-thyristor-wisselstroomschakelaar

De statische wisselstroomschakelaar is een elektronische schakelaar, bestemd voor het contactloos schakelen van een (soms groot) vermogen. De voedingsspanning is een wisselspanning.

Deze elektronische schakelaar vervangt het elektromagnetische wisselstroomrelais. De statische wisselstroomschakelaar wordt daarom ook *elektronisch wisselstroomrelais* genoemd. Als *corrigerend orgaan* wordt hij toegepast in *aan/uit-sturingen* en *aan/uit-regelingen*.

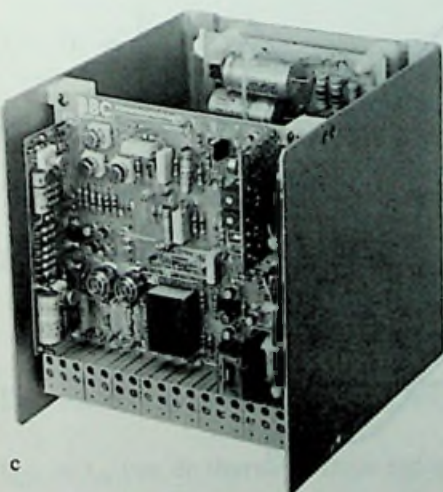
In fig. 3.2a zijn het symbool en het (grond)blokschema getekend. In fig. 3.2b is een schakeling getekend. Dit is de twee-thyristor-wisselstroomschakelaar. We onderscheiden een hoofdgedeelte, nl. de antiparallelschakeling van de twee gelijke thyristoren Th_1 en Th_2 en een hulpgedeelte, bestaande uit de hulpschakelaar S_h , R_G , D_1 en D_2 . De ohmse belasting is R_L .



d



e



c

fig. 3.1 Statische wisselstroomchakelaars:

a triacschakelaar

b twee-thyristorschakelaar

Statische continu-gestuurde wisselstroomomzetter:

c twee-thyristoromzetter

Enkele modules:

d ontstekmodule met twee uitgangen

e blokpulsvormer

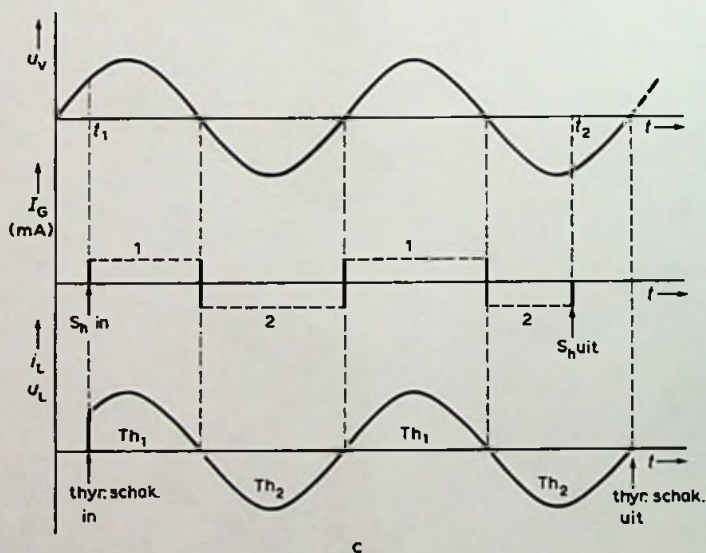
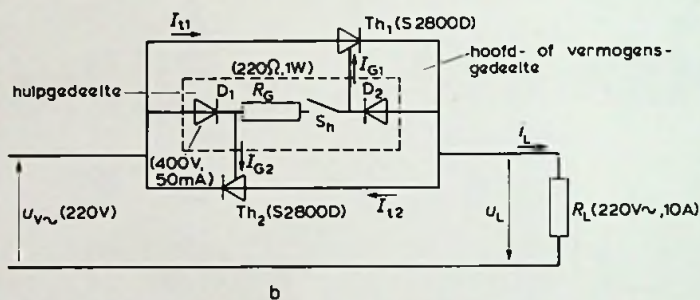
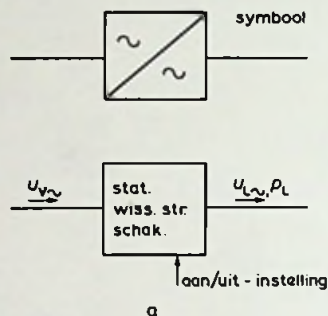


fig. 3.2 De statische wisselstroomschakelaar
a symbool en blokschema
b twee-thyristor-wisselstroomschakelaar
c in- en uitschakelen van de thyristorschakelaar

De werking van de schakeling

(Zie hiervoor ook fig. 3.2c waarin de belangrijkste spanningen en stromen als functie van de tijd t tijdens het schakelen zijn weergegeven.)

Inschakelen

Wordt hulpschakelaar S_h ingeschakeld, dan loopt de stuurstroom $I_{G1,2}$. S_h is een mechanische of elektronische (sensor)hulpschakelaar, zie paragraaf 3.2.4. Nu ontsteekt die thyristor van de twee-thyristor-schakelaar waarvan de anode-kathodespanning op dat moment positief is. Hier is dat thyristor Th_1 . Daardoor loopt de belastingsstroom i_L . Bij de eerstvolgende nuldoorgang van de voedingsspanning dooft Th_1 omdat de thyristorstroom onder de houdstroom komt en gaat thyristor Th_2 geleiden als U_{AK} en I_G voldoende groot zijn. Th_2 neemt de stroom over. Dit herhaalt zich. Elke thyristor is dus steeds gedurende maximaal een halve voedingsperiode (10 ms bij een 50 Hz-voeding) in geleiding.

Als de statische schakelaar is ingeschakeld is de (effectieve) belastingsstroom:

$$I_L = \frac{U_V - U_T}{R_L} \quad (3.1)$$

Als $U_V \gg U_T$ is:

$$I_L = \frac{U_V}{R_L} \quad (3.2)$$

De takstroom is (zie ook (1.13)):

$$I_{t1} = I_{t2} = \frac{1}{2} \sqrt{2} \cdot I_L \quad (3.3)$$

De inschakeltijd van de schakelaar is:

$$t_{in} = t_{on} \text{ van de thyristor} \quad (3.4)$$

De dode tijd van de schakelaar bij het inschakelen is:

$$t_{d,in} = t_{on} \text{ van de thyristor. Deze tijd is zeer klein } (\mu s). \quad (3.5)$$

Opmerking:

De stuurstroom I_G in fig. 3.2c is blokvormig getekend. Omdat de thyristor bij een kleine stuurstroom (mA) ontsteekt mag deze blokvormig worden opgevat. De rest is niet weergegeven.

Belangrijke grootheden:

$I_{T(RMS)}$ van de thyristoren Th_1 en Th_2 dient minimaal gelijk te zijn aan I_L .

I_{TRM} van de thyristoren dient minimaal gelijk te zijn aan $i_{Lmax} \approx \frac{U_{Vmax}}{R_L}$.

U_{RRM} en $U_{DR(O)M}$ van de thyristoren dienen minimaal gelijk te zijn aan $U_{Vmax} = U_V \cdot \sqrt{2}$.

Uitschakelen

Wordt S_h uitgeschakeld dan stopt de stuurstroom $i_{G1,2}$.

i_L blijft lopen tot deze zijn eerstvolgende nuldoorgang nadert. Als de thyristorstroom kleiner is geworden dan de houdstroom dooft de desbetreffende thyristor en is de twee-thyristorschakelaar uitgeschakeld. We noemen dit *natuurlijke doving*. Er is dus geen speciale doofinrichting nodig zoals bij de thyristorschakelaar in een gelijkspanningsnet (zie hoofdstuk 2). Het voordeel is ook dat wordt uitgeschakeld als het vermogen nul is. Dit vermindert de netvervuiling. De maximale uitschakeltijd van deze schakelaar is gelijk aan een halve voedingsperiode, d.w.z. 10 ms. Deze tijd is de 'dode tijd' bij het uitschakelen, dus:

$$t_{d,uit} = t_{uit} = 10 \text{ ms} \quad (3.6)$$

In plaats van de antiparallelschakeling van twee thyristoren kan ook één andere vermogenshalfgeleider worden gebruikt, nl. de *triac*. In de documentatie wordt dit type wisselstroomschakelaar wel met 'triac-schakelaar' of 'triac-relais' aangeduid. De triac is een veel gebruikte vermogenshalfgeleider in wisselstroom-circuits.

3.2.2 De triac

De naam triac is afgeleid van: 'triode alternate current switch'. Dit betekent: 'wisselstroomschakelaar met drie elektroden'. De triac is dus, evenals de behandelde (gelijkstroom)thyristor, een elektronische schakelcomponent, die echter in tegenstelling tot de laatstgenoemde in beide richtingen geleidend kan worden gemaakt. Dat wordt ook weergegeven door een andere Engelse term voor deze siliciumhalfgeleider: 'silicon controlled bidirectional powerswitch'. Een andere naam voor de triac is dan ook *wisselstroomthyristor*. Zowel de (gelijkstroom)thyristor als de triac behoren tot de groep van de thyristoren. Dat de gelijkstroomthyristor met thyristor wordt aangeduid is dus eigenlijk niet juist.

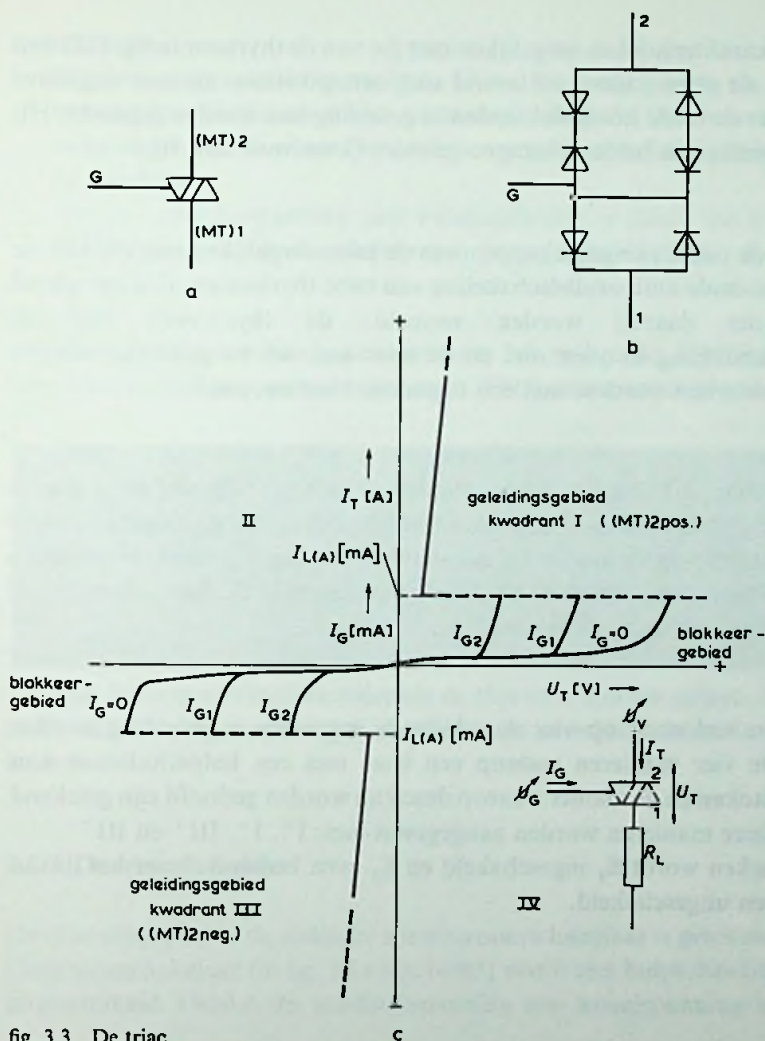


fig. 3.3 De triac
a symbool
b vervangingscircuit
c schakelkarakteristieken

De werking

In fig. 3.3a en b zijn het symbool en het vervangingscircuit van de triac weergegeven. We onderscheiden de beide hoofdelektroden (MT)1 en (MT)2 ('main terminal' = hoofdelektrode) en de stuurlektrode G. In fig. 3.3c zijn de hoofdstroom-spanningskarakteristieken (*schakelkarakteristieken*) getekend bij verschillende stuurstromen I_G .

Als we deze karakteristieken vergelijken met die van de thyristor in fig. 1.27 dan valt op dat de triac inderdaad zowel met een positieve als een negatieve spanning over de beide hoofdelektroden in geleiding kan worden gebracht. Hij kan dus inderdaad in beide richtingen geleiden (kwadrant I en III).

Ontsteken

We kunnen de ontsteek-eigenschappen van de triac vergelijken met die van de hiervoor genoemde antiparallelschakeling van twee thyristoren. Eén opvallend verschil moet daarbij worden vermeld; de thyristoren van de antiparallelschakeling kunnen niet en de triac kan wél in geleiding worden gebracht (ontstoken worden) met een negatieve stuurstroom.

Om een triac te ontsteken (in te schakelen) is het nodig dat even een voldoende grote positieve of negatieve stuurstroom I_G vloeit, terwijl tevens een voldoende hoge positieve of negatieve spanning U_{21} over de beide hoofdelektroden aanwezig moet zijn. De triacstroom I_T dient minimaal gelijk te zijn aan de houdstroom $I_{H(O)}$.

De triac kan zodoende op vier verschillende manieren in geleiding worden gebracht. De vier manieren waarop een triac met een hulpschakelaar kan worden ontstoken en de manier waarop deze kan worden gedoofd zijn getekend in fig. 3.4. Deze manieren worden aangegeven met: I^+ , I^- , III^+ en III^- . Om te ontsteken wordt S_1 ingeschakeld en S_2 even bediend. Voor het doven wordt S_1 even uitgeschakeld.

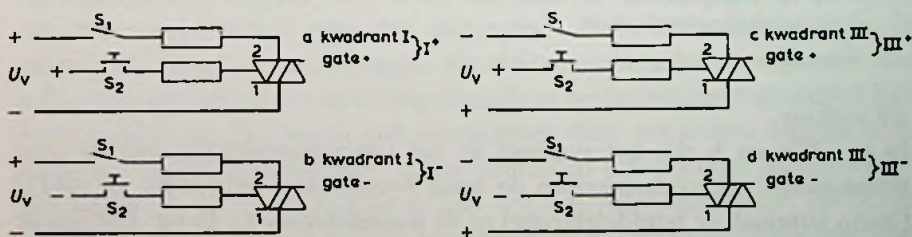


fig. 3.4 Ontsteken en doven van een triac

Opmerkingen:

- 1 Het ontsteken van de triac volgens I^+ en III^- is erg gunstig i.v.m. de kleine benodigde stuurstroom ('high sensitivity' triac). Dit houdt verband met de technologie van de triac. Deze manieren van inschakelen genieten meestal de voorkeur.
- 2 Als de voedingsspanning een wisselspanning is dooft de triac bij elke nuldoorgang van de doorlaatstroom (natuurlijke doving).

Doven

Om de triac te doven (uit te schakelen) is het nodig dat de triacstroom even beneden de houdstroom wordt gebracht. Dit komt overeen met de thyristor.

Triacs worden, evenals (gelijkstroom)thyristoren, voor vele stromen en spanningen in de handel gebracht. De maximale doorlaatstroom en blokkeerspanning zijn opnieuw zeer belangrijk, evenals het maximale stuurvermogen, de maximale stuurstroom en de maximale stuurspanning. Zie ook hoofdstuk 1 en bijlage 4.

Testen

De triac kan op soortgelijke wijze als de thyristor worden getest. Zie 1.6.1. Er moet wel rekening worden gehouden met de verschillende ontsteekmogelijkheden.

3.2.3 De triacschakelaar

De triac toegepast in de statische wisselstroomschakelaar is getekend in fig. 3.5. Deze triacschakelaar (in fig. 3.1a afgebeeld) wordt met hulpschakelaar S_h in- en uitgeschakeld. Omdat de voedingsspanning een wisselspanning is wordt op

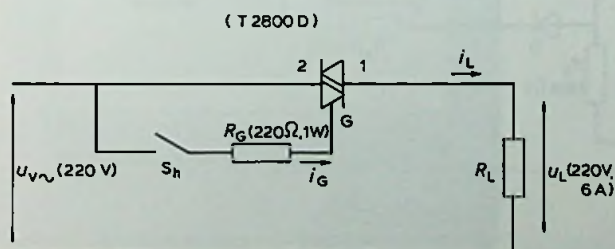


fig. 3.5 De triacschakelaar

natuurlijke wijze gedoofd. Het schakelgedrag is overeenkomstig fig. 3.2c. De dode tijd $t_{d,in} = t_{on}$ van de triac. De dode tijd $t_{d,uit} = 10 \text{ ms}$ (50 Hz voeding).

Belangrijke grootheden:

$I_{T(RMS)}$ van de triac T dient minimaal gelijk te zijn aan $\frac{U_V}{R_L}$ (als $U_V \gg U_T$).

$U_{DR(O)M}$ van T dient minimaal gelijk te zijn aan $U_{Vmax} = U_V \sqrt{2}$.

Zie ook de zelfbôuwschakelingen 1 ... 4 van hoofdstuk 8.

3.2.4 De sensor-triacschakelaar

De triacschakelaar wordt, behalve met een mechanische hulpschakelaar, ook met een (elektronische) *sensor-hulpschakelaar* bediend. Deze sensor-hulpschakelaar (zie fig. 3.6) is o.a. voorzien van een metalen sensor (voeler) SE, een flip-flop F, een $R_1 C_1$ -netwerk en een elektronische schakelcomponent voor laag vermogen, de diac D_i . De laatstgenoemde component wordt behandeld in paragraaf 3.3.2. Het is voorlopig voldoende te weten dat de diac bij een zeker potentiaalverschil over beide elektroden plotseling gaat geleiden. Als dit potentiaalverschil daalt onder een andere zekere waarde spert hij plotseling.

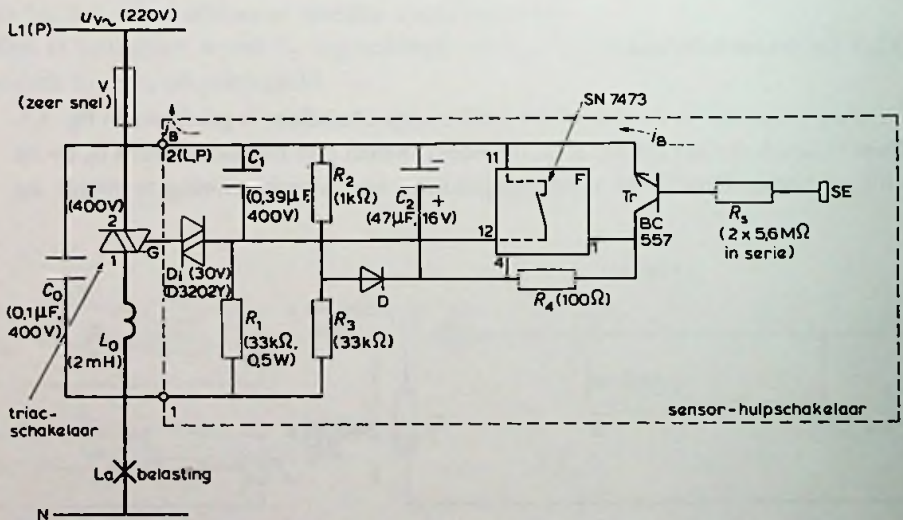


fig. 3.6 De sensor-triacschakelaar

In de praktijk is in de sensor-triacschakelaar (sensor-installatieschakelaar, fig 3.7) meestal nog een veiligheid V aangebracht ter beveiliging van de triac en een ontstoorinrichting bestaande uit een smoorspoel L_o en een condensator C_o . Zie voor ontstoorcomponenten fig. 6.6.

De werking van deze sensor-triacschakelaar is als volgt.

In rust is de triac T geblokkeerd en staat hierover de volle voedingsspanning U_v . De condensator C_2 wordt via de spanningsdeler R_2/R_3 en de diode D opgeladen, zodat een condensatorspanning ontstaat met de aangegeven polariteit. Zolang de transistor Tr isoleert blijft C_2 geladen. Dit is het geval als de sensor SE niet wordt aangeraakt. In dat geval ligt aan de sensor ook de voedingsspanning. Als er geen stroom loopt is er namelijk ook geen spanningsval. Wordt SE aangeraakt dan zal een zeer kleine stroom I_B gaan lopen in de aangegeven richting. De weerstand in de stroomketen is zeer groot en de stroom dus zeer klein. Deze stroom wordt hoofdzakelijk door de serieweerstand R_s bepaald. Is de weerstand bijvoorbeeld $10\text{ M}\Omega$, dan is:

$$I_B = \frac{U_v}{R_s} = \frac{220\text{ V}}{10 \cdot 10^6\ \Omega} = 22 \cdot 10^{-6}\text{ A} = 22\ \mu\text{A}$$

Deze stroom is volstrekt ongevaarlijk.

De stroom I_B brengt transistor Tr in geleiding. Nu zal de condensator C_2 via de kleine weerstand R_4 zeer snel ontladen tot nul. De positieve spanning aan de

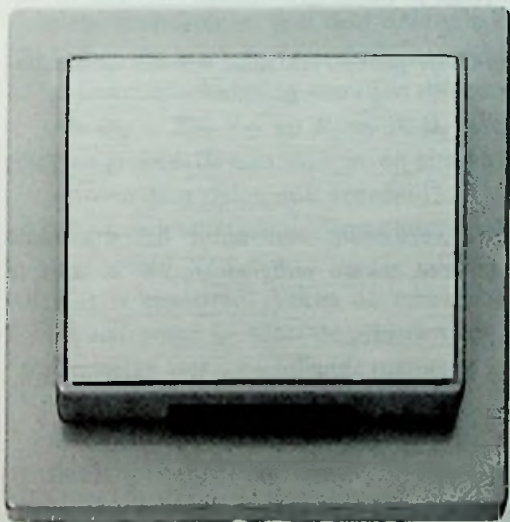


fig. 3.7 Sensor-triacschakelaar (installatieschakelaar)

ingang 1 van de flip-flop F zal hierdoor gedurende het aanraken nul worden. Na het aanraken wordt deze direct weer positief. De flip-flop 'ziet' dit als een negatieve ingangspuls, waardoor de flip-flopschakelaar omschakelt van 'in' naar 'uit' of andersom. De flip-flop blijft in deze toestand tot de volgende aanraking van de sensor.

Is de flip-flop-schakelaar 'uit', dan zal condensator C_1 gedurende elke halve periode van de voedingsspanning via R_1 worden opgeladen tot de (vrij lage) schakelspanning van de diac. Daarna ontladst C_1 zich via D_1 , T_{G-1} en L_o . De pulsformige stroom die gaat lopen zal de triacschakelaar elke halve periode in geleiding brengen. De lamp La is daardoor op nagenoeg de volle voedingsspanning aangesloten en brandt.

Is de flip-flopschakelaar 'in', dan wordt C_1 niet opgeladen en isoleert de triacschakelaar. De lamp La is nu uit.

Zie ook zelfbouwschakeling 27 van hoofdstuk 8.

3.2.5 Het schakelvermogen

Onder het (wisselstroom)schakelvermogen van een thyristor (of triac) verstaan we het produkt van de maximale periodiek optredende blokkeerspanning $U_{DR(O)M}$ ('diode repetitive (open gate) maximum') en de maximale gemiddelde doorlaatstroom I_{TAV} ('forward average'). Beide grootheden worden in het thyristorhandboek vermeld.

Het maximale schakelvermogen van de besproken statische wisselstroomschakelaars is dus:

$$P_{Smax} = U_{DR(O)M} \cdot I_{TAV} \quad (3.7)$$

We doen er in de praktijk echter verstandig aan nooit het maximale schakelvermogen te gebruiken, maar een zekere *veiligheidsfactor* in acht te nemen.

VOORBEELD 3.1

Gegeven:

In een statische schakelaar wordt gebruik gemaakt van een triac. De belasting is een groep lampen met een gezamenlijk vermogen van 1 000 W. De voedingsspanning is 220 V/50 Hz.

Gevraagd:

Bereken I_{TAV} , $U_{DR(O)M}$ en P_{Smax} van de triac.

U_T mag worden verwaarloosd.

Oplossing:

$$I_L = \frac{P_L}{U_V} = \frac{1\,000\text{ W}}{220\text{ V}} = 4,55\text{ A}$$

Volgens (1.12) is:

$$I_{Lgem} = I_{TAV} = 0,9 I = 0,9 I_L = 0,9 \times 4,55\text{ A} = 4,1\text{ A}$$

Verder is:

$$U_{DR(O)M} = U_V \sqrt{2} = 220 \sqrt{2}\text{ V} = 311\text{ V}$$

$$P_{Smax} = U_{DR(O)M} \cdot I_{TAV} = 1\,275\text{ VA}$$

Rekening houdend met een veiligheidsfactor $f = 1,3$ wordt:

$$I_{TAV} = 1,3 \times 4,1\text{ A} = 5,33\text{ A}$$

$$U_{DR(O)M} = 1,3 \times 311\text{ V} = 404,3\text{ V}$$

$$P_{Smax} = 5,33\text{ A} \times 404,3\text{ V} = 2\,155\text{ VA}$$

3.2.6 Vragen en opdrachten

- 1 Teken het symbool en (grond)blokschema van de statische wisselstroomschakelaar. Wat doet deze schakelaar?
- 2 Teken de statische wisselstroomschakelaar die gebruik maakt van een antiparallelschakeling van twee thyristoren.
Als $U_V = 220\text{ V}$ en $R_L = 10\ \Omega$, bereken dan I_L en I_t (takstroom).
- 3 Hoe groot is de maximale in- en uitschakeltijd bij een ohmse belasting? Hoe worden deze tijden ook genoemd?
- 4 Wat wordt verstaan onder natuurlijke doving? Welk soort doven staat hier tegenover?
- 5 Wat is een triac? Teken de schakelkarakteristiek bij twee verschillende stuurstromen I_G . Geef de gebieden aan.
- 6 Op welke vier verschillende manieren kan een triac worden ontstoken?
- 7 Vul in:
ontsteekvoorwaarden: $I_T > \dots I_G \dots$
doofvoorwaarde: $I_T < \dots$
- 8 Welk verschil is er bij het ontsteken van een triac en van een antiparallelschakeling van twee thyristoren? Teken dit.
- 9 Hoe kan een triac met een ohmmeter worden getest?

- 10 Teken de éénfase-triacschakelaar. Leg de werking uit m.b.v. spannings- en stroomdiagrammen.
- 11 Verklaar de werking van de sensor-triacschakelaar van fig. 3.6.
- 12 Waarom is het aanraken van de sensor SE volstrekt ongevaarlijk?
- 13 Hoe wordt het schakelvermogen van de statische triacschakelaar berekend?
 Als $U_v = 220 \text{ V/50 Hz}$ en $R_L = 20 \Omega$, bereken dan I_{TAV} , $U_{DR(O)M}$ en P_{Smax}
 De veiligheidsfactor $f_i = 1,5$ en $f_u = 2$.

3.3 De statische continu-gestuurde wisselstroomomzetter (AC/AC-converter)

In het voorgaande zagen we dat met de statische wisselstroomschakelaar een vast wisselstroomvermogen wordt geschakeld. Het is echter vaak noodzakelijk het afgegeven wisselstroomvermogen zo verliesvrij mogelijk en traploos (continu) in te stellen (sturen) van minimum tot een zekere waarde. Hieraan voldoet de statische continu-gestuurde omzetter waarbij de sturing berust op het principe van de fase-aansnijding. Hierbij ontstaat over de belasting een aangesneden, d.w.z. geen volledige, sinusvormige wisselspanning. Bij *fase-sturing* wordt de vermogenshalfgeleider telkens op hetzelfde moment van de fase-spanning ontstoken. Dit moment kan men instellen.

In het algemeen kan zo'n omzetter door het in fig. 3.8a getekende symbool en (grond)blokschema worden voorgesteld. In fig. 3.8b is het meer uitgewerkte blokschema getekend. We onderscheiden:

- 1 het hoofd- of vermogensgedeelte;
- 2 de ontsteekmodule ('trigger module').

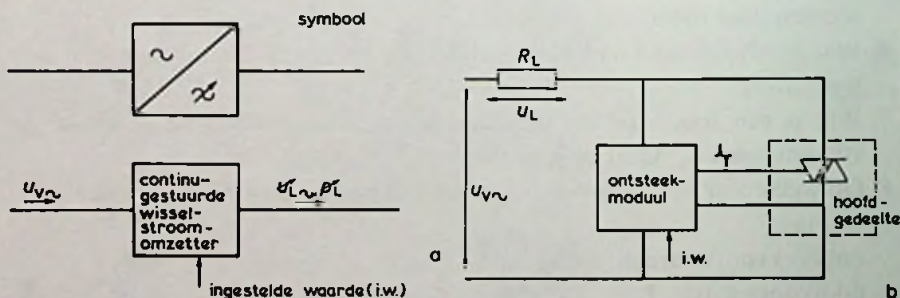


fig. 3.8 De statische continu-gestuurde wisselstroomomzetter
 a symbool en (grond)blokschema
 b functioneel blokschema

De ontsteekmodule bestaat vaak uit een RC -netwerk en een pulsformer. Het hoofdgedeelte kan de besproken triac zijn.

3.3.1 Ontsteekmodule met RC -netwerk en pulsformer

Zie fig. 3.9a en b. De werking hiervan is als volgt.

Gedurende de positieve halve periode van de voedingsspanning wordt de condensator C via de potentiometer R_p opgeladen tot de schakelspanning van de pulsformer P is bereikt. Dit is het moment t_1 . Dan gaat P plotseling geleiden. De oplaadtijd die nodig is om deze schakelspanning te bereiken is afhankelijk van de instelling van R_p . Hoe groter de ingestelde weerstand, hoe groter deze tijd. Als de pulsformer geleidt zal de condensator snel ontladen via de $G-I$ overgang van de triac tot de pulsformer dooft en weer isoleert. De stuurstroom I_G die hierbij vloeit heeft een pulsvorm.

Vaak wordt meer dan één puls per halve periode opgewekt omdat de condensator herlaadt als de pulsformer dooft. Deze pulsen zijn niet noodzakelijk, omdat de triac bij de eerste puls ontsteekt. In praktische schakelingen waarin deze pulsformer wordt gebruikt worden deze extra pulsen meestal vermeden. Zie paragraaf 3.3.3.

Gedurende de negatieve halve periode van de voedingsspanning gebeurt hetzelfde. De pulsen zijn nu echter tegengesteld gericht aan die van de vorige. Elke volgende periode herhaalt dit (pulsgenerator). De oplaadtijd en daarmee de aangegeven fasehoek α kan men instellen (verschuiven) met R_p . We noemen dit *horizontale pulsverschuiving*. De genoemde pulsformer kan een diac zijn.

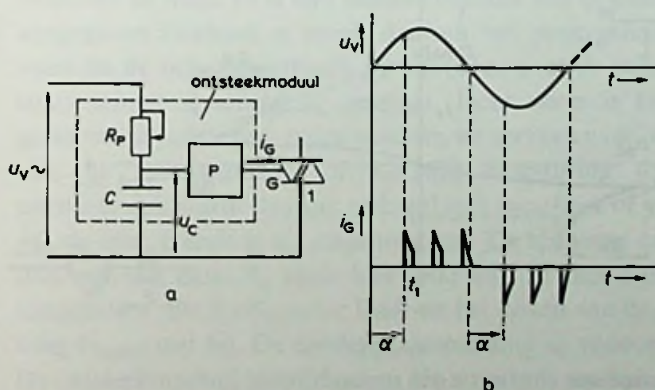


fig. 3.9 Ontsteekmodule met RC -netwerk en pulsformer

3.3.2 De diac

De naam diac is afgeleid van: 'diode alternate current switch'. Dit betekent: 'wisselstroomschakelaar met twee elektroden'.

De diac is een elektronische schakelcomponent die in beide richtingen kan geleiden. Dit komt ook tot uitdrukking in een andere Engelse term voor deze Si-halfgeleider, nl. 'silicon bidirectional switch'. In tegenstelling tot de thyristor bezit hij slechts twee elektroden en kan niet worden gestuurd.

Ook de diac behoort tot de groep van de thyristoren. We moeten deze 'stuurdiac' niet verwarren met de 'vermogensdiac' van paragraaf 1.6.5.

Het symbool van de diac is in fig. 3.10a weergegeven. De elektroden zijn onbenoemd. We kunnen ons deze diac voorstellen als de in één structuur samengebouwde antiparallelschakeling van twee (gelijkstroom)thyristoren zonder stuur elektroden. Het vervangingsschema is in fig. 3.10b weergegeven.

Evenals de (gelijkstroom)thyristor komt de diac plotseling in geleiding als over de beide elektroden een zeker potentiaalverschil staat. De diac doet dit echter, door zijn bouw, in beide richtingen. Deze *schakel- of ontsteekspanning* wordt met U_S of U_{BO} ('break over') aangeduid.

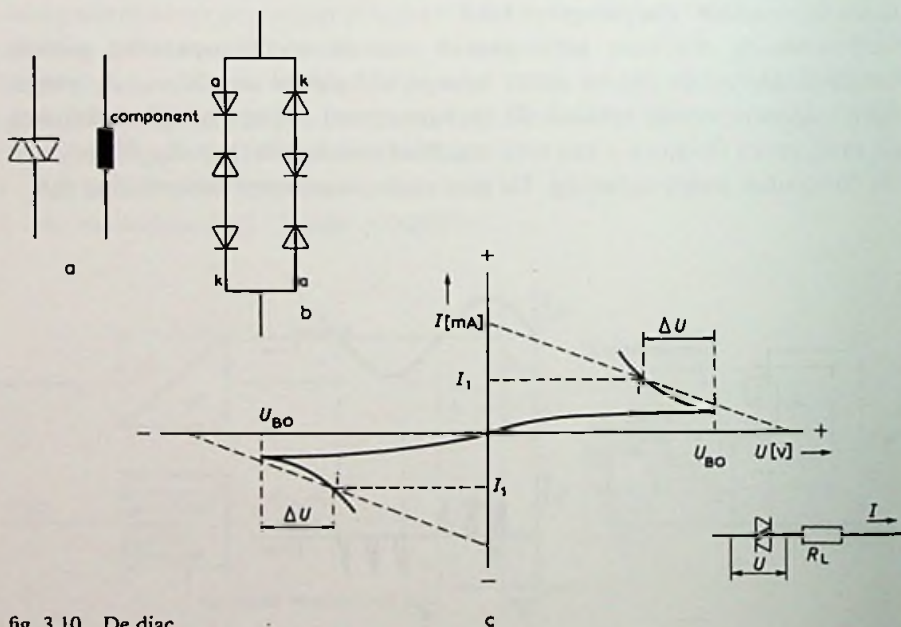


fig. 3.10 De diac
 a symbool en component
 b vervangingsschema
 c schakelkarakteristiek

De schakelkarakteristiek is weergegeven in fig. 3.10c. Tevens is een belastingslijn getekend, waardoor het instelpunt i ontstaat. De fabrikant geeft van de diac o.a. de ontsteekspanning U_{BO} op, bijvoorbeeld 32 V. Ook de spanningsterugval ΔU , bijvoorbeeld 9 V, bij zekere diacstroom I_1 . Belangrijk is ook de maximale herhaalbare piekstroom I_{FRM} ('forward repetitive maximum') of I_{pk} (peak output), bijvoorbeeld 0.2 A, gedurende max. 10 μs . De diac wordt immers gebruikt om pulsformige stromen door te laten. Ook het maximale gemiddelde vermogen P_{AVM} ('average maximum') dat de diac kan dissiperen wordt opgegeven, bijvoorbeeld 1 W.

Zie ook bijlage 5.

3.3.3 Met een RC-netwerk gestuurde triacomzetter. Fasesturing

Een schakeling van de statische gestuurde wisselstroomomzetter met de besproken ontsteekmoduul en de triac is in fig. 3.11a getekend.

De werking wordt duidelijk als we de belangrijkste spanningen en stromen als functie van de tijd t onder elkaar tekenen. We doen dit met een door R_p ingestelde fasehoek α van 45°

$$\left(t_1 = \frac{45^\circ}{180^\circ} \times 10 \text{ ms} = 2,5 \text{ ms} \right). \text{ Zie fig. 3.11b.}$$

De werking is als volgt.

Op het moment t_1 dat de pulsformige stroom (stuurpuls) I_G loopt ontsteekt de triac. Er is dan immers voldaan aan de ontsteekvoorwaarden. De aangegeven fasehoek α wordt daarom wel *ontsteekhoek* genoemd. De triac voert nu de belastingsstroom i_L , waardoor over de belasting een *aangesneden* sinusvormige spanning u_L ontstaat. Deze vorm is kenmerkend voor deze gestuurde inrichtingen, reden waarom we spreken over 'sturen door aansnijden van de fasespanning', of kortweg fasesturing ('phase control'). De ontsteekhoek wordt daarom ook wel met *stuurhoek* of *aansnijhoek* aangeduid. Als de triac geleidt is u_{21} nagenoeg nul. De spanning over de stuurmoduul is dan ook nul, mits R_L zoals hier links en niet rechts van de stuurmoduul is aangesloten. De condensator laadt na het doven van de diac (bij de doofspanning $U_{D(O)}$) niet bij. De condensatorspanning u_C verloopt zoals aangegeven. De ontsteekmoduul levert daarom één stuurpuls per halve voedingsperiode. De triac dooft 'natuurlijk', d.w.z. bij elke nuldoorgang van de belastingsstroom. De doofhoek δ is dus 180° .

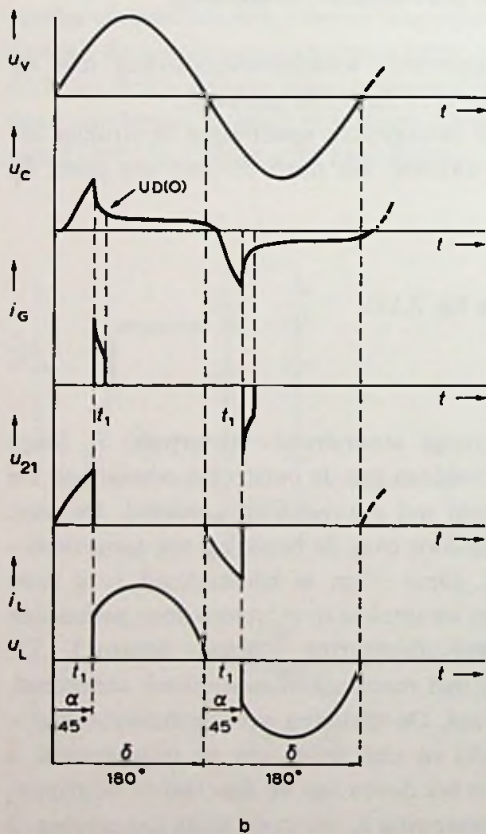
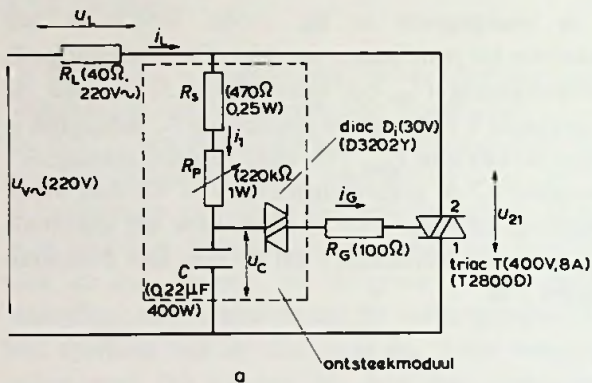


fig. 3.11 Een met een RC-netwerk gestuurde triacomzetter
a schakeling
b verloop van spanningen en stromen

De onsteekhoek α kan men met R_p instellen, d.w.z. de stuurpulsen kunnen met de potentiometer horizontaal worden verschoven. Daardoor kan men de gemiddelde belastingsstroom $I_{L\text{gem}}$ en de gemiddelde belastingsspanning $U_{L\text{gem}}$ instellen. Het afgegeven wisselstroomvermogen kan daarom ook met R_p worden ingesteld en wel tussen ongeveer 4% en 96% van het vermogen dat de belasting zou opnemen bij directe aansluiting op de voeding.

We noemen dit het *vermogensinstelbereik* van de omzetter. Dit bereik hangt o.a. af van de grootte van de schakelspanning van de pulsformer. Zie ook paragraaf 4.3.1. Het maximale vermogen van deze omzetter in enkele kW. Dit vermogen hangt af van de gebruikte triac.

Als R_p wordt vervangen door een hulpschakelaar, werkt de schakeling als statische schakelaar. Is de ontsteekhoek $\alpha \approx 0^\circ$ en $U_v \gg U_{T1}$, dan is de belastingsstroom maximaal. De stroom is dan:

$$I_{L\text{max}} \approx \frac{U_v}{R_L} \quad (3.8)$$

De reactie of dode tijd $t_{d,\text{uit}}$ van de omzetter is 10 ms (50 Hz-voeding).

Belangrijke grootheden:

$I_{T(\text{RMS})}$ van de triac T dient minimaal gelijk te zijn aan $I_{L\text{max}}$.

De maximale voedingsspanning $u_{v\text{max}} = U_v \sqrt{2}$.

$U_{DR(O)M}$ van T dient dus minimaal gelijk te zijn aan $U_v \sqrt{2}$.

Voor de berekening van de componenten zie voorbeeld 3.3.

3.3.4 Stuursynchronisatie en het ladinghysteresiseffect

In de vorige schakeling is het zeer belangrijk dat de opvolgende stuurpulsen van gelijke polariteit telkens op hetzelfde moment na de nuldoorgang van de voedingswisselspanning verschijnen. Alleen dan kunnen we spreken van een door R_p ingestelde vaste spanning U_L over de belasting en dus vast afgegeven vermogen P_L (stabiele instelling). De stuurpulsen dienen daarom in de pas te lopen of *gesynchroniseerd* te zijn met de voedingswisselspanning (stuursynchronisatie). Dit wordt in eerste instantie opgelost door de voeding van de ontsteekmoduul te koppelen met de voedingswisselspanning. Dit is ook telkens getekend. Toch is dan de stuursynchronisatie nog niet geheel gewaarborgd. Door verschillende oorzaken kan de condensatorlading voor het herhaald opladen (beginlading) worden beïnvloed, ondanks het gunstige feit dat U_{12} tijdens het geleiden van de triac nul is. Door deze beïnvloeding zal de condensatorspanning en dus het ontsteekmoment veranderen.

Mogelijke oorzaken zijn:

- Het kortstondig dalen van de netspanning, waardoor de diac en dus de triac een keer niet ontsteekt. De beginlading is nu anders.
- Het verkleinen van R_p , waardoor de beginlading van de condensator anders wordt. Dit is een hystereseverijnsel.

We noemen dit dan ook het 'ladinghysteresiseffect'.

De verbetering of oplossing moet worden gezocht in het gelijkhouden van de beginlading van de condensator bij elke nieuwe halve periode van de voedingsspanning.

Een grote verbetering treedt op als we de schakeling van fig. 3.11 voorzien van een tweede RC -netwerk. In fig. 3.12 is dit getekend.

De bedoeling is dat het ladingverlies van C_1 wordt bijgeladen door C_2 . Met R_3 kan men deze bijlading instellen. Dit moet praktisch zodanig gebeuren dat de triac niet meer ontsteekt als R_p maximaal is (maximale ontsteekhoek). Tevens dient de tijdconstante $\tau_2 = R_3 \cdot C_2$ bij grote ontsteekhoek (klein afgegeven

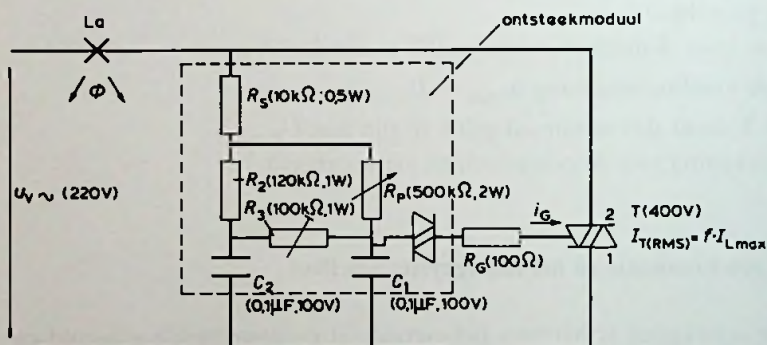


fig. 3.12 Een 2T-triacomzetter, toegepast voor het sturen van de lichtstroom ϕ

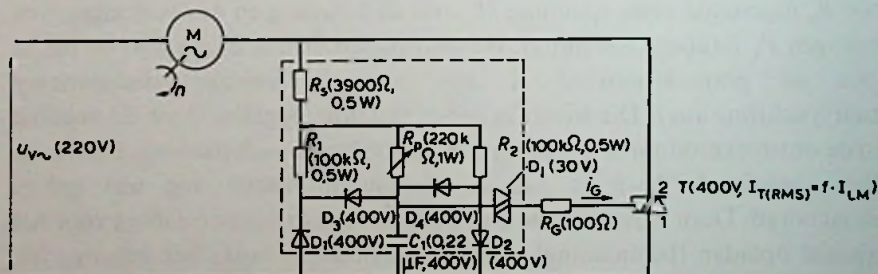


fig. 3.13 Een 4D-triacomzetter, toegepast voor het sturen van de rotatiefrequentie //

vermogen van de omzetter) kleiner te zijn dan $\tau_1 = R_p \cdot C_1$. Door de vorm van het ontsteekcircuit wordt deze schakeling wel de *2T-triacschakeling* genoemd. In de figuur is deze toegepast voor het sturen van de lichtstroom Φ van één of meer gloeilampen La. De schakeling van fig. 3.11 wordt ter onderscheid wel *1T-triacschakeling* genoemd.

Een oplossing van hetzelfde probleem geeft de schakeling van fig. 3.13. Nu wordt de condensator C_1 bij het begin van elke halve periode geheel ontladen, hetzij via D_3 of via D_4 .

De dioden zijn ook zo geplaatst dat de condensator tijdens het opladen niet is kortgesloten. Deze schakeling wordt wel de *4D(ioden)-triacschakeling* genoemd. In de figuur is deze toegepast voor het sturen van de rotatiefrequentie van een kleine wisselstroommotor, bijvoorbeeld van een ventilator.

Zie ook zelfbouwschakeling 7 van hoofdstuk 8.

3.3.5 Dimmer voor gloeilampen en TLM-gasontladingslampen

Dimmer voor gloeilampen

De bekende (statische) *installatiedimmer* voor gloeilampen is vaak met één *RC*-netwerk en een diac uitgevoerd. Zie fig. 3.14.

De dimmer is in de praktijk tevens voorzien van een veiligheid *V*, een

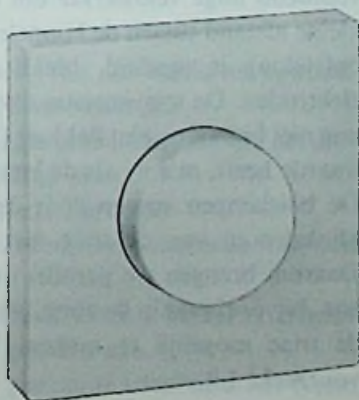
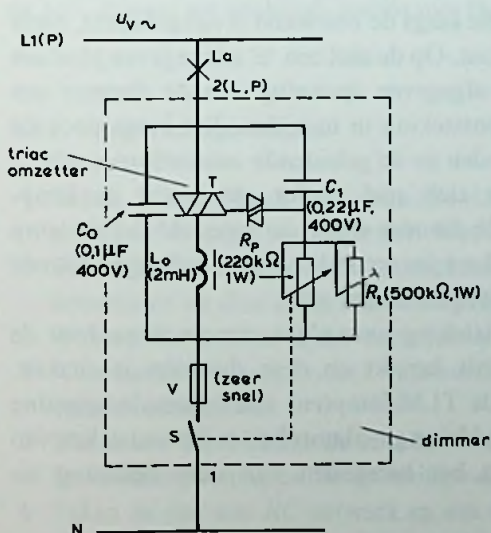


fig. 3.14 Dimmer met schakelaar, geschikt voor gloeilampen (installatiedimmer)

schakelaar S die mechanisch is verbonden met de potentiometer R_p , een trimweerstand R_t en een radio-ontstoring bestaande uit een smoorspoel L_o en een condensator C_o .

De veiligheid beveiligd alleen de triac-kring. De schakelaar dient om de lampen van het net te schakelen.

Dit is nodig omdat via de stuurkring een (gevaarlijke) spanning over de lamphouder ontstaat als de lamp La is doorgebrand of uitgeschroefd.

De trimweerstand wordt zo ingesteld dat de lamp nog net gloeit als de potentiometer R_p zijn grootste waarde heeft. De ontsteekhoek is dan maximaal (minimaal lampvermogen). Zodoende wordt er aan herinnerd de dimmer uit te schakelen. De gloeilamp mag zowel tussen 2 en L_1 als tussen 1 en N worden aangesloten. Zie voor de werking paragraaf 3.3.3.

Dimmer voor TLM-lampen

De TL-lampen die zijn voorzien van een (bimetalen) starter zijn niet geschikt om te dimmen. Als de stroom door de buis nl. kleiner wordt door het dimmen is de elektrodentemperatuur niet meer voldoende om een goede werking te waarborgen.

De lamp schakelt daardoor pas bij een hoge spanning in en gaat ook voortijdig uit. We gebruiken daarom TL-lampen met een ontsteek- of startstrip, zg. *TLM-lampen* (Philips-aanduiding) met een speciale gloeistroomtransformator T_g , die via de dimmerschakelaar S direct op de voedingsspanning wordt geschakeld. De transformator zorgt zo voor een constante temperatuur van de elektroden E . Zie fig. 3.15. De ontsteekstrip O die langs de buiswand is aangebracht, dient om de lamp gemakkelijker te ontsteken. Op de met een 'a' aangegeven plaatsen heerst in de lamp al bij een lage afgegeven spanning van de dimmer een voldoende hoge veldsterkte om de ontsteking in te leiden. Dit komt door de kleine afstand tussen de lampelektroden en de geleidende ontsteekstrip. Als de ontsteking is ingeleid, breidt deze zich snel verder uit tussen de lampelektroden. De trimweerstand van de dimmer wordt zo ingesteld dat de lamp nog niet brandt en niet slaktert (100 keer per seconde werkt) als R_p zijn grootste waarde heeft, m.a.w. als de lamp het minste licht geeft.

De buislampen voeren vóór de ontsteking nauwelijks stroom, waardoor de klinkstroom van de triac niet wordt bereikt en deze dus niet inschakelt. Daarom brengen we parallel over de TLM-lamp(en) een minimale belasting aan, bijvoorbeeld in de vorm van een kleine gloeilamp La om het ontsteken van de triac mogelijk te maken. Voor het berekenen van deze belasting zie voorbeeld 1.9.

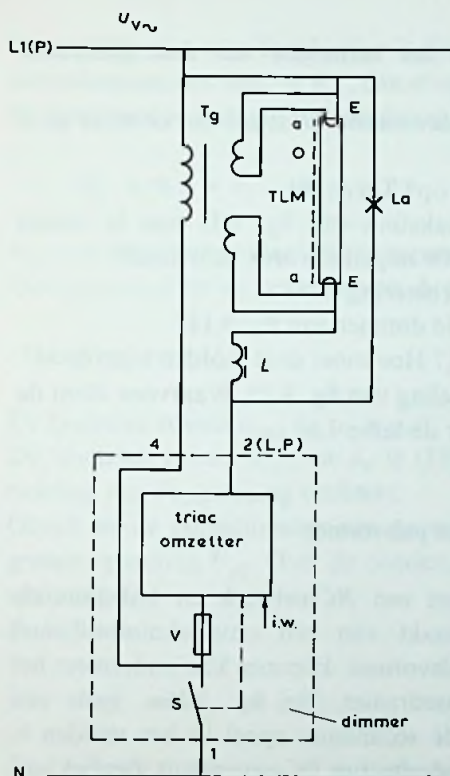


fig. 3.15 Dimmer met schakelaar, geschikt voor TLM-lampen (installatiedimmer)

3.3.6 Vragen en opdrachten

- 1 Teken het symbool en (grond)blokschema van de statische continu-gestuurde wisselstroomomzetter. Wat doet deze omzetter?
- 2 Teken de schakeling van de ontsteekmodule die gebruik maakt van het RC -netwerk en de diac-pulsvormer. Leg de werking uit.
- 3 Wat wordt verstaan onder horizontale pulsverschuiving?
- 4 Wat wordt verstaan onder fasesturing? Teken een voorbeeld van een aangesneden sinus.
- 5 Wat is een diac? Teken de schakelkarakteristiek. Geef in de karakteristiek de schakelspanning en de spanningsval bij geleiden aan.
- 6 Teken de met een RC -netwerk en een diac gestuurde triacomzetter. Neem als belasting een groep gloeilampen. Leg de werking uit m.b.v. spanning- en stroomdiagrammen. Doe dit voor een ontsteekhoek $\alpha = 60^\circ$ (3,33 ms).

- 7 Hoe groot is het instelbereik van het vermogen van deze gestuurde inrichting? Waar hangt deze van af?
- 8 Wat wordt verstaan onder stuursynchronisatie? Wat gebeurt er als er geen stuursynchronisatie is?
- 9 Hoe lossen we dit in eerste instantie op? Teken dit.
- 10 Welke oorzaken zijn er bij de schakeling van fig. 3.11 aan te wijzen waardoor de juiste stuursynchronisatie negatief wordt beïnvloed?
- 11 Teken een mogelijke oplossing of verbetering.
- 12 Waarvoor dient de schakelaar S in de dimmer van fig. 3.14?
Waarvoor dient de trimweerstand R_t ? Hoe moet deze worden afgeregeld?
- 13 Leg de werking uit van de dimschakeling van fig. 3.15. Waarvoor dient de gloeitransformator T_g ? En waarvoor de lamp La ?

3.3.7 Ontsteekmoduul met fasedraaier en pulsformer

In plaats van een ontsteekmoduul met een RC -netwerk en bijbehorende pulsformer wordt ook gebruik gemaakt van een ontsteekmoduul met *fasedraaier* en bijbehorende (andere) pulsformer. Hiermee kan ondermeer het instelgebied worden vergroot. De fasedraaier, zie fig. 3.16a, bezit een (voedings)transformator T_v waarvan de secundaire spoel in het midden is afgetakt. Het eigenlijke fasedraaiende gedeelte, het RC -netwerk, is identiek aan het vorige RC -netwerk. De gebruikte pulsformer maakt de werking van de ontsteekmoduul echter geheel verschillend.

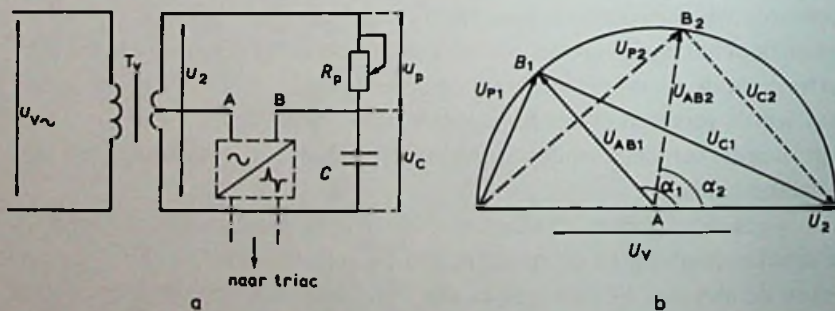


fig. 3.16 Ontsteekmoduul met fasedraaier en pulsformer

De werking van deze fasedraaier is als volgt. Zie ook fig. 3.16b. Geven we de potentiometer een waarde R_{p1} , dan staat hierover een spanning gelijk U_{p1} . Over de condensator staat nu een spanning U_{C1} . Er geldt:

$$\bar{u}_{p1} + \bar{u}_{C1} = \bar{u}_2 \quad (3.9)$$

U_2 is de secundaire transformatorspanning.

De spanning over de beide punten A en B is nu:

$$U_{AB1} = \frac{1}{2} U_2 \quad (3.10)$$

De fasehoek tussen u_{AB1} en u_2 is α_1 .

De fasehoek tussen u_{AB1} en u_v is $(180^\circ - \alpha_1)$, omdat de transformator de richting van de spanning omkeert.

Geven we de potentiometer een grotere waarde R_{p2} , dan komt hierover een grotere spanning U_{p2} . Over de condensator staat nu volgens (3.9) een kleinere spanning U_{C2} .

Er blijkt dat:

$$U_{AB2} = U_{AB1} = \frac{1}{2} U_2 \quad (3.11)$$

De fasehoek tussen u_{AB2} en u_2 is α_2 , waarbij $\alpha_2 < \alpha_1$.

De fasehoek tussen u_{AB2} en u_v is $(180^\circ - \alpha_2)$.

In te zien is dat de fasehoek α van $0^\circ \dots 180^\circ$ kan worden verdraaid t.o.v. u_2 als R_p wordt ingesteld van maximum tot nul.

Dit is van $180^\circ \dots 0^\circ$ t.o.v. U_v . We noemen deze schakeling dan ook: 180° -fasedraaier. De uitgangsspanning U_{AB} blijft bij deze fasedraaier constant van grootte, nl. $\frac{1}{2}U_2$.

De wisselspanning u_{AB} wordt aangesloten op de ingang van de pulsformer. Deze moet ervoor zorgen dat bij elke nuldoorgang van de spanning u_{AB} een spanningspuls wordt afgegeven. We spreken daarom over *nulpunts-pulsformer* ('zero voltage generator'). Een geschikte nulpunts-pulsformer is de pulstransformator. Er zijn ook elektronische nulpunts-pulsvormers in de handel. Zie bijvoorbeeld paragraaf 3.5.

3.3.8 De pulstransformator

In fig. 3.17a is een uitvoering van deze speciale kleine (print)trafo getekend. De werking wordt verklaard aan de hand van fig. 3.17b en c. De transformator is voorzien van een uit twee delen bestaande primaire spoel S_1 en van één of meer secundaire spoelen S_2 . Hier is slechts één secundaire spoel getekend. De kern bestaat uit materiaal dat magnetisch niet snel in verzadiging is en heeft op de plaats waar de secundaire spoel is aangebracht een kleinere doorsnede A_2 . Hier treedt bij een lage magnetische inductie B_2 wel snel verzadiging op.

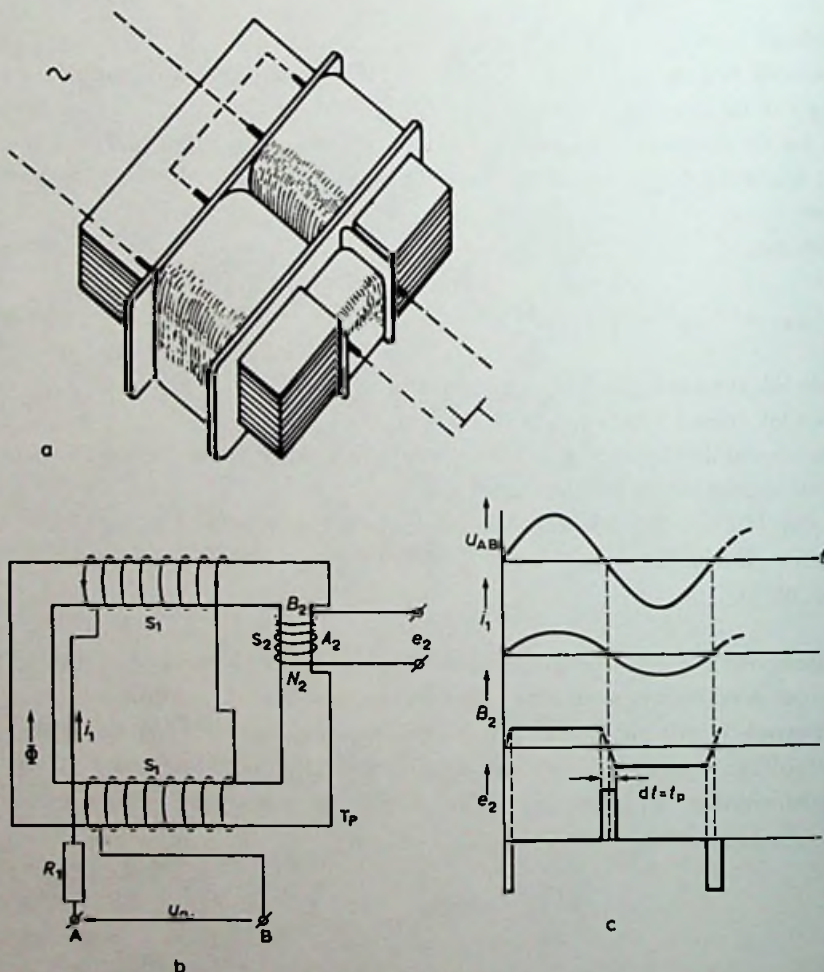


fig. 3.17 De pulstransformator

Deze magnetische inductie ontstaat door de primaire stroom i_1 . Omdat een grote weerstand R_1 in serie met de primaire spoel is aangesloten, zal i_1 (en daardoor B_2) nagenoeg in fase zijn met de voedingswisselspanning u_{AB} . De grootste verandering van de magnetische inductie dB_2 treedt op bij de nuldoorgang van i_1 en dus van u_{AB} .

Tijdens deze verandering van de magnetische inductie wordt in de secundaire windingen N_2 een spanning E_2 opgewekt met een grootte:

$$e_2 = -N_2 \frac{d\phi_2}{dt} = -N_2 \frac{A_2 \cdot dB_2}{dt} = -c_1 \cdot \frac{dB_2}{dt} \quad (3.12)$$

dB_2 is door de snelle magnetische verzadiging nagenoeg constant, zodat (3.12) overgaat in:

$$e_2 = -\frac{c}{dt} \quad (3.13)$$

e_2 blijkt sterk afhankelijk te zijn van de (kleine) tijd dt waarin de magnetische inductieverandering plaatsvindt en zal daarom pulsvormig verlopen.

De pulsen worden bij de nuldoorgang van de spanning U_{AB} opgewekt en hebben een richting die tegengesteld is aan die van deze spanning. Dit volgt uit het minteken in (3.13). De stuurinrichting waarin de 180° -fasedraaier en de nulpunts-pulsvormer worden gebruikt wordt wel *nulpuntsontsteekmoduul* genoemd.

3.3.9 Met een fasedraaier gestuurde triacomzetter. Galvanische scheiding

Een schakeling van de statische gestuurde wisselstroomomzetter met de besproken nulpuntsontsteekmoduul en de triac is getekend in fig. 3.18a. Evenals in de schakeling van fig. 3.11 wordt deze horizontaal gestuurd volgens het principe van de fase-aansnijding. De synchronisatie van de stuurpulsen met de spanning wordt verkregen door de ontsteekmoduul te koppelen met de voedingsspanning. Bovendien worden alleen bij de nuldoorgang van de netspanning pulsen opgewekt. Speciale voorzieningen zijn verder niet nodig. De werking van de schakeling wordt duidelijk als we de belangrijkste spanningen en stromen weer als functie van de tijd onder elkaar tekenen, zie fig. 3.18b. De ontsteekhoek $\alpha = 45^\circ$.

Het instelbereik bij deze schakeling is tussen 0% en 100% van het nominale vermogen (maximaal enkele kW). Interessant is nog dat het ontsteekgedeelte *galvanisch is gescheiden* van het hoofdgedeelte. Dit komt door de beide

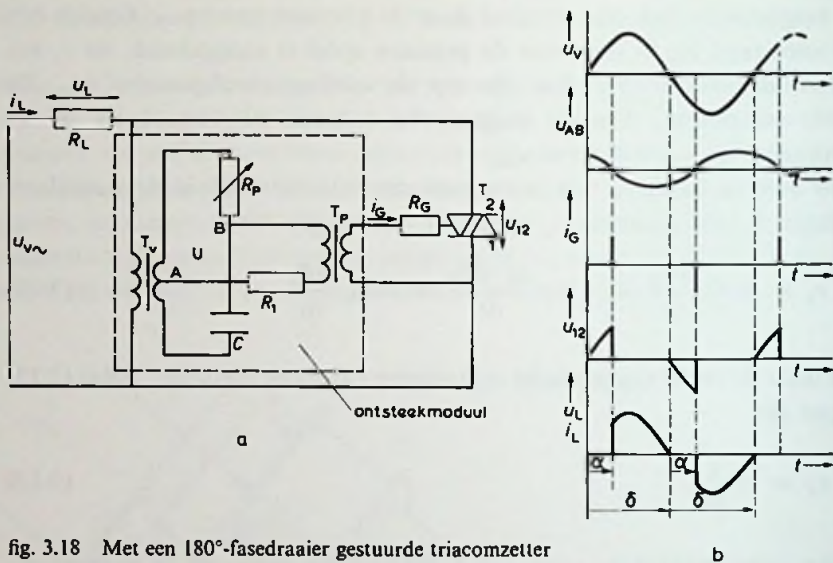


fig. 3.18 Met een 180°-fasedraaier gestuurde triacomzetter
a schakeling
b verloop van spanningen en stromen

transformatoren T_v en T_p . Het ontsteekcircuit levert nu geen aanrakingsgevaar meer op en is eventueel ook gemakkelijker te beveiligen.

Voor $I_{T(RMS)}$ en $U_{DR(O)M}$ van de triac T geldt het besprokene van paragraaf 3.3.3.

3.3.10 Vragen en opdrachten

- 1 Teken de schakeling van de 180°-fasedraaier en leg de werking uit. Welke twee belangrijke eigenschappen bezit deze fasedraaier?
- 2 Leg de werking uit van de pulstransformator. Waarvoor dient de weerstand R_1 in serie met de primaire spoel van deze transformator? De verandering van de magnetische inductie vindt plaats in 30 μs . De transformatorconstante $c = 30 \cdot 10^{-5}$. Bepaal i_p en e_2 .
- 3 Teken de met een fasedraaiend netwerk en pulstransformator gestuurde triacomzetter. Neem als belasting een verwarmingselement. Leg de werking uit m.b.v. spannings- en stroomdiagrammen. Doe dit voor een ontsteekhoek van 60°.
- 4 Hoe groot is het instelbereik van het vermogen? Waardoor komt dit?
- 5 Welke voordelen biedt een galvanische scheiding van het ontsteekgedeelte en het hoofdgedeelte?

3.3.11 Het berekenen van de gemiddelde en effectieve waarde van de aangesneden wisselspanning over de belasting

De wisselspanning over de ohmse belasting van de voorgaande schakelingen heeft meestal geen volledige sinusvorm, maar een aangesneden sinusvorm. Omdat de normale draaispoel- of weekijzervoltmeters zijn geijkt in de effectieve waarde van de spanning met een volledige sinusvorm, zullen bij meting fouten optreden. Met speciale voltmeters kan men deze aangesneden spanning wel nauwkeurig meten. De spanning over de belasting kan men echter ook door berekening bepalen. Daarvoor moeten de ontsteekhoek en de doofhoek van deze spanning bekend zijn. Deze kunnen worden gemeten met een oscilloscoop. Voor de gemiddelde spanning over de belasting kan men afleiden (zie fig. 3.19):

$$U_{L\text{gem}} = U_o \frac{\cos \alpha - \cos \delta}{2} \quad (3.14)$$

Hierin is α de ontsteekhoek en δ de doofhoek.

U_o is de gemiddelde spanning over de belasting bij $\alpha = 0^\circ$ (volledige sinusvorm). Volgens (1.8) geldt voor een halve sinus $U_{L\text{gem}} = 0,45 U_v$. Voor de volledige sinus moeten we dit met 2 vermenigvuldigen, dus $U_o = 0,9 U_v$. Bij een ohmse belasting is $\delta = 180^\circ$, zodat we kunnen schrijven:

$$U_{L\text{gem}} = 0,9 U_v \frac{\cos \alpha + 1}{2} \quad (3.15)$$

De effectieve spanning over de belasting is nu:

$$U_L = f_v \cdot U_{L\text{gem}} \quad (3.16)$$

Hierin is f_v de *vormfactor*.

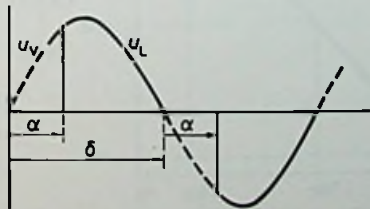


fig. 3.19 Aangesneden sinusvormige spanning

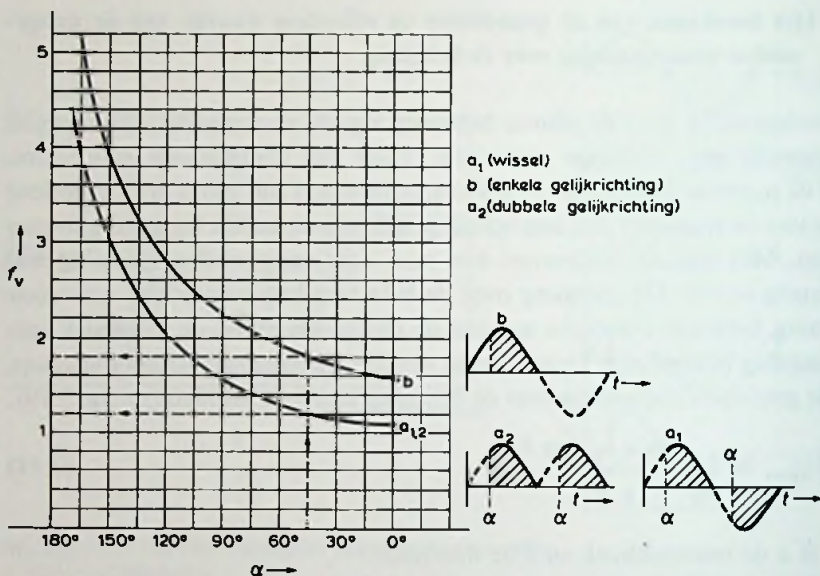


fig. 3.20 Vormfactorgrafieken $f_v = f(\alpha)$

Deze vormfactor is afhankelijk van de ontsteekhoek α . In de handboeken op dit gebied worden wel karakteristieken verstrekt die de vormfactor weergeven als functie van de ontsteekhoek, dus $f_v = f(\alpha)$.

In fig. 3.20 is een tweetal van deze vormfactorkarakteristieken weergegeven. Lijn a_1 geeft f_v van een aangesneden sinusvormige wisselspanning (of -stroom) en de lijnen a_2 en b de f_v van een aangesneden sinusvormige gelijkspanning (of -stroom) bij ontsteekhoeken van $0 \dots 180^\circ$.

Formule (3.16) wordt nu omgezet in:

$$U_L = 0,9 U_v \cdot \left(\frac{\cos \alpha + 1}{2} \right) \cdot f_v \quad (3.17)$$

VOORBEELD 3.2

Gegeven:

Een triacomzetter is ohms belast. De ingestelde ontsteekhoek is 45° . De voedingsspanning is 220 V/50 Hz. De belastingsweerstand is 10 ohm.

Gevraagd:

Bereken de effectieve spanning U_L over de belasting, de effectieve belastingstroom I_L en het effectieve vermogen P_L in de belasting.

Oplossing:

Volgens lijn a_1 van fig. 3.20 is $f_v = 1,2$.

Invullen van (3.17) geeft:

$$U_L = 0,9 \times 220 \text{ V} \times \frac{0,71 + 1}{2} \times 1,2 = 203 \text{ V}$$

$$I_L = \frac{U_L}{R_L} = \frac{203 \text{ V}}{10 \Omega} = 20,3 \text{ A}$$

$$P_L = I_L^2 \cdot R_L = (20,3 \text{ A})^2 \times 10 \Omega = 4121 \text{ W}$$

3.3.12 De omzetkarakteristieken $U_L = f(\alpha)$ en $P_L = f(\alpha)$

Het verband tussen de effectieve spanning U_L over de belasting en de ontsteekhoek α bij fasesturing is in fig. 3.21 getekend. Tussen $\alpha = 20^\circ$ en 160° is dit verband nagenoeg lineair. Daarbuiten niet. Een soortgelijk verband geldt voor het vermogen P_L in de ohmse belasting.

Het zal mede van de ontsteekmoduul afhangen of het verband tussen U_L (P_L) en de instelling van de potentiometer R_p lineair verloopt. Met de besproken ontsteekmodulen kunnen we aardige resultaten bereiken. Met andere, meer professionele uitvoeringen, kan dit nog worden verbeterd. Zie ook paragraaf 3.5. Een nagenoeg lineair verband is voor sturingen (en regelingen) belangrijk.

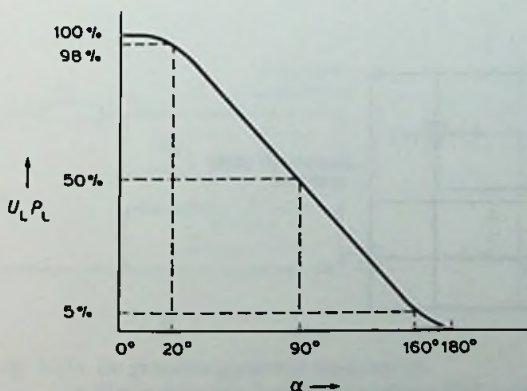


fig. 3.21 Omzetkarakteristieken $U_L = f(\alpha)$ en $P_L = f(\alpha)$

3.3.13 De twee-thyristoromzetter. De triggertransformator

In plaats van de triac wordt vaak gekozen voor de antiparallelschakeling van twee thyristoren (zie ook fig. 3.1). Dit kan wat de koeling betreft een voordeel zijn. Thyristoren worden ook voor veel grotere stromen gemaakt. De moeilijkheid doet zich nu voor dat de thyristor niet ontstoken kan worden met een negatieve stuurpuls, terwijl deze door de besproken ontsteekmodulen toch één keer per voedingsperiode worden afgegeven. Dit kan worden opgelost door een *stuur- of triggertransformator* te gebruiken.

Deze speciale kleine (print)transformator is in fig. 3.22a afgebeeld. Er is één primaire spoel getekend en twee secundaire. Dit kunnen er echter meer zijn. De triggertransformator scheidt de secundaire ontsteekspanning(en) van de primaire door galvanische scheiding ('isolated gate drive') en geeft deze een tegengestelde richting, dus een andere polariteit. De spanningvormen van beide zijn echter dezelfde, want de transformator geeft de signalen onvervormd door. De

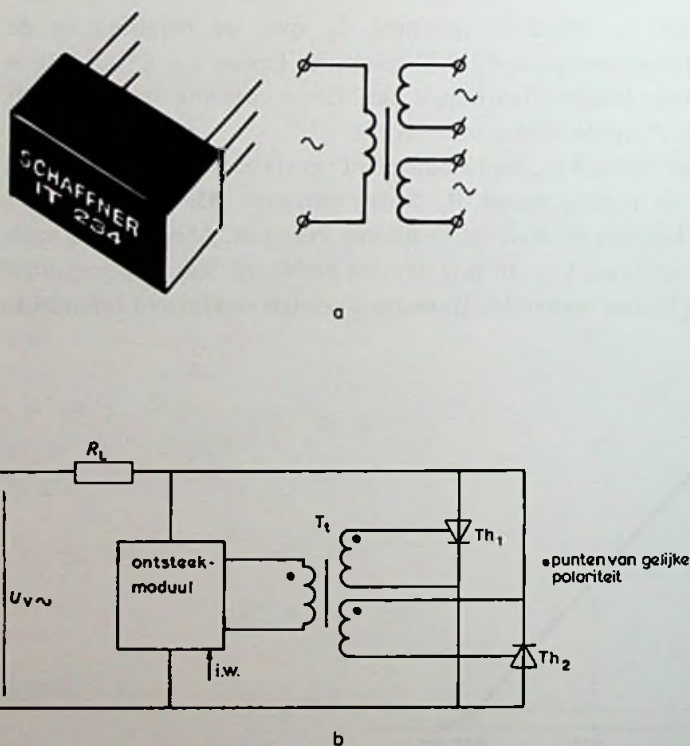


fig. 3.22a De triggertransformator T_t
b Fase-gestuurde twee-thyristoromzetter

dode tijd is klein (μs). In fig. 3.22b zorgt de triggertransformator T_1 voor het positief maken van de negatieve stuurpulsen zodat thyristor Th_2 van de antiparallelschakeling ook ontstoken wordt.

Opmerking: In documentaties wordt de triggertransformator vaak met 'pulstransformator' aangeduid. Dit is eigenlijk niet juist.

3.3.14 Periodensturing

Een andere manier om het afgegeven wisselstroomvermogen te sturen is gebruik te maken van de reeds besproken nulpunt-pulsvormer en een (mechanische of elektronische) hulpschakelaar S_h . Zie fig. 3.23a. Deze geeft, als S_h is ingeschakeld, pulsen af bij de nuldoorgang van de voedingsspanning u_v , zodat door de triac gehele perioden worden doorgelaten.

Vandaar de naam *periodensturing*. Als S_h is uitgeschakeld schakelt de triac uit bij de eerstvolgende nuldoorgang van de voedingsspanning. De triac fungeert als vermogensschakelaar. Voor $I_{T(RMS)}$ en $U_{DR(O)M}$ van T geldt het besprokene van de triacschakelaar van paragraaf 3.2.3. Dit geldt ook voor de dode tijd $t_{d,uit} = 10 \text{ ms}$. Verder is $t_{d,in} = 10 \text{ ms}$.

Omdat er slechts twee standen mogelijk zijn, triacschakelaar aan of triacschakelaar uit, is dit een *twee-standen-sturing of aan/uit-sturing*. Als we de schakeling van fig. 3.23 vergelijken met die van fig. 3.5 dan valt de overeenkomst op.

De sinusvormige stuurstroom uit fig. 3.5 is nu echter vervangen door een pulsvormige stuurstroom. Dit is gunstiger voor de stabiliteit en het gedissipeerde gemiddelde stuurvermogen.

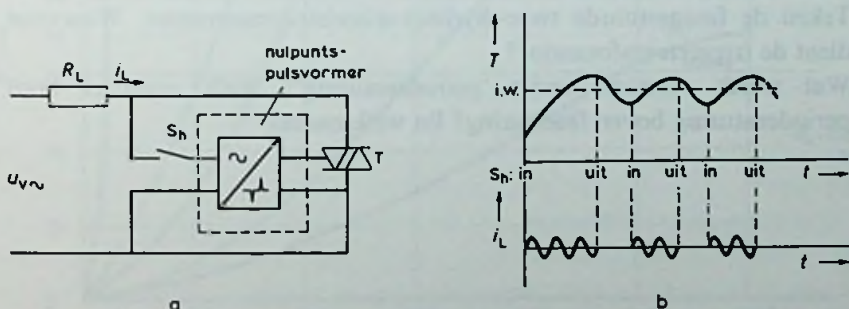


fig. 3.23a De perioden-gestuurde triacomzetter

b Het verloop van de oventemperatuur T bij in- en uitschakelen van de stroom I_L door de verwarmingselementen R_L

Natuurlijk is deze wijze van vermogenssturing slechts voor een beperkt aantal toepassingen geschikt, bijvoorbeeld voor het instellen en 'vasthouden' (constant houden) van de temperatuur in een elektrische oven. In plaats van de hulpschakelaar van fig. 3.23a wordt dan een instelbare *thermostaat* voor laag vermogen gebruikt. Als de thermostaat is ingeschakeld geleidt de triac, waardoor de temperatuur T in de oven stijgt, zie fig. 3.23b. Als de thermostaat is uitgeschakeld isoleert de triac en koelt de oven af. De temperatuur schommelt dus om de ingestelde waarde (i.w.). Dit is een voorbeeld van een aan/uit-regeling.

Een voordeel van periodensturing boven fasesturing is dat de voedingsspanning niet wordt aangesneden, zodat geen *netvervuiling* ontstaat. Deze vervuiling geeft vooral bij een groot vermogen problemen. Zie ook hoofdstuk 6.

3.3.15 Vragen en opdrachten

- 1 Hoe wordt de grootte van de gemiddelde waarde van de aangesneden wisselspanning over de ohmse belasting berekend? Geef de betekenis van elke bij deze berekening gebruikte grootheid.
- 2 En hoe de effectieve waarde? Als $U_V = 220\text{V}/50\text{Hz}$ en $R_L = 20\Omega$, bereken dan $U_{L\text{gem}}$, U_L , I_L en P_L . De ontsteekhoek is 60° .
- 3 Teken het meetschema voor het bepalen van de ontsteekhoek α met behulp van een oscilloscoop.
- 4 Teken de omzetkarakteristiek $U_L = f(\alpha)$ bij fasesturing.
Teken de omzetkarakteristiek $U_L = f(R_p)$, als de karakteristiek $\alpha = f(R_p)$ lineair verloopt. Wat kan hierover opgemerkt worden?
- 5 Welk voordeel biedt een antiparallelschakeling van twee thyristoren boven een triac? En welk nadeel?
- 6 Teken de fasegestuurde twee-thyristor-wisselstroomomzetter. Waarvoor dient de triggertransformator?
- 7 Wat wordt verstaan onder 'periodensturing'? Welk voordeel bezit periodensturing boven fasesturing? En welk nadeel?

3.4 De keuze van de componenten van een continu-gestuurde triac-omzetter

VOORBEELD 3.3

Gegeven:

Zie fig. 3.11. De voedingsspanning $U_V = 220 \text{ V}/50 \text{ Hz}$. De belastingsweerstand $R_L = 40 \text{ ohm}$ (b.v. een lampentableau).

Gevraagd:

- 1 Bereken $I_{T(RMS)}$ en $U_{DR(O)M}$ van de triac T, als een veiligheidsfactor $f = 1,3$ wordt aangehouden. De keuze van T gebeurt m.b.v. bijlage 4.
- 2 U_{BO} van de diac.
- 3 Bereken R_s en R_p , als $C = 0,22 \text{ }\mu\text{F}$ en $\alpha = 6^\circ$ tot 180° .

Oplossing:

- 1 Volgens formule (3.2) is $I_{Lmax} = \frac{U_V}{R_L} = \frac{220 \text{ V}}{40 \text{ }\Omega} = 5,5 \text{ A}$.

Hieruit volgt $I_{T(RMS)} = I_{Lmax} \cdot f = 5,5 \text{ A} \times 1,3 = 7,15 \text{ A}$.

De maximale voedingsspanning $u_{Vmax} = U_V \sqrt{2} = 220 \sqrt{2} \text{ V} = 311,1 \text{ V}$.

Hieruit volgt: $U_{DR(O)M} = u_{Vmax} \cdot f = 311,1 \text{ V} \times 1,3 = 404,4 \text{ V}$.

Voor T komt type T2800D (400 V, 8 A) van bijlage 4 in aanmerking.

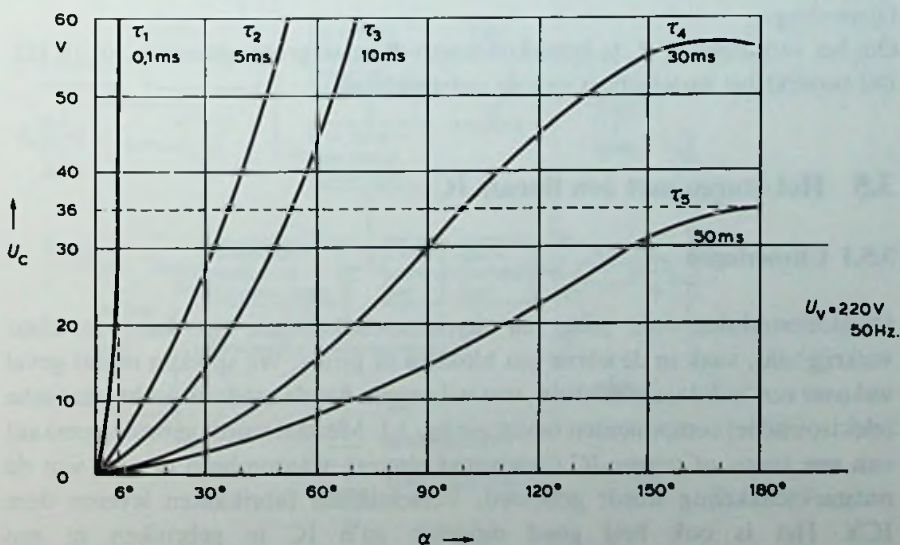


fig. 3.24 $U_C = f(\alpha)$ bij $U_V \sim = 220 \text{ V}$

- 2 Zie bijlage 5. U_{BO} van de diac D3202Y is 29 ... 36 V. Stel 36 V.
- 3 Condensator C wordt opgeladen uit een spanningsbron met een sinusvormig veranderende spanning. Dus niet uit een spanningsbron met een constante (gelijk)spanning! Dit bemoeilijkt het rekenen aan het RC -netwerk. De hulpkarakteristieken $U_C = f(\alpha)$ van fig. 3.24 zijn een veel gebruikt hulpmiddel. De karakteristieken hebben als parameter $\tau = (R_s + R_p) C$ en zijn opgenomen bij een $U_V = 220 \text{ V}/50 \text{ Hz}$.
 Uit deze karakteristieken volgt:
 als $\alpha = 6^\circ$, dan is $\tau_1 = 0,1 \text{ ms}$ (diacspanning 36 V);
 als $\alpha = 180^\circ$, dan is $\tau_5 = 50 \text{ ms}$.

$$\tau_1 = R_s \cdot C \quad (R_p = 0).$$

$$\text{Dus } R_s = \frac{\tau_1}{C} = \frac{0,1 \cdot 10^{-3} \text{ s}}{0,22 \cdot 10^{-6} \text{ F}} = 455 \Omega$$

We nemen b.v. een vaste weerstand van 470Ω (reekswaarde).

$$\tau_5 = (R_s + R_p) C.$$

$$\text{Dus } R_s + R_p = \frac{\tau_5}{C} = \frac{50 \cdot 10^{-3} \text{ s}}{0,22 \cdot 10^{-6} \text{ F}} = 227,3 \cdot 10^3 \Omega$$

Dus $R_p = 226,8 \text{ k}\Omega$. We nemen een potentiometer van $220 \text{ k}\Omega$.

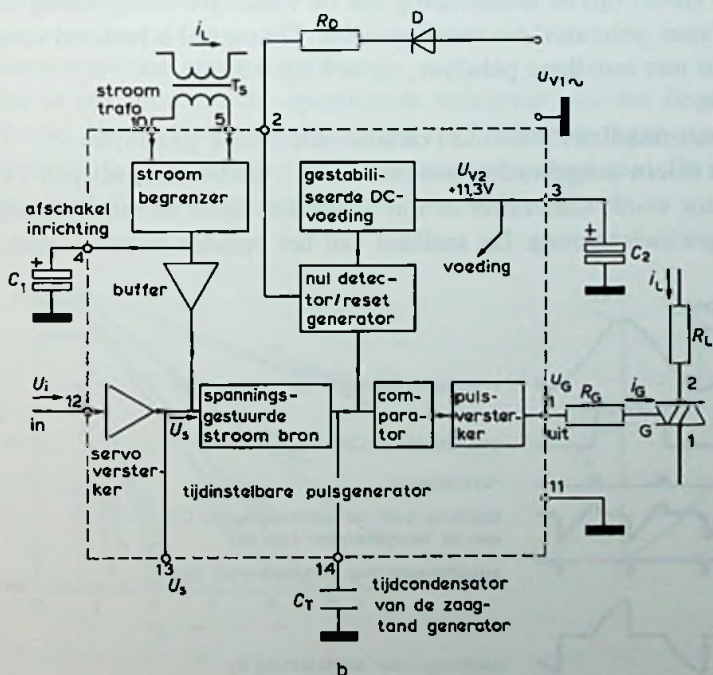
Opmerking:

Om het vermogen in R_p te beperken wordt R_s vaak groter gekozen, tot $10 \text{ k}\Omega$. Dit beperkt het instelgebied van de ontsteekhoek.

3.5 Het sturen met een lineair IC

3.5.1 Uitvoeringen

Ontsteekmodulen voor triac- en thyristorschakelingen zijn kant en klaar verkrijgbaar, vaak in de vorm van blokken of prints. We spreken in dat geval wel over een 'solid state module', wat wil zeggen dat de moduul slechts statische (elektronische) componenten bevat, zie fig. 3.1. Meestal wordt gebruik gemaakt van een *stuur- of trigger-IC* (integrated circuit), waaromheen de rest van de ontsteekschakeling wordt gebouwd. Verschillende fabrikanten leveren deze IC's. Het is ook heel goed mogelijk zo'n IC te gebruiken in een zelfbouwschakeling. Enkele van de komende schakelingen lenen zich daartoe



119

3.5.2 Uitgewerkt schema

Een uitgewerkt (functioneel) blokschema van dit IC zien we in fig. 3.25b. Om de toepassingen voor fasesturing, tijdrelais, e.d. te begrijpen worden in het kort de functie van elk blok en de mogelijkheden verklaard.

Opmerking: De cijfers 1...14 van de pennen hebben bij de verschillende fabrikaten een andere betekenis. Ook de vermelde spanningen zijn soms anders. Dit dienen we aan de hand van de fabrieksdocumentatie na te gaan. Dit IC is van het fabrikaat Plessey, type SL440.

Functie van de blokken

Gestabiliseerde gelijkspanningsvoeding (DC-stabilizer)

Dit is een eenvoudige voeding voor gebruik in het IC. De spanning kan echter ook van pen 3 worden afgenomen als hulp bij aanvullende schakelingen.

Nuldoorgangsdetector (zero crossover detector)

Deze detecteert (zoekt op) de nuldoorgang van de voedingswisselspanning en geeft m.b.v. de 'reset generator' een reset-sigitaal af. Dit signaal is bestemd voor de pulsgenerator met instelbare pulsduur, zie ook fig. 3.26.

Pulsgenerator met instelbare pulsduur (variable delay pulse generator)

Deze bevat een extern aangebrachte condensator C_T , verbonden met pen 14. Deze condensator wordt lineair met de tijd opgeladen vanaf de nuldoorgang van de voedingswisselspanning. De snelheid van het opladen wordt bepaald

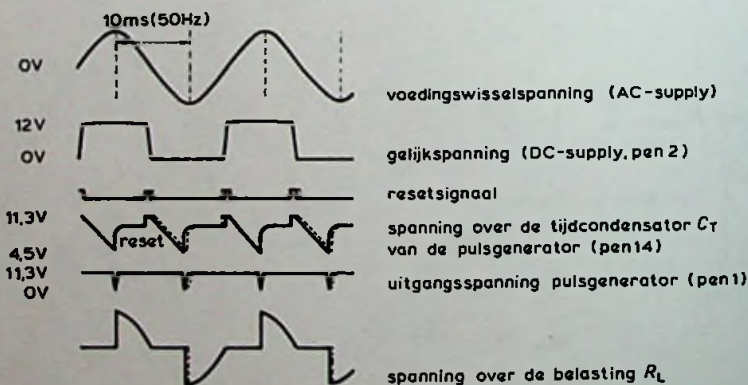


fig. 3.26 Spanningsvormen

door de gelijkspanning U_s op de ingang van de door spanning gestuurde stroombron ('voltage controlled current source'). Deze gelijkspanning wordt uitwendig aangebracht (pen 13). Als de condensatorspanning de vergelijkspanning van de vergelijker of comparator ('level sense trigger') heeft bereikt, geleidt deze en ontladst de condensator over het laagohmige triac G-1-circuit in de vorm van een enkel steile stroompuls. Dit herhaalt zich elke halve periode. De door spanning gestuurde stroombron, de comparator en de condensator vormen een zaagtandgenerator. De tijdsduur van de puls wordt bepaald door de RC -tijd van het ontlaadcircuit.

Met behulp van R_G en vooral C_T kan men deze tijd variëren, zodat de pulstijd kan worden aangepast aan de gestuurde vermogenshalfgeleider. De oplaadtijd van de condensator C_T en daarmee de ontsteektijd (en de ontsteekhoek α) van de vermogenshalfgeleider hangt af van de capaciteit van de condensator en de grootte van de gelijkspanning U_s op de ingang van de door spanning gestuurde stroombron. Het verband tussen de ontsteekhoek en deze spanning is lineair. Het instelbereik van de ontsteekhoek is afhankelijk van de capaciteit, zie fig. 3.27a. Bij 1,5 V of minder en een $C_T = 0,022 \mu F$ is de ontsteekhoek hier 10° (maximaal vermogen P_L) en bij 8,5 V of meer is de ontsteekhoek 180° (vermogen $P_L = 0$).

Servoversterker (servo amplifier)

Dit is een inverterende operationele versterker met een hogeingangsimpedantie. Als een instelgelijkspanning $U_i \leq 0,5$ V op de ingang (pen 12) is aangesloten is de uitgangsspanning van de versterker maximaal. De ontsteekhoek is dan 180° . Dat wil zeggen: als $U_i = \text{min.}$ is $P_L = 0$.

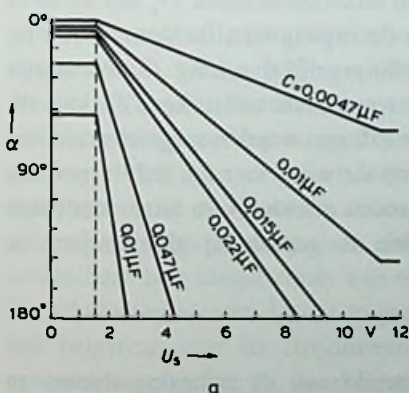
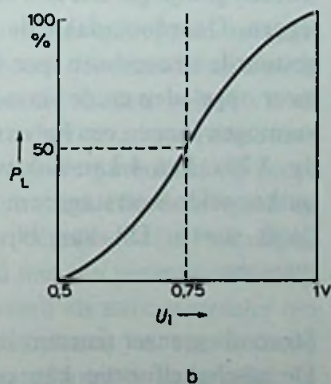


fig. 3.27a $\alpha = f(U_s)$

b $P_L = f(U_i)$, $C_T = 0.022 \mu F$



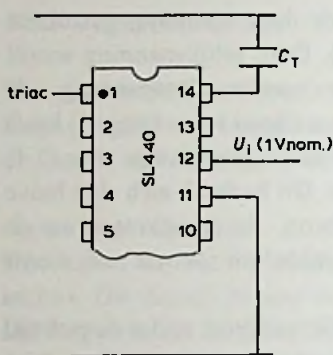


fig. 3.28 Tijdrelais

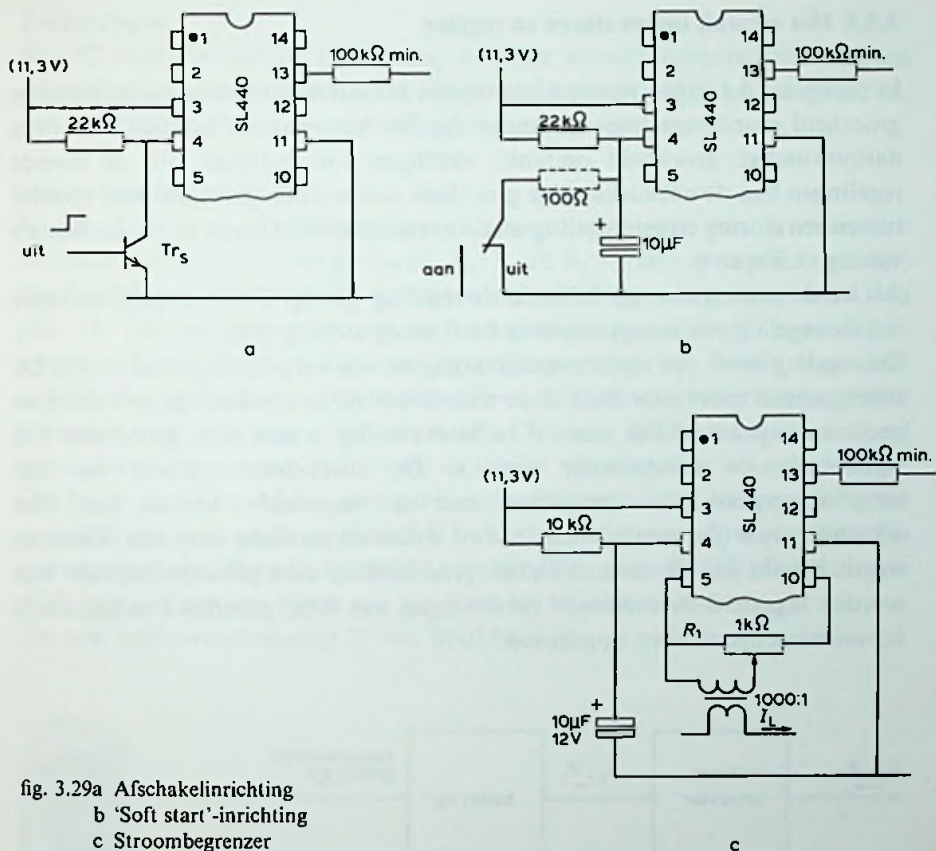
Als de ingangsspanning stijgt daalt de uitgangsspanning van de versterker evenredig. De ontsteekhoek wordt kleiner en het vermogen stijgt. Het verband tussen het vermogen en de instelgelijkspanning is over een groot gebied vrijwel lineair. Dat wil zeggen: $P_L \approx c \cdot U_i$, zie fig. 3.27b. Vandaar de term 'lineair IC'. De servoversterker, de door spanning gestuurde stroombron en de condensator vormen een integrator. Hierdoor kan de IC met triac worden gebruikt als elektronisch tijdrelais, zie fig. 3.28. De capaciteit C_T en de grootte van de instelgelijkspanning U_i (0,5 ... 1 V) bepalen de tijd.

Afschakelinrichting van het vermogen (power inhibit facility)

Bij het sturen van het vermogen is het vaak noodzakelijk dat het vermogen snel wordt afgeschakeld als een storing optreedt. Hierbij mag de instelling niet worden gewijzigd. Dit kan door pen 4 via een schakeltransistor Tr_s aan aarde te leggen. Daardoor daalt de potentiaal aan de ingang van de door spanning gestuurde stroombron (pen 13) t.o.v. de voedingsgelijkspanning. C_T wordt niet meer opgeladen en de vermogenshalfgeleider niet meer ontstoken. Zo kan elk vermogen binnen een halve voedingsperiode (10 ms) worden uitgeschakeld, zie fig. 3.29a. Pen 4 kan ook worden geaard op de wijze van fig. 3.29b met een ontkoppelde weerstand om de belastingsstroom geleidelijk te laten toenemen ('soft start'). Dit kan bijvoorbeeld worden toegepast bij gloeilampen en motoren.

Stroombegrenzer (current limit detector)

De afschakelfunctie kan ook worden gebruikt om de belastingsstroom te begrenzen. Dit kan uit veiligheidsoverwegingen wenselijk zijn. Pen 4 is namelijk ook de uitgang van een verschilversterker en gelijkrichter (aangegeven met



'stroombegrenzer'), die via een stroomtransformator is gekoppeld met het stroomcircuit, zie fig. 3.25b en 3.29c. De ingangen van deze inrichting zijn de pennen 5 en 10. Wordt een ontkoppelde weerstand tussen pen 4 en de gelijkspanningsvoeding aangesloten, dan ontstaat over deze weerstand een gelijkspanning evenredig met de belastingsstroom I_L . De potentiaal op pen 4 wordt groter en daardoor U_g als de belastingsstroom stijgt. Hierdoor wordt de triac later ontstoken en de belastingsstroom begrensd. De maximaal toelaatbare belastingsstroom kan worden ingesteld met een potentiometer R_1 . De schakeling waarin deze is opgenomen is uitgevoerd als stroomverdeler om een belasting over de stroomtransformator te verzekeren en een te hoog oplopende spanning te voorkomen. De stroomtransformator mag nooit in verzadiging komen, omdat dan de goede werking van de stroombegrenzer verloren gaat.

3.5.3 Het verschil tussen sturen en regelen

In paragraaf 2.1 zagen we dat onder *sturen* het *instellen* van een natuurkundige grootte wordt verstaan en onder *regelen* het *constant* houden van deze natuurkundige grootte ondanks storingen van buitenaf. Bij de meeste regelingen kan de natuurkundige grootte ook worden gestuurd. Het verschil tussen een sturing en een regeling met stuurmogelijkheid tonen de blokschema's van fig. 3.30a en b.

Als we de sturing van fig. 3.30a en de regeling van fig. 3.30b vergelijken blijkt dat de regeling een terugkoppeling heeft en de sturing niet.

De regeling heeft een meetopnemer nodig en een vergelijkingspunt (v.p.). De meetopnemer meet voortdurend de waarde van de natuurkundige grootte en geeft een signaal af dat meestal recht evenredig is met deze grootte. Dit signaal is de meetwaarde (m.w.). De meetwaarde wordt op het vergelijkingspunt v.p. vergeleken met de ingestelde waarde i.w. Het verschilsignaal (de verschilwaarde v.w.) stuurt de statische omzetter. Hiermee wordt bereikt dat de natuurkundige grootte op elke gewenste waarde kan worden ingesteld en eventuele verstoringen van deze grootte automatisch zoveel mogelijk worden opgeheven.

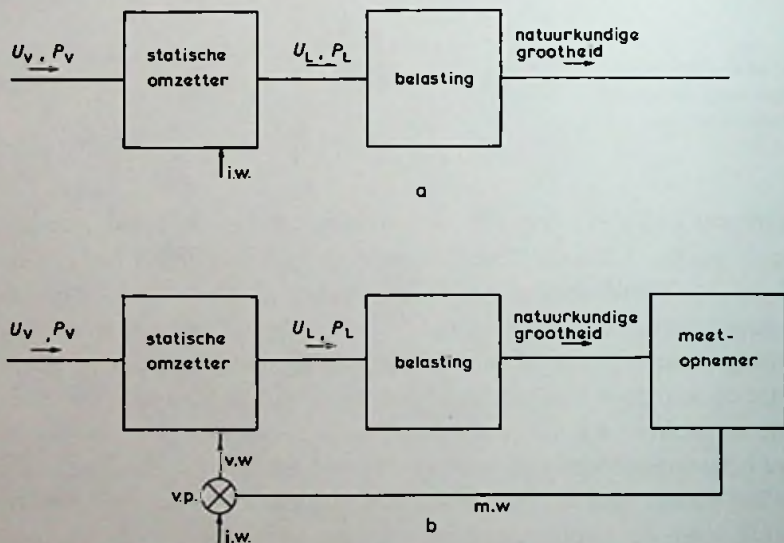


fig. 3.30 Verschil tussen sturen en regelen

a Sturen

b Regelen

Toepassingen

Het IC voor fasesturing kan in een statische wisselstroomomzetter worden gebruikt voor het sturen en regelen van allerlei natuurkundige grootheden, b.v. de verlichtingssterkte in een vertrek of de temperatuur in een oven.

Sturen van de verlichting

In fig. 3.31 is de schakeling van een eenvoudige met een potentiometer bediende gloeilampdimmer getekend. R_1 , R_p en R_2 vormen een spanningsdelers. De door de potentiometer R_p ingestelde *gelijkspanning* wordt toegevoerd aan pen 13. De (negatieve) stuurpulsen worden via een $10\text{ }\mu\text{F}$ condensator toegevoerd aan de triac. De voedingsgelijkspanning U_{V_2} wordt door deze condensator geblokkeerd. De condensator van $500\text{ }\mu\text{F}$ zorgt voor een langzaam toenemen van de lampstroom ('soft start'). Dit komt de levensduur van vooral grote gloeilampen ten goede i.v.m. de kleine weerstand in koude toestand. Omdat de gloeilamp bij het stuk gaan vaak een kortsluiting veroorzaakt is het wenselijk een zeer snelle veiligheid V in het vermogenscircuit te plaatsen. De vermogensafschakeling door middel van het IC is namelijk bij kortsluitingen vaak niet snel genoeg. Dit is wel het geval bij kleinere overstromen. Zie ook zelfbouwschakeling 23 van hoofdstuk 8.

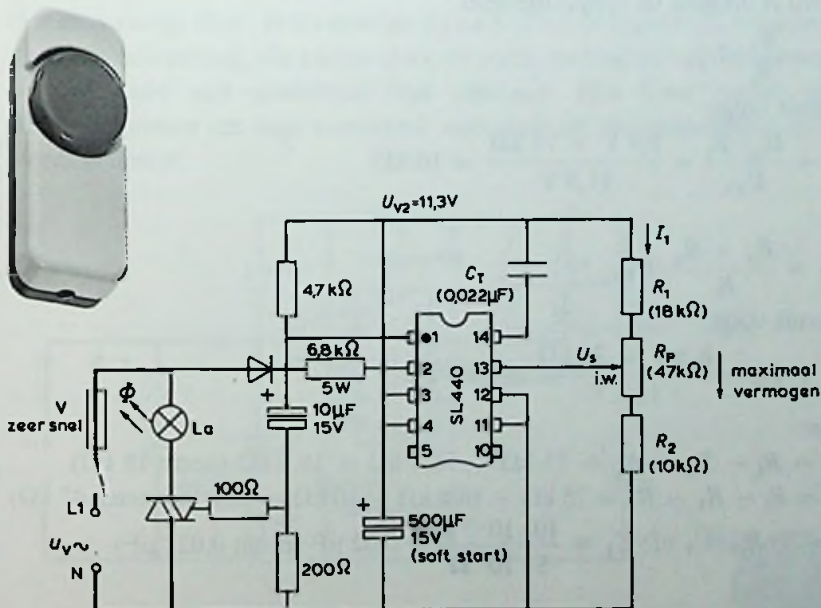


fig. 3.31 Met de hand bediende dimmer voor het sturen van de verlichting

Sturen van de verwarming

In plaats van de lamp(en) in fig. 3.31 kan ook een verwarmingselement worden aangesloten, waardoor de temperatuur kan worden gestuurd.

VOORBEELD 3.4

Gegeven:

Zie fig. 3.31. De voedingsspanning $U_{V2} = 11,3 \text{ V}$. De maximale stroom $I_{1\max} \approx 0,15 \text{ mA}$. De stroom naar pen 13 mag worden verwaarloosd.

Gevraagd:

- 1 Bereken R_1 , R_2 en R_p .
- 2 Bereken C_T als de pulstijd $t_p = 10 \mu\text{s}$ en $R_G \approx 100 \Omega$.

Oplossing:

- 1 We noemen $R_1 + R_2 + R_p = R_t$.

$$R_t \approx \frac{U_{V2}}{I_{1\max}} = \frac{11,3 \text{ V}}{0,15 \cdot 10^{-3} \text{ A}} \approx 75333 \Omega. \text{ Stel } 75 \text{ k}\Omega.$$

Het lampvermogen is maximaal als U_{s1} (en 13) = 1,5 V en nul als $U_{s2} = 8,5 \text{ V}$. Nu is volgens de spanningsdeler:

$$U_{s1} = \frac{R_2}{R_t} \cdot U_{V2}.$$

Hieruit volgt:

$$R_2 = \frac{U_{s1} \cdot R_t}{U_{V2}} = \frac{1,5 \text{ V} \times 75 \text{ k}\Omega}{11,3 \text{ V}} = 10 \text{ k}\Omega$$

en:

$$U_{s2} = \frac{R_2 + R_p}{R_t} \cdot U_{V2}.$$

Hieruit volgt:

$$R_2 + R_p = \frac{8,5 \text{ V} \times 75 \text{ k}\Omega}{11,3 \text{ V}} = 56,4 \text{ k}\Omega$$

Dus:

$$R_1 = R_t - R_2 - R_p = 75 \text{ k}\Omega - 56,4 \text{ k}\Omega = 18,6 \text{ k}\Omega \text{ (neem } 18 \text{ k}\Omega)$$

$$R_p = R_t - R_1 - R_2 = 75 \text{ k}\Omega - 18,6 \text{ k}\Omega - 10 \text{ k}\Omega = 46,5 \text{ k}\Omega \text{ (neem } 47 \text{ k}\Omega)$$

- 2 $t_p = 5 \cdot R_G \cdot C_T$ of: $C_T = \frac{10 \cdot 10^{-6} \text{ s}}{5 \cdot 10^2 \Omega} = 0,02 \mu\text{F}$ (neem $0,022 \mu\text{F}$).

De servoversterker in het IC (pen 12) kan worden gebruikt voor het regelen (dus het automatisch constant houden) van allerlei natuurkundige grootheden. We doen dit opnieuw voor de verlichtingssterkte en de temperatuur, omdat dan het verschil met het sturen duidelijk wordt.

Regelen van de verlichting

In fig. 3.32 is een lichtgevoelige weerstand (LDR) aangesloten tussen de servoversterker (pen 12) en de negatieve pool van de gelijkspanningsvoeding. De LDR is de opnemer. Een instelweerstand R_1 in de serie met een stroombegrenzingsweerstand R_2 , aangepast aan de werkkarakteristiek van de LDR, is aangesloten tussen de versterker en de positieve pool. Met R_1 wordt de lichtstroom Φ ingesteld. R_1 , R_2 en de LDR vormen samen een spanningsdelers. De lichtstroom Φ van de lamp(en) hangt nu af van de verlichtingssterkte E op de LDR (en daarmee van de verlichtingssterkte van de omgeving waarin zich de LDR bevindt). Wordt de verlichtingssterkte op de LDR namelijk groter dan de ingestelde waarde dan wordt de weerstand van de LDR kleiner. Hierdoor neemt de potentiaal op het vergelijkingspunt (pen 12) af en daalt het lampvermogen.

De verlichtingssterkte op de LDR neemt daardoor weer af. De verlichtingssterkte van de omgeving wordt op deze manier ongeveer constant gehouden.

Het eenvoudige filter, bestaande uit R_3 en C_1 , zal de regelkring vrijwaren voor oscillatie (slingering), die anders door de snelle invloed van de temperatuur op de weerstand van gloeidraad kan ontstaan. Het filter vormt voor de slingerfrequentie een lage weerstand, waardoor de slingerspanning op pen 13 wordt gedempt.

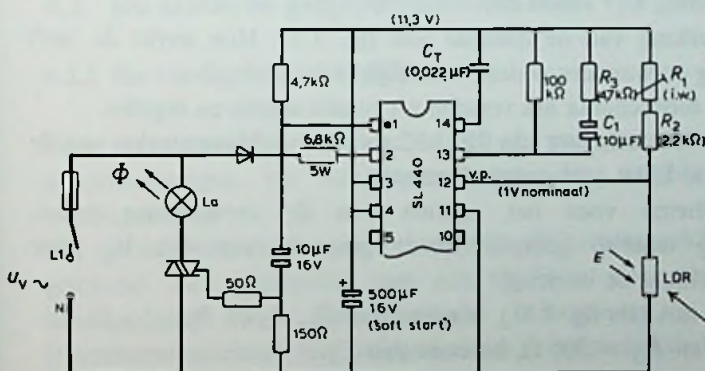


fig. 3.32 Sturen en regelen van de verlichting

Regelen van de verwarming

Dezelfde schakeling kan worden gebruikt voor het regelen van de temperatuur. De lampen worden dan vervangen door een verwarmingselement. De LDR wordt vervangen door een passende temperatuurgevoelige weerstand. Het filter R_3C_1 kan vervallen, omdat de invloed van de temperatuur op de weerstand van het verwarmingselement klein is.

Bij voorgaande stuur- en regelschakelingen kunnen de afschakelinrichting en de stroombegrenzer worden toegevoegd. Zie ook paragraaf 4.5.1.

Periodensturing

Zoals we in paragraaf 3.3.14 zagen, kan voor het sturen en regelen van de verwarming ook gebruik worden gemaakt van periodensturing. Hiervoor wordt op pen 12 of pen 13 van het IC een hulpschakelaar (b.v. een thermostaatschakelaar) aangesloten. Deze hulpschakelaar zorgt voor het in- en uitschakelen van de vereiste stuurspanning, waardoor de omzetter afwisselend vol vermogen en geen vermogen afgeeft.

3.5.4 Vragen en opdrachten

- 1 Waarvoor dient een IC voor fasesturing?
- 2 Verklaar de werking van zo'n IC aan de hand van het functionele blokschema van fig. 3.25b.
- 3 Welk verband bestaat er tussen de instelgelijks spanning U_i en de ontstekhoek α ? Teken dit.
- 4 Welk verband bestaat er tussen het vermogen P_L in de belasting en de instelgelijks spanning U_i ? Teken dit.
- 5 Verklaar de werking van de dimmer van fig. 3.31. Hoe werkt de 'soft start'-inrichting en wanneer is deze wenselijk?
- 6 Leg m.b.v. een blokschema het verschil uit tussen sturen en regelen.
- 7 Wat gebeurt in de schakeling van fig. 3.32 als de verlichtingssterkte van de omgeving van de LDR (opnemer) afneemt?
- 8 Teken het schema voor het regelen van de verwarming m.b.v. periodensturing waarbij gebruik wordt gemaakt van het IC voor fasesturing. Verklaar de werking.
- 9 Als $I_{1\max} = 0,2 \text{ mA}$ (zie fig. 3.31), bereken dan R_1 , R_2 en R_p .
- 10 Als $t_p = 20 \mu\text{s}$ en $R_G = 200 \Omega$, bereken dan C_T .

Gestuurde gelijkrichter (mutator)

4.1 Inleiding

De keuze van de statische omzetter van elektrisch vermogen hangt af van de voedingsspanning en de spanning over de belasting (zie ook paragraaf 2.1).

In het vorige hoofdstuk zagen we twee omzetters waarbij zowel de voedingsspanning als de afgegeven spanning een wisselspanning was.

Er zijn twee andere omzetters die als corrigerend orgaan in de stuurtechniek en de regeltechniek worden gebruikt en waarbij de voedingsspanning een wisselspanning is en de afgegeven spanning een gelijkspanning moet zijn, namelijk:

- 1 de statische gelijkstroomschakelaar;
- 2 de continu gestuurde gelijkrichter.

4.2 De statische gelijkstroomschakelaar (AC/DC-relais)

4.2.1 De één-thyristorschakelaar

Deze elektronische schakelaar wordt als corrigerend orgaan toegepast in aan/uit-sturingen en aan/uit-regelingen. De voedingsspanning is een wisselspanning.

Het (grond)blokschema van de statische gelijkstroomschakelaar is in fig. 4.1a getekend. Een uitvoering met één thyristor zien we in fig. 4.1b. Het hoofdgedeelte van deze statische schakelaar is de thyristor T_h (thyristorschakelaar). Het hulpgedeelte is de hulpschakelaar S_h en de weerstand R_G . De ohmse belasting is R_L .

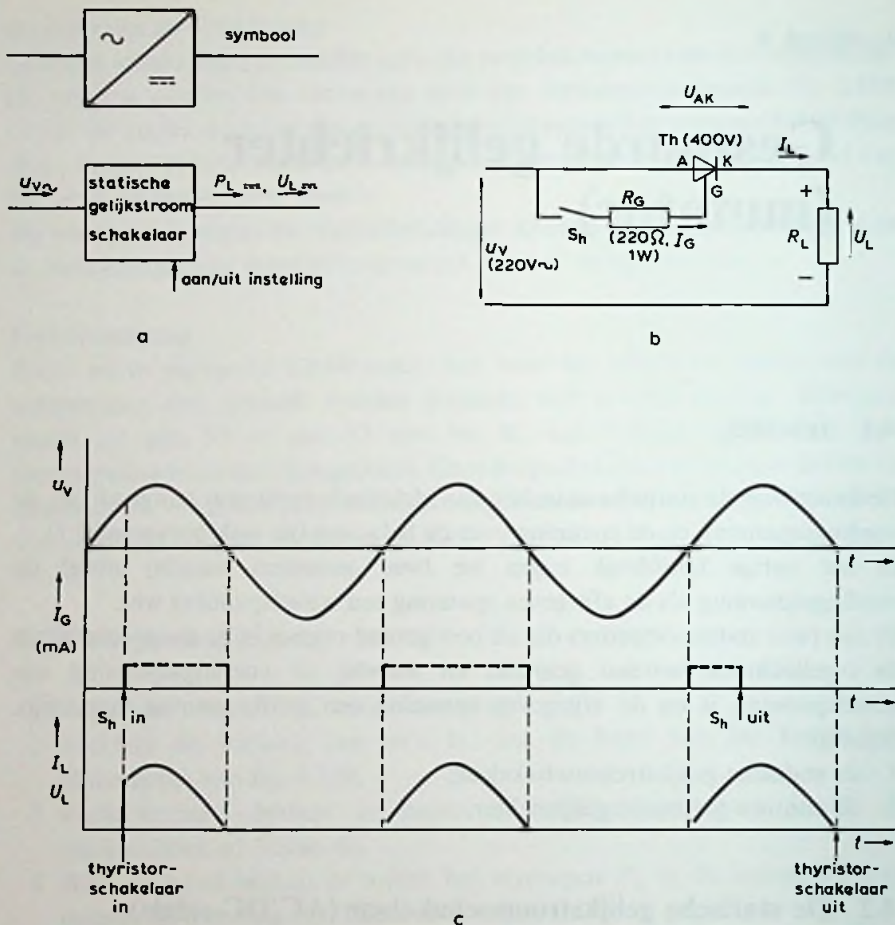


fig. 4.1 De statische gelijkstroomschakelaar
a symbool en (grond)blokschema
b een thyristorschakelaar
c in- en uitschakelen

Werking van de schakeling

(Zie ook fig. 4.1c waarin de belangrijkste spanningen en stromen als functie van de tijd t tijdens het schakelen zijn weergegeven.)

Inschakelen

Wordt hulp-schakelaar S_h ingeschakeld, dan ontsteekt de thyristor Th als I_G groot genoeg is en als de anode-katodespanning U_{AK} positief is. Is dit laatste niet het geval dan ontsteekt hij zeer kort na de eerstvolgende nuldoorgang van

de voedingsspanning U_V waarbij deze positief wordt en de klinkstroom $I_{L(A)}$ is bereikt. De thyristorschakelaar is nu ingeschakeld.

De maximale inschakeltijd $t_{i,max}$ is dus een halve voedingsperiode (10 ms). Is de thyristorschakelaar ingeschakeld, dan gaat de belastingsstroom I_L lopen. Deze heeft een maximale waarde van ($U_V \gg U_T$):

$$i_{L,max} = \frac{u_{V,max}}{R_L} \quad (4.1)$$

Hierin is $u_{V,max} = U_V \sqrt{2}$.

Voor de effectieve belastingsstroom geldt (zie (1.10)):

$$I_L = \frac{1}{2} \sqrt{2} \cdot I \quad (4.2)$$

Hierin is I de effectieve stroom die zal gaan lopen als de belastingsweerstand direct op de voedingsspanning is aangesloten, dus:

$$I = \frac{U_V}{R_L}$$

De dode tijd van de schakelaar bij het inschakelen is:

$$t_{d,in} = t_{i,max} \quad (4.3)$$

Belangrijke grootheden:

I_{TRM} van de thyristor dient minimaal gelijk te zijn aan $i_{L,max}$.

U_{RRM} en $U_{DR(O)M}$ van de thyristor dienen minimaal gelijk te zijn aan $u_{V,max}$.

$I_{T(RMS)}$ dient minimaal gelijk te zijn aan I_L .

Voor het schakelvermogen geldt (3.6):

$$P_{Smax} = U_{DR(O)M} \cdot I_{TAV}$$

Uitschakelen

Wordt S_h uitgeschakeld en is de voedingsspanning positief, dan blijft I_L lopen tot de thyristorstroom beneden de houdstroom komt. De schakelaar schakelt dan uit. De maximale uitschakeltijd $t_{u,max}$ (= de dode tijd $t_{d,uit}$) is dus weer gelijk aan een halve periode (10 ms).

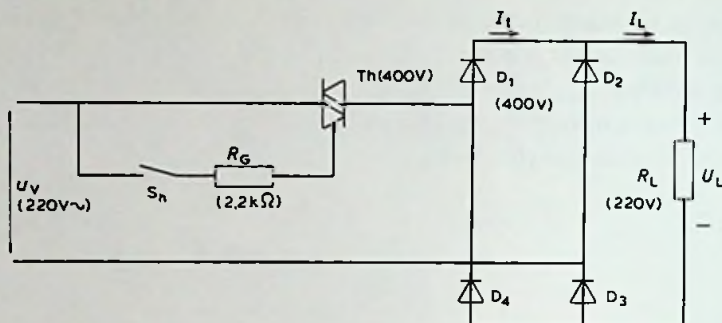


fig. 4.2 De triacschakelaar met diodenbrug

4.2.2 De triacschakelaar met diodenbrug

Willen we de gehele periode van de voedingsspanning gebruiken voor de vermogensomzetting, dan kan bijvoorbeeld een triacschakelaar worden gebruikt, aangevuld met een diodenbrug, zoals in fig. 4.2 is weergegeven. De dode tijd $t_{d,uit}$ blijft 10 ms.

Belangrijke grootheden:

U_{RRM} van de vermogensdioden en de triac is minimaal $U_v \sqrt{2}$.

$I_{T(RMS)}$ van de dioden is minimaal $I_t = \frac{1}{2} \sqrt{2} \cdot I$.

$I_{T(RMS)}$ van de triac is minimaal gelijk aan $I \left(= \frac{U_v}{R_L} \right)$.

4.2.3 Vragen en opdrachten

- 1 Teken het symbool (grondblokschema) van een statische gelijkstroom-schakelaar in een éénfase-net. Wat doet deze schakelaar?
- 2 Teken de één-thyristorschakelaar. Leg de werking uit m.b.v. spannings- en stroomdiagrammen.
- 3 Welke sperspanning, effectieve doorlaatstroom, gemiddelde doorlaatstroom en schakelvermogen dient de thyristor te bezitten?
Als $U_v = 220 \text{ V}/50 \text{ Hz}$ en $R_L = 10 \Omega$, bereken dan de genoemde grootheden.
- 4 Hoe groot zijn de maximale in- en uitschakeltijd bij een ohmse belasting?
En de dode tijd?

- 5 Welke voordeel bezit de schakeling van fig. 4.2 boven die van fig. 4.1?
- 6 Welke sperspanning, effectieve doorlaatstroom, gemiddelde doorlaatstroom en schakelvermogen dient de triac van fig. 4.2 te bezitten?

En welke vermogensdiode?

Als $U_V = 110 \text{ V}/50 \text{ Hz}$ en $R_L = 20 \Omega$, bereken dan de genoemde grootheden. $f = 1,3$.

4.3 De continu-gestuurde gelijkrichter (AC/DC-converter)

Deze omzetter wordt ook aangeduid met 'mutator'. Muteren is het omzetten van vermogen uit een voeding met een vaste wisselspanning in een vermogen met een variabele gelijkspanning. De afgegeven gelijkspanning en het afgegeven gelijkstroomvermogen kan met deze omzetter traploos (continu) en bijna verliesvrij worden ingesteld (gestuurd).

Door de weerstand R_G in fig. 4.1 instelbaar te maken kan het gelijkstroomvermogen worden ingesteld. Het sturgebied is echter zeer beperkt. Schakelingen met speciale ontsteekmodulen voldoen veel beter.

Het symbool en het (grond)blokschema van de mutator zijn getekend in fig. 4.3a. Het meer uitgewerkte blokschema zien we in fig. 4.3b. Evenals bij de continu-gestuurde wisselstroomomzetter in het vorige hoofdstuk, wordt vaak fasesturing toegepast door een ontsteekmoduul met RC -netwerk of fasedraaiër. Het hoofdgedeelte kan, zoals hier is getekend, bestaan uit één thyristor, maar ook uit een schakeling met een aantal thyristoren. Zie paragraaf 4.3.4.

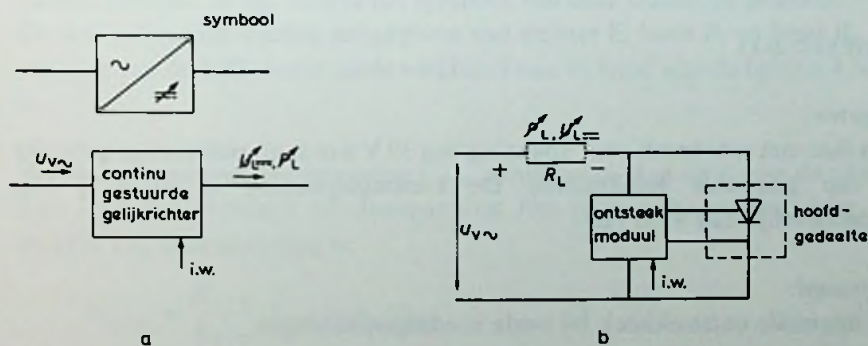


fig. 4.3 De continu-gestuurde gelijkrichter (mutator)
 a symbool en (grond)blokschema
 b uitgewerkt blokschema

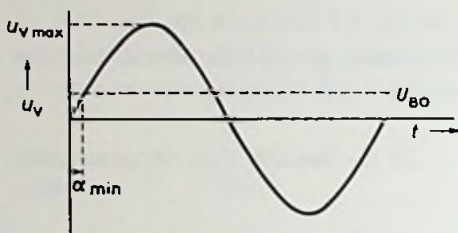


fig. 4.4 De minimale onsteekhoek

4.3.1 De minimale onsteekhoek. De uni-junctiontransistor

Minimale onsteekhoek

Als pulsformer in de onsteekmoduul met RC -netwerk kan de diac weer worden gebruikt. De vrij hoge schakel- of onsteekspanning U_{BO} van de diac kan echter een nadeel zijn. Hierdoor wordt, vooral bij een lage voedingsspanning, de onsteek- of aansnijhoek beperkt.

Voor de kleinste of minimale onsteekhoek geldt (zie fig. 4.4):

$$\sin \alpha_{min} = \frac{U_{BO}}{u_{vmax}} \quad (4.4)$$

Uit (4.4) volgt dat α_{min} toeneemt als U_{BO} groter wordt of de voedingsspanning kleiner wordt.

VOORBEELD 4.1

Gegeven:

Een diac met een 'break over' spanning van 30 V wordt als pulsformer gebruikt in een gestuurde gelijkrichter. De voedingsspanning is 60 V/50 Hz, respectievelijk 220 V/50 Hz.

Gevraagd:

De minimale onsteekhoek bij beide voedingsspanningen.

Oplossing:

$$\sin \alpha_{\min_1} = \frac{U_{BO}}{U_{V\max}} = \frac{30 \text{ V}}{60 \sqrt{2} \text{ V}} = \frac{30}{85}$$

Hieruit volgt:

$$\alpha_{\min_1} = 20,7^\circ$$

$$\sin \alpha_{\min_2} = \frac{U_{BO}}{U_{V\max}} = \frac{30 \text{ V}}{220 \sqrt{2} \text{ V}} = \frac{30}{311,4}$$

Hieruit volgt:

$$\alpha_{\min_2} = 5,5^\circ$$

De minimale ontsteekhoek is afhankelijk van de ontsteekspanning van de pulsformer en van de voedingsspanning.

Om $\alpha_{\min}$ kleiner te maken worden ook andere pulsformers gebruikt die werken met een lagere ontsteekspanning. De spanning van de hiermee opgewekte pulsen is nu ook lager. Deze spanning moet natuurlijk wel voldoende groot zijn om de gekozen thyristor met zekerheid te ontsteken. Een veel gebruikte pulsformer is die met een schakeltransistor.

De uni-junction transistor

De schakeltransistor die in deze pulsformer vaak wordt toegepast is de 'uni-junctiontransistor' (UJT), ook wel 'double-basetransistor' (DBT) genoemd. Hieruit blijkt al dat de transistor één ontstekelektrode bezit en twee basiselektroden. In fig. 4.5b is het symbool van deze transistor getekend.

De drie elektroden worden aangegeven met emitter E, basis B_1 en basis B_2 . De werking van de UJT wordt mede verklaard aan de hand van de figuren 4.5c en d.

Wordt een positieve basisspanning $U_{B_2B_1}$ aangesloten, dan staat over de punten 2 en 3 van het Si-plaatje een deelspanning. Het vormt een spanningsdeler. De grootte van deze spanning is:

$$U_{2-3} = \frac{R_{2-3}}{R_{1-3}} \cdot U_{BB} = \eta \cdot U_{BB} \quad (4.5)$$

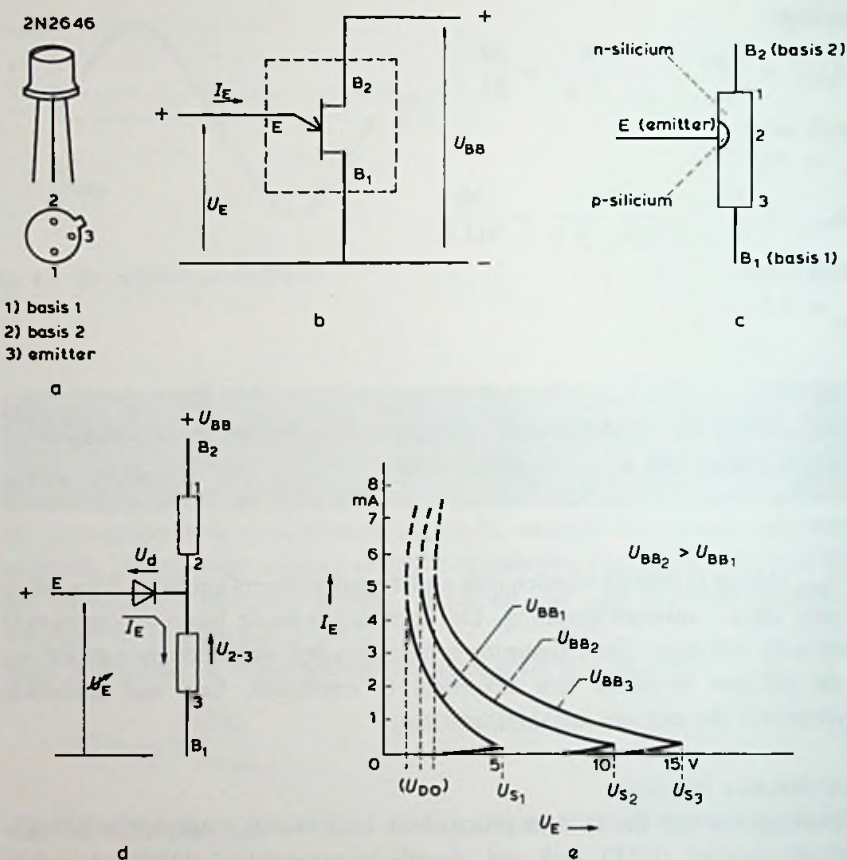


fig. 4.5 De uni-junctiontransistor
a uitvoeringsvorm
b symbool
c opbouw van het Si-plaatje
d vervangingsschema
e schakelkarakteristieken

Hierin is η de *inwendige spanningsverhouding*. Wordt nu een emitter-spanning U_E aangesloten, dan zullen ladingdragers worden geïnjecteerd. Bij een bepaalde spanning U_E treedt een lawine-effect op en zal de EB_1 -overgang plotseling geleiden. Daardoor gaat een vrij grote emitterstroom I_E lopen. Gemakkelijk is nu in te zien dat deze geleiding optreedt als:

$$U'_E = U_S = \eta \cdot U_{BB} + U_d \quad (4.6)$$

Hierin is U_d de drempelspanning van de pn-overgang bij de emitter. De spanning U'_E waarbij de UJT in geleiding komt noemen we de *schakel- of kipspanning*, aangegeven met U_s . Uit (4.6) blijkt dat U_s sterk afhangt van U_{BB} . Dit verband blijkt ook uit de schakelkarakteristieken $I_E = f(U_E)$ met U_{BB} als parameter, die in fig. 4.5e zijn getekend. Bij de grootste basisspanning U_{BB_1} hoort de grootste schakelspanning U_{s_1} . De doofspanning is met U_{DO} aangegeven. Dit is de emitterspanning waarbij de UJT ophoudt te geleiden. De fabrikant verstrekt, behalve de karakteristieken nog waarden van verschillende belangrijke grootheden, bijvoorbeeld $U_{BB\max}(35V)$, $P_{\max}(0,5\text{ W})$, $I_{EAV}(50\text{ mA})$, $I_{EB\max}(2A)$, $\eta(0,6)$ en $R_{BB}(10\text{ k}\Omega)$.

De betekenis van de aanduidingen is bekend.

De UJT wordt gebruikt in de pulsvormer van fig. 4.6a. De werking is als volgt (zie ook fig. 4.6b).

De condensator C wordt via R_p en R_s opgeladen tot de schakelspanning U_s van de UJT is bereikt. Daarna geleidt de transistor, waardoor C snel ontlaadt over R_1 tot de transistor dooft.

Nu wordt C opnieuw opgeladen en herhaalt zich het voorgaande. De frequentie waarmee dit op- en ontladen plaatsvindt is afhankelijk van de laadtijdconstante $(R_s + R_p) \cdot C$ en de ontlad-tijdconstante $R_1 \cdot C$. Met R_p kan men de laadtijd en daarmee de schakeltijd t_1 instellen. De $R_1 C$ -tijd is klein. Tijdens het ontladen van C ontstaat daarom over R_1 een pulsvormige spanning U_1 , waarvan de grootte afhangt van U_{BB} .

Om de invloed van de temperatuur op de schakelspanning uit te schakelen wordt in serie met de UJT vaak een weerstand R_2 aangesloten. Als de

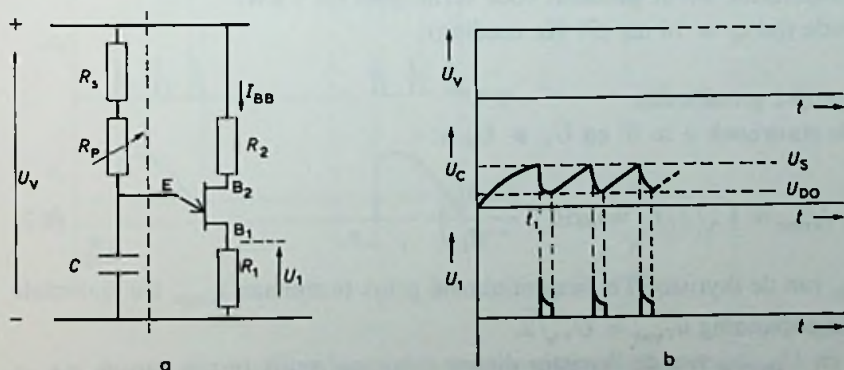


fig. 4.6 De UJT-pulsvormer

temperatuur tijdens bedrijf toeneemt, wordt de schakelspanning U_s kleiner. Ook I_{BB} wordt echter kleiner, waardoor de spanningsval over R_2 afneemt en U_{BB} iets toeneemt. Volgens (4.6) stijgt daardoor ook U_s . De schakelspanning blijft constant. De door de fabrikant aangeraden waarde van R_2 ligt tussen 100 en 500 Ω , afhankelijk van het type transistor.

4.3.2 Met een RC-netwerk gestuurde één-thyristormutator

Een schakeling van de mutator met RC-netwerk, UJT-pulsvormer en één thyristor is in fig. 4.7a getekend. Door de (éénfase) enkele gelijkrichting wordt deze wel *E1-mutator* genoemd. De gelijkspanning voor de pulsvormer wordt verkregen van een gestabiliseerde voeding met gering vermogen, bestaande uit de voedingstrafo T_v , de diode D_1 , de zenerdiode D_z en de weerstand R_1 . De werking van de gestuurde gelijkrichter wordt verduidelijkt met het verloop van de belangrijkste spanningen en stromen in fig. 4.7b.

Het zal hierbij opvallen dat de van de voeding afhankelijke zenerspanning U_z bij elke nuldoorgang van de voedingsspanning nul is. Op deze tijdstippen is ook de condensatorspanning U_c minimaal, zodat de beginlading bij elke nieuwe positieve halve periode gelijk is. Op deze manier wordt de vereiste *stuursynchronisatie* verkregen en zal de door R_p ingestelde ontsteekhoek dezelfde blijven. Zie ook paragraaf 3.3.4. Om het stuurcircuit galvanisch van het hoofdcircuit te scheiden zijn weer een voedingstrafo T_v en een triggertrafo T_t gebruikt.

Het instelbereik van het vermogen is van ongeveer 2% tot 48% van het vermogen dat de belasting zou opnemen bij directe aansluiting op de voeding. De E1-mutator wordt gemaakt voor vermogens tot 5 kW.

De dode tijd $t_d = 10$ ms (50 Hz voeding).

Belangrijke grootheden:

Als de stuurhoek $\alpha \approx 0^\circ$ en $U_v \gg U_T$ is:

$$I_{Lmax} = \frac{1}{2} \sqrt{2} \cdot I \left(\text{waarin } I = \frac{U_v}{R_L} \right) \quad (4.7)$$

$I_{T(RMS)}$ van de thyristor Th dient minimaal gelijk te zijn aan I_{Lmax} . De maximale voedingsspanning $u_{vmax} = U_v \sqrt{2}$.

U_{RRM} en $U_{DR(O)M}$ van de thyristor dienen minimaal gelijk te zijn aan u_{vmax} .

4.3.3 Met een fasedraaiend netwerk gestuurde één-thyristormutator

De thyristor kan men ook sturen met een ontsteekmoduul met fasedraaier in combinatie met een geschikte nulpuntpulsvormer. Dit kan de pulstransformator zijn (zie ook paragraaf 3.3.8). De hierdoor afgegeven negatieve impulsen worden nu niet gebruikt. Door een diode in serie met de diode-overgang van het stuurgedeelte van de thyristor te plaatsen wordt het stuurgedeelte extra beschermd, zie fig. 4.8.

Het instelbereik is van 0 ... 50% van het vermogen dat de belasting zou opnemen bij directe aansluiting op het net.

4.3.4 Met een RC-netwerk gestuurde brugmutator

In de voorgaande gestuurde gelijkrichters werd slechts de halve voedingsperiode gebruikt (enkele gelijkrichting). Willen we de gehele voedingsperiode gebruiken, dan kan gebruik worden gemaakt van de *brugmutator* (dubbele gelijkrichting). Deze wordt ook wel *gestuurde thyristorbrug* of *B2-mutator* genoemd.

Hierbij is het mogelijk vier thyristoren toe te passen (vol-gestuurde thyristorbrug) of twee thyristoren en twee dioden (half-gestuurde thyristorbrug). We beperken ons tot de laatstgenoemde brug. De thyristoren Th_1 en Th_2 en de dioden D_1 en D_2 worden hierbij vaak geschakeld zoals in fig. 4.9a is getekend, d.w.z. symmetrisch verdeeld over beide brugtakken. De ontsteekmoduul kan weer van een RC-netwerk met bijbehorende pulsformer zijn voorzien of van een fasedraaier met bijbehorende pulsformer. De eerstgenoemde schakeling is hier getekend.

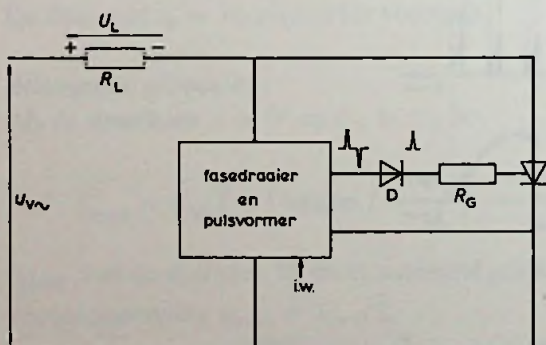


fig. 4.8 Een met een fasedraaier gestuurde E1-mutator



b verloop van spanningen en stromen

De werking is als volgt. Zie ook fig. 4.9b.

Tijdens de positieve halve periode van de voedingsspanning u_v wordt op het tijdstip t_1 een positieve stuurpuls I_{G1} gegeven. De thyristor Th_1 zal daardoor ontsteken omdat tegelijkertijd de anode-katodespanning positief is. Er zal nu een belastingsstroom I_L lopen door het circuit bestaande uit D_1 , R_L , Th_1 en de voeding. Th_2 en D_2 sperren. Bij de nuldoorgang van de voedingsspanning is de belastingsstroom nul, waardoor Th_1 dooft en gaat sperren. Vanaf dit moment kan Th_2 worden ontstoken, omdat de anode-katodespanning over deze halfgeleider positief is.

Op tijdstip t_2 wordt een positieve stuurpuls I_{G2} gegeven en zal Th_2 ontsteken. Er zal nu een belastingsstroom I_L lopen door het circuit bestaande uit D_2 , R_L , Th_2 en de voeding. Th_2 dooft als de belastingsstroom weer nul is geworden, dus bij de nuldoorgang van u_v . Daarna herhaalt zich het voorgaande. Het maximale instelbereik is nu van ongeveer 2% tot 98% van het nominale vermogen, wat een belangrijk voordeel kan zijn t.o.v. de E1-mutator. De B2-mutator wordt gemaakt voor vermogens tot ongeveer 10 kW. Een voordeel van de B2-mutator t.o.v. de E1-mutator is ook dat de belastingsstroom minder lang onderbroken is.

De dode tijd $t_{d,uit}$ is 10 ms (50 Hz net).



fig. 4.10 Het meten aan een B2-mutator

Belangrijke grootheden:

Als de ontsteekhoek $\alpha = 0^\circ$, is de maximale takstroom:

$$I_{\text{tmax}} = \frac{1}{2} \sqrt{2} \cdot I \quad \left(I = \frac{U_V}{R_L} \right) \quad (4.8)$$

$I_{\text{T(RMS)}}$ van Th_1 en Th_2 en $I_{\text{F(RMS)}}$ van D_1 en D_2 dienen minimaal gelijk te zijn aan I_{tmax} . De maximale voedingsspanning $U_{\text{Vmax}} = U_V \sqrt{2}$.

$U_{\text{DR(O)M}}$ van Th_1 en Th_2 en U_{RRM} van Th_1 , Th_2 , D_1 en D_2 dienen minimaal gelijk te zijn aan u_{Vmax}

Zie voor het berekenen van de componenten voorbeeld 4.2.

4.3.5 Met gelijkstroom gestuurde brugmutator. Omzetkarakteristieken

In de praktijk komt het nog wel eens voor dat de instelling van het afgegeven vermogen van de statische gestuurde omzetter moet gebeuren met een *gelijkspanning of -stroom*. (In alle voorgaande schakelingen gebeurde dit met een instelbare weerstand.)

Dit is bijvoorbeeld het geval bij (*afstands*)sturingen en (*afstands*)regelingen, waar een thyristorschakeling wordt gebruikt als corrigerend of ingrijporgaan. Bijna altijd is het de bedoeling dat het verband tussen de ontsteekhoek α en de instelgelijkspanning U_i in het eigenlijke werkgebied van de ontstekmoduul recht evenredig is. Daardoor is ook het verband tussen de spanning U_L over de belasting en U_i over een groot instelgebied vrijwel lineair.

Fig. 4.11 brengt dit verband in beeld. In de figuur zijn de omzetkarakteristieken $\alpha = f(U_i)$, $U_L = f(\alpha)$ en $U_L = f(U_i)$ getekend.

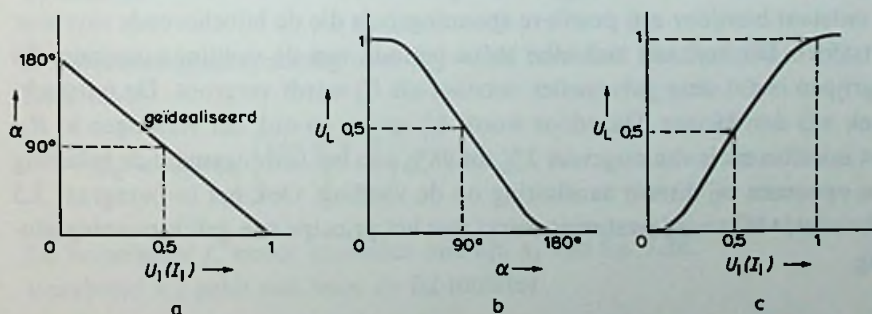


fig. 4.11 Omzetkarakteristieken

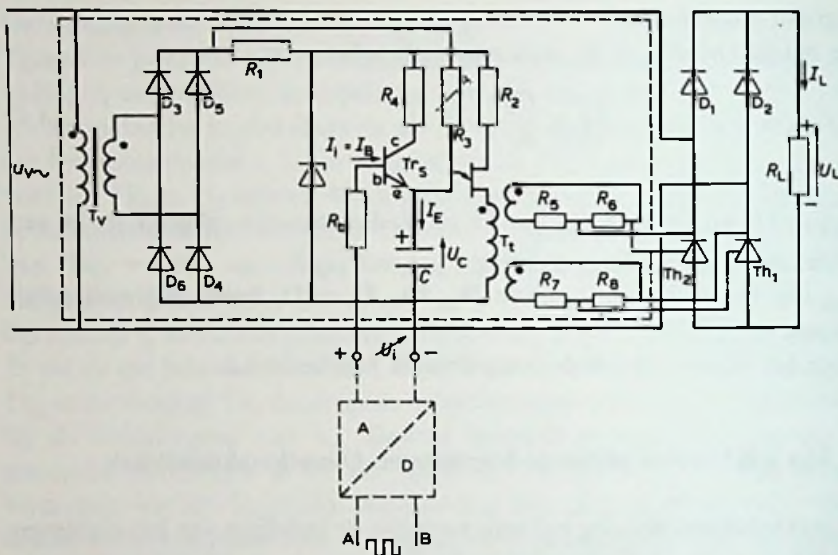


fig. 4.12 Een met gelijkspanning gestuurde thyristorbrug (B2-mutator)

Een eenvoudige ontsteekmoduul die hieraan voldoet is getekend in fig. 4.12. Dit is een 'met gelijkspanning gestuurde triggermoduul'. Hierin is gebruik gemaakt van een stuurtransistor. De werking van de schakeling is als volgt. Door de instelgelijkspanning U_i ontstaat een kleine instelgelijkstroom I_i . Deze stroom is de basis I_B van de stuurtransistor Tr_s . Het gevolg is dat de condensator C door de emitterstroom I_E wordt opgeladen. Als de condensatorspanning U_C de schakelspanning van de pulsformer (een UJT-pulsformer) heeft bereikt, zal de condensator snel over de triggertrafo T_t ontladen. Aan de secundaire zijde van T_t ontstaat hierdoor een positieve spanningspuls die de bijbehorende thyristor ontsteekt. Dit herhaalt zich elke halve periode van de voedingsspanning. Te begrijpen is dat deze puls sneller ontstaat als U_i wordt vergroot. De ontsteekhoek α is dan kleiner. Daardoor wordt U_L groter en ook het vermogen in R_L . Het instelbereik is van ongeveer 2% tot 98% van het vermogen dat de belasting zou opnemen bij directe aansluiting op de voeding. Ook het in paragraaf 3.5 behandelde IC voor fasesturing werkt met het principe van gelijkspanningssturing.

Zie ook zelfbouwschakeling 20 van hoofdstuk 8.

Opmerking:

Het circuit met weerstand R_3 dient om de condensator een zekere voorlading te geven als functie van de tijd. Daardoor ontstaat een bepaalde beginspanning U_L . In de regeltechniek is dit vaak vereist.

Als gebruik wordt gemaakt van een digitaal i.p.v. een analoog ingangssignaal, moet dit worden omgezet in een daarmee evenredige gelijkspanning. Hiervoor dient de weergegeven digitaal(D)-analoog(A)-omzetter (D/A-omzetter). Dit komt b.v. voor als een microprocessor is toegepast of een digitale regeling. Zie ook paragraaf 4.5.1.

4.3.6 Het berekenen van de gelijkspanning over de belasting

E1-mutator

Voor de gemiddelde spanning over de belastingsweerstand R_L geldt (zie 3.14):

$$U_{L\text{gem}} = U_o \frac{\cos \alpha - \cos \delta}{2}$$

Hierin is $U_o = 0,45 U_v$. De doofhoek $\delta = 180^\circ$.

Invullen geeft: $U_{L\text{gem}} = 0,45 U_v \frac{\cos \alpha + 1}{2}$

Volgens (3.16) is: $U_L = f_v \cdot U_{L\text{gem}}$, zodat voor de effectieve spanning geldt:

$$U_L = 0,45 U_v \left(\frac{\cos \alpha + 1}{2} \right) \cdot f_v \quad (4.9)$$

De vormfactor f_v wordt gevonden met lijn b van fig. 3.20.

B2-mutator

De effectieve gelijkspanning over R_L wordt berekend met formule (3.17).

Deze luidt:

$$U_L = 0,9 U_v \left(\frac{\cos \alpha + 1}{2} \right) \cdot f_v$$

De vormfactor f_v wordt gevonden met lijn a_2 van fig. 3.20.

Voorbeeld 3.2 geldt ook voor de B2-mutator.

4.3.7 Galvanische scheiding met een optokoppel

Dikwijls worden het hoofd- en ontsteekgedeelte van een thyristorschakeling galvanisch van elkaar gescheiden. Dit is veiliger i.v.m. aanrakingsgevaar. De gedeelten beïnvloeden elkaar ook minder. Ook kunnen hoofd- en ontsteekcircuit nu gemakkelijker worden beveiligd tegen overstromen. In fig. 4.9 is een galvanische scheiding met twee transformatoren getekend, nl. een voedings-transformator T_v en een triggertransformator T_t . In plaats van de 'magnetische koppeling' met de triggertransformator kan ook gebruik worden gemaakt van een optische koppeling, een z.g. *optokoppel*. Zie fig. 4.13a.

Dit koppellement bestaat uit een zendgedeelte (gever) en een ontvanggedeelte (opnemer), die omgeven zijn door een lichtdichte omhulling. Het zendgedeelte is vaak een licht-emitterende diode, een LED.

De lichtstroom Φ is evenredig met de stroom I_D door de diode. Het ontvanggedeelte is vaak een lichtgevoelige of fototransistor, een LET (light effect transistor). De collectorstroom I_C is evenredig met de lichtstroom Φ , mits de transistor de juiste gelijkstroominstelling heeft. Hiervoor dienen de gelijkspanningsbron en de weerstanden R_1 en R_2 . Er is dus een lineair verband tussen I_C en I_D . In fig. 4.13b is deze omzetkarakteristiek getekend. Het optokoppel kan daarom, evenals de triggertransformator, pulsen doorgeven zonder deze te vervormen. De tijdvertraging (dode tijd) is klein (μs). De gelijkspanningsbron E is vaak een eenvoudige elektronisch gestabiliseerde voeding. Het ontvanggedeelte van het optokoppel kan ook een LDR (light dependent resistance) zijn.

Zie ook zelfbouwschakeling 19 van hoofdstuk 8.

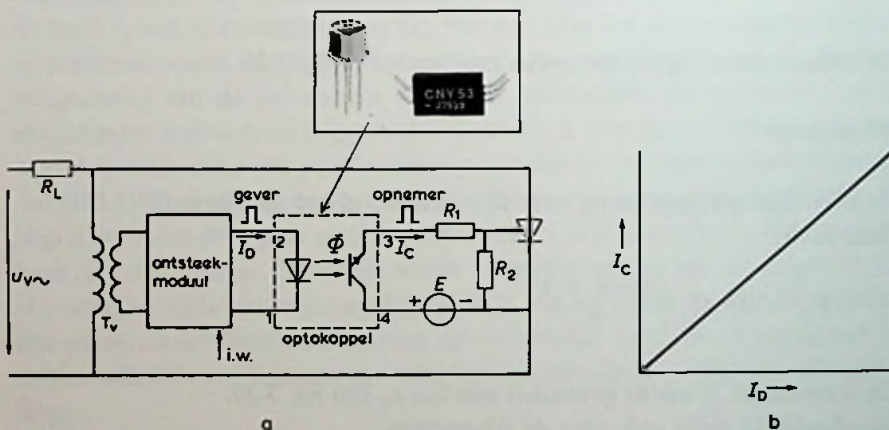


fig. 4.13 Galvanische scheiding
a schema met optokoppel
b omzetkarakteristiek

4.3.8 Vragen en opdrachten

- 1 Waarvoor dient een mutator? Teken het symbool en de (grond)blokschema van de mutator en het meer uitgewerkte blokschema van de EI-mutator.
- 2 Wat wordt verstaan onder de minimale ontsteekhoek? Hoe kan men deze berekenen? Teken dit. Als $U_V = 110 \text{ V}/50 \text{ Hz}$ en $U_{BO} = 30 \text{ V}$, bereken dan $\alpha_{\min}$.
- 3 Wat is een UJT? Hoe wordt deze ook genoemd? Leg de werking uit. Als $U_{BB} = 20 \text{ V}$, $\eta = 0,6$ en $U_d = 0,5 \text{ V}$, bereken dan de hoogte van de pulsen. Als $I_{EB\max} = 2 \text{ A}$, bereken dan $R_{1,\min}$ (zie fig. 4.6) als verondersteld wordt dat $P_{\max}$ en I_{EAV} niet worden overschreden.
- 4 Teken een met een RC -netwerk en UJT-pulsvormer gestuurde één-thyristor-omzetter en leg de werking uit met diagrammen. Neem zelf een ontsteekhoek aan.
- 5 Hoe wordt de effectieve spanning over de belasting berekend? Als $U_V = 110 \text{ V}/50 \text{ Hz}$ en $R_L = 10 \Omega$, bereken dan U_L , I_L en P_L bij $\alpha = 60^\circ$.
- 6 Hoe groot is het instelbereik van het vermogen van de schakeling van vraag 4? Waar hangt deze van af?
- 7 Teken de symmetrische halfgestuurde thyristorbrug (B2-mutator) voorzien van:
 - a een ontsteekmoduul met RC -netwerk en UJT-pulsvormer;
 - b een ontsteekmoduul met RC -netwerk en diacpulsvormer;
 - c een ontsteekmoduul met 180° -fasedraaier en pulstransformator.
- 8 Leg de werking uit van de schakeling van vraag 7c met behulp van diagrammen. Neem zelf een ontsteekhoek aan.
- 9 Hoe wordt bij deze schakeling de effectieve spanning over de ohmse belasting berekend? Hoe groot is het instelbereik van het vermogen in dat geval? Als $U_V = 220 \text{ V}/50 \text{ Hz}$ en $R_L = 5 \Omega$, bereken dan U_L , I_L en P_L bij $\alpha = 45^\circ$. Bepaal U_{RRM} en $I_{T(RMS)}$ van de halfgeleiders.
- 10 Leg de werking uit van de schakeling van fig. 4.12. Waar wordt zo'n schakeling toegepast?
- 11 Welke eisen worden bij deze schakeling vaak gesteld ten aanzien van de lineairiteit en het instelbereik? Hoe ligt dat bij deze schakeling?
- 12 Hoe kan een optokoppel een triggertransformator vervangen? Teken dit. Waarom is de instelling belangrijk?

4.4 De keuze van de componenten van een brugmutator

VOORBEELD 4.2

Gegeven:

Zie fig. 4.9. De voedingsspanning $U_V = 220 \text{ V}/50 \text{ Hz}$.

De belastingsweerstand $R_L = 25 \Omega$.

Gevraagd:

- 1 Bepaal $I_{F(RMS)}$ en U_{RRM} van de vermogensdioden D_1 en D_2 . Er wordt een veiligheidsfactor $f = 1,3$ aangehouden. Maak een keuze voor D_1 en D_2 .
- 2 Bepaal $I_{T(RMS)}$, $U_{DR(O)M}$ en U_{RRM} van de thyristoren Th_1 en Th_2 . $f = 1,3$. Maak een keuze voor Th_1 en Th_2 .
- 3 Bepaal de basisspanning U_{BB} van de schakeltransistor Tr_s , als de schakelspanning $U_s = 8 \text{ V}$, $\eta = 0,6$ en $U_d = 0,7 \text{ V}$. Maak een keuze voor de zenerspanning U_Z .
- 4 Bepaal C_1 , als de weerstand van de triggertransformator $R_{T_1} = 50 \Omega$ en de doofspanning van de schakeltransistor $U_{DO} = 2 \text{ V}$. De pulstijd t_p is $30 \mu\text{s}$.
- 5 Bepaal R_p en R_s , als de ontsteektijd instelbaar is van $0,2 \text{ ms}$ ($3,6^\circ$) tot 10 ms (180°). Bepaal ook de grootte van R_2 .
- 6 Bepaal R_1 , als de transformatieverhouding van de voedingstransformator $T = 0,109$ en de weerstand van de schakeltransistor $R_{BB} = 10 \text{ k}\Omega$.
- 7 Bepaal $I_{F(RMS)}$ en U_{RRM} van de dioden $D_3 \dots D_6$, als $f = 2$.
- 8 Bepaal de primaire en de secundaire spanning U_p en U_s van de voedingstransformator T_v . Bepaal de secundaire stroom I_s . Maak een keuze voor T_v .

Oplossing:

- 1 Volgens (4.8) is:

$$I_{I\max} = \frac{1}{2} \sqrt{2} \cdot I = \frac{1}{2} \sqrt{2} \cdot \frac{U_V}{R_L}$$

$$I_{I\max} = \frac{1}{2} \sqrt{2} \times \frac{220 \text{ V}}{25 \Omega} = 6,22 \text{ A}$$

Hieruit volgt:

$$I_{F(RMS)} = I_{I\max} \cdot f = 6,22 \text{ A} \times 1,3 = 8,09 \text{ A}$$

De maximale voedingsspanning is:

$$u_{V\max} = U_V \sqrt{2} = 220 \sqrt{2} \text{ V} = 311 \text{ V}$$

Hieruit volgt:

$$U_{RRM} = u_{V\max} \cdot f = 311 \text{ V} \times 1,3 = 404 \text{ V}$$

Voor D_1 en D_2 komt type D2406D (9 A, 400 V – zie bijlage 1) in aanmerking.

2 $I_{T(RMS)}$ van Th_1 en $Th_2 = I_{F(RMS)}$ van D_1 en $D_2 = 8,09 \text{ A}$

U_{RRM} van Th_1 en $Th_2 = U_{RRM}$ van D_1 en $D_2 = 404 \text{ V}$

Verder is:

$U_{DR(O)M}$ van Th_1 en $Th_2 = U_V \sqrt{2} \cdot f = 311 \text{ V} \times 1,3 = 404 \text{ V}$

Voor Th_1 en Th_2 komt type S122D of S2800D (8 A/10 A, 400 V – zie bijlage 3) in aanmerking.

3 Volgens (4.6) is:

$$U_s = \eta \cdot U_{BB} + U_d.$$

Hieruit volgt:

$$U_{BB} = \frac{U_s - U_d}{\eta} = \frac{8 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{0,6} = 12,17 \text{ V}$$

We kiezen een zenerspanning van 12 V.

4 De doofspanning:

$$U_{DO} \approx U_s \cdot e^{-t/\tau_1}$$

Hierin is $\tau_1 = R_{T_1} \cdot C_1$.

Ingevuld:

$$2 \text{ V} = 8 \text{ V} \times e^{-30 \mu s / \tau_1}$$

of:

$$e^{-30 \mu s / \tau_1} = 0,25$$

$$-30 \mu s / \tau_1 = \ln 0,25 = -1,39$$

$$\tau_1 = 21,6 \mu s$$

$$C_1 = \frac{1}{R_{T_1}} = \frac{21,6 \cdot 10^{-6}}{50 \Omega} \mu s = 0,432 \cdot 10^{-6} \text{ F}.$$

We nemen een condensator van 0,47 μF (reekswaarde).

5 De schakelspanning is:

$$U_s \approx U_z (1 - e^{-t/\tau_{2min}})$$

Hierin is $\tau_{2min} = R_s \cdot C_1$.

Ingevuld:

$$8 \text{ V} = 12 \text{ V} (1 - e^{-0,2 \text{ ms} / \tau_{2min}})$$

$$e^{-0,2 \text{ ms} / \tau_{2min}} = 0,333$$

of:

$$-0,2 \text{ ms} / \tau_{2min} = \ln 0,333 = -1,099$$

$$\tau_{2min} = 0,18 \text{ ms}$$

Nu is:

$$R_s = \frac{\tau_{2min}}{C_1} = \frac{0,18 \cdot 10^{-3} \text{ s}}{0,47 \cdot 10^{-6} \text{ F}} = 383 \Omega$$

We nemen 390Ω .

$$U_s = U_z (1 - e^{-t/\tau_{2\max}})$$

Hierin is $\tau_{2\max} = (R_p + R_s) C_1$.

Ingevuld:

$$8 \text{ V} = 12 \text{ ms} (1 - e^{-10\text{ms}/\tau_{2\max}})$$

Hieruit volgt $\tau_{2\max} = 9,1 \text{ ms}$.

$$R_p + R_s = \frac{\tau_{2\max}}{C_1} = \frac{9,1 \cdot 10^{-3} \text{ s}}{0,47 \cdot 10^{-6} \text{ F}} = 19\,362 \Omega$$

$$R_p = 19\,362 \Omega - 968 \Omega = 18\,394 \Omega$$

We nemen een potmeter van $22 \text{ k}\Omega$.

De weerstand R_2 nemen we b.v. 100Ω . Dit is een door de fabrikant opgegeven waarde voor een goede stabilisatie tegen temperatuurinvloeden van de schakeltransistor.

- 6 De secundaire transformatorspanning is:

$$U_2 = T \cdot U_v = 0,109 \times 220 \text{ V} = 24 \text{ V}.$$

$$I_{4\max} = I_{5\max} + I_{6\max} = \frac{U_z}{R_s} + \frac{U_z}{R_{BB} + R_2 + R_T},$$

$R_2 + R_{T_1} \ll R_{BB}$, dus:

$$I_{4\max} \approx \frac{12 \text{ V}}{390 \Omega} + \frac{12 \text{ V}}{10000 \Omega} = 32 \cdot 10^{-3} \text{ A of } 32 \text{ mA}$$

Stel $I_3 = 8 \text{ mA}$, dan is $I_{2\max} = 40 \text{ mA}$. Nu is:

$$R_1 = \frac{U_2 - U_z}{I_{2\max}} = \frac{(24 - 12) \text{ V}}{40 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = 300 \Omega$$

We nemen 330Ω

- 7 Volgens (4.8) is:

$$I_{12} = \frac{1}{2} \sqrt{2} \cdot I_{2\max} = \frac{1}{2} \sqrt{2} \times 40 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 28,2 \cdot 10^{-3} \text{ A}$$

Hieruit volgt:

$$I_{F(\text{RMS})} = I_{12} \cdot f = 28,2 \cdot 10^{-3} \text{ A} \times 2 = 56,4 \cdot 10^{-3} \text{ A of } 56,4 \text{ mA}$$

Verder is:

$$U_{RRM} = U_{V\max} \cdot f = 24 \sqrt{2} \text{ V} \times 2 = 67,9 \text{ V}$$

- 8 $U_p = U_v = 220 \text{ V}$

$$U_s = U_2 = 24 \text{ V}$$

$$I_s = I_2 = 40 \text{ mA}$$

Stellen we de veiligheidsfactor $f = 1,5$, dan wordt $I_s = 60 \text{ mA}$.

We nemen een trafo van $220 \text{ V}/24 \text{ V}-60 \text{ mA}$.

4.5 Het sturen met een lineair IC

De opbouw en werking van het IC voor fasesturing is in paragraaf 3.5 behandeld. Dit IC is, behalve voor het schakelen en sturen van een triac, geschikt voor het schakelen en sturen van thyristoren, al of niet opgenomen in een brugschakeling. Daardoor kan de stuur-IC dus worden gebruikt voor het sturen van gelijkstroomvermogen met mutatoren.

4.5.1 Toepassingen

In de schakelingen van fig. 3.31 en fig. 3.32 kan de triac worden vervangen door één thyristor. Het gelijkstroomvermogen kan dan worden ingesteld van nul tot de helft van het vermogen dat de belasting zou opnemen wanneer deze direct op de voedingswisselspanning was aangesloten.

Voor verlichtingsdoeleinden dienen lampen met een aangepaste spanning (110 V) te worden genomen. De schakeling is echter in het bijzonder geschikt voor gelijkstroombelasting, b.v. het opladen van accu's en het sturen en regelen van de rotatiefrequentie van gelijkstroommotoren (zie ook paragraaf 5.6).

Sturen en regelen van een accuspanning

In fig. 4.14 is de schakeling getekend voor het sturen (instellen) en regelen (automatisch constant houden) van de spanning van een belaste accubatterij. Er wordt gebruik gemaakt van een halfgestuurde thyristorbrug. In de schakeling wordt ook een stroombegrenzer toegepast en een afschakelinrichting (zie paragraaf 3.5).

De belasting van deze brug wordt gevormd door de accubatterij. De accubatterij voedt op zijn beurt de eigen belasting. De weerstand R_1 wordt zo ingesteld dat de stroom door deze weerstand gelijk is aan de stroom door R_3 . De stroom door R_1 ontstaat door de gelijkspanningsvoeding U_{V2} van het IC. De stroom door R_3 ontstaat door de spanning U_b van de accubatterij. Beide stromen zijn tegengesteld. Op de ingang van de servoversterker (pen 12) staat nu een zekere positieve potentiaal. Dit is het vergelijkingspunt v.p. De halfgestuurde thyristorbrug geeft daardoor een gelijkspanning af die gelijk is aan de spanning van de accubatterij. De stroom door R_3 en de stroom door R_1 worden voortdurend met elkaar vergeleken.

Neemt de accuspanning iets af als gevolg van een grotere accubelasting, dan wordt ook de stroom door R_3 iets kleiner. De potentiaal op pen 12 zal daardoor iets stijgen, waardoor de thyristoren eerder ontsteken. De brug geeft meer vermogen af aan de accubatterij. Deze wordt bijgeladen tot de stroom door

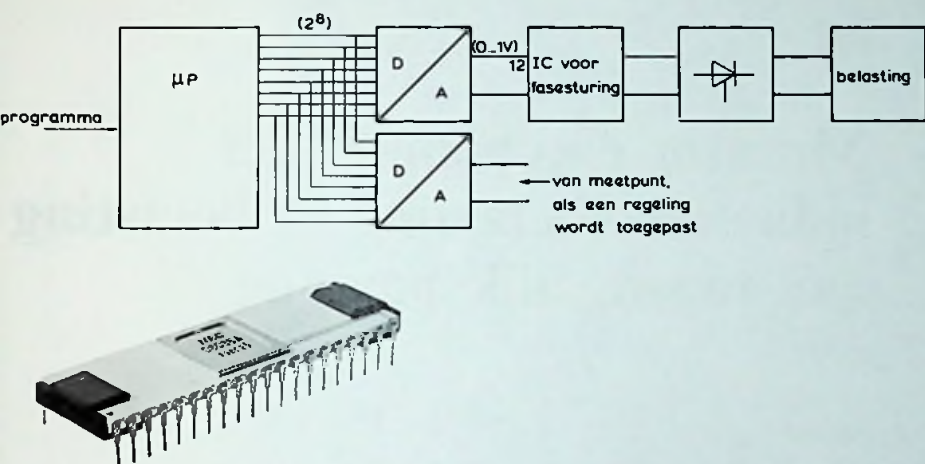


fig. 4.15a Blokschema
b 8-bit microprocessor

- 4 Verklaar de werking van de (zie fig. 4.13):
 - a stroombegrenzer;
 - b afschakelinrichting.
- 5 Verklaar wat er gebeurt als bij het meetpunt (zie fig. 4.15) een grotere procesgrootte wordt gemeten. Completeer de schakeling zodat een regeling ontstaat.

Mutator en chopper met inductieve belasting en belasting met tegengelijkspanning

5.1 Inleiding

Tot nu toe zagen we steeds *ohmse* belastingen. De spanning over en de stroom door de belastingsweerstand zijn hier steeds in fase met elkaar. In de praktijk van het sturen en het regelen komen we echter ook veel *inductieve* belastingen tegen, d.w.z. belastingen die naast een weerstand R_L een (vaak grote) inductiviteit (inductiecoëfficiënt) L_L bezitten. Deze belasting kan bijvoorbeeld een gelijkstroommotor of universeelmotor of een generatorveldspoel zijn. Het gedrag van de mutator en de chopper wordt door deze belasting sterk beïnvloed, waardoor o.a. de spanning over de belasting en het vermogen in de belasting verandert.

Ook moet vaak een andere ontsteekmoduul worden gebruikt. Inductieve belastingen worden wel *actieve* belastingen genoemd. Zuiver ohmse belastingen zijn *passieve* belastingen.

5.2 De één-thyristormutator met een inductieve belasting

In fig. 5.1a bestaat de belasting uit een serieschakeling van een inductiviteit L_L en ohmse weerstand R_L . Tijdens de positieve halve periode van de voedingspanning u_v wordt op het tijdstip t_1 een (blokvormige) stuurpuls I_G gegeven, zie fig. 5.1b. De ontsteekhoek $\alpha = 60^\circ$. De thyristor zal nu ontsteken, waardoor u_{AK} nagenoeg nul wordt en de belastingsstroom I_L gaat lopen. Deze stroom zal echter minder snel oplopen dan bij een ohmse belasting met gelijke grootte. Dit komt door de in de inductiviteit opgewekte tegenspanning:

$$e_L = -L_L \frac{di_L}{dt}$$

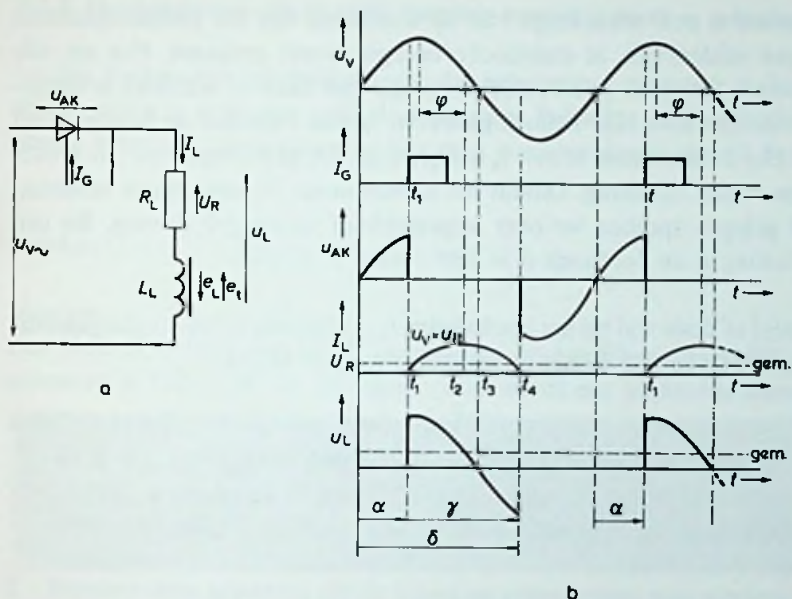


fig. 5.1 El-mutator met een ohms-inductieve belasting ($X_L > R_L$)

Hieruit volgt dat de toename van de stroom per tijdseenheid (de stroomsteilheid) o.a. afhankelijk is van de zelfinductiecoëfficiënt L_L . Hoe groter L_L is, hoe groter e_i en hoe kleiner de steilheid van de belastingsstroom. De stroom zal toenemen zolang $\bar{u}_V > \bar{e}_i + \bar{u}_R$.

Hierin is $\bar{u}_R$ de momentele spanning over de weerstand R_L van de belasting. Op het moment t_2 is de maximale belastingsstroom bereikt. Dit moment hangt o.a. af van de grootte van L_L en R_L . Nu is $e_i = 0$ en $\bar{u}_V = \bar{u}_R$. De belastingsstroom houdt na t_2 niet op met vloeien. Dit kan als volgt worden aangetoond.

Gedurende de tijd $t_2 - t_1$ dat bij een positieve voedingsspanning een positieve belastingsstroom loopt, is de inductiviteit met een zekere veldenergie W_L opgeladen. Dit volgt uit de regel: $W_L = \frac{1}{2} L_L \cdot I_L^2$. De veldenergie W_L is afhankelijk van L_L en I_L , dus ook van α . Hoe kleiner α hoe groter I_L en W_L . Na het tijdstip t_2 zal de inductiviteit ontladen, waarbij de belastingsstroom, onder invloed van de drijvende inductiespanning e_L , blijft lopen in de oorspronkelijke richting. De spanning e_L over de inductiviteit is hierbij *negatief* ($\bar{u}_V < \bar{u}_R$). Als de voedingsspanning u_V door nul gaat, wordt ook de spanning u_L over de belasting negatief, maar de thyristor dooft niet. Hoe meer veldenergie aanwezig is, dus hoe groter I_L is en hoe kleiner α , hoe langer het duurt voor de stroom nul is geworden. De stroomafname hangt dus, evenals de toename, af van L_L van de belasting. De

stroomafname is ook afhankelijk van de weerstand van het ontladingscircuit waarin deze veldenergie in elektrische energie wordt omgezet. Pas als alle veldenergie uit de spoel in elektrische energie (en deze in warmte) is omgezet, dooft de thyristor. De belastingsstroom is dan beneden de houdstroom gekomen. Het doofmoment is met t_4 aangegeven. De geleidingshoek γ is groter dan bij een ohmse belasting. Omdat het doofmoment bij een ohmse belasting bij t_3 had gelegen spreken we over *uitgestelde* of *vertraagde* doving. Bij een ohmse belasting is de doofhoek $\delta = 180^\circ$. Nu is $\delta > 180^\circ$.

De reactietijd of dode tijd bij het inschakelen $t_{d,in}$ blijft een halve voedingsperiode (10 ms). De dode tijd bij het uitschakelen $t_{d,uit} > 10$ ms.

Een inductieve belasting vertraagt het doven van de thyristor. De doofhoek is afhankelijk van de zelfinductiecoëfficiënt en de ohmse weerstand van de belasting en van de ontsteekhoek. De doofhoek is groter dan 180° .

5.2.1 De invloed op het vermogen

Zie figuur 5.1. Gedurende de tijd $t_2 - t_1$ dat zowel de belastingsspanning u_L als de belastingsstroom I_L positief zijn is het aan de belasting geleverde gelijkstroomvermogen ook positief.

De mutator werkt nu als een *gelijkrichter*. Het uit de wisselstroomvoeding geleverde vermogen komt ten goede aan de belasting.

Gedurende de tijd $t_4 - t_2$ dat e_L of de belastingsspanning negatief zijn en de belastingsstroom positief, is het geleverde vermogen negatief. D.w.z. er wordt vermogen uit de belasting teruggeleverd aan de wisselstroomvoeding. De mutator werkt nu als *wisselrichter*. Wisselrichten is het omzetten van vermogen met een gelijkspanning in een vermogen met een wisselspanning. Niet alle in de inductiviteit opgeslagen energie wordt echter teruggeleverd, want er wordt tijdens het terugleveren ook elektrisch vermogen in warmte omgezet in de weerstand R_L . Gedurende de hele geleidingstijd $t_4 - t_1$ van de thyristor wordt meer energie aan de belasting geleverd dan terug aan de voeding. Het gemiddelde aan de belasting geleverde vermogen is daardoor positief.

5.2.2 Het berekenen van de gelijkspanning over de inductieve belasting

Uit het voorgaande zal duidelijk zijn dat behalve het vermogen ook de gemiddelde positieve spanning over de inductieve belasting kleiner is dan bij een ohmse belasting. Deze spanning kan men weer berekenen met (1.8) en (3.14).

VOORBEELD 5.1

Gegeven:

Een inductieve belasting wordt aangesloten op een EI-mutator. De voedingspanning is 220 V/50 Hz. Met een scoop wordt een ingestelde ontsteekhoek gemeten van 60° en een doofhoek van 260° .

Gevraagd:

- 1 Bereken de gemiddelde (positieve) spanning $U_{L_{gem}}$ over de inductieve belasting.
- 2 Bereken deze spanning als de belasting geheel ohms was geweest.

Oplossing:

$$1 \quad U_{L_{gem}} = U_o \left(\frac{\cos \alpha - \cos \delta}{2} \right) \text{ en } U_o = 0,45 U_v$$

$$U_{L_{gem}} = 0,45 \times 220 \text{ V} \left(\frac{\cos 60^\circ - \cos 260^\circ}{2} \right) = 33,4 \text{ V}$$

$$2 \quad U_{L_{gem}} = 0,45 \times 220 \text{ V} \left(\frac{\cos 60^\circ - \cos 180^\circ}{2} \right) = 74,3 \text{ V}$$

De gemiddelde spanning over de inductieve belasting blijkt inderdaad kleiner te zijn dan over de ohmse belasting.

Om het gemiddelde, aan de belasting geleverde vermogen te vergroten wordt over de inductieve belasting wel een vermogensdiode geschakeld, de zg. vrijlooptiode.

5.2.3 De invloed van de vrijlooptiode

Plaatsen we over de inductieve belasting een vermogensdiode D_v , zoals in fig. 5.2a is getekend, dan zal deze sperren zolang $\bar{u}_v > \bar{e}_i + \bar{u}_R$.

Tot zolang is immers de katode-anodespanning over deze diode positief. Op het tijdstip t_2 (zie fig. 5.2b), als de belastingsstroom zijn maximale waarde heeft

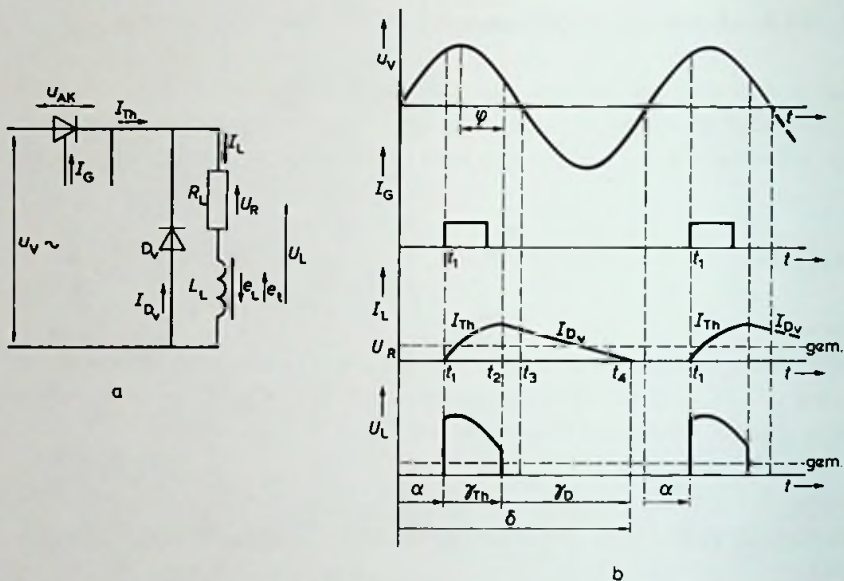


fig. 5.2 EI-mutator met een inductieve belasting en voorzien van een vrijloopdiode ($X_L > R_L$)

bereikt, is dit niet meer het geval. Nu is $e_1 = 0$ en $\bar{u}_v = \bar{u}_R$. De diode zal nu geleiden en de belastingsstroom I_L overnemen. De spanning over de geleidende diode is hierbij nagenoeg nul. De spanning u_L over de belasting is dus na t_2 ook nagenoeg nul.

Tegelijkertijd zal de thyristor ophouden te geleiden, omdat de thyristorstroom onder de houdstroom komt. De belastingsstroom is dus gecommuteerd van de thyristor naar de diode en kan vrij doorlopen. Vandaar de naam 'vrijloopdiode'.

De belastingsstroom blijft lopen en zal met de tijd afnemen tot alle in de inductiviteit opgeslagen veldenergie is omgezet in elektrische energie. Dit is het geval op tijdstip t_4 . De tijd $t_4 - t_2$ gedurende welke de belastingsstroom loopt is o.a. afhankelijk van de grootte van R_L , want de elektrische energie wordt uiteindelijk in R_L in warmte omgezet. Het produkt van de belastingsstroom I_L en de spanning $U_R (= e_1)$ is tussen t_2 en t_4 positief. Het vermogen is dus positief en komt geheel aan de belasting ten goede. De mutator met vrijloopdiode werkt uitsluitend als gelijkrichter en niet als wisselrichter. We merken hierbij op dat de grote rimpel, die de belastingsstroom in fig. 5.1 kenmerkte enigszins is afgenomen. De belastingsstroom loopt iets vlakker. Ook de tijd dat de stroom onderbroken is is dus kleiner.

Opmerking:

Bij het remmen van elektromotoren maakt men wel gebruik van de werking van de mutator als wisselrichter. We spreken dan over 'recuperatief remmen'. Recupereren is terugleveren (van energie). Als een vrijlooppdiode wordt gebruikt is deze manier van remmen niet meer mogelijk.

De vrijlooppdiode dient om de in de inductiviteit opgeslagen veldenergie om te zetten in elektrische energie die de belasting ten goede komt. Door de vrijlooppdiode zal de belastingsstroom vlakker verlopen en minder lang onderbroken zijn.

Tijdens het commuteren van de stroom zullen zowel de thyristor als vrijlooppdiode geleiden, waardoor een beperkte sluiting in het voedingscircuit ontstaat. Het gevolg kan zijn dan even een te grote stroom door beide halfgeleiders loopt. Deze situatie kan worden vermeden door in serie met de vrijlooppdiode een commutatiespoeltje op te nemen. Dit hoeft echter niet als al voldoende weerstand in het voedingscircuit aanwezig is (zie paragraaf 1.6.4). Ook wordt er in dit verband verstandig aan gedaan ervoor te zorgen dat de vrijlooppdiode een sneller schakelgedrag heeft dan de thyristor. Bij voorkeur kiezen we daarvoor een snelle vermogensdiode (zie paragraaf 1.3.4). Zowel de vrijlooppdiode als het commutatiespoeltje dienen uiteraard bestand te zijn tegen de maximaal optredende belastingsstroom. De perspanning van de vrijlooppdiode dient minimaal gelijk te zijn aan $u_{V_{\max}} = U_V \sqrt{2}$.

5.2.4 Speciale pulsformers

Voor het goed in geleiding komen van een thyristor moet worden voldaan aan de in hoofdstuk 1 vermelde ontsteekvoorwaarden. Deze voorwaarden zijn:

- 1 Een voldoende grote anode-katodespanning, waardoor $I_T \geq I_{L(A)}$.
- 2 Een anode-katodestroom die minimaal gelijk is aan de houdstroom $I_{H(O)}$, dus $I_T \geq I_{H(O)}$.
- 3 Een stuur- of triggerpuls die in staat is de thyristor zo snel mogelijk in geleiding te brengen. Daarvoor moet de pulsstroom zo groot mogelijk zijn en steil verlopen. De pulstijd moet enerzijds zo klein zijn dat de gate-overgang niet te warm wordt en anderzijds zo groot zijn dat de thyristor zeker in geleiding komt. De pulstijd moet dus minimaal gelijk zijn aan de inschakeltijd van de thyristor. Het produkt van de pulsstroom en pulstijd is de *ladinginjectie*.

Met de besproken naaldpulsvormers kunnen kleinere thyristoren met een ohmse belasting goed worden ontstoken. Grote thyristoren hebben echter een grotere ladinginjectie nodig. Daarom kunnen hier moeilijkheden optreden bij de ontsteking. Ook als de belasting inductief is kunnen moeilijkheden ontstaan. Nu bestaat het gevaar dat de belastingsstroom te langzaam stijgt (kleine steilheid) en de pulstijd korter is dan de benodigde tijd, dus de tijd die nodig is om de klinkstroom $I_{L(A)}$ te bereiken. De puls is dan weer verdwenen voordat de thyristor in geleiding is gebracht.

Er zijn echter pulsvormers die speciaal dienen om grote thyristoren of thyristoren met een inductieve belasting te ontsteken. Dit zijn:

- De blokpulsvormer of pulsverbreder.
- De pulstreinvormer.

De blokpulsvormer

De blokpulsvormer (zie fig. 3.1e en 5.3) maakt van een naaldpuls een blokpuls met aangepaste amplitude. Behalve de blokpulsvormer is daarom altijd een naaldpulsvormer nodig. De blokpulstijd is afhankelijk van de ontsteekhoek α . De werking is als volgt (zie ook fig. 5.3b en c).

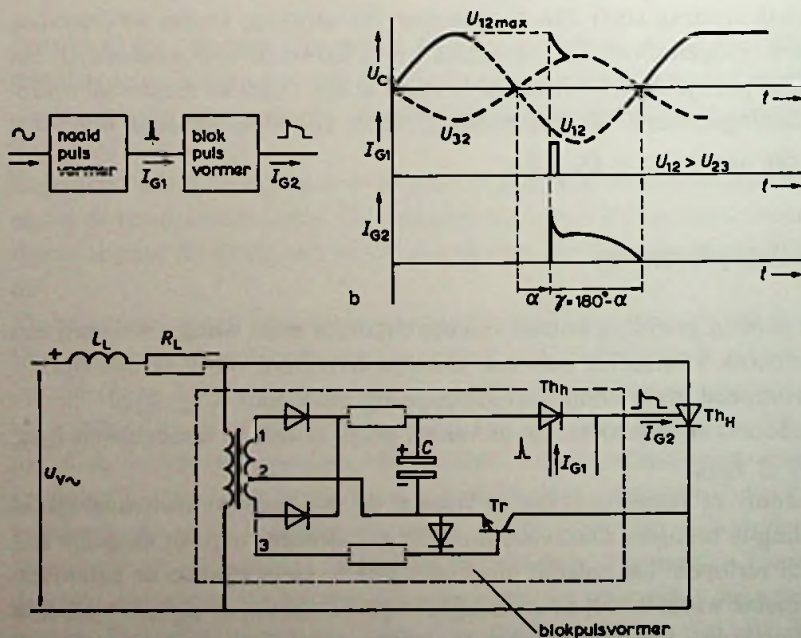


fig. 5.3 De blokpulsvormer (of pulsverbreder)

Tijdens de eerste kwart periode van de voedingsspanning wordt condensator C door de gelijkrichter opgeladen tot een spanning U_{12M} . Gedurende de rest van de halve voedingsperiode mag de condensator niet ontladen, omdat deze lading bestemd is voor het eerste gedeelte van de blokpuls. Dit zou echter toch kunnen gebeuren door een foute naaldpuls I_{G1} die toegediend wordt aan de hulphthyristor Th_h . Om het ontladen te voorkomen is transistor Tr opgenomen. De negatieve transformatorspanning u_{32} zorgt ervoor dat de transistor niet kan geleiden. Zo gauw u_{32} echter positief wordt kan dit wel, omdat Tr geleidt. Wordt nu een naaldpuls I_{G1} toegediend aan de hulphthyristor dan zal de condensator snel ontladen, zodat de gatestroom I_{G2} gaat vloeien. Deze stroom is groot en heeft in het begin een steil verloop. Als de condensator nagenoeg ontladen is wordt I_{G2} verder verzorgd door de trafospanning u_{32} . De tijdsduur van de 'blokvormige' gatestroom is $180^\circ - \alpha$. De hoofdthyristor Th_H wordt dus gedurende een tijd $180^\circ - \alpha$ van stuurstroom voorzien en zal bij elke belasting in geleiding komen. Het zal duidelijk zijn dat twee van deze blokpulsvormers nodig zijn voor de sturing van een (inductief belaste) eenfase thyristorbrug.

De pulstreinvormer

De pulstreinvormer kan bijvoorbeeld een met de voedingsspanning gesynchroneerde, schmitt-trigger pulsvormer zijn. Deze geeft een serie gelijke naaldpulsen af met een hoge frequentie (pulstrein) gedurende een tijd die afhangt van de benodigde inschakeltijd van de (inductief) belaste thyristor. Zie fig. 5.4a en b.

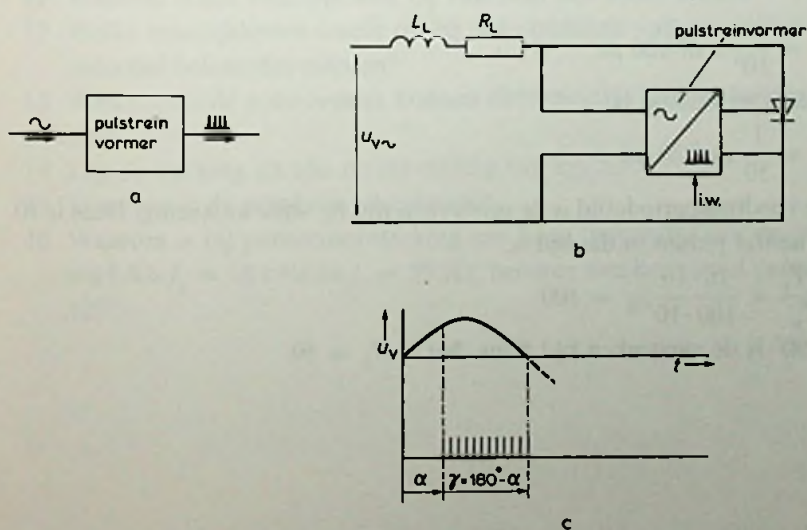


fig. 5.4 De pulstreinvormer

De tijdsduur van de serie pulsen is daarom evenals bij de blokpulsvormer, afhankelijk van de ontsteekhoek α . Meestal is deze tijd weer $180^\circ - \alpha$. Zie fig. 5.4c.

Met deze pulstrein vindt zeker ontsteking plaats, terwijl het gedissipeerde gatevermogen vrij klein blijft. De pulsen hebben namelijk een geringe breedte, b.v. 10 μ s. Als de thyristor niet bij de eerste puls ontsteekt, doet hij dat wel bij een van de eerstvolgende. Om de ingestelde ontsteekhoek zoveel mogelijk constant te laten is de frequentie van de pulsen hoog. De tijd tussen twee pulsen is dan zeer klein.

VOORBEELD 5.2

Gegeven:

Een thyristor wordt ontstoken met een pulstrein met een frequentie van 10 kHz. De netfrequentie is 50 Hz.

Gevraagd:

Bereken de tijd tussen twee pulsen en het aantal toegediende pulsen bij volle uitsturing ($\alpha = 0^\circ$, $\gamma = 180^\circ$). Tevens bij $\gamma = 90^\circ$.

Oplossing:

De pulsperiodetijd is de tijd tussen twee pulsen.

Deze is:

$$T_p = \frac{1}{f_p} = \frac{1}{10^4} \text{ s of } 100 \mu\text{s}$$

De voedingsperiodetijd is:

$$T_v = \frac{1}{f_v} = \frac{1}{50} \text{ s of } 20 \text{ ms}$$

De halve voedingsperiodetijd is de verstreken tijd bij volle uitsturing. Deze is 10 ms. Het aantal pulsen in die tijd is:

$$N_p = \frac{\frac{1}{2} T_v}{T_p} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{100 \cdot 10^{-6}} = 100$$

Bij $\gamma = 90^\circ$ is de verstreken tijd 5 ms. Nu is $N_p = 50$.

5.2.5 Vragen en opdrachten

- 1 Noem een aantal belastingen voor een mutator die naast een ohmse weerstand een inductiviteit bezitten en waarvoor geldt: $X_L > R_L$.
- 2 Verklaar de spannings- en stroomdiagrammen van fig. 5.1b.
- 3 Wat wordt verstaan onder uitgestelde of vertraagde doving? Waarvan is de doofhoek δ o.a. afhankelijk?
Welke invloed heeft dit op de dode tijd t_D ?
- 4 Schets het verloop van I_L en u_L voor een inductieve belasting $X_L \gg R_L$ en een ontsteekhoek $\alpha_1 = 60^\circ$ en $\alpha_2 = 120^\circ$.
Wat volgt hieruit?
- 5 Geef in de schetsen van vraag 4 de tijd aan waarin de mutator als gelijkrichter en als wisselrichter werkt.
- 6 Hoe wordt de gemiddelde spanning over de inductieve belasting van een E1-mutator berekend? Hoe kunnen α en δ worden bepaald?
Als $U_V = 110 \text{ V}$, $\alpha = 45^\circ$ en $\delta = 240^\circ$, bereken dan $U_{L\text{gem}}$. Tevens bij een ohmse belasting.
- 7 Verklaar de werking van de vrijloopdiode D_v met behulp van de diagrammen van fig. 5.2b.
- 8 Verklaar de term 'vrijloop' in vrijloopdiode.
- 9 Waarom werkt de mutator nu niet als wisselrichter?
- 10 Welke gevolgen heeft de vrijloopdiode voor de belastingsstroom? Teken dit.
- 11 Waarom is een vrijloopdiode bij voorkeur een snelle diode?
- 12 Welke moeilijkheden treedt op bij het ontsteken van grote thyristoren of inductief belaste thyristoren?
- 13 Welke speciale pulsvormers kunnen deze moeilijkheid verhelpen en waarom?
- 14 Leg de werking uit van de schakeling van fig. 5.3.
- 15 Waarvan is de pulsduur afhankelijk?
- 16 Waarom is bij pulstreinontsteking een hoge frequentie van de pulsen vereist? Als $f_p = 10 \text{ kHz}$ en $f_v = 50 \text{ Hz}$, bereken dan het aantal pulsen als $\gamma = 120^\circ$.

5.3 De één-thyristormutator met een ohmse of inductieve belastingen tegengelijkspanning

Als belasting voor een statische gestuurde inrichting ontmoeten we ook de ohmse en de inductieve belasting waarbij een *tegengelijkspanning* aanwezig is. Beide zijn actieve belastingen.

Een voorbeeld van een *actieve ohmse belasting* is de accubatterij. Naast de inwendige weerstand $R_i (= R_L)$ bezit deze een constante tegengelijkspanning E_i .

Een voorbeeld van een *inductieve belasting met tegengelijkspanning* is een gelijkstroommotor, b.v. een vreemd bekrachtigde motor. Deze bezit een inwendige weerstand $R_i (= R_L)$, een inwendige inductiviteit $L_i (= L_L)$ en een tegengelijkspanning E_i . Voor deze tegenspanning geldt, als de magnetische flux Φ constant is:

$$E_i = c_1 \cdot n \cdot \Phi = c \cdot n \quad (5.2)$$

De tegenspanning van de motor is dus niet constant, maar is recht evenredig met de rotatiefrequentie n .

De grootte van de tegengelijkspanning bepaalt voor een belangrijk gedeelte de omzeteigenschappen van de gestuurde omzetter, zoals het instelgebied van de ontsteekhoek en het geleidingsgebied van de thyristor.

5.3.1 Ohmse belasting en tegengelijkspanning

Als belasting is een accu gekozen, zie fig. 5.5a en b.

Voor de minimale ontsteekhoek $\alpha_{\min}$ geldt, vooropgesteld dat de tegengelijkspanning E_i nooit groter dan de maximale voedingsspanning $u_{V\max}$:

$$\sin \alpha_{\min} = \frac{E_i}{u_{V\max}}$$

of:

$$\alpha_{\min} = \arcsin \frac{E_i}{u_{V\max}} \quad (5.3)$$

Voor de maximale ontsteekhoek geldt dan:

$$\alpha_{\max} = 180^\circ - \alpha_{\min} \quad (5.4)$$

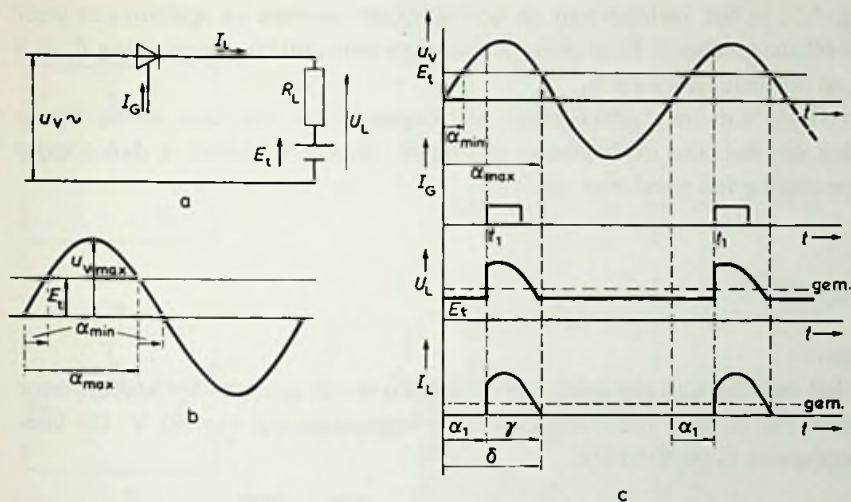


fig. 5.5 E1-mutator met een ohmse belasting en constante tegengelijkspanning

Het instelgebied van de ontsteekhoek is :

$$\Delta\alpha = \alpha_{\min} \text{ tot } (180^\circ - \alpha_{\min}) \quad (5.5)$$

en het geleidingsgebied is:

$$\Delta\gamma = \alpha \text{ tot } (180^\circ - \alpha_{\min}) \quad (5.6)$$

Hieruit volgt dat de doofhoek $\delta < 180^\circ$. Zonder tegenspanning zou deze 180° zijn. Hierdoor worden ook het instelgebied van de spanning over de belasting en het instelgebied van het vermogen beperkt.

Een ohmse belasting met tegenspanning versnelt het doven van de thyristor. Het instelgebied van de spanning over de belasting en het vermogen worden beperkt. Het instelgebied is afhankelijk van de grootte van de tegenspanning en van de maximale voedingsspanning.

In fig. 5.5c is het verloop van de belangrijkste stromen en spanningen weer onder elkaar getekend. Er is uitgegaan van een constante tegenspanning $E_t = \frac{1}{2} u_{V\max}$ en een ontsteekhoek α_1 .

Het verloop kan men gemakkelijk zelf nagaan. Ook kan men uit de figuur afleiden dat het aan de belasting geleverde vermogen kleiner is dan zonder tegenspanning het geval zou zijn.

VOORBEELD 5.3

Gegeven:

Voor het opladen van een gelijkstroombatterij wordt een één-thyristormutator gebruikt. De batterij heeft een constante tegenspanning van 60 V. De voedingsspanning is 60 V/50 Hz.

Gevraagd:

- 1 Bereken de maximale momentele spanning over de belasting (met tegenspanning).
- 2 Bepaal het instelgebied van de ontsteekhoek en de doofhoek.
- 3 Bereken de maximale gemiddelde spanning over de belasting (met tegenspanning).

Oplossing:

$$1 \quad u_{V\max} = U_V \sqrt{2} = 60 \text{ V} \cdot \sqrt{2} = 84,9 \text{ V}$$

$$2 \quad \alpha_{\min} = \arcsin \frac{E_t}{u_{V\max}} = \arcsin \frac{60 \text{ V}}{84,9 \text{ V}} = 45^\circ$$

$$\alpha_{\max} = 180^\circ - 45^\circ = 135^\circ$$

Het instelgebied is van 45° tot 135° . (De werkelijk in te stellen stuurhoek α hangt af van de vereiste batterijstroom.)

$$\delta = 180^\circ - \alpha_{\min} = 180^\circ - 45^\circ = 135^\circ.$$

$$3 \quad U_{Lg,\max} = 0,45 \times U_V \frac{\cos \alpha_{\min} - \cos \delta}{2}$$

$$U_{Lg,\max} = 0,45 \times 60 \text{ V} \frac{\cos 45^\circ - \cos 135^\circ}{2} = 19,1 \text{ V}$$

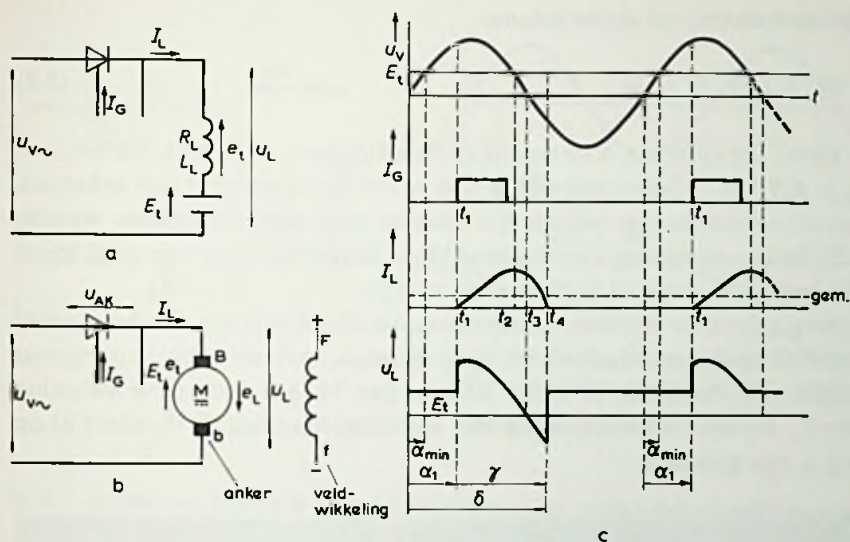


fig. 5.6 El-mutator met een inductieve belasting en tegengelijkspanning ($X_L \gg R_L$)

5.3.2 Inductieve belasting en tegengelijkspanning

In fig. 5.6a en b is als belasting een *vreemd bekrachtigde motor* gekozen. Deze motor kan bij stilstand worden opgevat als een gewone inductieve belasting. De tegenspanning E_t is dan immers nul. Omdat de ohmse weerstand t.o.v. de reactantie zeer klein is kunnen we de motor zelfs opvatten als een vrij zuivere inductieve belasting. Bij het aanlopen neemt E_t volgens (5.2) evenredig met de rotatiefrequentie toe tot de nominale rotatiefrequentie is bereikt. Volgens (5.3) en (5.4) is het instelgebied van de ontsteekhoek vanaf stilstand nu gelijk aan:

$$\alpha = 0^\circ \text{ tot } \alpha_{\max} \left(= 180^\circ - \arcsin \frac{E_t}{u_{v\max}} \right) \quad (5.7)$$

De tegengelijkspanning beperkt dus opnieuw het instelgebied van de ontsteekhoek.

In fig. 5.6c is het verloop van de belangrijkste spanningen en stromen weer onder elkaar getekend. Voor de belasting geldt: $X_L \gg R_L$. Er is uitgegaan van een $E_t \approx \frac{1}{2} u_{\max}$ en een $\alpha = 60^\circ$. De thyristor wordt op het tijdstip t_1 met de blokstuimpuls I_G ontstoken. De spanning u_{AK} over de thyristor wordt nu nagenoeg nul en de belastingsstroom gaat lopen.

De stroomtoename zal duren zolang:

$$\bar{u}_v > \bar{e}_1 + E_1 + \bar{u}_R \quad (5.8)$$

(u_R is klein). Op tijdstip t_2 is de maximale belastingsstroom bereikt. Nu is $e_1 = 0$ en $u_v \approx E_1 (= u_L)$. Gedurende de tijd $t_2 - t_1$ wordt de inductiviteit (het anker van de motor) opgeladen met veldenergie. Daarna vindt ontlading plaats, waarbij de richting van de stroom onveranderd blijft. De belastingsstroom blijft lopen tot alle energie is omgezet in elektrische energie.

Op tijdstip t_4 dooft de thyristor. De doofhoek δ is afhankelijk van de lading van de inductiviteit en de weerstand van het ontlaadcircuit, zoals we ook al in paragraaf 5.2 zagen. De doofhoek is echter kleiner dan bij een inductieve belasting zonder E_1 . Bij een ohmse belasting met tegenspanning zou de thyristor al op tijdstip t_2 zijn gedoofd.

Bij een inductieve belasting met tegenspanning zijn het instelgebied van de spanning over de belasting en het vermogen beperkt. Het instelgebied is afhankelijk van de tegenspanning en van de maximale voedingsspanning.

Gemakkelijk is in te zien dat de mutator van het tijdstip t_1 tot t_2 als gelijkrichter werkt. Het geleverde vermogen gedurende deze tijd komt ten goede aan de belasting. Van tijdstip t_2 tot t_4 werkt de mutator als wisselrichter en wordt vermogen aan de belasting teruggeleverd. Het gemiddelde aan de belasting geleverde vermogen is echter positief.

5.3.3 De invloed van de vrijlooptiode en de seriesmoorspoel

Behalve het nadeel dat niet alle energie aan de belasting ten goede komt is de belastingsstroom onderbroken ('leemtebedrijf'). Dit is o.a. nadelig voor het motorkoppel dat niet maximaal is; bovendien ontstaan motortrillingen. We weten uit paragraaf 5.2.3 dat een *vrijlooptiode* ervoor kan zorgen dat de veldenergie geheel ten goede komt aan de belasting en onderbrekingen van de stroom kleiner worden. Een grote inductiviteit kan er zelfs voor zorgen dat deze onderbrekingen geheel verdwijnen, vooral bij kleine stuurhoeken (leemtevrij bedrijf).

De opgeslagen energie is dan groot. Daarom wordt in serie met de belasting

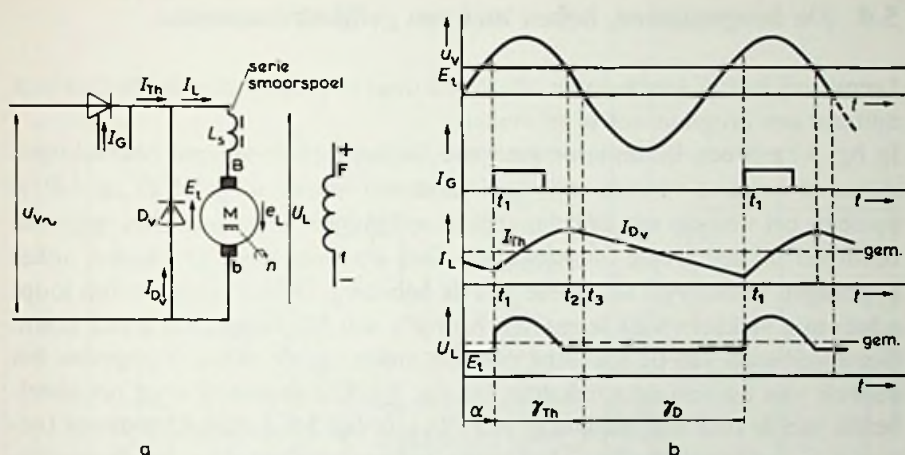


fig. 5.7 EI-mutator, belast met een gelijkstroommotor met vreemde bekrachtiging en voorzien van een vrijloopdiode en een seriesmoorspoel (leemtevrij bedrijf)

(het anker van de motor) wel een smoorspoel aangesloten, zie fig. 5.7a. Deze *seriesmoorspoel* L_s heeft een zodanige grootte dat er bij de kleine stuurhoeken (vol vermogen) leemtevrij bedrijf is en bij grotere stuurhoeken leemtebedrijf. Op deze manier kan de rotatiefrequentie op elke gewenste waarde worden ingesteld en blijft het askoppel gunstig.

Het vermogensverlies in de smoorspoel is gering omdat de ohmse weerstand klein is.

In fig. 5.7b is het verloop van de belangrijkste stromen en spanningen als functie van de tijd weergegeven bij een kleine ontsteekhoek α . Er is leemtevrij bedrijf.

De seriesmoorspoel (in combinatie met de vrijloopdiode) dient voor het verkrijgen van leemtevrij bedrijf bij kleinere ontsteekhoeken. De door de mutator geleverde energie komt geheel ten goede aan de belasting.

5.4 De brugmutator, belast met een gelijkstroommotor

Leemte vrij bedrijf kan worden bevorderd door in plaats van een één-thyristor mutator een brugmutator te gebruiken.

In fig. 5.8a is een B2-mutator getekend, belast met de vreemd bekrachtigde motor en voorzien van een vrijlooptiode en een seriesmoorspoel. In fig. 5.8b is opnieuw het verloop van de belangrijkste spanningen en stromen weergegeven, behorend bij een kleine ontsteekhoek. Ook nu weer komt alle in het anker opgeslagen veldenergie ten goede aan de belasting. De belastingsstroom loopt echter nog vlakker ('vlak leemte vrij bedrijf'), wat het koppel ten goede komt. Het instelbereik van de spanning over het anker van de motor is ongeveer het dubbele van die van de schakeling van fig. 5.7. Dit geldt ook voor het instelbereik van de rotatiefrequentie ($n = c \cdot U_L$). In fig. 5.9 is deze B2-mutator toegepast in een inrichting voor het sturen (en regelen) van de rotatiefrequentie van een gelijkstroommotor M.

5.5 De keuze van de seriesmoorspoel en de vrijlooptiode

VOORBEELD 5.4

De B2-mutator (zie fig. 5.8) is belast met een ideale gelijkstroommotor ($R_a = 0$) met vreemde bekrachtiging en voorzien van een vrijlooptiode en een ideale seriesmoorspoel ($R_s = 0$).

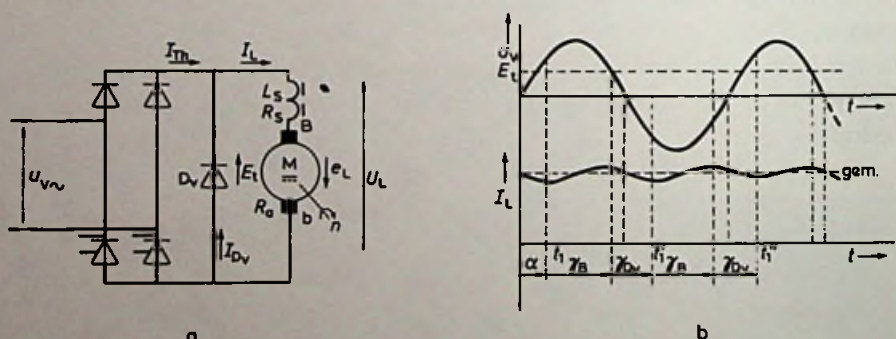
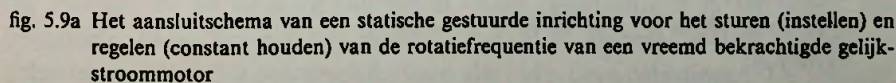


fig. 5.8 B2-mutator, belast met een gelijkstroommotor met vreemde bekrachtiging en voorzien van een vrijlooptiode en een seriesmoorspoel



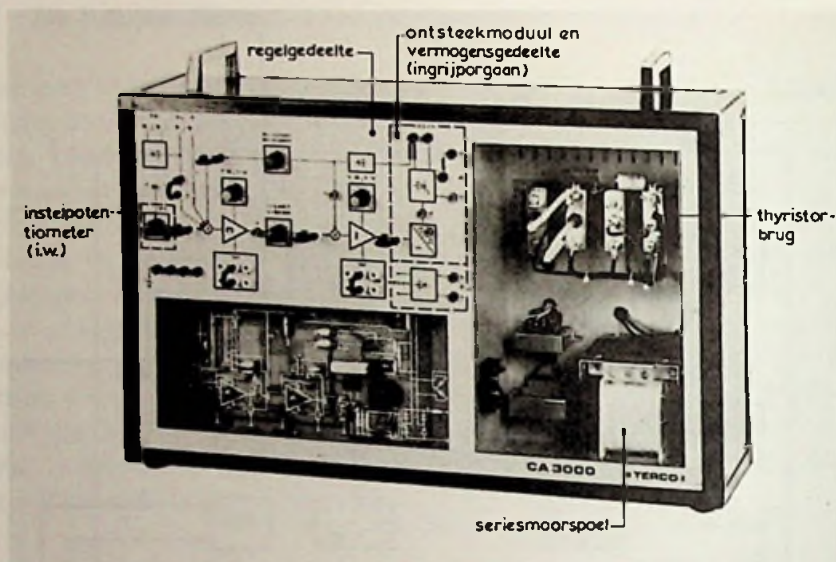


fig. 5.9b Statische gestuurde inrichting (voor educatieve doeleinden)

Gegeven:

De voedingsspanning $U_v = 110 \text{ V}/50 \text{ Hz}$. De nominale belastingsstroom $I_{L\text{nom}} = 10 \text{ A}$. De gemiddelde belastingsstroom I_{Lg} moet na 5 A ononderbroken zijn. De tegenspanning bij constante rotatiefrequentie en $I_{Lg} = 5 \text{ A}$: $E_t = 60 \text{ V}$.

Gevraagd:

- 1 Bereken $I_{F(RMS)}$ en U_{RRM} van de vrijlooptiode D_v , als de stroomveiligheidsfactor $f_i = 2$ en de spanningsveiligheidsfactor $f_u = 2$.
- 2 Bereken L_s van de seriesmoorspoel als L_a van het anker 15 mH is.

Oplossing:

- 1 $I_{L\text{nom}} = 10 \text{ A}$. De vrijlooptiode moet de volledige belastingsstroom kunnen overnemen, dus:

$$I_{F(RMS)} \text{ van } D_v \text{ is } I_L \cdot f = 10 \text{ A} \times 2 = 20 \text{ A}$$

Verder is:

$$U_{RRM} \text{ van } D_v \text{ is } u_{\max} \cdot f + E_t = (110\sqrt{2} \text{ V} + 60 \text{ V} \times 2 = 431 \text{ V}$$

Er dient gebruik te worden gemaakt van een 'snelle' vermogensdiode.

- 2 De inductiviteit van de seriesmoorspoel zorgt, samen met de inductiviteit van het anker, voor de ononderbroken stroom door het anker. De geleidingshoek γ is dan 360° of 2π rad. Gedurende één 'cyclus' is de inductiviteit evenveel opgeladen als ontladen. I.v.m. het ideaal zijn van de inducties is de geleidingshoek van de thyristorbrug $\gamma_B = \gamma_D$.

Het opladen is weer te geven door $U_{Lg} \cdot \gamma_B$.

Het ontladen is weer te geven door $-e_L \cdot \gamma_D = E_t \cdot \gamma_D$.

$\gamma_B = \gamma_D$, dus zal $U_{Lg} = E_t = -e_L$

Tussen α en 180° (π rad) is er spanning over de belasting. Nu geldt volgens (3.13):

$$U_{Lg} = E_t = 0,9 \cdot U_v \frac{\cos \alpha + 1}{2}$$

Ingevuld:

$$60 \text{ V} = 0,9 \times 110 \text{ V} \frac{\cos \alpha_1 + 1}{2}$$

Hieruit volgt:

$$\cos \alpha_1 = 0,212$$

$$\alpha_1 = 77,8^\circ (1,357 \text{ rad})$$

Voor de gemiddelde belastingsstroom bij het begin van leemtevrij bedrijf (leemtegrens) kan men afleiden:

$$I_{Lgem} = \frac{0,9 \cdot U_v}{\omega \cdot L_t} \frac{(\pi \cos \alpha + \sin \alpha + \alpha)}{2}$$

Hierin is $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ rad/s en $f = 50 \text{ Hz}$.

Ingevuld:

$$5 \text{ A} = \frac{0,9 \cdot 110 \text{ V}}{(2 \cdot \pi \cdot 50 \text{ Hz}) \cdot L_t} \times \frac{(\pi \times 0,212 + 0,977 + 1,357)}{2}$$

$$L_t = \frac{99 \text{ V} (\pi \times 0,212 + 0,977 + 1,357)}{5 \text{ A} \times \pi \times 200 \text{ Hz}} = 0,095 \text{ H of } 95 \text{ mH}$$

$$L_t = L_a + L_s$$

$$\text{Dus } L_s = 95 \text{ mH} - 15 \text{ mH} = 80 \text{ mH}$$

5.6 Het sturen met een lineair IC

De opbouw en de werking van het IC voor fasesturing is in paragraaf 3.5 behandeld. In het voorgaande zagen we dat dit IC geschikt is voor alle ohmse belastingen. Het IC is ook geschikt voor alle inductieve belastingen. De pulstijd kan eventueel worden aangepast met de tijdcondensator C_T . Zie ook voorbeeld 3.4.

5.6.1 Toepassingen

Het sturen en regelen van de rotatiefrequentie van een gelijkstroomshuntmotor voor lage spanning.

In fig. 5.10 is een schakeling getekend waarmee elke gewenste rotatiefrequentie kan worden ingesteld (sturen), waarna de rotatiefrequentie ondanks veranderingen in de motorbelasting vrijwel constant blijft (regelen).

In het vermogensgedeelte van de schakeling zorgen de diode D_1 tot en met D_4 voor een dubbel gelijkgerichte spanning. De thyristor Th bepaalt de grootte van de gelijkspanning over het motoranker M . De rotatiefrequentie van de motor is evenredig met de ankerspanning. De veldspoel F is ook op de dubbel gelijkgerichte spanning aangesloten. De dioden D_5 en D_6 met weerstand R_1 zorgen voor een voldoende hoge houdstroom, zodat de thyristor altijd kan ontsteken. Ze zorgen ook voor de voeding van het IC met afschakelinrichting en 'soft start'-inrichting. Deze inrichtingen zijn bij motoren belangrijk. Zie ook paragraaf 3.5. De diode D_7 is een vrijlooptiode.

M.b.v. de regelbare weerstand R_p wordt een gelijkspanning op de ingang van de servoversterker (pen 12) ingesteld. Hierdoor verandert de rotatiefrequentie van de gelijkstroommotor. Een tachogenerator (opnemer), die mechanisch is gekoppeld met de as van de motor, geeft een gelijkspanning af die evenredig is met deze rotatiefrequentie. De rotatiefrequentie van de motor heeft de ingestelde waarde bereikt als de stroom door R_2 (ontstaan door de gelijkspanningsvoeding van het IC) gelijk is aan de stroom door R_3 (ontstaan is door de gelijkspanning van de tacho-generator). Beide stromen zijn tegengesteld. De stroom door R_3 wordt voortdurend vergeleken met stroom door R_2 .

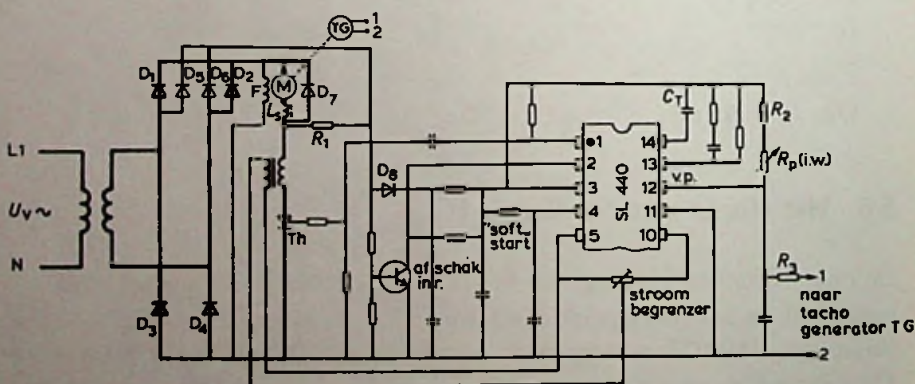


fig. 5.10 Sturen en regelen van de rotatiefrequentie

Neemt de rotatiefrequentie van de gelijkstroommotor af, als gevolg van een grotere belasting, dan neemt ook de stroom van de tachogenerator af. De potentiaal op pen 12 zal daardoor iets stijgen, waardoor de thyristor eerder ontsteekt. De ankerspanning wordt daardoor groter, waardoor de rotatiefrequentie weer toeneemt tot de stroom door R_3 weer gelijk is aan die door R_2 . Op deze manier wordt de rotatiefrequentie vrijwel constant gehouden.

5.6.2 Vragen en opdrachten

- 1 Wat is een actieve belasting? En wat een passieve belasting?
- 2 Noem een actieve belasting voor een gestuurde gelijkrichter die naast een ohmse weerstand een tegengelijkspanning bezit.
- 3 Noem ook een inductieve belasting die een tegengelijkspanning bezit.
- 4 Toon aan dat de tegengelijkspanning bij een ohmse belasting de grootte van het instelgebied van de ontsteekhoek en het geleidingsgebied beperkt. Welke invloed heeft dit op de belastingsspanning en vermogen? Als $U_V = 110$ V/50 Hz en $E_t = 60$ V, bereken dan het instelgebied van de ontsteekhoek.
- 5 Wat wordt verstaan onder versnelde doving? Hoe wordt de doofhoek in dat geval berekend? Hoe groot is δ in vraag 4?
- 6 Verklaar dat het instelgebied van α van de schakeling van fig. 5.6 gelijk is aan $0^\circ \dots \left(180^\circ - \arcsin \frac{E_t}{U_{V_{\max}}} \right)$
- 7 Verklaar de spanning- en stroomdiagrammen van fig. 5.6c.
- 8 Welke nut heeft de seriesmoorspoel? Verklaar dat de invloed het grootst is bij kleine stuurhoeken.
- 9 Welke voordelen bezit de halfgestuurde thyristorbrug met vrijlooptiode en seriesmoorspoel in de schakeling van fig. 5.8. t.o.v. die van de één-thyristorschakeling in fig. 5.7?
- 10 Teken het spanningsverloop U_L over de belasting in fig. 5.8.
- 11 Welke ontsteekmoduul is in de inrichting van fig. 5.9 gebruikt? En welke thyristoromzetter?
- 12 Wat gebeurt in de schakeling van fig. 5.10 als de belasting van de gelijkstroommotor minder wordt?
- 13 Waarvoor dienen in fig. 5.10 de dioden D_5 en D_6 met weerstand R_1 ?
- 14 In hoeverre speelt de capaciteit van C_T hier een rol?

5.7 De chopper met een inductieve belasting

5.7.1 In- en uitschakelen

Inschakelen

Zie fig. 5.11a en b. Als de chopper op het moment t_1 wordt ingeschakeld zal de voedingsspanning U_V binnen enkele μs over de (ohms-inductieve) belasting worden geschakeld. Deze spanning is aangegeven met U_L . Evenals bij de mutator het geval is, zal de stroom door de belasting, als gevolg van de in de inductiviteit opgewekte tegenspanning e_L , 'langzaam' toenemen. Deze toename gebeurt volgens een e-macht. Er geldt:

$$i_L = i_{Lmax}(1 - e^{-t/\tau}) \quad (5.10)$$

Hierin is $i_{Lmax} = \frac{U_V}{R_L}$ en $\tau = \frac{L_L}{R_L}$ [s]

Na een tijd 5τ is i_{Lmax} bereikt (99%).

De kritische stroomsteilheid $\frac{di}{dt}$ van de thyristor mag niet worden overschreden.

De grootste stroomsteilheid treedt op op het moment van inschakelen. Er geldt dan:

$$\tan \alpha_{max} = \frac{i_{Lmax}}{\tau} \quad (5.11)$$

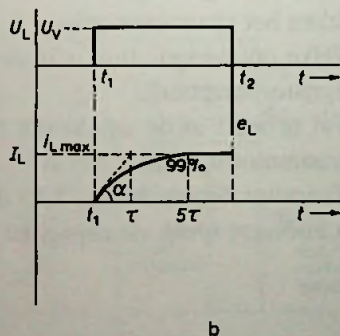
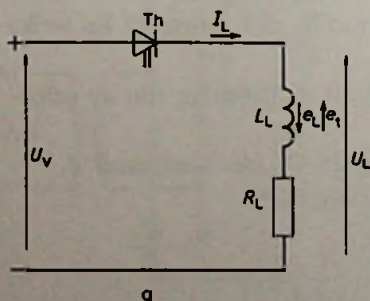


fig. 5.11 Chopper met inductieve belasting

Ingevuld:

$$\tan \alpha_{\max} = \frac{U_v/R_L}{L_L/R_L} = \frac{U_v}{L_L} \quad (5.12)$$

Nu moet $\frac{di}{dt}$ van de thyristor groter zijn dan $\tan \alpha_{\max}$. Zie voorbeeld 5.6.

Moderne thyristoren voldoen hier meestal ruimschoots aan.

Uitschakelen

Als de chopper op het moment t_2 wordt uitgeschakeld zullen de spanning over de belasting en de belastingsstroom snel worden afgeschakeld. Door de stroomonderbreking ontstaat over de inductiviteit een zelfinductiespanning volgens:

$$e_L = -L_L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (5.13)$$

Omdat de uitschakeltijd dt zeer klein is, kan e_L groot zijn. Deze spanning staat over de thyristor en kan hem weer in geleiding brengen of zelfs vernielen. Een serieschakeling van een weerstand en een condensator over de thyristoren of de belasting kan dit voorkomen. (Zie ook hoofdstuk 1.) Een andere manier is gebruik te maken van een vrijloopdiode over de belasting.

5.7.2 De invloed van de vrijloopdiode en de seriesmoorspoel

Zie fig. 5.12a en b. Als over de inductieve belasting een vermogensdiode wordt geplaatst in de getekende richting, kan de belastingsstroom na het uitschakelen van de chopper vrij doorlopen.

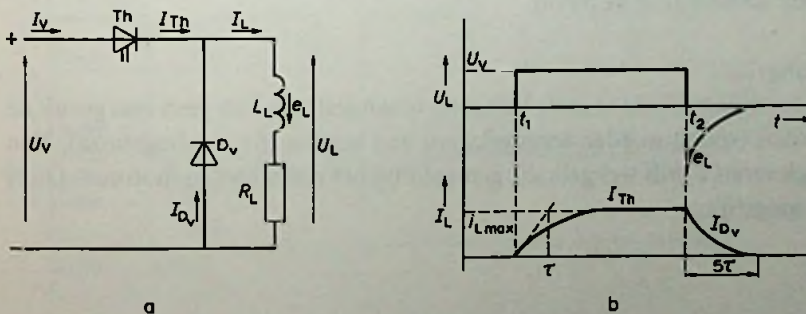


fig. 5.12 Chopper met inductieve belasting en vrijloopdiode

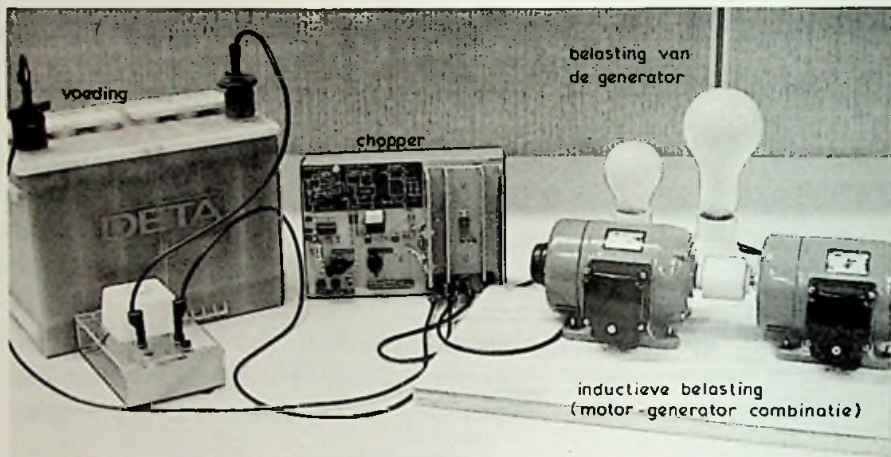


fig. 5.12c Chopper, belast met gelijkstroommotor
(proefopstelling)

De *vrijloopdiode* D_v neemt de belastingsstroom over. We zagen dit ook bij de inductief belaste mutator, voorzien van een vrijloopdiode. De belastingsstroom zal nu volgens een e -macht afnemen tot alle in de inductiviteit aanwezige magnetische energie is omgezet in elektrische energie.

Er geldt:

$$i_L = i_{L\max} \cdot e^{-t/\tau} \quad (5.15)$$

Hierin is opnieuw $i_{L\max} = \frac{U_v}{R_L}$ en $\tau = \frac{L}{R_L}$

De inductiespanning e_L komt nu niet over de thyristor, omdat de geleidende vrijloopdiode de belasting kortsluit.

Opmerking:

Zolang de vrijloopdiode over de belasting is aangesloten kan geen energie uit de inductiviteit (spoel) worden teruggeleverd aan het net (de voedingsbron). Van dit terugleveren wordt wel gebruik gemaakt bij het remmen van motoren. Dit is nu niet mogelijk.

5.7.3 Het berekenen van de gelijkspanning over de inductieve belasting

Als de chopper met vrijlooppdiode weer wordt ingeschakeld voordat de belastingsstroom nul is, varieert de stroom tussen twee waarden $i_{L\max}$ en $i_{L\min}$ (lijn 1 van fig. 5.13). De stroomrimpel is met Δi_L aangegeven. Dit is leemtevrij bedrijf, d.w.z. de stroom is nergens onderbroken. Voor de gemiddelde stroom door de belasting geldt nu:

$$I_{L\text{gem}} = \frac{U_{L\text{gem}}}{R_L} = d' \cdot \frac{U_V}{R_L} \left(d' = \frac{t_g}{t_c} \right) \quad (5.15)$$

Leemtevrij bedrijf wordt bevorderd door een grote τ (dus grote inductiviteit), een kleine cyclustijd t_c en een grote 'duty cycle' d' . Het is op deze manier mogelijk dat een nagenoeg constante (vlakke) belastingsstroom loopt (lijn 2). Voor deze belastingsstroom geldt dus:

$$I_L \approx c \quad (5.16)$$

En voor de spanning over de belasting:

$$U_{L\text{gem}} = d' \cdot U_V \quad (5.17)$$

(De stroom aan de voedingskant is echter:

$$I_{V\text{gem}} = d' \cdot I_L \quad (5.18)$$

bij een constante voedingsspanning U_V .)

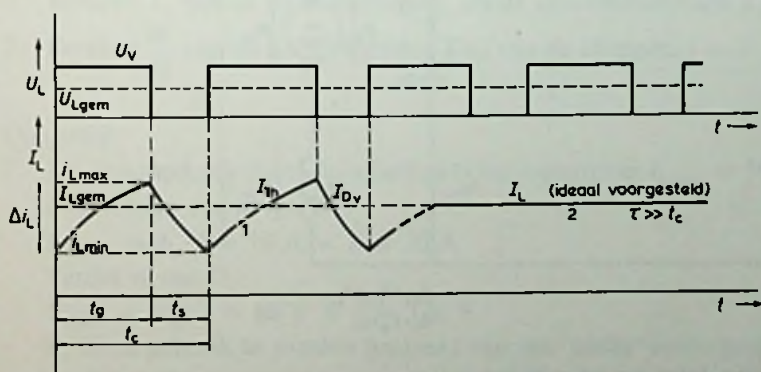


fig. 5.13 Leemtevrij bedrijf

5.7.4 De invloed van de seriesmoorspoel

Als de inductiviteit van de belasting niet voldoende is voor vlak leemtevrij bedrijf kan deze worden vergroot m.b.v. een extra smoorspoel in serie met de belasting. In fig. 5.14 is dit toegepast bij een vreemd bekrachtigde gelijkstroommotor M, voorzien van een *seriesmoorspoel* L_s en een *vrijlooptiode* D_v . De motor is een inductieve belasting ($X_a \gg R_a$) met een constante tegengelijkspanning E_t bij constante rotatiefrequentie. Bij vrijwel vlak leemtevrij bedrijf is de belastingsstroom:

$$I_L \approx \frac{U_L}{R_L} = \frac{U_v - E_t}{R_L} \quad (5.19)$$

VOORBEELD 5.5

Gegeven:

Een met een gelijkstroommotor belaste chopper (zie fig. 5.14) wordt gevoed uit een gelijkspanningsbron met een spanning van 110 V. Er is vlak leemtevrij bedrijf.

De motor heeft een constante rotatiefrequentie en een tegenspanning van 90 V. De 'duty cycle' is 0,9. De ankerweerstand is 2 Ω .

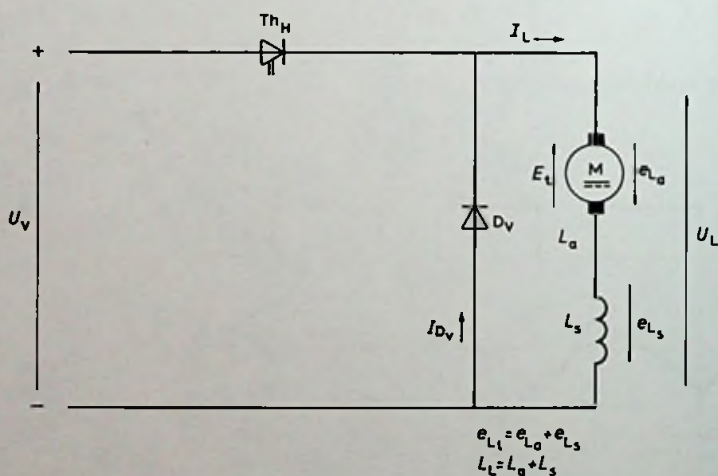


fig. 5.14 Chopper, belast met een gelijkstroommotor en voorzien van een vrijlooptiode en een seriesmoorspoel

Gevraagd:

Bereken de ankerstroom, de gemiddelde spanning over het anker en het aan de motor toegevoerde gemiddelde vermogen.

Oplossing:

Volgens (5.19) is:

$$I_L = \frac{U_V - E_L}{R_L} = \frac{110 \text{ V} - 90 \text{ V}}{2 \Omega} = 10 \text{ A}$$

$$U_{L_{\text{gem}}} = d' \cdot U_V = 0,9 \times 110 \text{ V} = 99 \text{ V}$$

$$P_{L_{\text{gem}}} = I_{L_{\text{gem}}} \cdot U_{L_{\text{gem}}} = I_L \cdot U_{L_{\text{gem}}} = 10 \text{ A} \times 99 \text{ V} = 990 \text{ W}$$

5.8 De keuze van de seriesmoorspoel en de vrijloopdiode

VOORBEELD 5.6

Gegeven:

Een ideale gelijkstroommotor wordt gestuurd door een chopper, zie fig. 5.14. De voedingsspanning $U_V = 60 \text{ V}$. De nominale belastingsstroom is 10 A . De belastingsstroom I_L moet ononderbroken zijn met een rimpel $\Delta i_L = 2 \text{ A}$ bij een duty cycle $d' = 0,5$. De chopperfrequentie $f_c = 100 \text{ Hz}$. De rotatiefrequentie is constant.

Gevraagd:

- 1 Bereken $I_{F(\text{RMS})}$ en U_{RRM} van de vrijloopdiode D_v .
De veiligheidsfactor $f = 2$.
- 2 Bereken L_s van de seriesmoorspoel, als de ankerinductiviteit $L_a = 20 \text{ mH}$.
- 3 Bereken $\frac{di}{dt}$ van de hoofdthyristor Th_H van de chopper; $f = 2$.

Oplossing:

- 1 De vrijloopdiode moet de volledige belastingsstroom $I_{L_{\text{nom}}} = 10 \text{ A}$ kunnen overnemen, dus is van D_v :

$$I_{F(\text{RMS})} = I_L \cdot f = 10 \text{ A} \times 2 = 20 \text{ A}$$

Verder is van D_v

$$U_{\text{RRM}} = U_V \cdot f = 60 \text{ V} \times 2 = 120 \text{ V}$$

Er dient gebruik te worden gemaakt van een 'snelle' vermogensdiode.

- 2 Gedurende de cyclustijd t_c is de inductiviteit evenveel opgeladen als ontladen.

Het opladen kan men weergeven door (zie fig.5.15):

$$(U_V - E_t) t_g.$$

Het ontladen kan men weergeven door:

$$-e_L \cdot t_s = E_t \cdot t_s.$$

Bij het ontladen is de drijvende spanning:

$$-e_L = L_L \cdot \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (L_L = L_s + L_a, |e_L| = E_t) \quad (5.20)$$

Hierin is:

$$\Delta t = t_s = t_c - t_g = \frac{1}{f_c} - d' \cdot \frac{1}{f_c}$$

$$f_c = 100 \text{ Hz, dus } \frac{1}{f_c} = 0,01 \text{ s}$$

zodat:

$$\Delta t = 0,01 \text{ s} - 0,5 \times 0,01 \text{ s} = 5 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

De rotatiefrequentie is constant en de motor is ideaal, dus:

$$E_t = U_{L_{\text{gem}}} = d' \cdot U_V = 0,5 \times 60 \text{ V} = 30 \text{ V}$$

Volgens (5.20) is nu:

$$L_L = \frac{E_t \cdot \Delta t}{\Delta i_L} = \frac{30 \text{ V} \times 5 \cdot 10^{-3} \text{ s}}{2 \text{ A}} = 75 \cdot 10^{-3} \text{ H of } 75 \text{ mH}$$

$$L_s = L_L - L_a = 75 \text{ mH} - 20 \text{ mH} = 55 \text{ mH}$$

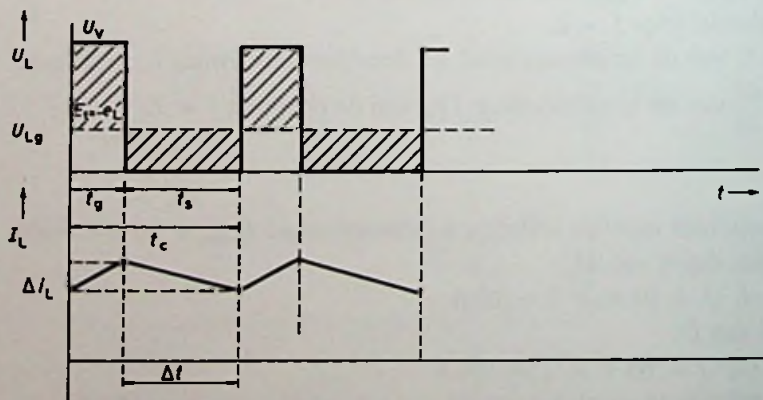


fig. 5.15

3 Volgens (5.12) is:

$$\tan \alpha_{\max} = \frac{U_v}{L_L}$$

$$\tan \alpha_{\max} = \frac{60 \text{ V}}{75 \cdot 10^{-3} \text{ H}} = 0,8 \cdot 10^3 \text{ A/s}$$

$$di/dt \text{ van Th}_H \geq 2 \times \tan \alpha_{\max} = 2 \times 0,8 \cdot 10^3 \text{ A/s} = 1,6 \cdot 10^3 \text{ A/s}$$

5.9 Vragen en opdrachten

- 1 Wat gebeurt bij het inschakelen van de inductief belaste chopper? Teken dit.
Hoe groot dient de 'kritische stroomsteilheid' van de thyristor minimaal te zijn? Waar hangt dit van af?
- 2 Wat gebeurt bij het uitschakelen van de inductief belaste chopper? Teken dit.
Hoe kan men een voor de thyristor gevaarlijke spanning voorkomen? Verklaar dit.
- 3 Welke invloed heeft de vrijloopdiode op het vermogen in de belasting?
- 4 Wat wordt verstaan onder de stroomrimpel bij leemtevrij bedrijf? Waarvan is deze rimpel afhankelijk?
- 5 Wanneer wordt een seriesmoorspoel gebruikt?
Verklaar de werking van deze spoel.
- 6 Als $U_v = 60 \text{ V}$, $E_t = c = 50 \text{ V}$, $d' = 0,9$ en $R_a = 1 \Omega$, bereken dan I_L , $U_{L\text{gem}}$ en $P_{L\text{gem}}$.

Beveiligen en ontstoren

6.1 Beveiligen

Vermogenshalfgeleiders moeten beveiligd worden tegen:

- te grote stromen in doorlaatrichting;
- te hoge spanningen (b.v. de piekspanning in sperrichting).

De stromen kunnen we verdelen in piekstromen (b.v. de kortsluitstroom) en langdurige kleine overstromen (b.v. door overbelasting).

6.1.1 Beveiligen tegen te grote stromen

Om een vermogenshalfgeleider tegen te grote stromen te beveiligen moet hiermee in serie een veiligheid worden geschakeld met een i^2t -waarde die kleiner is dan die van de halfgeleider. Zie ook paragraaf 1.3.3. De hiervoor te gebruiken zeer snelle smeltveiligheden zijn echter vrij duur. Het afschakelen van (langdurige) kleine overstromen wordt dan ook vaak overgelaten aan een met deze smeltveiligheid in serie geschakelde thermische maximumschakelaar. Het is de bedoeling dat deze bij kleine overstromen eerder aanspreekt dan de smeltveiligheid. Voor de te grote piekstromen reageert hij echter trager. Deze worden daarom afgeschakeld door de smeltveiligheid.

Opgemerkt moet hierbij worden dat kleine overstromen gemakkelijker optreden dan piekstromen. De serieschakeling van maximumschakelaar en smeltveiligheid wordt de *escorte-beveiligingsschakeling* genoemd. De smeltveiligheid 'escorteert' de maximumschakelaar.

Als in het geheel geen inductiviteit in het halfgeleidercircuit aanwezig is moet ook rekening worden gehouden met piekstromen die ontstaan door het commutatie-effect. Deze piekstromen kunnen worden tegengegaan door het gebruik van één of meer commutatiespoeltjes. Zie ook paragraaf 1.3.2 en 1.6.4.

6.1.2 Beveiligen tegen te hoge spanningen

Te hoge (piek)sperspanningen kunnen ontstaan door een grote sperstroom, als gevolg van het 'minority storage'-effect, in samenwerking met een in het halfgeleidercircuit aanwezige inductiviteit. Zie ook paragraaf 1.5. Ook door het normale uitschakelen van de voedingsspanning kan, als een inductiviteit aanwezig is, een hoge piekspanning ontstaan.

Een inductiviteit is meestal wel aanwezig, b.v. de belasting of de voedingstransformator. Een beveiliging van de halfgeleider tegen gevaarlijke piekspanningen kan worden verkregen door over elke halfgeleider en/of inductiviteit een geschikte *RC*-combinatie te plaatsen. Het is de bedoeling dat deze *RC*-combinatie een gedeeltelijke sluiting vormt, zodat de spanning niet te hoog oploopt.

In plaats van deze *RC*-combinatie kan ook een antiserienschakeling van twee stootspanningvaste vermogensdioden worden toegepast. De spanning wordt nu begrensd tot de avalanchespanning van deze dioden.

6.1.3 De keuze van de beveiliging

In fig. 6.1 is een éénfase gestuurde brugschakeling getekend, waarin de nodige beveiligingen zijn aangebracht. De meeste fabrikanten brengen complete beveiligingsinrichtingen voor thyristorschakelingen in de handel, waardoor een optimale beveiliging is gewaarborgd. Men kan ze echter ook zelf ontwerpen door gebruik te maken van door de fabrikant vermelde praktijkformules (zie tabel 6.1 en 6.2).

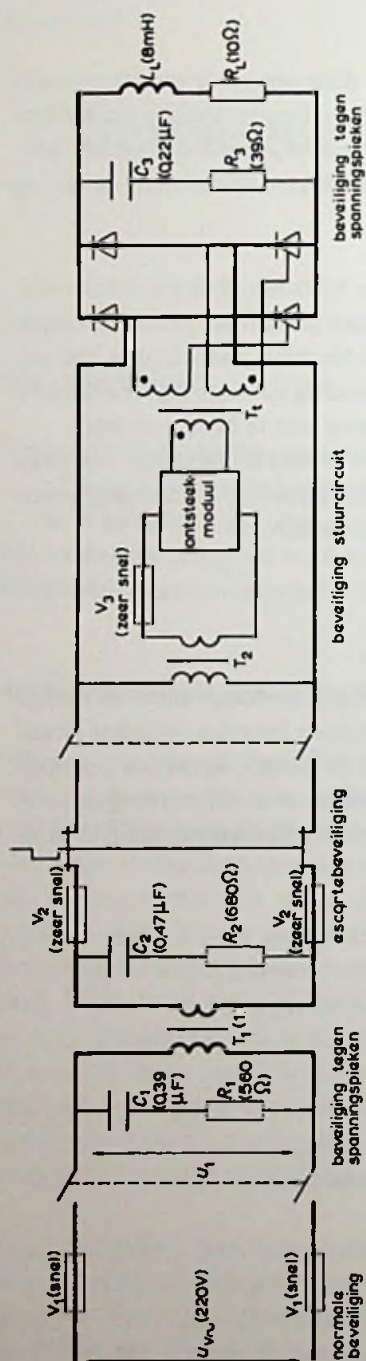


fig. 6.1 Beveiligingen in een éénfase gestuurde brugschakeling

Tabel 6.1 Praktijkformules, geldend voor fig. 6.1

het bepalen van	praktijkformule	opmerking
$R_1 C_1$	$C_1 \approx 400 \frac{I_0}{U_1} [\mu F]$	I_0 is de nullaststroom van de transformator.
als $\frac{U_{RSM}}{U_{1max}} \approx 1,6$ (zie ook tabel 6.2)	$U_{C1} \approx 4 \dots 5 U_v$ $R_1 \approx \frac{225}{C_1 [\mu F]} [\Omega]$	U_1 is de primaire spanning
$R_2 C_2$	$C_2 \approx 450 \frac{I_0 \cdot T^2}{U_1} [\mu F]$	T is de transformatie- verhouding $\left(\frac{U_1}{U_2}\right)$ van T_1
als $\frac{U_{RSM}}{U_{1max}} \approx 1,6$	$R_2 \approx \frac{275}{C_2 [\mu F]} [\Omega]$	U_2 is de secundaire spanning
$R_3 C_3$	$R_3 \approx 4 R_L$ $C_3 \approx \frac{L_L [mH]}{4 R_L^2} [\mu F]$	
V_2	$I_{nom} = I_{Lnom}$ $U_{nom} > \frac{U_v}{T}$ $i^2 t = 0,6 \dots 0,7 \times i^2 t$ van de halfgeleider	

Tabel 6.2 Tabel voor de beveiliging van de halfgeleider tegen spanningspieken, veroorzaakt door een transformator (Philips)

$\frac{U_{RSM}}{U_{1max}}$	$R_1 C_1$ over de primaire zijde van de transformator		$R_2 C_2$ over de secundaire zijde van de transformator	
	$C_1 [\mu F]$	$R_1 [\Omega]$	$C_2 [\mu F]$	$R_2 [\Omega]$
2,0	$200 \frac{I_0}{U_1}$	$\frac{150}{C_1 [\mu F]}$	$225 \frac{I_0 \cdot T^2}{U_1}$	$\frac{200}{C_2 [\mu F]}$
1,6	$400 \frac{I_0}{U_1}$	$\frac{225}{C_1}$	$450 \frac{I_0 \cdot T^2}{U_1}$	$\frac{275}{C_2}$
1,3	$550 \frac{I_0}{U_1}$	$\frac{260}{C_1}$	$620 \frac{I_0 \cdot T^2}{U_1}$	$\frac{310}{C_2}$
1,0	$800 \frac{I_0}{U_1}$	$\frac{300}{C_1}$	$900 \frac{I_0 \cdot T^2}{U_1}$	$\frac{350}{C_2}$

Gegeven:

Zie fig. 6.1.

$U_V = 220 \text{ V}/50 \text{ Hz}$; U_{RSM} van de vermogenshalfgeleiders is 500 V ; $R_L = 10 \Omega$;
 $L_L = 8 \text{ mH}$; $I_0 = 220 \text{ mA}$ en $T = 1$

Gevraagd:

- 1 Bereken R_3 en C_3 .
- 2 Bereken R_1 , C_1 , R_2 en C_2 .

Oplossing:

$$1 \quad R_3 \approx 4R_L = 4 \times 10 \Omega = 40 \Omega \text{ (neem } 39 \Omega)$$

$$C_3 \approx \frac{L_L}{4R_L^2} \mu\text{F} = \frac{8}{4 \times 10^2} \mu\text{F} = 0,02 \mu\text{F} = 20 \text{ nF (neem } 22 \text{ nF)}$$

$$U_{C3} \approx 5U_V = 5 \times 220 \text{ V} = 1100 \text{ V}$$

$$2 \quad \frac{U_{\text{RSM}}}{U_{1\text{max}}} = \frac{500 \text{ V}}{311 \text{ V}} \approx 1,6 \quad (U_{1\text{max}} = U_{V\text{max}} = 220 \sqrt{2} \text{ V} = 311 \text{ V})$$

$$C_1 \approx 400 \frac{I_0}{U_1} \mu\text{F} = 400 \frac{220 \cdot 10^{-3}}{220} = 0,4 \mu\text{F} \text{ (neem } 0,39 \mu\text{F)}$$

$$R_1 \approx \frac{225}{C_1} \Omega = \frac{225}{0,4} \Omega = 562,5 \Omega \text{ (neem } 560 \Omega)$$

$$C_2 \approx 450 \frac{I_0 \cdot T^2}{U_1} \mu\text{F} = 450 \frac{220 \cdot 10^{-3} \times 1^2}{220} \mu\text{F} = 0,45 \mu\text{F} \text{ (neem } 0,47 \mu\text{F)}$$

$$R_2 \approx \frac{275}{C_2} \Omega = \frac{275}{0,47} \Omega = 611,1 \Omega \text{ (neem } 680 \Omega)$$

6.2 Ontstoren

De schakelende thyristor of triac is eigenlijk een stoorspanningsbron die stoorfrequenties genereert (opwekt). Stoorfrequenties zijn z.g. hogere harmonischen van de netfrequentie. Dit betekent dat zowel LF (laagfrequentie), MF (middenfrequentie) als HF (hoogfrequentie) trillingen worden opgewekt. Daardoor zal het net 'vervuilen' (netvervuiling) evenals de ether (ethervervuiling). Dit uit zich o.a. in meet- en radiostoringen.

Om de net- en ethervervuiling beneden de hiervoor geldende normen te houden, dient een geschikt *ontstoringfilter* te worden geplaatst. De elektriciteitsbedrijven vermelden de z.g. netontstoringseisen in de 'Aansluitvoorwaarden'.

Een eenvoudig filter is getekend in fig. 6.2. Hierbij kunnen de componenten van fig. 6.6 worden gebruikt. De ontstoorpoel is met L_o en de ontstoorcondensator is met C_o aangegeven. R_L is de belastingsweerstand. Het net (de voeding) vormt voor de frequenties een sluiting. Dit is gestippeld weergegeven. Geven we de spanning van de stoorbron (de triac) aan met u_s en de netstroom met i_s , dan kunnen we voor i_s schrijven:

$$i_s \approx \frac{u_s}{4\pi^2 \cdot f^2 \cdot R_L \cdot L_o \cdot C_o} \tag{6.1}$$

Hieruit blijkt dat een grotere L_o en een grotere C_o de stoorstroom i_s vermindere(n) of dempen.

Ook blijkt dat een grotere belasting (kleinere R_L) kan worden gecompenseerd met een grotere L_o of C_o . In de praktijk dient L_o minimaal gelijk te zijn aan enkele mH en C_o aan 0,1 μ F. Als een inductieve belasting aanwezig is kan veelal met een kleinere waarde voor L_o worden volstaan. Zie fig. 6.3a.

De motor heeft van nature al een inductiecoëfficiënt van ca. 80 mH, zodat alleen de hoogste harmonischen, die door de capaciteit van de motorwindingen

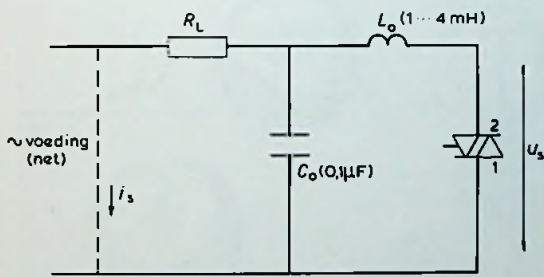


fig. 6.2 Een eenvoudig ontstoorfilter

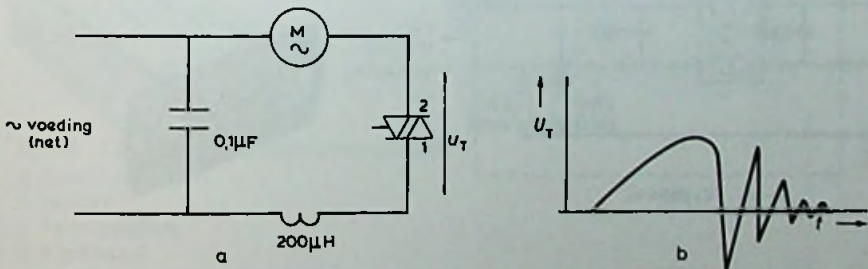


fig. 6.3 Ongedempte motorsturing

in het net dreigen te komen, moeten worden 'weggewerkt'. Wegwerken wil zeggen dat de energie van de stoortrillingen in de circuitweerstand in warmte wordt omgezet.

In- en uitslingerverschijnselen in de motorwikkelingen kunnen grote (wissel)spanningen over de triac of thyristor geven, zie fig. 6.3b. Daardoor zal deze in- en uitschakelen en zal de motor gaan 'stotteren'. Om dit te voorkomen wordt de condensator in twee condensatoren opgesplitst, waarbij één condensator met een parallelweerstand R_d is gedempt (dempweerstand). De spanning over de triac of thyristor blijft nu positief, zie fig. 6.4.

In fig. 6.5 is een universeel ontstoorfilter weergegeven, zoals dit in de handel wordt gebracht. Om de ethervervuiling beneden de normwaarden te houden is over de thyristor een geschikt RC-ontstoorfilter geplaatst. De condensatoren vormen een lage weerstand voor de MF en HF-trillingen, maar een hoge weerstand voor de LF-voedingspanning.

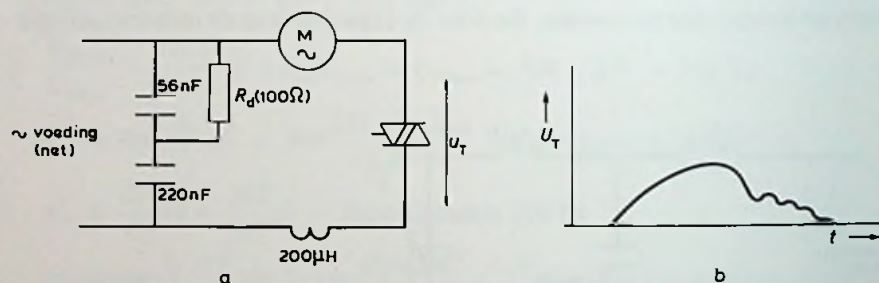


fig. 6.4 Gedempte motorsturing

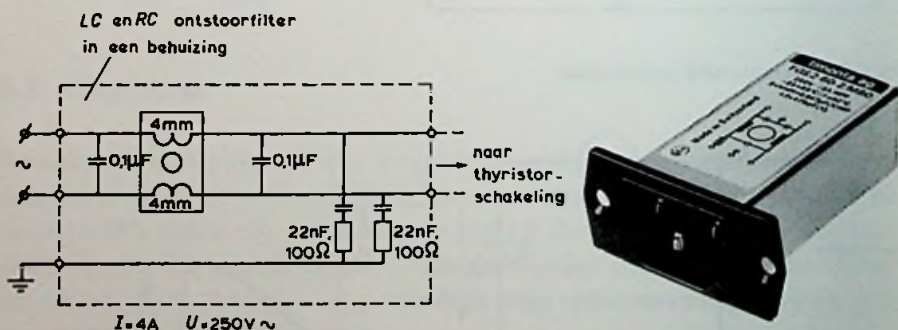


fig. 6.5 Een universeel ontstoorfilter

Om de netvervuiling beneden de normen te houden is een geschikt *LC*-filter geplaatst. Dit filter bezit een hoge weerstand voor de MF- en HF-trillingen maar een lage weerstand voor de LF-voedingsspanning.

Zie ook zelfbouwschakeling 9...11 van hoofdstuk 8.

6.3 Vragen en opdrachten

- 1 Waartegen moeten vermogenshalfgeleiders worden beveiligd?
- 2 Teken de escorte-beveiliging van een één-thyristormutator. Welk nut heeft elk van de onderdelen van deze beveiliging?

Als $U_v = 220 \text{ V}/50 \text{ Hz}$, $I_{L_{\text{nom}}} = 10 \text{ A}$ en $i^2 \cdot t$ van de halfgeleider = $50 \text{ A}^2\text{s}$, bepaal dan I_{nom} , U_{nom} en $i^2 t$ van de smeltveiligheid. Op welke stroomwaarde moet de maximumschakelaar worden ingesteld?

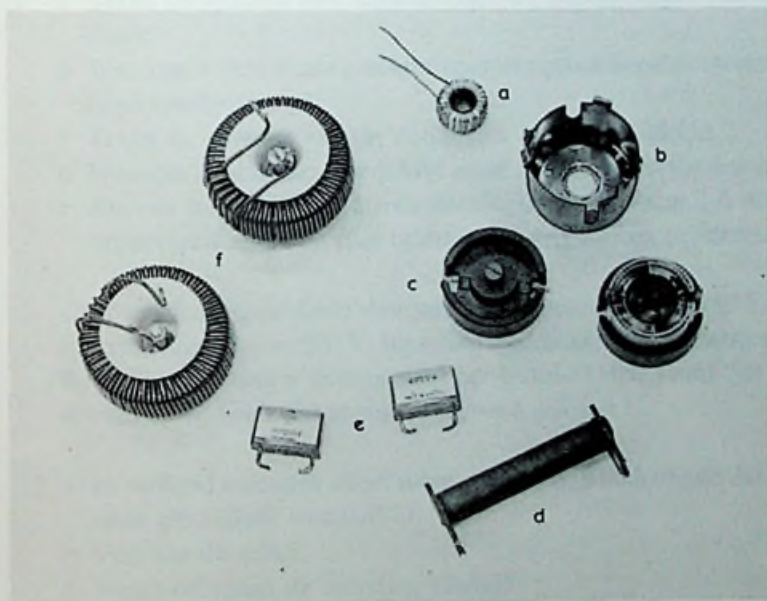


fig. 6.6 Componenten in ontstoorinrichtingen

- a Spoel $1 \text{ mH}/0,5 \text{ A}$
- b Houder
- c Ferrietringkern
- d Ferrietstaaf
- e Condensatoren $0,1 \mu\text{F}/400 \text{ V}$
- f Spoelen $4 \text{ mH}/3 \text{ A}$

- 3 Teken in dezelfde schakeling over de inductieve belasting een beveiliging tegen te hoge piekspanningen. Hoe werkt deze beveiliging?
Als $U_v = 220 \text{ V}/50 \text{ Hz}$, $R_L = 20 \Omega$ en $L_L = 10 \text{ mH}$, bepaal dan R_3 en C_3 (zie tabel 6.1).
- 4 Waardoor ontstaan MF- en HF-stoortrillingen? Teken een compleet ontstoorfilter voor een één-thyristormutator. Verklaar de werking.
- 5 Toon aan dat de storing bij een kleinere belastingsweerstand wordt gecompenseerd door een grotere L_0 of C_0 .
- 6 Wat wordt verstaan onder een ongedempte sturing? Bij welke belastingen treedt dit op? Hoe kan men dit oplossen?

Opgaven

7.1 Opgaven hoofdstuk 1

Vermogensdiode

- 1
 - a Teken de opbouw met aansluitingen en aanduidingen van de drielagen-diode.
 - b Waarom is deze diode geschikt voor een grote doorlaatstroom en een vrij hoge sperspanning?
 - c Teken de opbouw van de 'controlled avalanche'-diode.
 - d Waarom is deze diode geschikt voor een hoge sperspanning?
 - e Als van het plaatje de stroomdichtheid gelijk is aan $1,5 \text{ A/mm}^2$, welke oppervlakte moet dit dan bezitten om een stroom te voeren van 50 A ?
- 2 Over een vermogensdiode staat een sperspanning $U_{R1} = 150 \text{ V}$. Daarna een sperspanning $U_{R2} = 300 \text{ V}$. Bij welke spanning is de middenlaag het dunst? Bij welke spanning is de capaciteit het grootst? Hoe komt het dat de spersstroom I_R bij beide spanningen ongeveer gelijk is?
- 3
 - a In verband met welk effect moet parallel aan de halfgeleider een condensator geschakeld worden?
 - b Verklaar dit effect.
 - c Welke rol speelt de belasting hierbij?
 - d Waarom wordt in serie met de condensator een weerstand geschakeld?
 - e Hoe kan de capaciteit C worden berekend? Hoe groot is R ? Als $I_T = 20 \text{ A}$ en $U_V = 220 \text{ V/50 Hz}$, bepaal dan C , U_C en R .

4 Zie bijlage 1.

Hoe groot is van het type D2406D van deze serie vermogensdioden:

- a de maximale periodiek optredende sperspanning;
- b de maximale diodespanning bij geleiding;
- c de maximale effectieve doorlaatstroom;
- d de maximale eenmalig optredende doorlaatstroom;
- e de hersteltijd in sperrichting;
- f de minimale en maximale omgevingstemperatuur?

5 De voedingsspanning U_V van de in fig. 7.1 getekende gelijkrichtschakeling is 110 V/50 Hz.

Hoe groot moeten U_{RRM} , $I_{F(RMS)}$ en I_{FRM} van de diode minimaal zijn, als een veiligheidsfactor van 1,5 wordt aangehouden en de belastingsweerstand gelijk is aan 5Ω .

6 Van drie in serie geschakelde vermogensdioden D_1 , D_2 en D_3 zijn de sperspanningskarakteristieken in fig. 7.2 afgebeeld.

- a Welke sperspanning staat over elke diode bij een sperstroom van 5 mA? Is dit gunstig? Zo niet, hoe is dit dan te verbeteren?
- b Als $U_{RSM} = 500 \text{ V}$, bereken dan m.b.v. de praktijkformule de grootte van R_{shunt} .

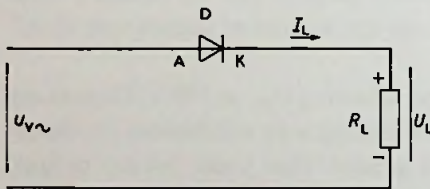


fig. 7.1

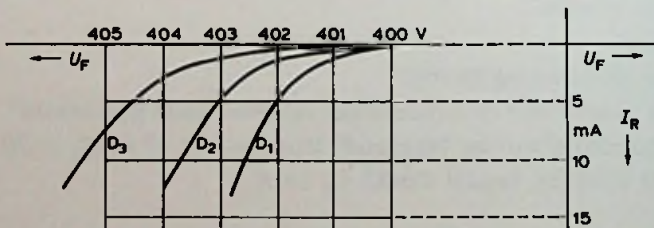


fig. 7.2

- 7 Een ohmse belasting is via een één-diodegelijkrichter aangesloten op een voedingswisselspanning van 600 V. De sperstroom is 6 mA. Bereken het vermogensverlies van de diode in sperrichting.

De inwendige weerstand is $0,01 \Omega$ en de drempelspanning is 0,5 V. Bereken het vermogensverlies van de diode in de doorlaatrichting als de belastingsstroom zonder diode gelijk is aan 50 A.

Opmerking:

$$\text{Er geldt } P_F \approx U_d \cdot I_{F\Delta V} + I_{F(RMS)}^2 \cdot r.$$

- 8 Als opgave 7, maar nu wordt i.p.v. de één-diodegelijkrichter een vier-diodengelijkrichter (bruggelijkrichter) gebruikt. Hoe groot zijn het totale vermogensverlies en het rendement?

Opmerking:

$$\text{De brugtakstroom } I_t = \frac{1}{2} \sqrt{2} \cdot I.$$

- 9 Bereken voor opgave 7 en 8 de gemiddelde gelijkspanning over de belasting.

Thyristor

- 10 a Schets de opbouw met aansluitingen en aanduidingen van een P-gate-thyristor. Geef het symbool van de thyristor.
- b Teken de schakelkarakteristieken van de thyristor voor twee stuurstromen, $I_{G1} = 0$ en $I_{G2} > I_{G1}$. Geef het 'off-state'-gebied, het 'on-state'-gebied en het 'reverse'-gebied aan.
- c Omschrijf hoe de thyristor zich gedraagt in elk van deze gebieden.
- d Geef in de karakteristieken U_{BO} en $I_{L(A)}$ aan.
- 11 Zie bijlage 3.
- Hoe groot is van het type S2800M van deze serie thyristoren:
- a de maximale periodiek optredende sperspanning (open stuurcircuit);
 - b de maximale eenmalig optredende sperspanning (open stuurcircuit);
 - c de maximale effectieve doorlaatstroom;
 - d de maximale eenmalig optredende doorlaatstroom (50 Hz voeding);
 - e de inschakeltijd en de hersteltijd;
 - f de $i^2 \cdot t$ -waarde;
 - g het maximale gemiddelde stuurvermogen gedurende 10 ms;
 - h het maximale stuurpiekvermogen gedurende 10 μ s;
 - i de minimale ontsteekstroom?

- 12 a Hoe kan de werking van een (niet te grote) thyristor worden getest met een ohmmeter? Teken dit.
- b Hoe kan de werking worden getest van een grotere thyristor? Teken dit.
- c Als $I_{T(RMS)} = 8 \text{ A}$ en $U_{\text{batterij}} = 9 \text{ V}$, bereken dan de minimale weerstand van het vermogenscircuit. $U_T = 1 \text{ V}$. Als $I_{H(O)} = 20 \text{ mA}$, bereken dan de maximale weerstand van het stuurcircuit.
- d Hoe kan de thyristor met een ohmmeter worden 'doorgemeten'? Is dit voldoende?
- e Als we een thyristor bezitten met drie aansluitingen, hoe kan dan met een ohmmeter worden bepaald welke deze aansluitingen zijn?
- f Waarvoor dienen bij een thyristor voor groot vermogen de twee dikke en twee dunne aansluitdraden? (Zie fig. 1.3c)
- 13 a Geef in grafiekvorm het verloop weer van de spanning U over en de stroom I door de thyristor als functie van de tijd t gedurende het inschakelen. Geef de inschakeltijd t_{on} aan.
- b De inschakeltijd kan men onderverdelen. Geef deze onderverdeling aan. Waarvan is elk van deze tijden afhankelijk?
- c Wat wordt verstaan onder het 'minority storage'-effect?
- d Geef in grafiekvorm het verloop weer van de stroom I door en de spanning U over de thyristor als functie van de tijd t gedurende het uitschakelen. Geef de uitschakeltijd t_{off} aan.
- e Geef de onderverdeling van de uitschakeltijd aan. Waarvan is elk van deze tijden afhankelijk?
- f Hoe groot zijn t_{on} en t_{off} ongeveer voor een thyristor met een schakelvermogen van 2 kVA?
- g Wat betekent een kleine schakeltijd voor het gedissipeerde vermogen? Laat dit zien.
- 14 Een thyristor bezit een di/dt van $50 \text{ A}/\mu\text{s}$. De nominale stroom is 20 A .
- a Bereken de minimaal toegestane inschakeltijd. Wat kan eventueel worden gedaan om een te snelle stroomverandering door de thyristor te voorkomen?
- b Als de voedingsspanning $U_V = 220 \text{ V}/50 \text{ Hz}$, bereken dan m.b.v. de praktijkformule de minimale waarde van de inductiviteit L in serie met de thyristor.
- c In welke vorm is deze kleine inductiviteit meestal wel aanwezig? Hoe kan deze eventueel worden aangebracht?

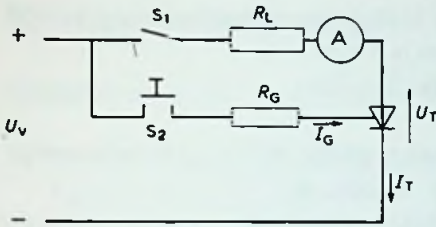


fig. 7.3

- 15 Van fig. 7.3 is gegeven: $U_v = 60 \text{ V}$, $R_L = 100 \Omega$ en $R_G = 5 \text{ k}\Omega$. De minimale ontsteekstroom $I_{GT} = 5 \text{ mA}$. De houdstroom $I_{H(O)} = 10 \text{ mA}$; $U_T = 1,5 \text{ V}$.

Gevraagd:

- Komt de thyristor in geleiding? Waarom?
 - Hoe groot is de stroomversterking A_i ?
- 16 Een geleidende thyristor bezit een $U_d = 1,2 \text{ V}$ en een $r = 2 \text{ m}\Omega$. Door de thyristor vloeit een constante gelijkstroom van 100 A . Bereken het doorlaatspanningsverlies en het doorlaatvermogensverlies.
- 17 Een één-thyristorschakeling met een voedingsgelijkspanning van 100 V voedt een belasting met een weerstand van 2Ω . Bepaal m.b.v. de bijbehorende vereenvoudigde thyristorkarakteristiek (zie fig. 7.4) de spanning over de thyristor bij geleiden. Hoe groot is de dissipatie, als de invloed van U_T op de stroom mag worden verwaarloosd?
- 18 Een één-thyristorschakeling met een voedingswisselspanning van 220 V voedt een belasting met een weerstand van 40Ω . $U_d = 1 \text{ V}$. $r = 0,05 \Omega$. Bereken het doorlaatvermogensverlies en het rendement van de thyristorschakeling. De thyristor geleidt over de gehele halve sinus.

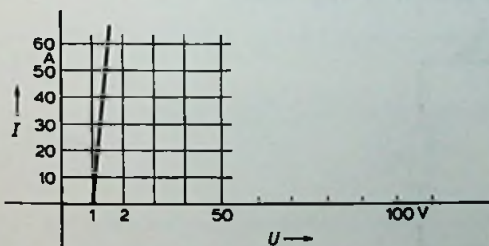


fig. 7.4

- 19 Een thyristor is aangesloten op een blokvormige wisselspanning van 60 V/50 Hz en geleidt niet. De lekstroom is 5 mA.
Bereken het blokkeer- plus sperverlies.
- 20 a Waarom is een in- en uitschakelende thyristor niet in staat pulsformige stoorspanningen te blokkeren resp. te sperren?
b Waarom kunnen deze in de hoofdketen optredende stoorspanningen de uitschakelende thyristor weer spontaan ontsteken? Geef een voorbeeld. Hoe kan dit worden voorkomen?
- 21 Een thyristor schakelt een gelijkstroomvermogen van 1 kW. De stuur- gelijkstroom is 20 mA. De stuurspanning is 5 V.
Hoe groot is de vermogensversterking A_p ?
Als de voedingsgelijkspanning 100 V is en de thyristorspanning bij geleiden 1 V, hoe groot is dan het rendement?
- 22 Het maximale piekvermogen in de gate-kathode-overgang van een thyristor is 30 W en het maximale gemiddelde gatevermogen is 0,3 W.
a Bereken $d_{\max}$
b Bepaal de maximale continue stuurstroom, als $U_G = 10$ V. Bepaal ook de maximale stuurpulsstroom als $d = 0,01$ en $0,02$.
- 23 De voedingspanning U_V van de in fig. 7.5 getekende één-thyristorschakeling is 220 V/50Hz. De belastingsweerstand $R_L = 27,5 \Omega$. Er worden 9 V-stuurpulsen gebruikt. Gevraagd:
a Bereken U_{RRM} en $I_{T(RMS)}$ van de thyristor als een veiligheidsfactor $f = 1,3$ wordt aangehouden.
Kies een geschikte thyristor (zie bijlage 3).
b $P_{(F)GM}$ en de hierbij behorende 'duty cycle' d_1 ($T = 10$ ms).
Bereken dit piekvermogen ook bij $d_2 = 2 \cdot d_1$.
c Bepaal de stuurstroom I_G waarbij de thyristor zeker ontsteekt.
d De gateweerstand R_G . (Zie de grafiek van fig. 1.30.)

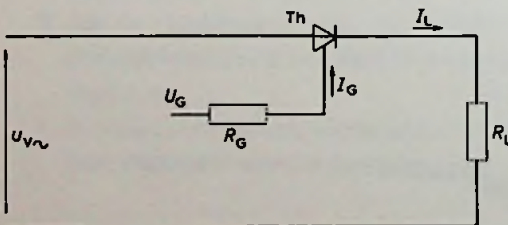


fig. 7.5

7.2 Opgaven hoofdstuk 2

Schakelen en sturen van gelijkstroomvermogen

- 1 Voor de in fig. 7.6 getekende één-thyristorschakelaar dient een thyristor van bijlage 3 te worden gekozen.
 - a Bereken de vereiste $U_{DR(O)M}$ en $I_{T(RMS)}$ van de thyristor. Welke thyristor kan worden gekozen, als $f = 1,5$?
 - b Bereken het schakelvermogen van de thyristor.
 - c Bepaal de maximale grootte van de weerstand van het stuurcircuit.
- 2 Voor het sturen van gelijkstroomvermogen wordt gebruik gemaakt van een chopper met een twee-thyristorschakelaar.
 - a Teken deze chopper. De ontsteekinrichting (ontsteekmodule) mag als blok worden weergegeven. Er wordt 'pulsbreedtesturing' gebruikt.
 - b Als $t_c = 10$ ms en $t_g = 2 \dots 10$ ms, bereken dan het instelgebied van U_{Lgem} in procenten van de voedingsspanning U_v .
 - c Bereken hieruit het instelgebied van U_{Lgem} in volt, als $U_v = 60$ V.
- 3 Een chopper is aangesloten op een voedingsspanning van 200 V. De belastingsweerstand is 10Ω . Er wordt 'pulsfrequentiesturing' toegepast. De puls-frequentie is 0,1 kHz tot 1 kHz.
 - a Bereken U_{Lgem} bij een $t_g = 1$ ms.
 - b Bereken I_{Lgem} .
- 4 Van een chopper met 'pulsbreedtesturing' is gegeven: $U_v = 100$ V, $t_c = 20$ ms, $t_s = 0 \dots 19$ ms, $R_L = 5 \Omega$.
Bereken d'_{min} tot d'_{max} , $U_{Lg,min}$ tot $U_{Lg,max}$, $P_{Lg,min}$ tot $P_{Lg,max}$

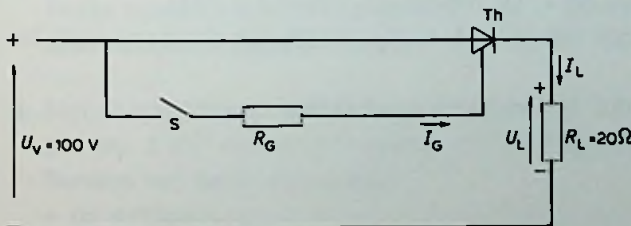


fig. 7.6

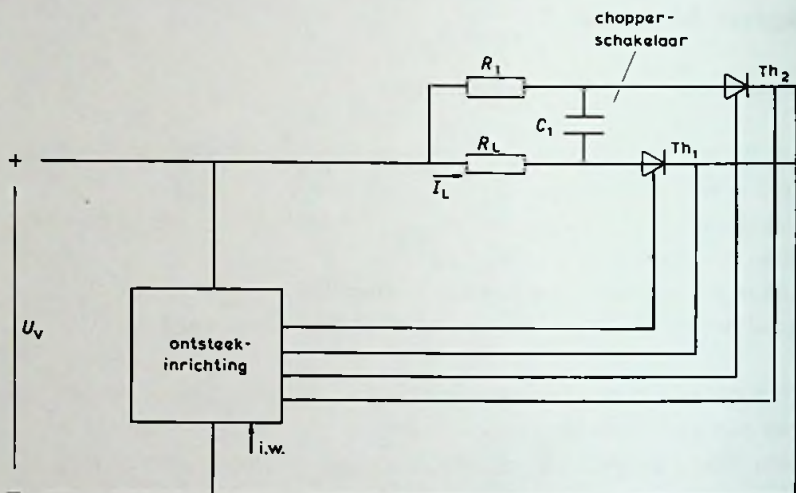


fig. 7.7

- 5 Van een gelijkstroommotor is gegeven dat de rotatiefrequentie recht evenredig is met de gemiddelde ankerspanning. De nominale rotatiefrequentie is 1 500 o/m. De nominale motorankerspanning is 100 V. De motor is aangesloten op een chopper met een voedingsspanning van 100 V. De puls-frequentie is 100 Hz.
 - a Bereken t_{g1} voor een rotatiefrequentie van 1 500 o/m.
 - b Bereken t_{g2} voor een rotatiefrequentie van 1 000 o/m.
 - c Bereken t_{g3} voor een rotatiefrequentie van 500 o/m.
 - d Bereken t_{g4} voor een rotatiefrequentie van 100 o/m.
 - e Teken de karakteristiek $n = f(t_g)$. Wat volgt hier uit?
- 6 Een chopper volgens fig. 7.7 wordt gevoed door een gelijkspanningsbron met een spanning van 60 V. De belastingsweerstand is 10 Ω .
 - a Bereken en kies (zie bijlage 3) de componenten van de chopperschakelaar, als $f = 1,5$.
 - b Bepaal de 'dode tijd' bij het in- en uitschakelen.

7.3 Opgaven hoofdstuk 3

Schakelen van wisselstroomvermogen

- 1 Zie bijlage 4.
Hoe groot is van de triac type T2800D:
 - a de maximale periodiek optredende positieve sperspanning (blokkeerspanning);
 - b de maximale periodiek optredende positieve sperstroom (blokkeerstroom);
 - c de maximale effectieve doorlaatstroom;
 - d de maximale eenmalig optredende doorlaatstroom (50 Hz voeding);
 - e de inschakeltijd;
 - f de i^2t -waarde ($T = 20$ ms);
 - g het maximale gemiddelde stuurvermogen gedurende 10 ms;
 - h het maximale stuurpiekvermogen gedurende 10 μ s;
 - i de minimale ontsteekstuurstroom en ontsteekstuurspanning (U_{MT2} en U_G positief);
 - j de maximale ontsteekstuurstroom gedurende 1 μ s;
 - k de kritische spanningssteilheid en stroomsteilheid;
 - l de houdstroom (open stuurcircuit)?
- 2 a Hoe kan m.b.v. een weerstand worden voorkomen dat het stuurcircuit van een triac overbelast wordt? Teken dit.
b Als $U_V = 60$ V en $I_{GT} = 20$ mA, bereken dan R_{GM} . Voor welke soort stroom geldt dit?
- 3 Een triacschakelaar moet worden beveiligd tegen eenmalig optredende grote stroompulsen in doorlaatricting en tegen langdurige overbelasting. De i^2t -waarde van de triac is $55 \text{ A}^2\text{s}$. De nominale belastingsstroom is 10 A. De voedingswisselspanning is 220 V.
Welke nominale spanningswaarde, nominale stroomwaarde en i^2t -waarde moet de smeltveiligheid bezitten?
- 4 Met de statische schakelaar van fig. 7.8 moet een belasting met een vermogen van 2 kW worden geschakeld. De voedingsspanning is 220 V/50 Hz. Bereken van beide thyristoren:
 - a de vereiste I_{TAV} ;
 - b de vereiste $U_{DR(O)M}$;
 - c het schakelvermogen P_{Smax}

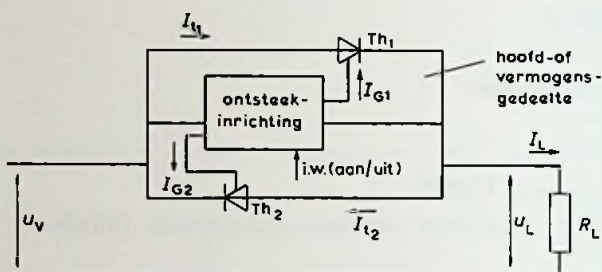


fig. 7.8

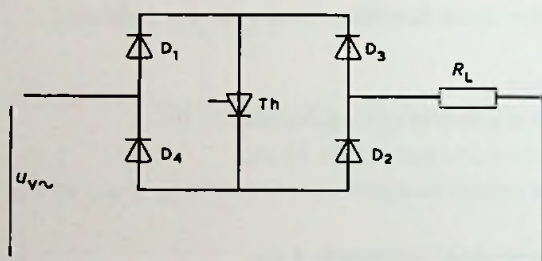


fig. 7.9

- 5 Een twee-thyristorschakelaar is aangesloten op een 220 V/50 Hz voedingsspanning. De nominale belastingsstroom is 30 A. De veiligheidsfactor $f = 1,5$.
 - a Bereken U_{RRM} en $U_{DR(O)M}$ van elke thyristor.
 - b Bepaal de stroom $I_{T(RMS)}$ van elke thyristor.
 - c Bepaal de stroom I_{TRM} van elke thyristor.
- 6 Fig. 7.9 toont de schakeling van een statische schakelaar.
 - a Hebben we te doen met een AC/DC- of met een AC/AC-schakelaar?
 - b Teken de spanningsvorm over de belasting als de schakelaar is ingeschakeld en de ontsteekhoek nul is.
 - c Als $U_{v\sim} = 110 \text{ V}$ en $R_L = 5 \Omega$, bereken dan het vermogen in de belasting.
 - d Teken een hulpschakeling voor het in- en uitschakelen van de thyristor Th.

- 7 In een triacschakelaar wordt een triac van bijlage 4 gebruikt. De voedingspanning is 220 V/50 Hz.
- Hoe groot is de periodiek optredende positieve sperspanning? Welk type kan worden gekozen, rekening houdend met een veiligheidsfactor van 1,3?
 - Hoe groot is de maximale effectieve triacstroom van dit type?
 - Wat is de kleinste belastingsweerstand, als de spanning over de triac bij geleiding mag worden verwaarloosd?

Sturen van wisselstroomvermogen

- 8 Van de diac in de schakeling volgens fig. 7.10 is gegeven dat $U_{BO} = 35 \text{ V}$ en $I_{FRM} = 0,2 \text{ A}$.
Ga na of de diacstroom beneden deze stroomwaarde blijft, als de spanningsval over de diac bij geleiden gelijk is aan 10 V en $(R_s + R_p) C \gg R_L \cdot C$.
- 9 Waarom levert het sturen van de verlichtingssyerte met TL-lampen meer moeilijkheden op dan met gloeilampen? Hoe kan men dit oplossen?
Bij het sturen van de verlichtingssterkte met TL-lampen dient parallel met de gasontladingslampen een gloeilamp (of weerstand) met een gering vermogen te worden geschakeld. Waarom?
Als $I_{H(O)} = 60 \text{ mA}$ en $U_{Lmin} = 20 \text{ V/50 Hz}$, bereken dan het vermogen dat de gloeilamp (weerstand) minimaal moet bezitten.

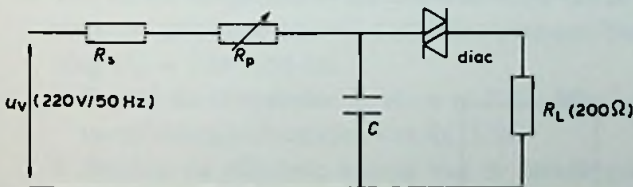


fig. 7.10

10 a Teken het schema voor het sturen van de lichtstroom van een tableau met gloeilampen met een triacschakeling, voorzien van een ontsteekmodule met 180° -fasedraaier.

b Zet op de gebruikelijke wijze onder elkaar uit, bij een ontsteekhoek van 90° :

$u_V = f(t)$. u_V is de voedingswisselspanning.

$u_{AB} = f(t)$. u_{AB} is de uitgangsspanning van de fasedraaier.

$i_G = f(t)$. i_G is de stuurstroom.

$u_T = f(t)$. u_T is de triacspanning.

$u_L = f(t)$. u_L is de belastingsspanning.

11 Als opgave 10, maar nu wordt gebruik gemaakt van een ontsteekmodule met RC-netwerk. De spanning u_{AB} wordt nu de condensatorspanning u_C .

12 Zie fig. 7.11.

Uitgaande van een condensator $C = 0,22 \mu\text{F}$ moeten de weerstandswaarden van de potentiometerweerstand R_p en van de vaste weerstand R_s worden bepaald. Daartoe kan gebruik worden gemaakt van de in fig. 7.12 getekende hulpkarakteristieken $U_C = f(\alpha)$ voor een 220 V/50 Hz voedingsspanning, met τ als parameter. Er wordt een 35 V diac gebruikt. De stuurhoek α dient instelbaar te zijn tussen $\alpha_{\min}$ en $\approx 180^\circ$.

Opmerking:

De minimale stuurhoek $\alpha_{\min} = \arcsin \frac{U_{BO}}{u_{V\max}}$.

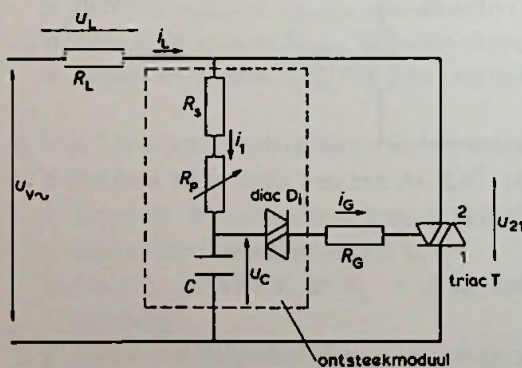


fig. 7.11

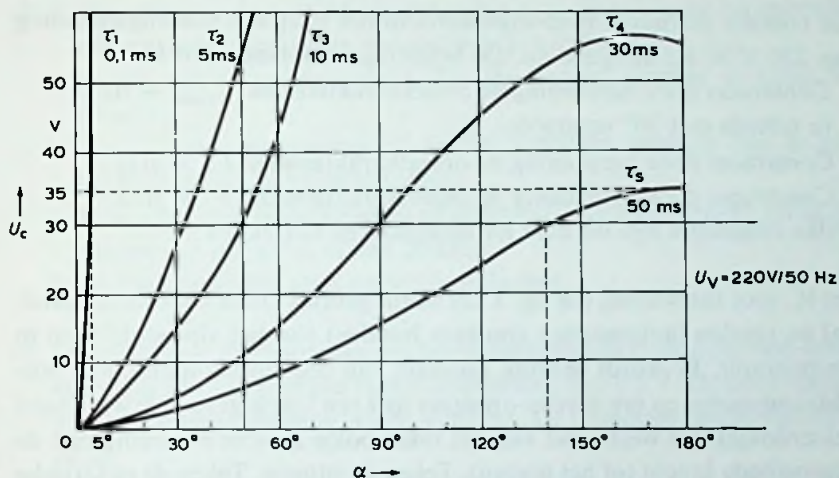


fig. 7.12

- 13 Zie fig. 7.11. De voedingsspanning $U_V = 220 \text{ V} / 50 \text{ Hz}$. De belastingsweerstand $R_L = 200 \Omega$.
- Bereken $I_{T(RMS)}$ en $U_{DR(O)M}$ van de triac T, als een veiligheidsfactor $f = 1,3$ wordt aangehouden.
 - Bereken R_s en R_p als van de diac $U_{BO} = 30 \text{ V}$, $C = 0,33 \mu\text{F}$ en de stuurhoek α instelbaar moet zijn van 50° tot 140°
Er kan gebruik worden gemaakt van de grafiek volgens fig. 7.12.
- 14 Een verwarmingselement met een weerstand van 20Ω is aangesloten op een statische gestuurde omzetter met diac-triac-combinatie. De voedingsspanning $U_V = 220 \text{ V} / 50 \text{ Hz}$.
- Bepaal de vormfactor f_v , als $\alpha = 120^\circ$. Maak daarbij gebruik van de vormfactorkarakteristiek van fig. 3.20.
 - Bereken de effectieve waarde van de belastingsstroom I_L bij deze ontsteekhoek.
 - Bereken het gedissipeerde vermogen P_L in de belasting.
- 15 Een ohmse belasting voor $110 \text{ V} / 50 \text{ Hz}$ wordt gevoed via een continu gestuurde triacomzetter die op een voedingsspanning van $220 \text{ V} / 50 \text{ Hz}$ is aangesloten.
Op welke waarde moet de ontsteekhoek α worden gefixeerd (afronden op 5°)? Zie de vormfactorkarakteristiek van fig. 3.20.

- 16 Een continu gestuurde twee-thyristoromzetter is op een voedingsspanning van 220 V/50 Hz aangesloten. De belastingsweerstand is 10Ω .
- Construeer door berekening de omzetkarakteristiek $U_{Lgem} = f(\alpha)$. (α telkens met 30° vergroten).
 - Construeer door berekening de omzetkarakteristiek $U_L = f(\alpha)$.
 - Construeer door berekening de omzetkarakteristiek $P_L = f(\alpha)$.
- Welke conclusies zijn uit deze karakteristieken te trekken?
- 17 Het IC voor fasesturing (zie fig. 3.25) wordt gebruikt voor het sturen (instellen) en regelen (automatisch constant houden) van het vloeistofniveau in een reservoir. Er wordt gebruik gemaakt van een vloeistofpomp met wisselstroommotor en een niveau-opnemer met een krachtgevoelige weerstand (rekstrookje). De weerstand van het rekstrookje is recht evenredig met de uitgeoefende kracht (of het niveau). Teken de situatie. Teken de elektrische schakeling.

7.4 Opgaven hoofdstuk 4

Schakelen van gelijkstroomvermogen

- In de schakeling van fig. 7.13 wordt een thyristor van bijlage 2 gebruikt. De voedingsspanning is 110 V/50 Hz.
 - Bereken de periodiek optredende maximale sperspanning over de thyristor. Welk type kan het beste worden gekozen, rekening houdend met een veiligheidsfactor van 1,5?
 - Bepaal de maximale effectieve doorlaatstroom van deze thyristor.
 - Bereken de kleinste belastingsweerstand, als U_T mag worden verwaarloosd.
 - Met welke smeltveiligheid kan de thyristor worden beveiligd?

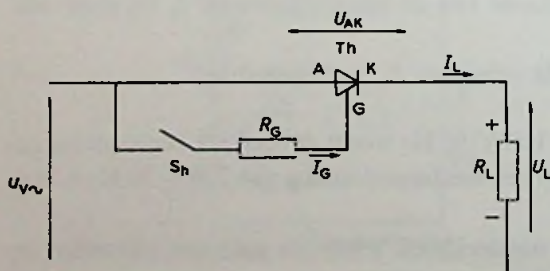


fig. 7.13

- 2 a Hoe groot is de gemiddelde spanning over de belasting bij gebruik van een statische schakelaar met dubbele gelijkrichting?
En bij enkele gelijkrichting? (De thyristoren worden volledig 'uitgestuurd'.)
- b Als de voedingsspanning $U_V = 220 \text{ V}/50 \text{ Hz}$, bereken dan de gemiddelde spanning in beide gevallen.
- c Hoe groot is in beide gevallen de effectieve belastingstroom als de belastingweerstand gelijk is aan 20Ω ?
- d Bereken hetzelfde als α op 90° is gefixeerd.
- 3 De geleidende thyristor van een één-thyristorschakelaar heeft een drempelspanning van $1,2 \text{ V}$ en een thyristorspanning van $1,5 \text{ V}$. De ontsteekhoek is 0° . De voedingsspanning is $220 \text{ V}/50 \text{ Hz}$. De nominale belastingstroom is 20 A .
- a Bepaal het schakelvermogen van de thyristor.
- b Bereken het doorlaatvermogensverlies van de thyristor. (Opmerking: er geldt $P_v \approx U_d \cdot I_{TAV} + I_{T(RMS)}^2 \cdot r$)
- c Bereken het doorlaatvermogensverlies, als de ontsteekhoek α op 60° is gefixeerd.

Sturen van gelijkstroomvermogen

- 4 Zie fig. 7.14.
- a Bereken de condensatorspanning U_C waarbij de UJT in geleiding komt, als $R_2 = 500 \Omega$, $R_1 = 50 \Omega$, $R_{BB} = 10 \text{ k}\Omega$, $\eta = 0,6$, $U_d = 0,6 \text{ V}$ en $U_V = 15 \text{ V}$.
- b Bereken de oplaadtijd van de condensator, als $R_p + R_s = 10 \text{ k}\Omega$ en $C = 1 \mu\text{F}$.

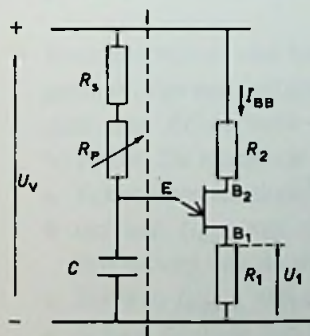


fig. 7.14

-

208

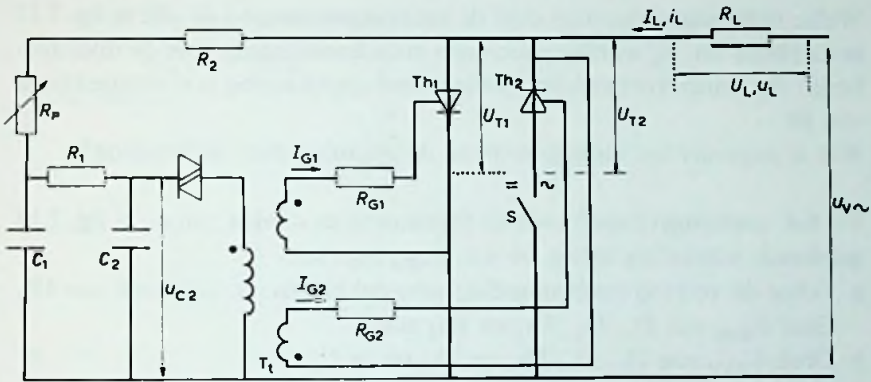


fig. 7.16

8 De in fig. 7.16 getekende schakeling voor het sturen van vermogen is uitgevoerd met twee antiparallel geschakelde thyristoren.

- Teken de spanning $U_L = f(t)$ als schakelaar S 'uit' staat en $\alpha = 90^\circ$.
- Daarna als S 'in' staat en $\alpha = 90^\circ$.
- Bereken de spanning U_L in beide gevallen. De voedingsspanning is 220 V.
- De ontsteekhoek moet worden gemeten met een oscilloscoop met 1 kanaal. Teken de aansluitingen.

Hoe kan aardsluiting via de geaarde oscilloscoop worden voorkomen? Teken dit.

e Leg uit hoe de ontsteekhoek wordt bepaald.

f Waarop moet worden gelet als met een oscilloscoop met 2 kanalen tegelijkertijd 2 signalen worden gemeten, b.v. U_L en I_L ? Hoe is dit op te lossen? Teken dit.

g Waarvoor dient de triggertransformator T_1 ?

9 Voor het sturen van het vermogen in een ohmse belasting wordt gebruik gemaakt van een halfgestuurde thyristorbrug voorzien van een ontsteekmodule met RC-netwerk en UJT-pulsvormer. De voedingsspanning is 220 V/50 Hz. De nominale belastingsstroom is 50 A.

- Teken deze schakeling.
- Bereken U_{RRM} van de beide dioden en U_{RRM} en $U_{DR(O)M}$ van de beide thyristoren van de thyristorbrug. De veiligheidsfactor $f = 2$.
- Bereken $I_{F(RMS)}$ van de dioden en $I_{T(RMS)}$ van de thyristoren.
- Bepaal de dode tijd $t_{D,in}$ en $t_{D,uit}$.

- 10 Welke spanningsvorm staat over de belastingsweerstand R_L die in fig. 7.17 in de plaats van R_L wordt opgenomen in de hoofdleiding vóór de thyristorbrug? R_L wordt kortgesloten. Teken deze spanning bij een ontsteekhoek van 60° .
Wat is ongeveer het instelgebied van de spanning over de belasting?
- 11 Uit het spanningsverloop over de thyristoren en dioden van de in fig. 7.18 getekende schakeling willen we o.a. U_{RRM} bepalen.
 - a Teken dit verloop (spanningsdiagrammen) bij een ontsteekhoek van 45° . Geef U_{RRM} van D_1 , D_2 , Th_1 en Th_2 aan.
 - b Druk U_{RRM} van D_1 , D_2 , Th_1 en Th_2 uit in U_V .
 - c Druk $I_{F(RMS)}$ en $I_{T(RMS)}$ van beide dioden en thyristoren uit in U_V en R_L .
- 12 Zie fig. 7.17.

De voedingsspanning $U_V = 220 \text{ V}/50 \text{ Hz}$. De belastingsweerstand $R_L = 10 \Omega$.

 - a Bereken $I_{F(RMS)}$ en U_{RRM} van de dioden D_1 en D_2 als $f = 1,5$.
 - b Bereken $I_{T(RMS)}$, U_{RRM} en $U_{DR(O)M}$ van de thyristoren Th_1 en Th_2 als $f = 1,5$.
 - c Bepaal de capaciteit van C_1 , als de UJT-schakelspanning $U_s = 10 \text{ V}$ en de doofspanning $U_{DO} = 4 \text{ V}$. De pulstijd $t_p = 30 \mu\text{s}$ en de primaire weerstand van de triggertransformator $R_{T,1} = 50 \Omega$.
 - d Bereken R_p en R_s als de ontsteekhoek α instelbaar moet zijn van 18° tot 180° . $U_Z = 18 \text{ V}$.

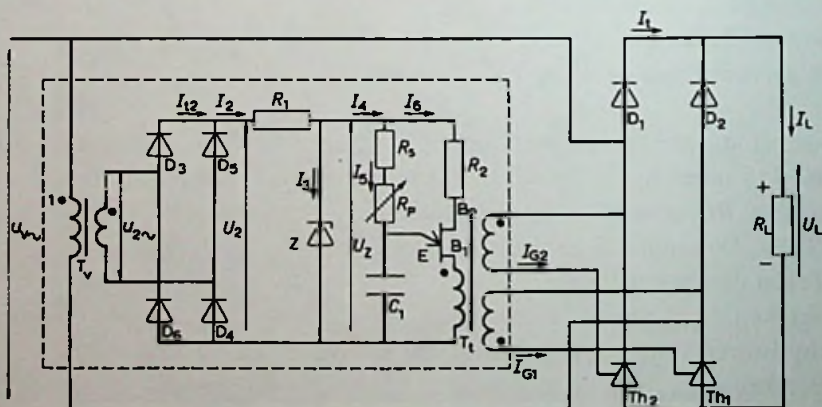


fig. 7.17

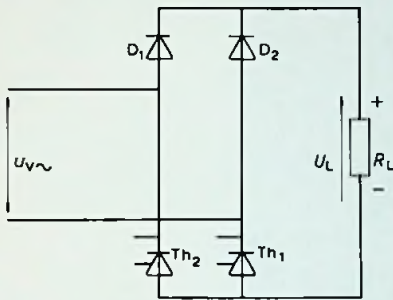


fig. 7.18

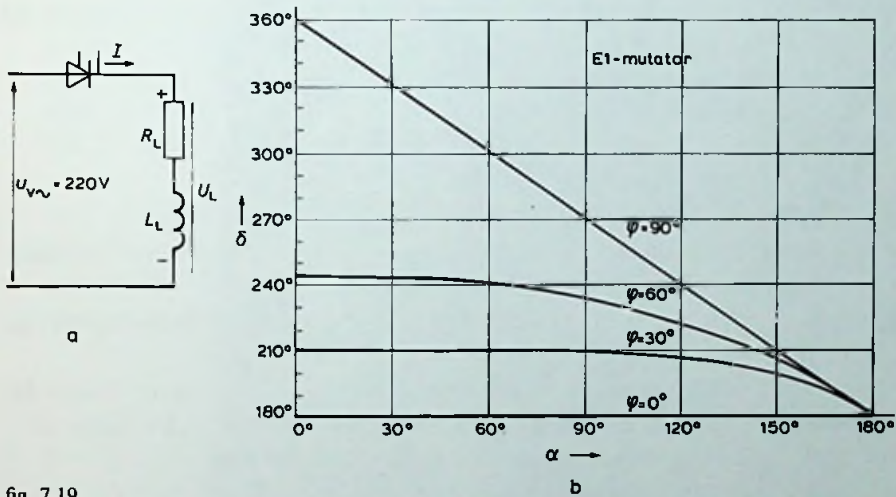


fig. 7.19

7.5 Opgaven hoofdstuk 5

Sturen van gelijkstroomvermogen

- 1 Een E1-mutator is inductief belast (fig. 7.19). De arbeidsfactor $\cos \varphi = 0,5$.
 - a Bepaal m.b.v. de weergegeven *doofkarakteristieken* $\delta = f(\alpha)$ van deze mutator de doofhoek δ en de geleidingshoek γ als de ontsteekhoek $\alpha = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ \dots 180^\circ$.
 - b Hoe kan men α en δ door meten bepalen?
 - c Als de voedingsspanning $U_{v\sim} = 220 \text{ V}$, construeer dan door berekening de omzetkarakteristiek $U_{L\text{gem}} = f(\alpha)$. Wat volgt hieruit?

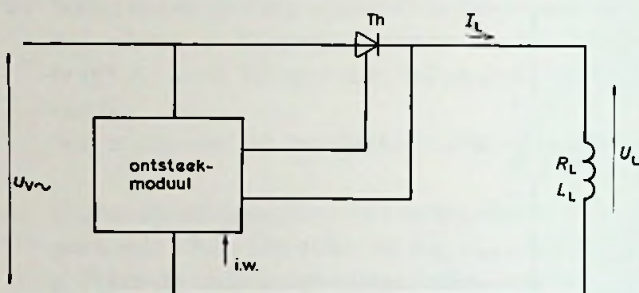


fig. 7.20

- 2 Hoe groot is theoretisch het maximale instelbereik van de ontsteekhoek bij fasesturing van een EI-mutator als:
 - a de belasting zuiver ohms is;
 - b de belasting zuiver inductief is;
 Laat dit zien.
- 3 Zie de in fig. 7.20 afgebeelde schakeling.
 - a Teken onder elkaar: $u_V = f(t)$, $I_L = f(t)$ en $u_L = f(t)$ voor een ontsteekhoek van 60° en een arbeidsfactor van 0,5.
 - b Geef in de grafiek $u_V = f(t)$ het gebied aan waarin de belasting energie opneemt en teruglevert.
 - c Hoe kan de energie geheel ten nutte komen van de belasting? Teken dit.
 - d Zet nu opnieuw u_V , I_L en U_L als functie van de tijd t onder elkaar uit.
 - e Wanneer kan de vrijloopdiode niet worden toegepast?
- 4 Een pulstrein met een frequentie van 5 kHz ontsteekt een thyristor. De voedingsfrequentie is 50 Hz. Bereken het aantal pulsen per halve voedingsperiode en bij een ontsteekhoek = 90° .
- 5 Aan een thyristor worden naaldpulsen toegediend van 5 V/1 A. De pulsbreedte is 10 μ s. Bereken het vermogensverlies bij een puls-frequentie van 50 Hz en 1 000 Hz.
 Daarna worden blokstuurpulsen toegediend van 5 V/1 A. De pulsbreedte is 0,1 ms. Bereken opnieuw het vermogensverlies bij 50 Hz en 1 000 Hz. Wat volgt hieruit?

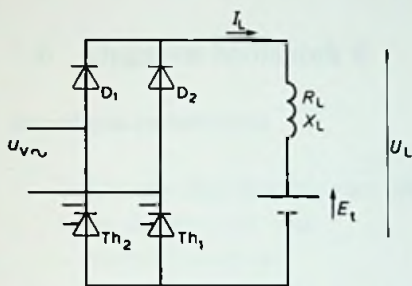


fig. 7.21

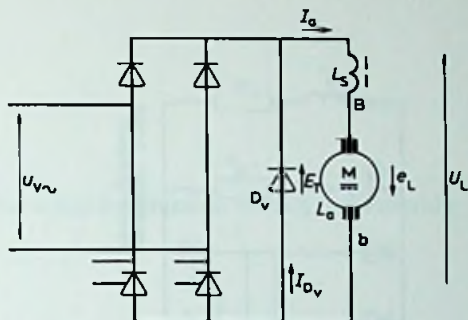


fig. 7.22

- 6 Een EI-mutator is ohms belast. Deze belasting bezit een tegenwerkende gelijkspanningsbron met een constante waarde van 150 V. De voedingspanning van de mutator is 220 V/50 Hz. Bereken de minimale en de maximale ontsteekhoek.

Hoe groot is het instelbereik van de ontsteekhoek?

- 7 Een inductieve belasting met een tegenwerkende gelijkspanningsbron met een spanning E_1 is aangesloten op de in fig. 7.21 getekende B2-mutator. Zet U_V , E_1 , I_L en U_L onder elkaar uit als functie van de tijd t , bij twee verschillende ontsteekhoeken en leemtebedrijf. De voedingspanning is 220 V. $E_1 = 100$ V. Geef het instelgebied aan.

- 8 Zie fig. 7.22.

De voedingspanning $U_V = 220$ V/50 Hz. De nominale motorankerstroom $I_{a,nom} = 25$ A. De (ideale) motor heeft bij het optreden van leemtevrij bedrijf een constante rotatiefrequentie en een tegenspanning $E_1 = 140$ V. De opgenomen gemiddelde ankerstroom is dan $I_{a,gem} = 13$ A.

a Bereken $I_{F(RMS)}$ en U_{RRM} van de vrijlooptiode D_v ; $f = 2$.

b Bepaal L_s van de (ideale) smoorspoel, als de ankerinductiviteit $L_a = 30$ mH.

- 9 Een (ideale) vreemd bekrachtigde motor wordt aangesloten op een tweethyristorchopper. De voedingspanning $U_V = 110$ V. De ankerinductiviteit $L_a = 40$ mH. De chopperfrequentie $f_c = 100$ Hz. Er is leemtevrij bedrijf bij een ingestelde 'duty cycle' $d' = 0,6$. De rotatiefrequentie is constant.

a Bepaal de rimpel van de ankerstroom Δi_{a1} .

b Bereken L_s van de smoorspoel opdat $\Delta i_{a2} = 0,5 \Delta i_{a1}$.

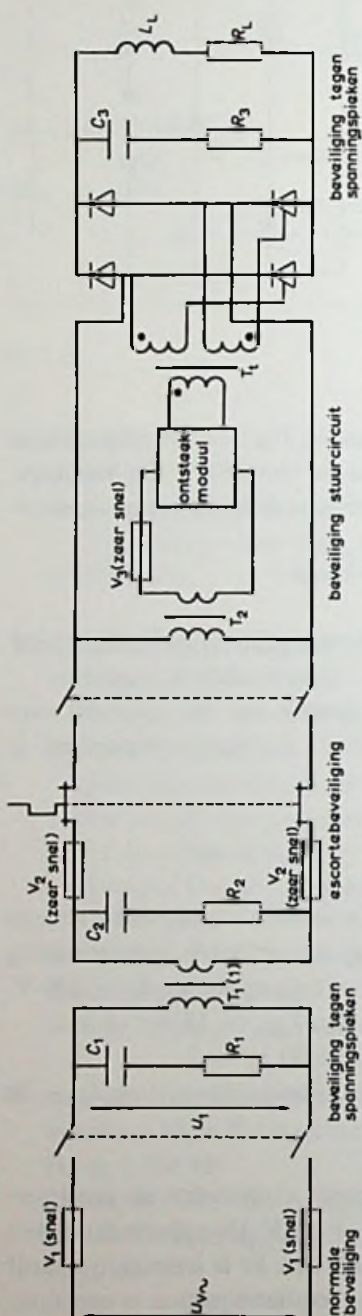


fig. 7.23

7.6 Opgaven hoofdstuk 6

Beveiligen en ontstoren

- 1 Teken een lichtdimmer met een diac-triac-combinatie en een voorziening tegen de gevolgen van:
 - kortsluitstromen;
 - kleine overstromen;
 - netvervuiling;
 - uitstraling (ethervervuiling).
- 2 Een éénfase-kortsluitankermotor van 220 V/50 Hz is aangesloten op een triacschakeling voorzien van een diac-pulsvormer. De motor en de triac zijn ontstoort. De triac is beveiligd tegen overstromen en inductiespanningen. Er wordt gebruik gemaakt van een blokpulsvormer. Teken deze schakeling.
- 3 Teken het complete schema voor het sturen van de ankerspanning van een vreemd bekrachtigde gelijkstroommotor m.b.v. een door gelijkstroom gestuurde thyristorbrug. Er wordt een blokpulsvormer gebruikt. In serie met het anker is een smoorspoel opgenomen. Neem in het schema de vereiste beveiligings- en ontstoorinrichtingen op en geef aan waar elk voor dient.
- 4 Zie fig. 7.23.

De voedingsspanning $U_v = 220 \text{ V/50 Hz}$. De transformatieverhouding $T = 1$. De nullaststroom van de transformator $I_0 = 100 \text{ mA}$. De belastingsweerstand $R_L = 25 \Omega$ en de inductantie $L_L = 40 \text{ mH}$. Er worden twee thyristoren S2800D gebruikt van bijlage 3 en twee dioden met overeenkomstige vermogensgrootheden.

Gevraagd:

- a C_1 en R_1 ;
- b C_2 en R_2 ;
- c C_3 en R_3 ;
- d I , U en $i^2 t$ van V_2 .

(Maak hierbij gebruik van de praktijkformules.)

Schakelingen voor de zelfbouw

De schakelingen in dit hoofdstuk zijn bestemd voor zelfbouw. De opgegeven waarden zijn soms afhankelijk van de keuze van de thyristor, triac of andere halfgeleiders. De keuze van deze halfgeleiders is weer afhankelijk van de voedingsspanning en de belasting. Bij veranderingen dienen de opgegeven waarden kritisch te worden beschouwd en eventueel te worden aangepast.

De voedingsspanning dient liefst *dubbelfasig* te kunnen worden afgeschakeld. Wettelijk is voor *huishoudelijk* gebruik bij thyristorschakelingen een maximumvermogen van 400 W toegestaan, bij triacschakelingen 700 W. Alle schakelingen dienen voorzien te zijn van een deugdelijke ontstoorinrichting.

WAARSCHUWING

Als de schakeling op het lichtnet is aangesloten kan overal 220 V op staan. Deze spanning is *levensgevaarlijk*. Raak de schakeling dan nooit direct aan, maar gebruik deugdelijk geïsoleerd gereedschap.

1 Triacschakelaar (1)

Fig. 8.1 – wordt de hulpschakelaar S_h ingeschakeld, dan zal de triacschakelaar T gaan geleiden. De hulpschakelaar kan, behalve een gewone schakelaar, een sensorschakelaar zijn, een relaiscontact, een thermostaatcontact enz. In plaats van de triac kan ook een thyristor worden geplaatst. De (gelijk)spanning over de belasting is dan ongeveer 110 V. De stroomwaarde van de thyristor is dan

$$I_{T(RMS)} = \frac{1}{2} \sqrt{2} \cdot I_L \cdot f = \frac{1}{2} \sqrt{2} \cdot \frac{U_v}{R_L} \cdot f.$$

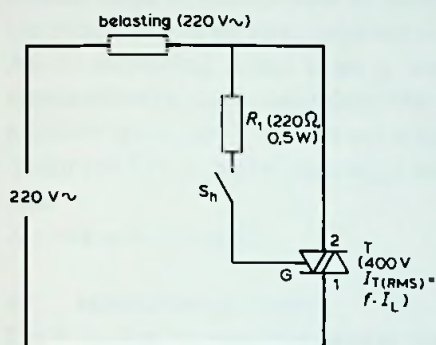


fig. 8.1

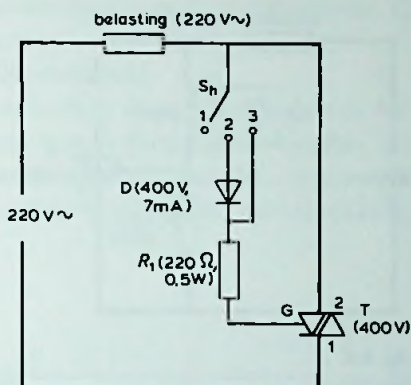


fig. 8.2

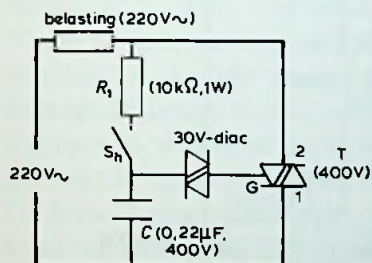


fig. 8.3

2 Triacschakelaar (2)

Fig. 8.2 – In stand 1 van de omschakelaar is de triacschakelaar uit. In stand 2 staat over de belasting een spanning van ongeveer 110 V $\sim$ (half-vermogen). In stand 3 staat over de belasting 220 V $\sim$ (vol-vermogen).

3 Triacschakelaar (3)

Fig. 8.3 – De werking van de schakeling is bekend. Wordt S_h ingeschakeld, dan zal de triacschakelaar T geleiden. Het sturen met pulsen heeft als voordeel een gering stuurverlies.

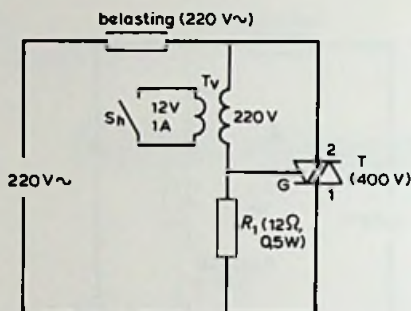


fig. 8.4

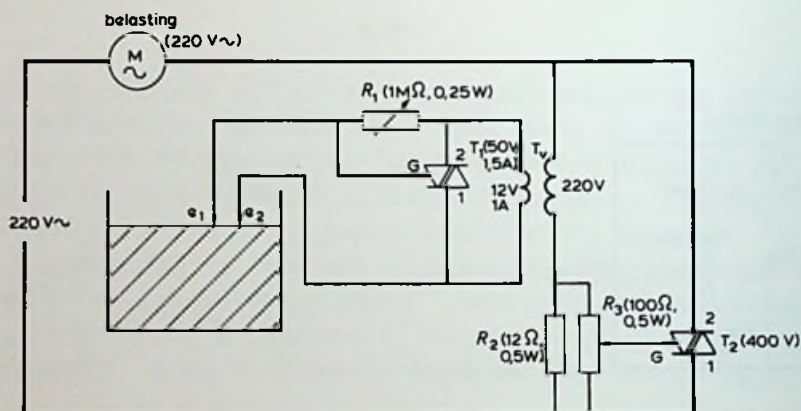


fig. 8.5

4 Triacschakelaar (4)

Fig. 8.4 – De transformator T_v heeft een primaire spanning van 220 V en een secundaire spanning van b.v. 12 V. Is de schakelaar S_h geopend, dan isoleert de primaire spoel van T_v door de getransformeerde secundaire weerstand. De triacschakelaar is uit. Wordt S_h gesloten, dan geleidt de primaire spoel. De triacschakelaar is in. Deze triacschakelaar wordt toegepast in de volgende niveauregeling.

5 Niveauregeling 1 (voor geleidende vloeistoffen)

Fig. 8.5 – Hierin wordt gebruik gemaakt van de triacschakelaar van schakeling 4. Als de elektroden e_1 en e_2 via de geleidende vloeistof zijn 'doorverbonden',

kan de hulptriac T_1 niet ontsteken. De primaire spoel van de transformator T_v isoleert en de triacschakelaar T_2 ontsteekt niet.

De motor M van de vloeistofpomp is nu uitgeschakeld.

Als de verbinding tussen e_1 en e_2 wordt verbroken door het zakken van het vloeistofniveau, zal T_1 ontsteken. Met R_1 kan men de gevoeligheid instellen. De primaire spoel van T_v geleidt nu, waardoor de triacschakelaar en daarmee de motor inschakelt. Het niveau stijgt weer tot het contact maakt met de elektroden.

Zie ook schakeling 30.

6 Intermitterend wissen

Fig. 8.6 – Rechts van de gemengde streeplijn is de bestaande schakeling van de ruitenwisser getekend. Schakelaar S_3 is de normale aan/uit-schakelaar.

Schakelaar S_2 dient voor het naar de ruststand brengen van de wisser.

Links van de gemengde streeplijn staat de toegevoegde thyristorschakeling met schakelaar S_1 . Is S_1 uitgeschakeld, dan is er normale continue wiswerking.

Wordt S_1 gesloten, dan laadt de condensator C_1 op tot de UJT geleidt. De thyristor Th ontsteekt, waardoor de motor M wordt ingeschakeld en de wisser beweegt. Daardoor sluit S_2 , zodat Th afschakelt en C_1 wordt ontladen. Na één slag opent S_2 weer en de motor wordt uitgeschakeld. De beginsituatie is herkre- gen. Met R_p kan men de tijd tussen de slagen instellen (intermitterend wissen). De diode D voorkomt een gevaarlijke spanning over de motor bij het uitschakelen van de stroom en zorgt voor het remmen van de motor.

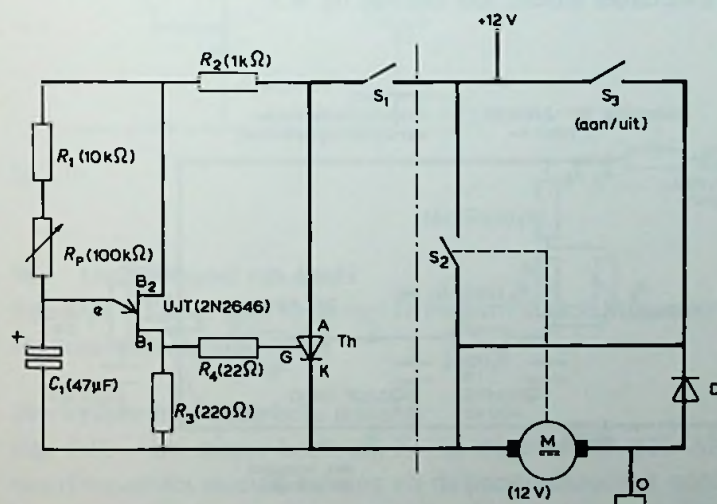


fig. 8.6

7a Universele schakeling voor het instellen van vermogen

Fig. 8.7 – De werking van deze schakeling is uit het voorgaande bekend. R_1 en R_3 moeten zodanig worden ingesteld dat de diac net niet dooft als R_p maximaal is.

Het verdient aanbeveling een netfilter te gebruiken (zie schakeling 9a). De schakeling kan ook worden gebruikt voor het regelen (constant houden) van de verlichtingssterkte op een vlak of het regelen van de temperatuur. In dat geval moet schakeling 8 worden toegevoegd.

7b Koelplaat

De koelplaatoppervlakte dient ongeveer 10^4 mm^2 ($100 \text{ mm} \times 100 \text{ mm} \times 1,5 \text{ mm}$) per 5 A effectieve stroom door de halfgeleider te zijn. (Gezwart – 25%)

8 Verlichtingsregeling en temperatuurregeling

Fig. 8.8 – Door schakeling (V) over de punten C en D van fig. 8.7 aan te sluiten ontstaat een gematigde aan/uit-verlichtingsregeling. Door schakeling (T) hierover aan te sluiten ontstaat een gematigde aan/uit-temperatuurregeling. De te regelen grootte beïnvloedt de weerstand van de opnemer (LDR of NTC) en daarmee de condensatorspanning. Hierdoor verandert het ontsteekmoment van de diac en de triac en dus de spanning over de belasting.

9a Universeel netfilter

Fig. 8.9a – In plaats van het filter van fig. 6.5 kan men dit eenvoudiger filter gebruiken. Het kan b.v. worden geschakeld tussen de punten A en B van fig. 8.7. Het filter is kwalitatief minder dan dat van fig. 6.5.

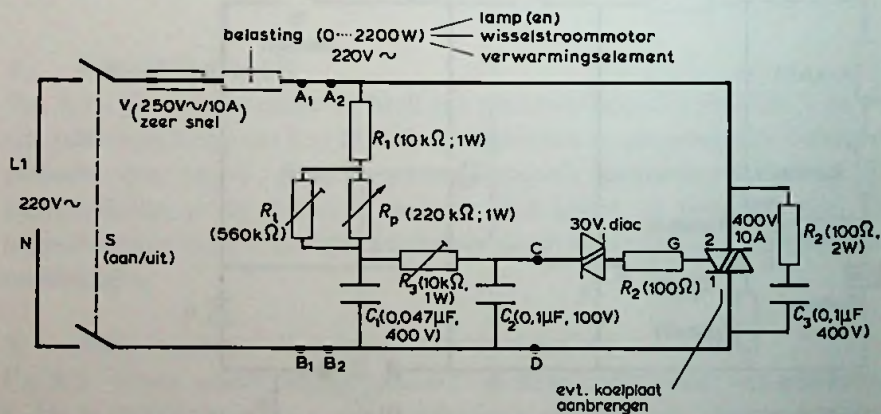


fig. 8.7

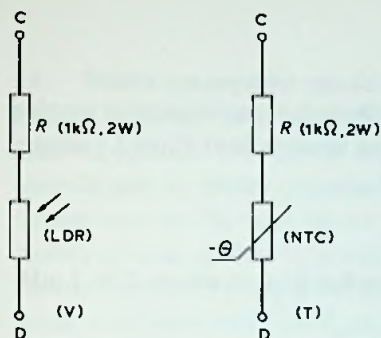


fig. 8.8

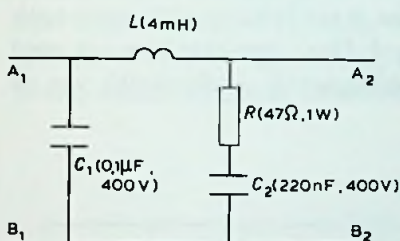


fig. 8.9a

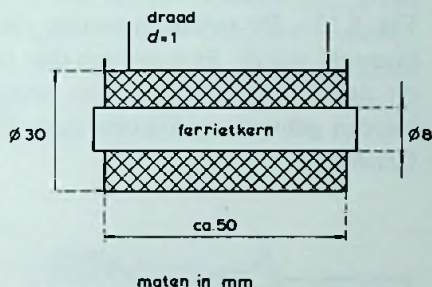


fig. 8.9b Ontstoorspoel van 4 mH

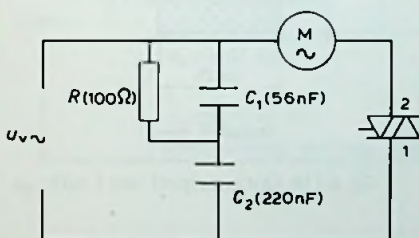


fig. 8.10

9b Ontstoorspoel van 4 mH

Fig. 8.9b – Als we deze spoel met ferrietkern maken krijgen we een $L \approx 4 \text{ mH}$. De maximale stroom is 3A!

10 Filter voor elektrische motoren

Fig. 8.10 – De motor heeft een L van ongeveer 80 mH. Alleen de hoogste stoorfrequenties moeten dus nog via de parallelcapaciteit worden weggewerkt. Ongewenste in- en uitslingerverschijnselen in de motorwikkelingen worden voorkomen door de dempweerstand R .

11a Filter voor ohmse belastingen

Fig. 8.11a – Deze schakeling is zeer effectief. De lage stoofrequenties worden gedempt door L_1 en L_2 en de hogere frequenties worden door C_1 en C_2 weggevoerd.

11b Ontstoorspoel voor 1 mH

Fig. 8.11b – Als we deze spoel met ferrietkern maken krijgen we een $L \approx 1$ mH. De maximale stroom is 3A!

12 Motorsturing met diac-triac

Fig. 8.12 – De rotatiefrequentie van een kleine universeelmotor kan worden ingesteld met R_p . Er wordt een diac en een triac in één behuizing toegepast zoals die door sommige fabrikanten wordt geleverd. Deze diac-triac kan ook goed worden gebruikt in lichtdimmers. De rotatiefrequentie is afhankelijk van de belasting.

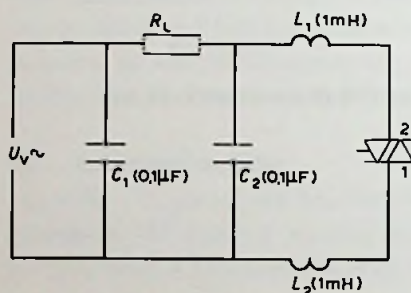


fig. 8.11a

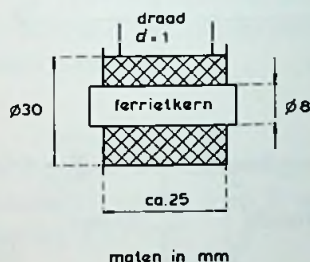


fig. 8.11b Ontstoorspoel van 1 mH

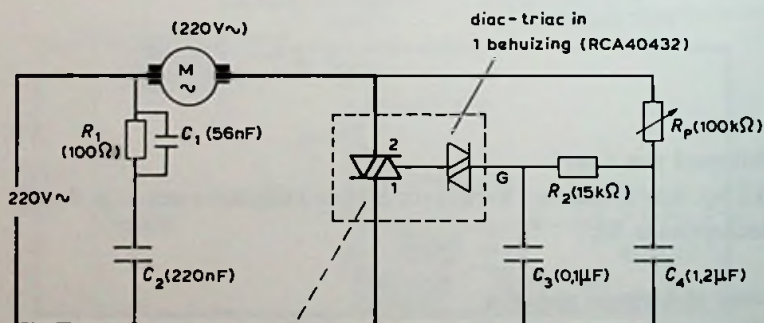


fig. 8.12



13 Sturen (en regelen) van de rotatiefrequentie van een kleine motor

Fig. 8.13 – De motor is bijvoorbeeld een 110 V-universeel(serie)motor M. Deze is zowel geschikt voor gelijk- als wisselspanning. Met R_p wordt de rotatiefrequentie van de motor ingesteld. Er dient te worden gelet op de maximale stroom van de (belaste) motor. De motor neemt nl. bij gelijkspanning een grotere stroom op dan bij wisselspanning!

De condensator C_1 wordt via D en M opgeladen tot een spanning die afhankelijk is van de stand van R_p en de tegenbronspanning E_t van M. Deze tegenbronspanning is afhankelijk van de rotatiefrequentie. De spanning over C_1 bepaalt het ontsteekmoment van de thyristor Th. Als de rotatiefrequentie van de motor daalt door een grotere belasting, wordt E_t kleiner. Daardoor wordt C_1 meer opgeladen en zal Th eerder ontsteken. De spanning over M neemt toe en daarmee de rotatiefrequentie. Op deze wijze wordt de rotatiefrequentie min of meer constant gehouden bij wisselende belasting.

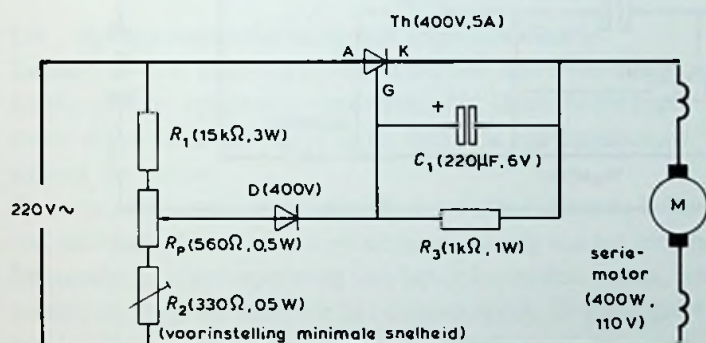


fig. 8.13

14 Snelheidsaanpasser voor kleine motoren (b.v. boormachine)

Fig. 8.14 – De werking van deze schakeling komt overeen met die van schakeling 13. De snelheid van de motor kan worden gefixeerd m.b.v. de weerstanden R_1 en R_4 . Als hiervoor twee potentiometers op één as worden genomen is de snelheid continu instelbaar.

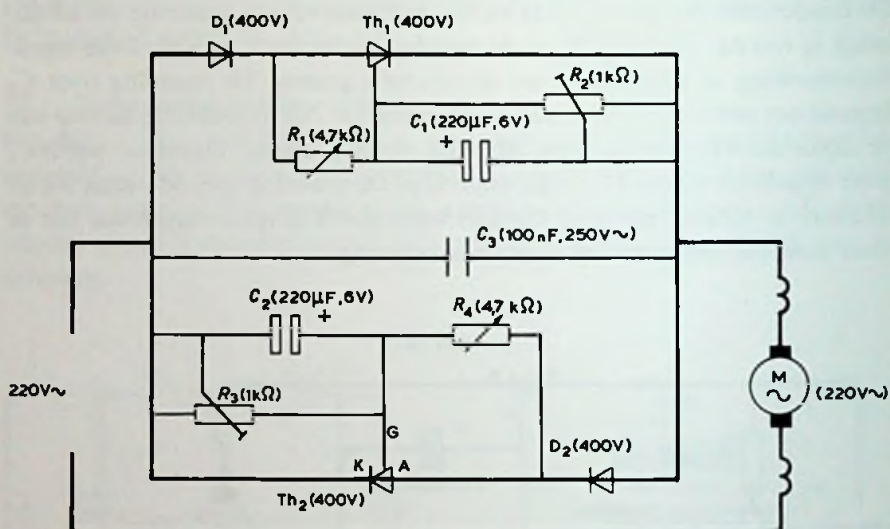


fig. 8.14

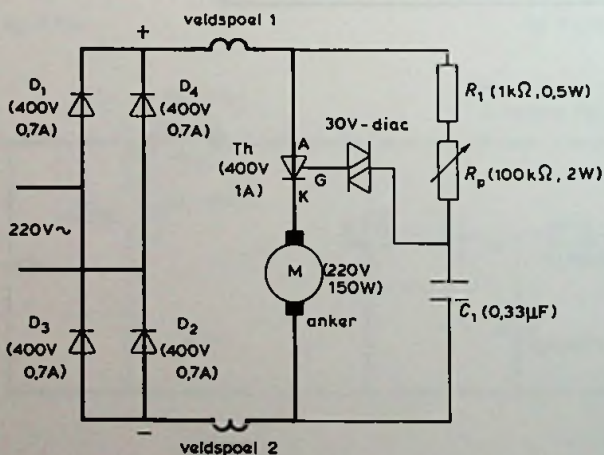


fig. 8.15a

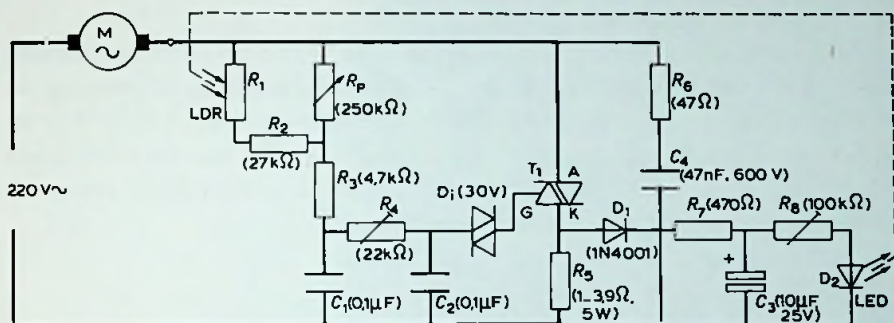
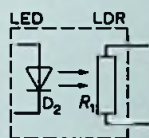


fig. 8.15b



15a Rotatiefrequentiesturing met koppelstabilisatie

Fig. 8.15a – De motor is bijvoorbeeld een universeelmotor zoals die in allerlei huishoudelijke apparaten wordt gebruikt. Deze motor heeft een gedeelde veldspoel, waartussen het anker en de thyristor zijn opgenomen. Dit komt de ontstoring ten goede.

De rotatiefrequentie wordt met R_p ingesteld. Neemt de belasting van de motor toe, dan daalt de ankerbronspanning als gevolg van het afnemen van de rotatiefrequentie. De tegenspanning van het anker neemt dus af, waardoor de thyristorstroom stijgt en daarmee het motorkoppel. Er dient gelet te worden op de maximaal toelaatbare stroom door het anker van de motor!

15b Rotatiefrequentieregeling van een universeelmotor (b.v. boormachinemotor) met koppelstabilisatie

Fig. 8.15b – De werking van de schakeling als sturing is bekend. Bij deze schakeling wordt de stroom gebruikt voor het regelen. Het opnemergedeelte bestaat uit R_5 , D_1 , R_7 en C_3 . Als de stroom stijgt door een grotere belasting van de motor, wordt de spanningsval over R_5 groter, zodat C_3 oplaadt. Via het optokoppel, bestaande uit een LED (licht emitterende diode) en een LDR (lichtgevoelige weerstand), wordt een terugkoppeling tot stand gebracht. De weerstand van de LDR wordt door de toename van de verlichtingssterkte door de LED kleiner. Daardoor wordt de vervangweerstand van de LDR en R_p kleiner en zal de ontstekhoek α van de triac worden verkleind. De motorspanning wordt groter en de rotatiefrequentie en het koppel worden bijgeregeld. Met de instelweerstand R_8 wordt de mate van terugkoppeling ingesteld en daarmee de stabiliteit van de regeling.

16 Eenvoudig knipperlicht

Fig. 8.16 – Gedurende de positieve halve periode van de voedingsspanning wordt de condensator C_1 via R_p opgeladen. Als de condensatorspanning de ontsteekspanning van de diac heeft bereikt schakelen de diac en de triac in en brandt de lamp. Dit duurt maximaal 1 periode ($1/50$ s). Het aantal knipperingen is instelbaar van 2 tot 10 per seconde. Met R_3 wordt de brandduur ingesteld. Een grotere C_1 maakt het knippertempo kleiner.

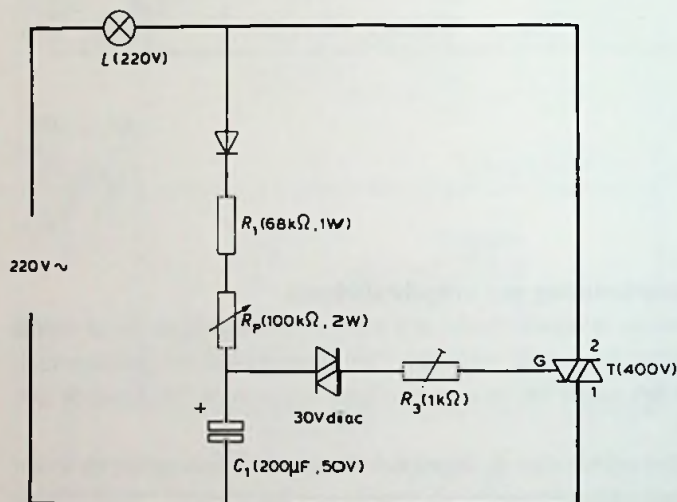


fig. 8.16

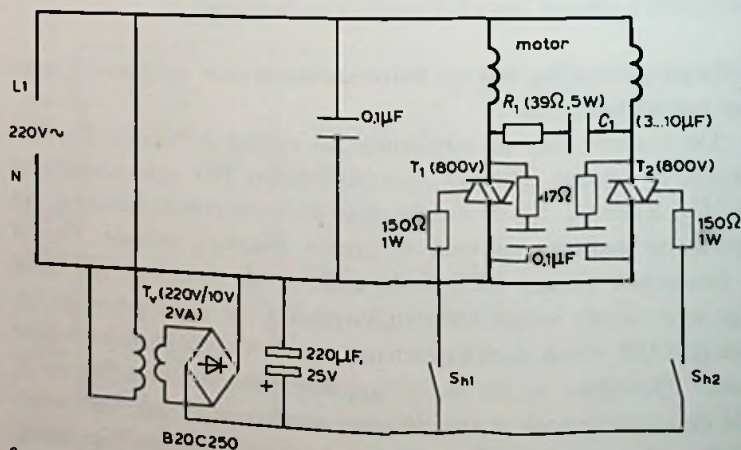


fig. 8.17

17 Omschakelaar

Fig. 8.17 – Met deze dubbel uitgevoerde triacschakelaar kan de draairichting van een kleine wisselstroomcondensatormotor worden omgekeerd. Wordt hulpschakelaar S_{h1} ingeschakeld dan draait de motor b.v. rechtsom, wordt S_{h2} ingeschakeld dan draait de motor linksom. De weerstand R_1 begrenst de ontlaadstroom van de motorcondensator C_1 over beide triacs als de beide hulpschakelaars te snel achter elkaar worden bediend. De werking van de triacschakelaar is verder bekend.

18 Temperatuurregeling

Fig. 8.18 – De werking van de schakeling als sturing is bekend. De toegevoegde temperatuurgevoelige weerstand (NTC-weerstand) is de opnemer van de temperatuurregeling. Als de temperatuur daalt, wordt de weerstand groter en de spanning over de condensator C_1 hoger. Daardoor komt de UJT sneller in geleiding. De ontsteekhoek van de thyristor wordt kleiner waardoor het verwarmingselement V meer vermogen krijgt. De temperatuur wordt op deze manier vrij constant gehouden.

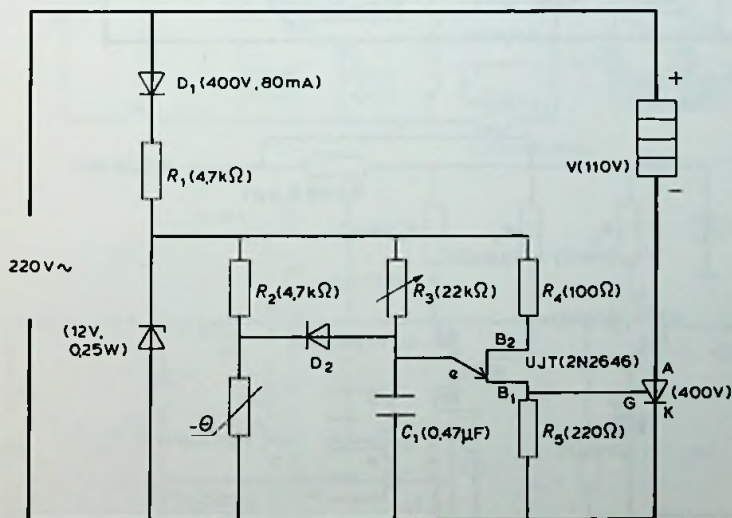


fig. 8.18

19 Scheiding met optokoppel

Fig. 8.19 – De werking van de schakeling is bekend. Het toegevoegde optokoppel scheidt het ontsteekgedeelte van de triac. De weerstand R_3 zorgt er voor dat de (ontlaad)stroom van C_2 door de lichtgevende diode van het optokoppel beperkt blijft. De grootte van de spanning over deze diode is echter voldoende. De spanningsbron van 3 V is vaak een eenvoudige elektronische voeding.

20 Door gelijkspanning gestuurde triggermoduul

Fig. 8.20 – De werking van de schakeling is bekend. De moduul kan worden toegepast voor het sturen van een éénfase thyristorbrug of voor het sturen van één thyristor.

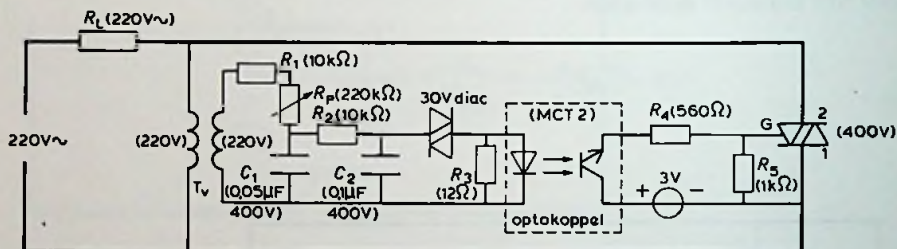


fig. 8.19

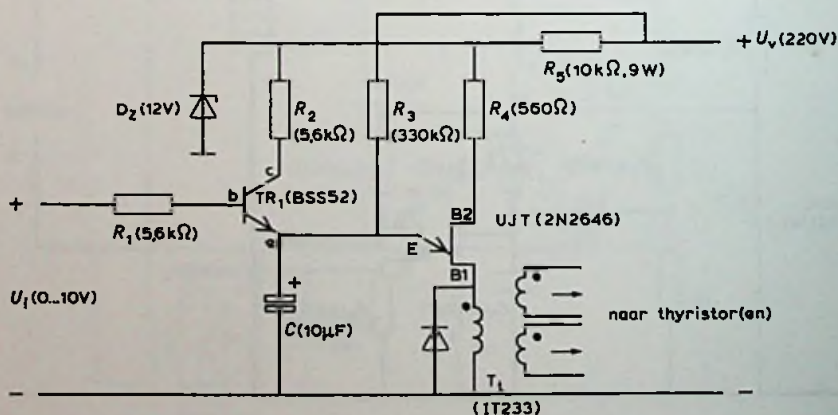


fig. 8.20

21 Gestuurde thyristorbrug (gestuurde gelijkrichter)

Fig. 8.21 – De werking van de schakeling is bekend. De brugtak D_1 - Th_1 en de brugtak D_2 - Th_2 voeren om beurten de belastingsstroom. De brugtakstroom is dan $\frac{1}{2}\sqrt{2} \cdot \frac{U_v}{R_L}$. Hierop is de stroom $I_{T(RMS)}$ van de dioden en thyristoren gebaseerd. Een commutatiespoeltje van 0,1 mH wordt verkregen door een tiental windingen rond een ferrietstaafje.

22 Chopperschakelaar

Fig. 8.22 – In plaats van de chopperschakelaar van fig. 2.3 kan deze schakeling worden gebruikt. Het bijzondere van deze schakeling is de keten Th_1 , D , L_1 en C_1 . Dit is een 'slingerketen', waarbij de stroomrichting wordt bepaald door D . In de 'uit'-toestand heeft de condensatorspanning de aangegeven polariteit. Deze wordt bij de aanvang van het chopperen verkregen via een eenvoudige voeding. Wordt de schakelaar Th_1 met d_1 ingeschakeld, dan zal onder invloed van de 'slingerketen' deze polariteit veranderen. De schakelaar is nu gereed

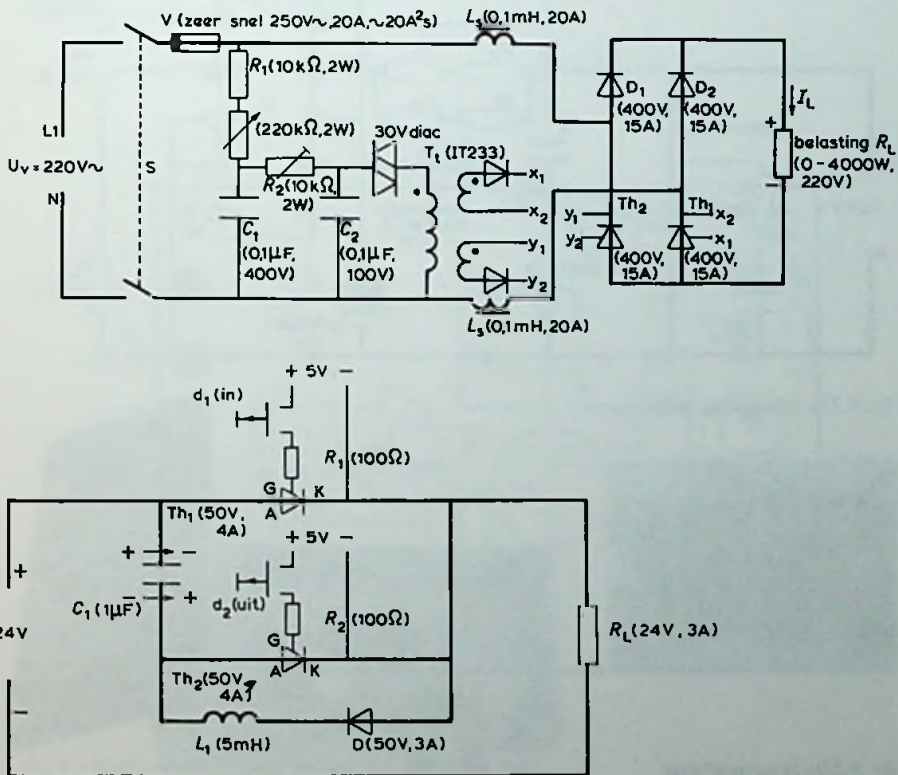


fig. 8.22

om uit te schakelen. Wordt d_2 bediend, dan gaat Th_2 geleiden. De condensatorspanning staat nu in sperrichting over Th_1 , waardoor deze dooft (gedwongen doving). De schakelaar is uit en kan opnieuw worden ingeschakeld. De minimale uitschakeltijd van deze schakelaar is beter dan die van de schakeling van fig. 2.3.

23 Lichtdimmer met IC voor fasesturing

(met print lay-out en componentenopstelling)

Fig. 8.23 – De werking van de schakeling is bekend. De condensator C_2 zorgt er voor dat de stuurpuls van de voedingsgelijkspanning (11,3 V) wordt gescheiden. Het filter $R_1 C_1$ beschermt de triac tegen te grote spanningspieken. De vier weerstanden $R_5 \dots R_8$ in plaats van één weerstand kunnen een goede oplossing betekenen i.v.m. aanschaf en koeling.

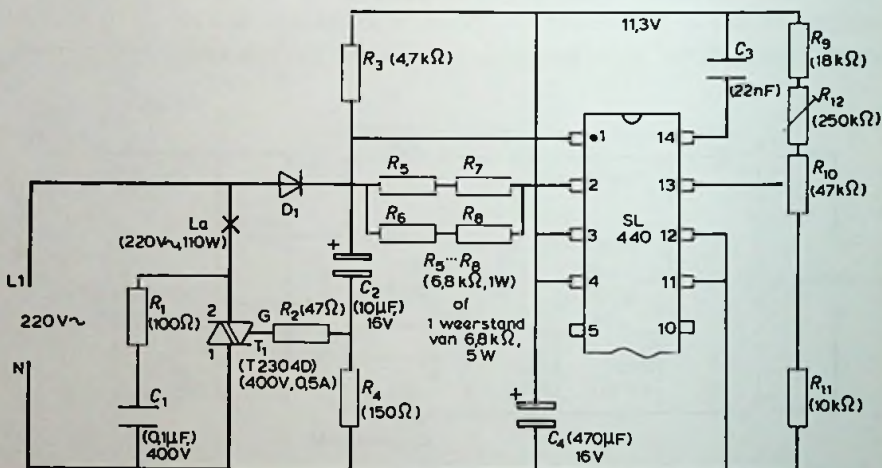


fig. 8.23a Schakeling lichtdimmer

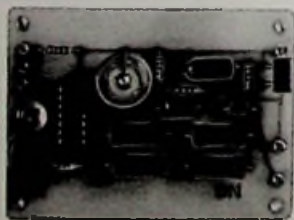
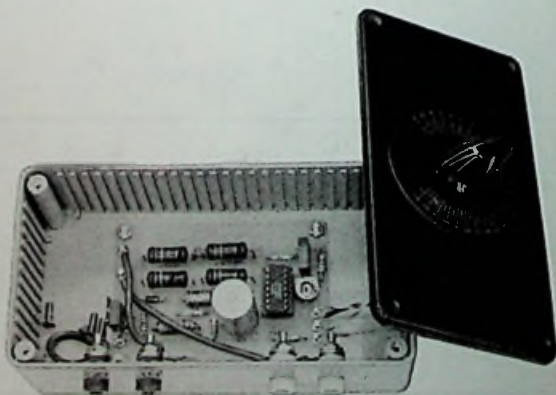


fig. 8.23b Stuurinrichting



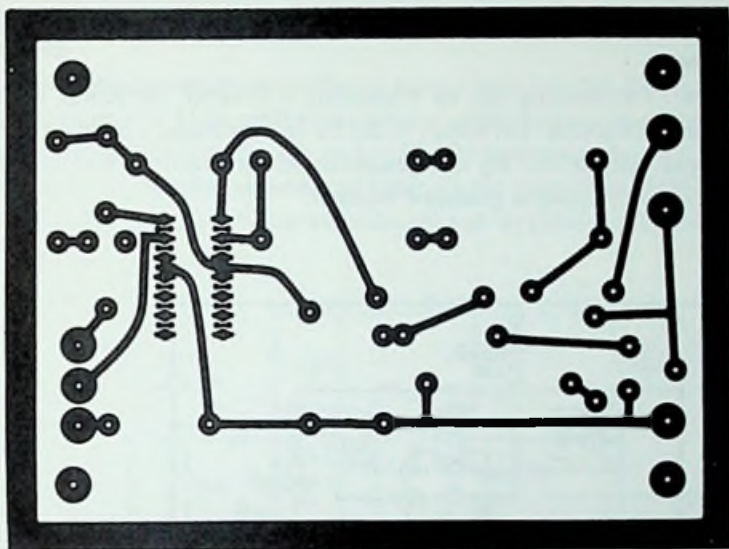


fig. 8.23c Print lay-out (koperzijde)

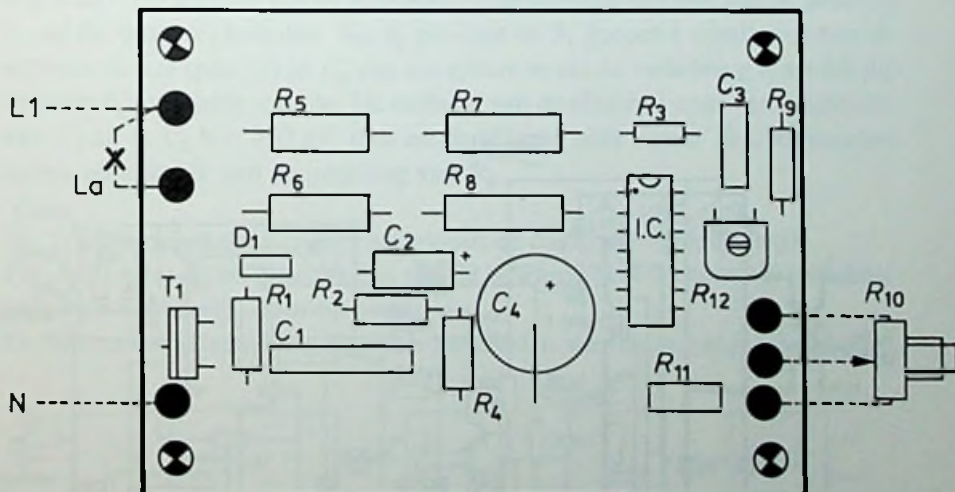


fig. 8.23d Componentenopstelling

Fig. 8.24 – De werking van de schakeling is bekend. De motor is een wisselstroominductiemotor. Dit houdt in dat bij een verlaging van de motorspanning het koppel vermindert. Bij een geschikte motorbelasting, b.v. een ventilator, kan de rotatiefrequentie gestuurd worden.

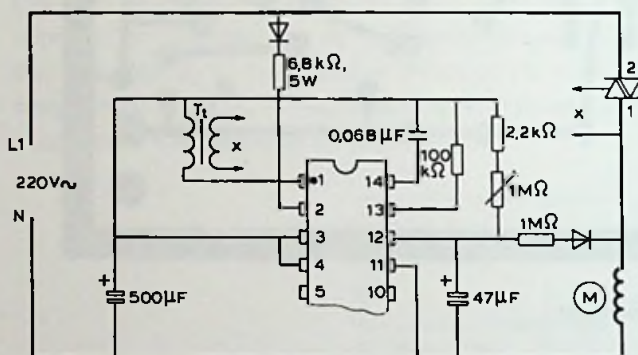


fig. 8.24 print

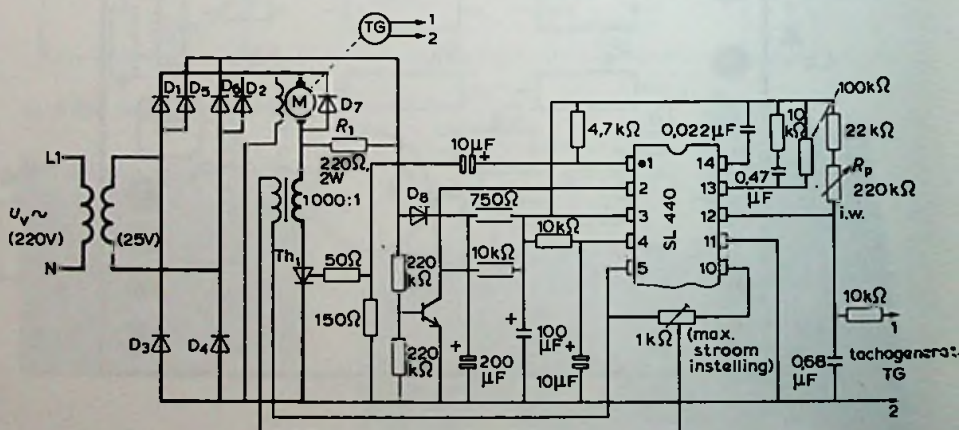


fig. 8.25

25 Regeling van de rotatiefrequentie van een gelijkstroommotor voor lage spanning

Fig. 8.25 – De werking van de schakeling is grotendeels bekend. De opnemer is een tachogenerator TG. Deze geeft een spanning af die recht evenredig is met de rotatiefrequentie n van de geregelde motor M. De spanning van de TG en de spanning van de i.w. worden voortdurend met elkaar vergeleken. Het verschil-sig-naal (op pen 12) bepaalt het ontsteekmoment van de thyristor Th_1 en dus de rotatiefrequentie.

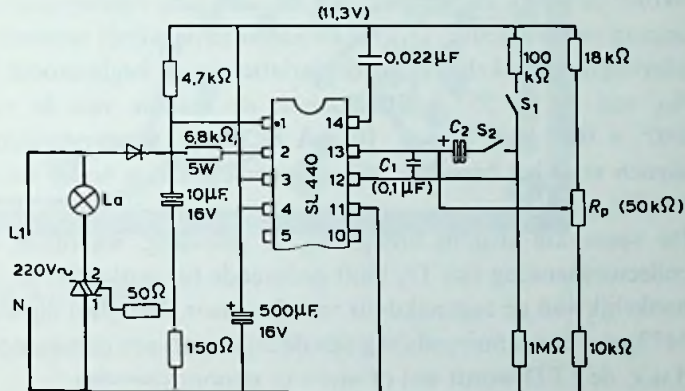


fig. 8.26

26 Langzaam doven van de verlichting

Fig. 8.26 – De werking van de schakeling is grotendeels bekend. Als S_1 gesloten is, zal de lamp vol branden. Als S_2 gesloten en S_1 geopend wordt, vormen de servoversterker (pen 12) en C_2 een integrator en zal de verlichting afnemen tot de door R_p ingestelde waarde. De snelheid van de afname hangt van de grootte van C_2 af. Is C_2 b.v. 250 μF , dan zal de afname zelfs tussen 20...30 minuten duren, afhankelijk van de instelling van R_p .

27 Sensorschakelaar (met print lay-out en componentenopstelling)

Fig. 8.27 – Het in- en uitschakelen van de belasting gebeurt door het twee keer aanraken van de sensor of tip-toets.

De ontsteekschakeling is galvanisch gescheiden van de vermogensschakeling

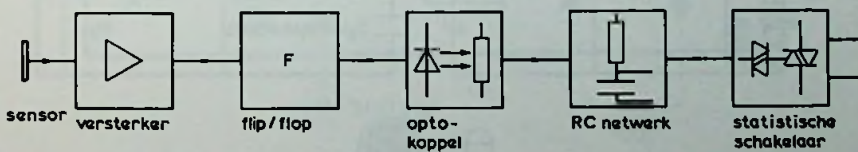


fig. 8.27a Blokschema

door de trafo T_v en het optokoppel bestaande uit een LED (light emitting diode) en een LDR (light dependent resistor).

Wordt de weerstand van de LDR klein ($k\Omega$) door het opvallende licht van de LED, dan laadt condensator C_3 snel op tot de schakelspanning van de diac. De triacschakelaar schakelt in en daarmee de belasting. De belasting kan b.v. één of meer lampen zijn of een wisselstroommotor. Wordt de weerstand van de LDR groot ($M\Omega$) doordat de LED geen licht afgeeft, dan schakelt de triacschakelaar uit.

Wordt de sensor aangeraakt, dan zal een kleine stroomvariatie ontstaan aan de ingang van transistor Tr_1 . De stroomvariatie wordt versterkt door Tr_1 en Tr_2 (darlington-schakeling). Als de variatie van de beginstroom b.v. $0,2 \mu A$ is, en h_{FE} van de Bc 557 is 100, dan is de variatie van de versterkte stroom: $100^2 \times 0,2 \cdot 10^{-6} A = 2 \cdot 10^{-3} A = 2 mA$. De weerstanden R_1 , R_2 , R_3 en R_4 dienen voor het beperken van de stromen. Dit is nodig voor het beschermen van $Tr_{1,2}$.

De versterkte stroom brengt Tr_3 in geleiding, waardoor C_1 ontlaaft. De collectorspanning van Tr_3 blijft gedurende het ontladen nul. Deze tijd is onafhankelijk van de aanraakduur van de sensor. Het (JK) flip-flop IC 1 (type SN 7473) ziet de spanningsdaling aan de ingang als een commando en schakelt om, d.w.z. de LED wordt wel of niet van stroom voorzien.

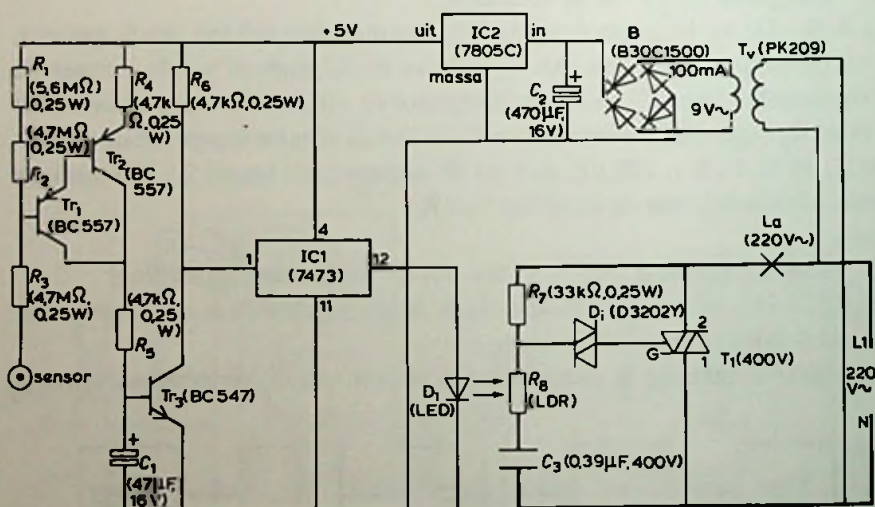
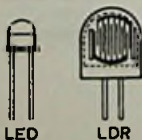


fig. 8.27b Schakeling sensorschakelaar



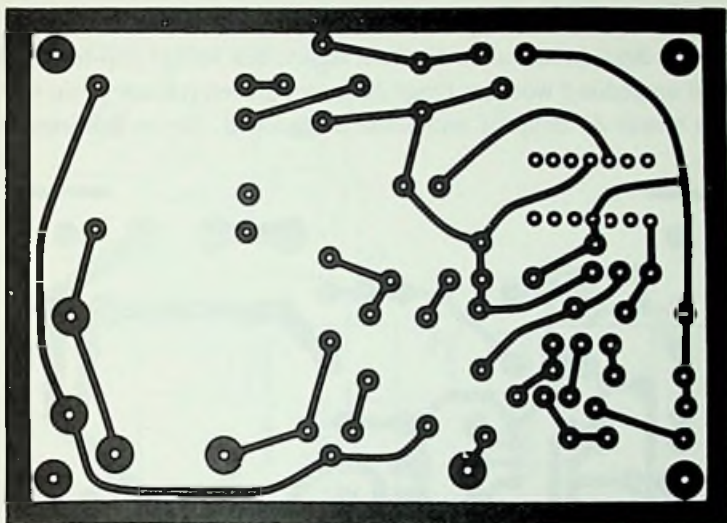


fig. 8.27c Print lay-out (koperzijde)

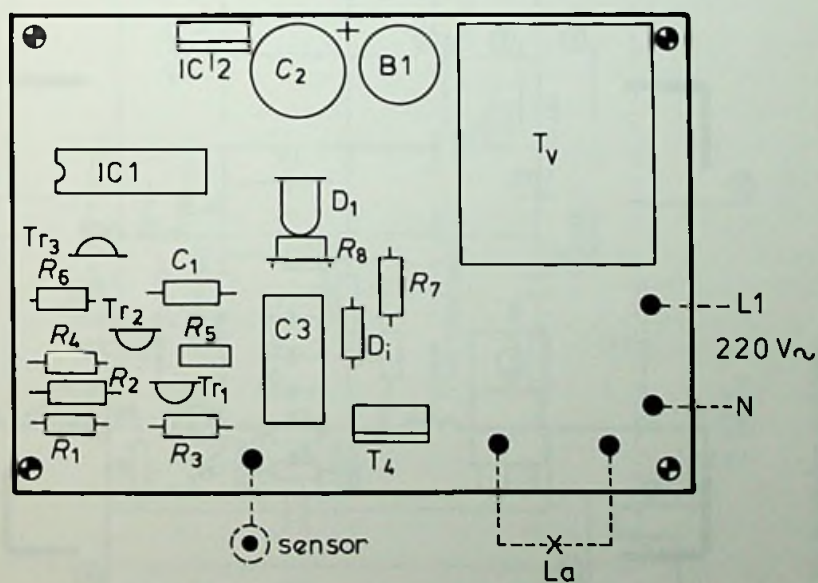


fig. 8.27d Componentenopstelling

28 Tipdimmer (met print lay-out en componentenopstelling)

Fig. 8.28 – Met deze dimmer kan het licht m.b.v. een sensor (tip-toets) in- en uitgeschakeld en gedimd worden. Door de sensor 1 even (tussen 60 en 400 ms) aan te raken wordt de lamp óf ontstoken óf gedooft. De verlichtingssterkte

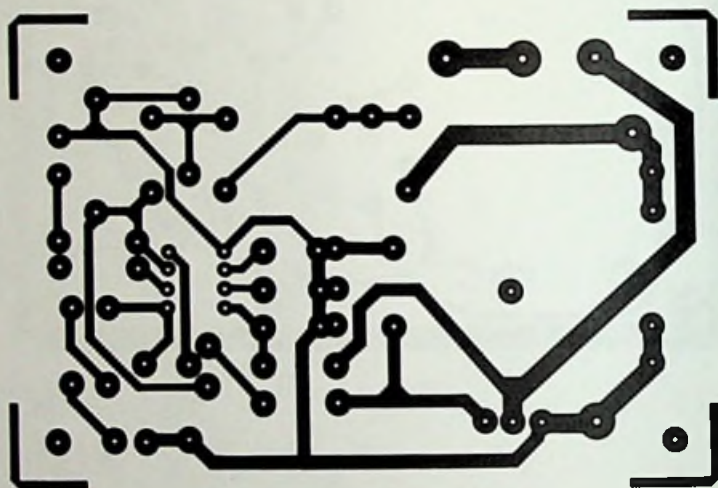


fig. 8.28b Print lay-out (koperzijde)

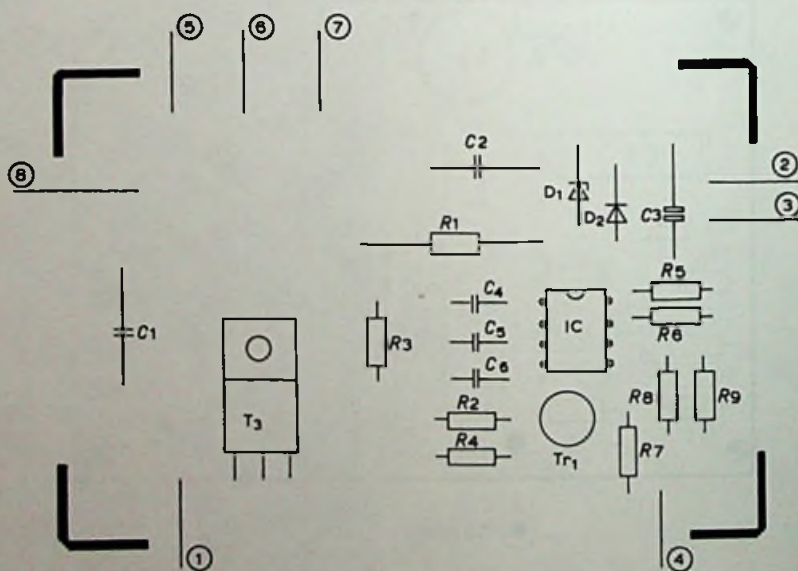


fig. 8.28c Componentenopstelling

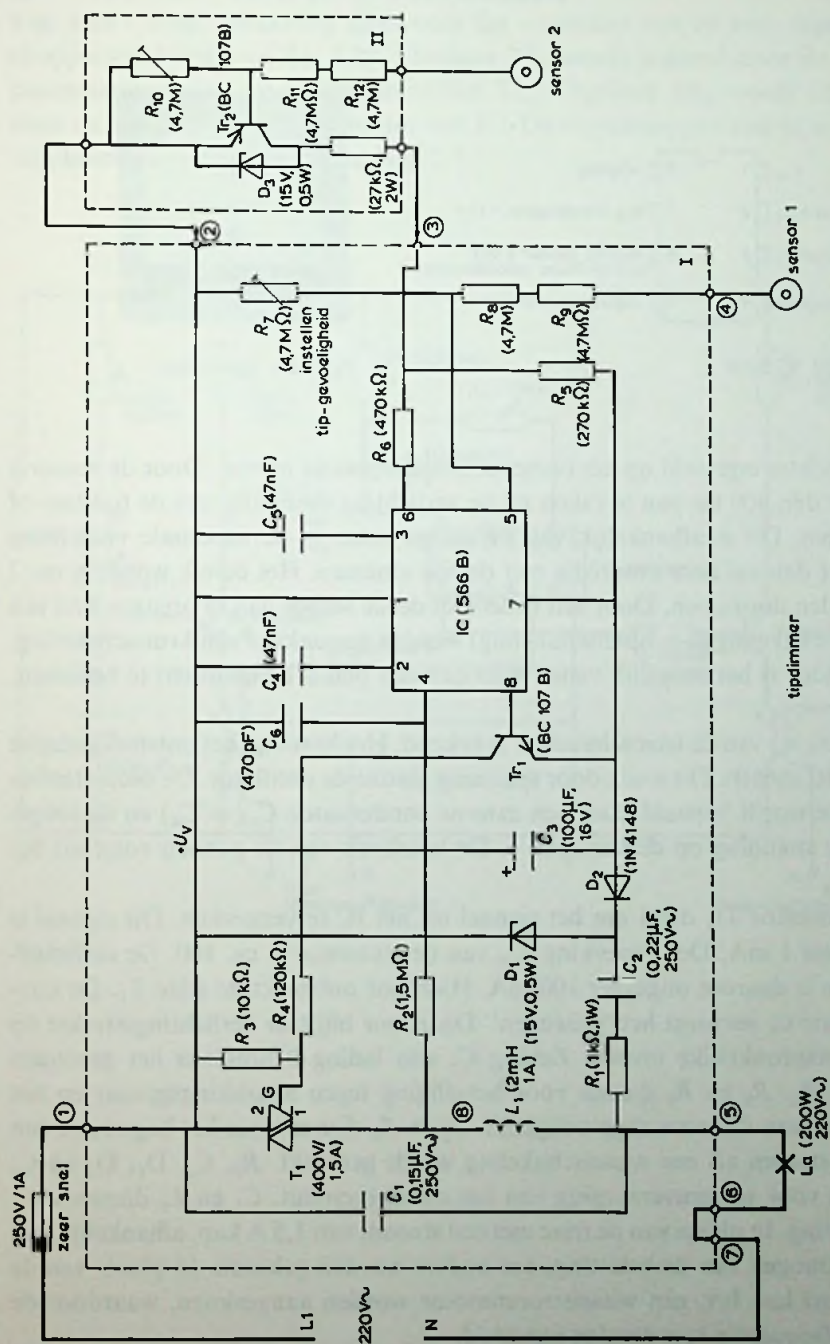


fig. 8.28a Schakeling tipdimmer

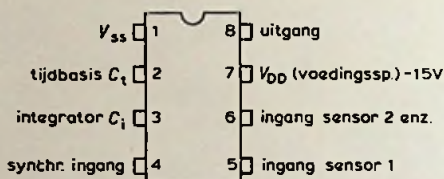


fig. 8.28d IC 566B



fig. 8.28e Tipdimmer

blijft echter ingesteld op het oorspronkelijk ingesteld niveau. Door de sensor 1 langer dan 400 ms aan te raken zal de verlichting evenredig met de tijd toe- of afnemen. Dit is afhankelijk van de vorige actie. Is de maximale verlichting bereikt dan zal deze evenredig met de tijd afnemen. Het bereik wordt in ca. 7 seconden doorlopen. Door een tweede of derde sensor aan te brengen kan een wisselschakeling (z.g. hotelschakeling) worden gemaakt of een kruisschakeling. Daardoor is het mogelijk vanaf meer dan één plaats de lamp(en) te bedienen.

De werking van de triacschakelaar is bekend. Het hart van het ontsteekgedeelte is het IC (566B). Dit is een door spanning gestuurde oscillator. De oscillatorfrequentie wordt bepaald door een externe condensator C_1 ($=C_4$) en de toegevoerde spanning op de stuurpin 5. De betekenis van de pennen volgt uit fig. 8.28d.

De transistor Tr_1 dient om het signaal uit het IC te versterken. Dit signaal is ongeveer 1 mA. De versterking h_{FE} van de transistor is ca. 100. De collectorstroom is daarom ongeveer 100 mA. Hierdoor ontsteekt de triac T_1 . De condensator C_5 verzorgt het 'geheugen'. Daardoor blijft de verlichtingssterkte op het oorspronkelijke niveau. Zolang C_5 zijn lading behoudt is het geheugen intact. R_7 , R_8 en R_9 dienen voor beveiliging tegen aanrakingsgevaar en het instellen van de aanraakgevoeligheid. R_5 en R_6 dienen voor het begrenzen van de IC-stroom als een wisselschakeling wordt gebruikt. R_1 , C_2 , D_1 , D_2 en C_3 dienen voor stroomverzorging van het ontsteekcircuit. C_1 en L_1 dienen voor ontstoring. In plaats van de triac met een stroom van 1,5 A kan, afhankelijk van het vermogen van de belasting, een andere worden gekozen. In plaats van de lamp(en) kan b.v. een wisselstroommotor worden aangesloten, waardoor de rotatiefrequentie kan worden ingesteld.

29 Ontsteekmodule voor twee-thyristorchopper

Fig. 8.29 – Deze schakeling dient voor het ontsteken van de twee-thyristorchopperschakelaar van fig. 8.22. Thyristor Th_1 wordt bediend door de UJT-pulsgenerator met uni-junctiontransistor Tr_s . Thyristor Th_2 wordt bediend door de monostabiele multivibrator met IC. De eigenschappen van de schakeling komen overeen met die van fig. 2.7.

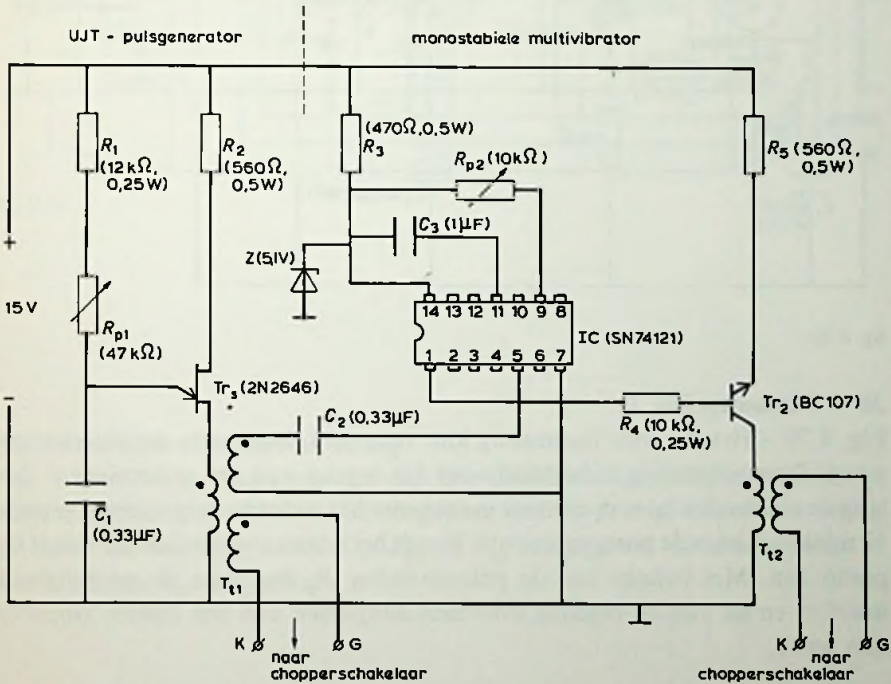


fig. 8.29

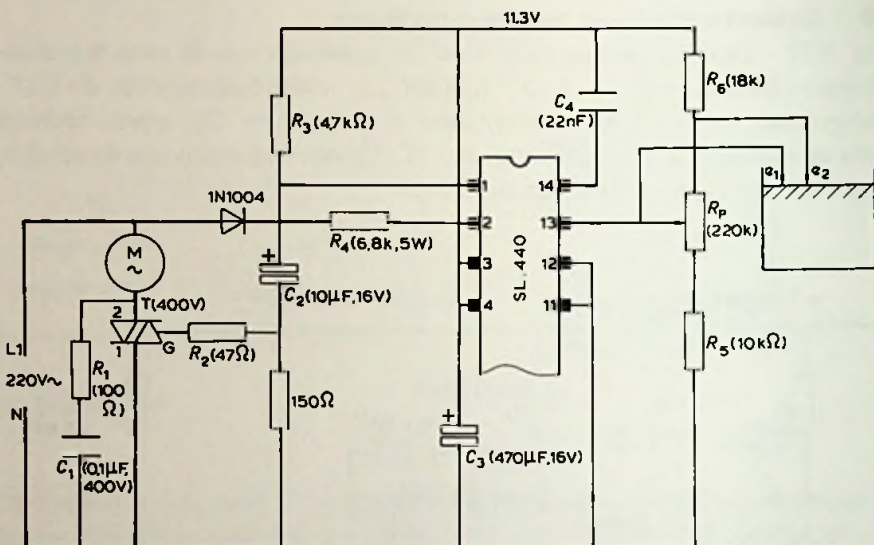
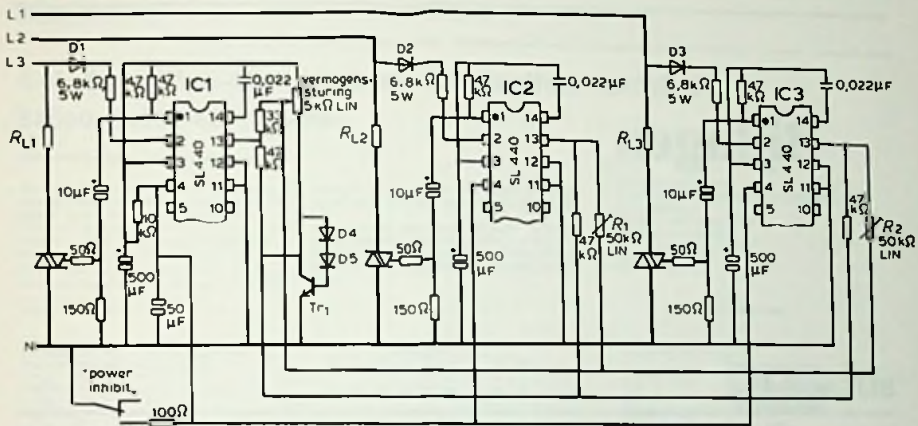


fig. 8.30

30 Niveauregeling 2

Fig. 8.30 – Het IC voor fasesturing kan voor veel doeleinden worden aangewend. Deze schakeling is bestemd voor het regelen van een waterniveau. Zolang de elektroden e_1 en e_2 contact maken met het water is de spanning op punt 13 minimaal en is de pompmotor uit. Wordt het contact verbroken dan slaat de pomp aan. Met behulp van de potentiometer R_p kan men de gevoeligheid instellen en de aan/uit-regeling eventueel aanpassen aan een andere vloeistof dan water.



31 Driefasen-wisselstroomsturing

Fig. 8.31 – Als in plaats van een één-fase-wisselstroomsturing een driefasen-wisselstroomsturing moet worden toegepast, worden drie IC's voor fasesturing gebruikt. De belasting is met R_{L1} , R_{L2} en R_{L3} aangegeven. Het driefasen-net is met L_1 , L_2 en L_3 aangegeven.

Bijlagen

BIJLAGE 1



Fast Recovery Rectifiers

RCA TYPE	Forward Current				Package	Voltage V _{RRM} V	Temp. Range Operating °C	Voltage Drop		Rev. Recovery Time		
	RMS I _{F(RMS)} A	Av. I _o A	Surge I _{FSM} A	Temp.-T _A °C				V _F V	I _F A	t _{rr} µs	I _{FM} A	T _C °C

9-A TYPES

D2406F	9	6	125	100	DO-4/ DO-203MA	50	-40 to 150	1.4	6	0.35	19	25
D2406A	9	6	125	100		100	-40 to 150	1.4	6	0.35	19	25
D2406B	9	6	125	100		200	-40 to 150	1.4	6	0.35	19	25
D2406C	9	6	125	100		300	-40 to 150	1.4	6	0.35	19	25
D2406D	9	6	125	100		400	-40 to 150	1.4	6	0.35	19	25
D2406M	9	6	125	100		600	-40 to 150	1.4	6	0.35	19	25
1N3879	9	6	75	100		50	-65 to 150	1.4	6	0.20	1	25
1N3880	9	6	75	100		100	-65 to 150	1.4	6	0.20	1	25
1N3881	9	6	75	100		200	-65 to 150	1.4	6	0.20	1	25
1N3882	9	6	75	100		300	-65 to 150	1.4	6	0.20	1	25
1N3883	9	6	75	100		400	-65 to 150	1.4	6	0.20	1	25

18-A TYPES

D2412F	18	12	250	100	DO-4/ DO-203MA	50	-40 to 150	1.4	12	0.35	38	25
D2412A	18	12	250	100		100	-40 to 150	1.4	12	0.35	38	25
D2412B	18	12	250	100		200	-40 to 150	1.4	12	0.35	38	25
D2412C	18	12	250	100		300	-40 to 150	1.4	12	0.35	38	35
D2412D	18	12	250	100		400	-40 to 150	1.4	12	0.35	38	25
D2412M	18	12	250	100		600	-40 to 150	1.4	12	0.35	38	25
1N3889	18	12	150	100		50	-65 to 150	1.4	12	0.20	1	25
1N3890	18	12	150	100		100	-65 to 150	1.4	12	0.20	1	25
1N3891	18	12	150	100		200	-65 to 150	1.4	12	0.20	1	25
1N3892	18	12	150	100		300	-65 to 150	1.4	12	0.20	1	25
1N3893	18	12	150	100		400	-65 to 150	1.4	12	0.20	1	25

4-A Sensitive-Gate Silicon Controlled Rectifiers S2060, S2061, S2062 Series

For Power Switching and Control Applications

The S2060, S2061, and S2062 series are sensitive gate silicon controlled rectifiers designed for switching ac and dc currents. These SCR's are divided into three different series according to gate sensitivity. The types within each series differ in their voltage ratings, the voltage ratings are identified by suffix letters in the type designations.

These thyristors have microprocessor gate-current requirements which permit operation with low-level logic circuits. They

can be used for lighting, power switching, and motor speed controls, and for gate-current amplification for driving larger SCR's.

All types in each series utilize the JEDEC TO-220AB package. Upon request, each type is available in either of two variants of the TO-220AB package. For information on these package variations, contact the RCA Sales Office in your locale.

Features:

- Maximum gate sensitivity
- Maximum gate current specified for the S2062 series
- 600 V capability
- 4-A (rms) on state current ratings
- 35-A peak surge capability
- Glass-passivated chip for stability
- Low thermal resistance
- Surge capability curve

TERMINAL CONNECTIONS



MAXIMUM RATINGS, Absolute Maximum Values		Suffix Letter										
NON-REPEATABLE PEAK REVERSE VOLTAGE		G V F A B C D E M										
V_{RRM}	1000 V, $T_C = 40$ to 110°C	25	50	75	125	250	400	500	600	700	V	
REPEATED PEAK OFF STATE VOLTAGE												
V_{RRM}	1000 V, $T_C = 40$ to 110°C	25	50	75	125	250	400	500	600	700	V	
REPEATED PEAK REVERSE VOLTAGE												
V_{RRM}	1000 V, $T_C = 40$ to 110°C	25	50	75	125	250	400	500	600	700	V	
REPEATED PEAK OFF STATE VOLTAGE												
V_{RRM}	1000 V, $T_C = 40$ to 110°C	25	50	75	125	250	400	500	600	700	V	
ON STATE CURRENT												
Conduction angle = 180° , $T_C = 85^\circ\text{C}$												
Average at 50°C	I_{TAV}	2.5										
Peak value	I_{TAVM}	4										
DC component	I_{TAVM}	2.5										
PEAK SURGE (NON-REPEATABLE) ON STATE CURRENT:												
For one pulse of specified peak voltage, $T_C = 85^\circ\text{C}$	I_{TSM}	25										
80 Hz (forwarded)	I_{TSM}	25										
60 Hz (forwarded)	I_{TSM}	25										
40 Hz (forwarded)	I_{TSM}	25										
PEAK GATE CURRENT												
I_{GM}	10 μA	0.2										
PEAK GATE REVERSE VOLTAGE												
V_{GRM}	5 V	—										
RATE OF CHANGE OF ON STATE CURRENT												
dI_{GM}/dt (typical) $10 \mu\text{A}/\mu\text{s}$, $T_C = 110^\circ\text{C}$	dI_{GM}/dt	100										
FUSING CURRENT (for SCR protection)												
$I_T = 40$ to 110°C , $t = 1$ to 8 ms	I_T	2.5										
GATE POWER DISSIPATION												
Peak forward (for 10 μs max)	P_{GM}	0.5										
Average (for 1 sec max)	P_{GM}	0.1										
TEMPERATURE RANGE												
Storage	T_{stg}	40 to 150										
Operating limit ¹	T_C	40 to 110										
TERMINAL TEMPERATURE (during soldering)												
For 10 s max	T_s	250										

¹Temperature measuring point is shown in the dimensional outline.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

CHARACTERISTIC	SYMBOL	LIMITS			UNITS
		FOR ALL TYPES UNLESS OTHERWISE SPECIFIED			
		MIN.	Typ.	MAX.	
PEAK OFF STATE CURRENT Forward $V_D = V_{RRM}$, $R_{GK} = 1000 \Omega$ $T_C = 25^\circ\text{C}$ $T_C = 110^\circ\text{C}$	I_{ORM}	—	0.1 10	10 100	μA
Reverse $V_D = V_{RRM}$, $R_{GK} = 1000 \Omega$ $T_C = 25^\circ\text{C}$ $T_C = 110^\circ\text{C}$	I_{ORM}	—	0.1 10	10 100	μA
INSTANTANEOUS ON STATE VOLTAGE For $I_T = 4$ A and $T_C = 25^\circ\text{C}$	V_T	—	1.25	2.2	V
DC GATE TRIGGER CURRENT $V_D = 12$ V, $R_L = 30 \Omega$, $T_C = 25^\circ\text{C}$	I_{GT}	—	—	300 600 2000	μA
S2060 Series S2061 Series S2062 Series	I_{GT}	—	—	—	—
DC GATE TRIGGER VOLTAGE $V_D = 12$ V, $R_L = 30 \Omega$, $T_C = 25^\circ\text{C}$	V_{GT}	—	0.5	0.5	V
INSTANTANEOUS HOLDING CURRENT $R_{GK} = 1000 \Omega$, $V_D = 12$ V, I_T (min) $R_{GK} = 50 \text{ m}\Omega$, $T_C = 25^\circ\text{C}$	I_H	—	1.7 2.5 3	3 5 10	mA
S2060 Series S2061 Series S2062 Series	I_H	—	—	—	—
LATCHING CURRENT $R_{GK} = 1000 \Omega$, $V_D = 12$ V, $T_C = 25^\circ\text{C}$ S2060 Series $I_{GT} = 200 \mu\text{A}$ S2061 Series $I_{GT} = 100 \mu\text{A}$ S2062 Series $I_{GT} = 300 \mu\text{A}$	I_L	—	1.8 2.5 3	4 8 12	mA
S2060 Series S2061 Series S2062 Series	I_L	—	—	—	—
CRITICAL RATE OF RISE OF OFF STATE VOLTAGE $V_D = V_{RRM}$, $R_{GK} = 1000 \Omega$ End-onset of V_{RRM} , $T_C = 110^\circ\text{C}$	dV_{RRM}/dt	—	5	5	V/μs
GATE CONTROLLED TURN ON TIME $V_D = V_{RRM}$, $I_T = 1$ A, $R_{GK} = 1000 \Omega$ $I_{GT} = 1$ mA, t_{on} time = 0.1 s, $T_C = 25^\circ\text{C}$	t_{on}	—	1.7	2.5	μs
CURRENT COMMUTATED TURN OFF TIME $V_D = V_{RRM}$, $I_T = 1$ A, $R_{GK} = 1000 \Omega$ Pulse Duration = 50 μs, $dI_{GT}/dt = 5$ V/μs $dI_{GT}/dt = 10$ A/μs, $I_{GT} = 1$ mA at turn on, $T_C = 110^\circ\text{C}$	t_{off}	—	30	100	μs
Thermal Resistance Ambient to junction	$R_{\theta JA}$	—	—	35	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance Ambient to case	$R_{\theta JA}$	—	—	—	—

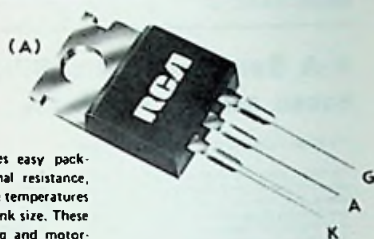
8-A Silicon Controlled Rectifiers

S122 and S2800 Series

For Power Switching, Power Control, and Ignition Applications

The RCA-S122 and S 2800 series types are medium-power silicon controlled rectifiers (reverse-blocking triode thyristors) designed for switching ac and dc currents. These devices can switch from the off-state to the on-state when both the anode and gate voltages are positive. Negative anode voltages make these devices revert to the blocking state regardless of gate-voltage polarity.

The TO-220AB package provides easy package mounting and low thermal resistance, allowing operation at high case temperatures and permitting reduced heat-sink size. These SCR's can be used in lighting and motor-speed controls, capacitor-discharge ignition circuits, high-voltage generators, automotive applications, and power-switching systems.



MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values

	S2800F	S2800A	S2800B	S2800C	S2800D	S2800E	S2800M	
	S122F	S122A	S122B	S122C	S122D	S122E	S122M	
V_{RSM}^*, V_{DSOM}^*	75	125	250	375	500	600	780	V
V_{RRM}^*, V_{DRM}^*	50	100	200	300	400	500	600	V
$I_{T(RMS)}$ ($T_C = 75^\circ\text{C}$, $\theta = 180^\circ$) S2800 series	10							A
S122 series	8							A
I_{TSM} For one full cycle of applied principal voltage 400 Hz	200							A
60-Hz	100							A
50-Hz	85							A
For more than one full cycle of applied principal voltage	See Fig							
dI/dt $V_D = V_{DRM}$, $I_{GT} = 80 \text{ mA}$, $t_r =$ $0.5 \mu\text{s}$	100							A/ μs
I_{TJ} $T_J = -65$ to 100°C , $t = 1$ to 8.3 ms	40							A ² s
P_{GM}^* (for 10 μs max.)	15							W
P_{RGM}	See Fig.							
$P_{G(AV)}^*$ (averaging time = 10 ms max.)	0.5							W
T_{stg}^*	-65 to +150							$^\circ\text{C}$
T_C	-65 to +100							$^\circ\text{C}$
T_T During soldering for 10 s; maximum (terminal and case)	250							$^\circ\text{C}$

* These values do not apply if there is a positive gate signal. Gate must be open or negatively biased.

* Any values of peak gate current or peak gate voltage which result in an equal or lower power are permissible.

* For information on the reference point of temperature measurement, see Dimensional Outline.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

At Maximum Reverse Unbiased (Specified and at Indicated Case Temperature) (T_C)

CHARACTERISTIC	LIMITS			UNITS
	MIN.	TYP.	MAX.	
I_{QSM} or I_{QDM} $V_D = V_{DRM}$ or $V_A = V_{RSM}$, $T_C = -100^\circ\text{C}$	—	0.1	2	mA
V_T $I_T = 16 \text{ A}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$ (S122 series) $I_T = 30 \text{ A}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$ (S2800 series)	—	1.48	1.62	V
I_{GT} $V_D = 12 \text{ V}$ (S122), $R_L = 30 \Omega$, $T_C = 25^\circ\text{C}$ (S122 series) $V_D = 12 \text{ V}$ (S2800), $R_L = 30 \Omega$, $T_C = 25^\circ\text{C}$ (S2800 series)	—	18	25	mA
V_{GT} $V_D = 12 \text{ V}$ (S122), $R_L = 30 \Omega$, $T_C = 25^\circ\text{C}$	—	0.8	1.5	V
V_{DO} $T_C = 25^\circ\text{C}$ (S122 series) $T_C = 25^\circ\text{C}$ (S2800 series)	—	20	30	mA
	—	10	20	mA

CHARACTERISTIC	LIMITS			UNITS
	MIN.	TYP.	MAX.	
dI/dt $V_D = V_{DRM}$ (exponential voltage rise, $T_C = 100^\circ\text{C}$)	10	100	—	A/ μs
S122 series	—	—	—	
S2800F	75	—	—	
S2800A	60	—	—	
S2800B	40	—	—	
S2800C	30	—	—	
S2800D	25	—	—	
S2800E	20	—	—	
S2800M	15	—	—	
I_{sp} $V_D = V_{DRM}$, $I_T = 4.5 \text{ A}$, $I_G = 2 \text{ A}$ $I_{GT} = 80 \text{ mA}$, 0.1 μs rise time $T_C = 25^\circ\text{C}$	—	1.6	2.8	μs
t_{sp} $V_D = V_{DRM}$, $I_T = 2 \text{ A}$, $I_G = 60 \mu\text{s}$ onset = 200 V/ μs , $dI/dt = -10 \text{ A}/\mu\text{s}$ $I_{GT} = 200 \text{ mA}$ at t_{sp} , $T_C = 25^\circ\text{C}$	—	10	25	μs
$R_{\theta JA}$	—	—	2	$^\circ\text{C}/\text{W}$
$R_{\theta JA}$	—	—	88	$^\circ\text{C}/\text{W}$

8-A Silicon Triacs

T2800, T2801 and T2802 Series

Three-Lead Plastic Types for
Power-Control and Power-Switching Applications

The RCA T2800 triacs are gatecontrolled full-wave silicon switches utilizing a plastic case with three leads to facilitate mounting on printed-circuit boards. They are intended for the control of ac loads in such applications as motor controls, light dimmers, heating controls, and power-switching systems.

These devices are designed to switch from an off-state to an on-state for either polarity of applied voltage with positive or negative gate-triggering voltages. They have an on-state current rating of 6 amperes at a T_C of

80°C and repetitive off-state voltage ratings of 300, 400, and 500 volts.

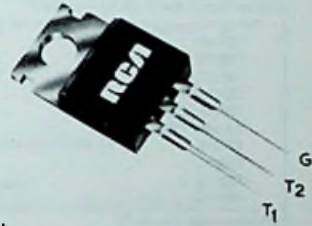
These devices are characterized for I⁺, III⁻ gate-triggering modes only and should suit a wide range of applications that employ diac or anode on/off triggering.

All these types are supplied in the JEDEC TO-220AB VERSAWATT plastic package. The plastic package design provides not only ease of mounting but also low thermal impedance, which allows operation at high case temperatures and permits reduced heat-sink size.

Features

- 80-A peak surge full-cycle current ratings
- Shorted-emitter center-gate design
- Low switching losses
- Low thermal resistance
- Package design facilitates mounting on a printed-circuit board

TERMINAL DESIGNATIONS



MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values:

For Operation with Sinusoidal Supply Voltage at Frequencies up to 50/60 Hz and with Resistive or Inductive Load.

	T2800F	T2800A	T2800B	T2800C	T2800D	T2800E	T2800M	
V_{DROM}^* , Gate open, $T_J = -65$ to 100°C	50	100	200	300	400	500	600	V
$I_T(\text{RMS})$, $T_C = 80^\circ\text{C}$, $\theta = 360^\circ$				8				A
T2801 only				6				A
I_{TSM}								
For one cycle of applied principal voltage								
60 Hz (sinusoidal), $T_C = 80^\circ\text{C}$				100				A
50 Hz (sinusoidal), $T_C = 80^\circ\text{C}$				85				A
T2801 only				65				A
dI/dt								
$V_D = V_{DROM}$, $I_{GT} = 200$ mA, $t_r = 0.1$ μs				70				A/ μs
i_{2t}								
$T = 20$ ms				40				A ² s
$T = 10.87$ ms				38				A ² s
$T = 2.5$ ms				20				A ² s
$T = 0.5$ ms				11				A ² s
$I_{GTM}^{\#}$								
For 1 μs max., See Fig. 5				4				A
P_{GM} (For 1 μs max., $I_{GTM} \leq 4$ A).....				16				W
$P_G(\text{AV})$				0.35				W
$T_{alg}^\ddagger$				-65 to 150				$^\circ\text{C}$
$T_C^\ddagger$				-65 to 100				$^\circ\text{C}$
T_J (During Soldering):								
For 10 s max. (terminals and case).....				225				$^\circ\text{C}$

*For either polarity of main terminal 2 voltage (V_{M2}) with reference to main terminal 1.

[#]For either polarity of gate voltage (V_G) with reference to main terminal 1.

[‡]For temperature measurement reference point, see Dimensional Outline.

T2800, T2801, T2802, Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS, At Maximum Ratings Unless Otherwise Specified, and at Indicated Temperature

CHARACTERISTICS	SYMBOL	LIMITS			UNITS
		For All Types Except as Specified			
		MIN.	TYP.	MAX.	
Peak Off-State Current: ^a Gate open, $T_J = 100^\circ\text{C}$, $V_{DROM} = \text{Max. rated value}$	I_{DROM}	—	0.1	2	mA
Maximum On-State Voltage: ^a For $I_T = 30 \text{ A (peak)}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$ (T2800, T2802, T2850 series) (T2801 series)	V_{TM}	— —	1.7 2	2 3	V
DC Holding Current: ^a Gate open, Initial principal current = 150 mA (dc) $V_D = 12 \text{ V}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$, T2800, T2850 series T2801 series T2802 series	I_{HO}	— — —	15 100 20	30 — 60	mA
Critical Rate-of-Rise of Commutation Voltage: ^a For $V_D = V_{DROM}$, $I_T(\text{RMS}) = 8 \text{ A}$, commutating $di/dt = 4.3 \text{ A/ms}$, gate unenergized, $T_C = 80^\circ\text{C}$ (T2800, T2802, T2850 series) For $V_D = V_{DROM}$, $I_T(\text{RMS}) = 6 \text{ A}$, commutating $di/dt = 4.3 \text{ A/ms}$, gate unenergized, $T_C = 80^\circ\text{C}$ (T2801 series)	dv/dt	4 2	10 10	— —	V/ μs
Critical Rate-of-Rise of Off-State Voltage: ^a For $V_D = V_{DROM}$, exponential voltage rise, gate open, $T_C = 100^\circ\text{C}$: T2850A T2800B, T2802B T2800C, T2802C T2800D, T2802D T2800E, T2802E T2800M, T2802M T2801B T2801C T2801D T2801E	dv/dt	125 100 85 75 65 60 50 40 30 20	350 300 275 250 225 200 300 275 250 225	— — — — — — — — — —	V/ μs
DC Gate-Trigger Current: ^a For $V_D = 12 \text{ V (dc)}$, $R_L = 12\Omega$, $T_C = 25^\circ\text{C}$ Mode V_{MT2} V_G I_T^+ positive positive T2800, series T2801 series T2802 series III ⁻ negative negative T2800, series T2801 series T2802 series I ⁻ positive negative T2800, series only III ⁺ negative positive T2800, series only	I_{GT}	— — — — — — — —	10 25 25 15 25 25 20 30	25 80 50 25 80 50 60 60	mA
DC Gate-Trigger Voltage: ^a For $V_D = 12 \text{ V (dc)}$, $R_L = 12\Omega$, $T_C = 25^\circ\text{C}$ T2800, T2802, T2850 series T2801 series For $V_D = V_{DROM}$, $R_L = 125\Omega$, $T_C = 100^\circ\text{C}$	V_{GT}	— — 0.2	1.25 1.5 —	2.5 4 —	V
Gate-Controlled Turn-On Time: (Delay Time + Rise Time) For $V_D = V_{DROM}$, $I_{GT} = 80 \text{ mA}$, $\tau_r = 0.1 \mu\text{s}$, $I_T = 10 \text{ A (peak)}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$ (T2800, T2802, T2850 series) (T2801 series)	t_{gt}	— —	1.6 2.2	2.5 —	μs
Thermal Resistance: Junction-to-Case (T2800, T2801, series) (T2850 series) Junction-to-Ambient	$R_{\theta JC}$ $R_{\theta JA}$	— — —	— — —	2.2 3.1 60	$^\circ\text{C/W}$

^a For either polarity of main terminal 2 voltage (V_{MT2}) with reference to main terminal 1.^a For either polarity of gate voltage (V_G) with reference to main terminal 1.^a Variants of these devices having dv/dt characteristics selected specifically for inductive loads are available on special order; for additional information, contact your RCA Representative or your RCA Distributor.

D3202Y, D3202U

Silicon Bidirectional Diacs

Plastic-Packaged Two-Terminal Trigger Devices for Applications in Military, Industrial, and Commercial Equipment



Features:

- For critical triggering applications requiring narrow breakover voltage range (29-36V)—D3202Y
- Typical breakover voltage: $V_{(BO)} = 32\text{ V}$
- Low breakover current (at breakover voltage): $I_{(BO)} = 25\text{ }\mu\text{A max.}$
- High peak pulse current capability
- Breakover voltage symmetry:
 $|+V_{(BO)}| - |-V_{(BO)}| = \pm 3\text{ V max.}$

RCA D3202Y (45411)* and D3202U (45412)* are all-diffused, three-layer, two-terminal devices in an axial-lead plastic package designed specifically for triggering thyristors. Both units exhibit bidirectional negative-resistance characteristics.

These diacs are intended for use in thyristor phase-control circuits for lamp-dimming, universal-motor speed control, and heat controls. Their small size and plastic package of high insulation resistance make these diacs especially suitable for applications in which high packing densities are employed.

*Number in parentheses is a former RCA type number.

MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values:

DEVICE DISSIPATION:

At case temperature up to 40°C 1 W
At case temperatures above 40°C ... Derate 0.016 W/ $^{\circ}\text{C}$

TEMPERATURE RANGE:

Storage -40 to $+150^{\circ}\text{C}$
Operating (Junction) -40 to $+100^{\circ}\text{C}$

LEAD TEMPERATURE (During Soldering)

At distance $\geq 1/16$ in. (1.59 mm) from case
for 10 s max. 240°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: At Case Temperature (T_C) = 25°C

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITIONS	LIMITS				UNITS
			D3202Y		D3202U		
			MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
Breakover Voltage (Forward or Reverse)	$V_{(BO)}$		29	36	25	40	V
Breakover Voltage Symmetry	$ +V_{(BO)} - -V_{(BO)} $		—	±3	—	±3	V
Peak Output Current	i_{pk}	$V_{SUPPLY} = 30\text{ VRMS.}$ $C_T = 0.1\text{ }\mu\text{F.}$ $R_L = 20\text{ }\Omega$	190	—	190	—	mA
Peak Breakover Current	$I_{(BO)}$	At breakover voltage	—	25	—	25	μA
Dynamic Breakback Voltage	$ \Delta V_{\pm} $	$V_{SUPPLY} = 30\text{ VRMS.}$ $C_T = 0.1\text{ }\mu\text{F}$ $R_L = 20\text{ }\Omega$	9	—	9	—	V
Thermal Impedance Junction-to-ambient	$I\theta_{JA}$		—	60	—	60	$^{\circ}\text{C/W}$

1 Algemeen

kleine letter: wisselstroom.-spanning,
momentele waarde
hoofdletter: gelijkstroom.-spanning

Indices

<i>A</i>	oppervlakte, versterking	<i>a</i>	anker
<i>B</i>	magnetische inductie	<i>b</i>	blokkeer-
<i>C, c</i>	capaciteit (condensator)	<i>B</i>	basis
	constante	<i>c.</i>	cyclus, collector
<i>d</i>	dikte	<i>C</i>	condensator
	duty cycle	<i>d</i>	demp
<i>E</i>	veldsterkte		dode
	verlichtingssterkte		drempel
<i>e</i>	(zelfinductie)spanning	<i>D</i>	diode
<i>f</i>	(veiligheids)factor	<i>E</i>	emitter
<i>h_{FE}</i>	stroomversterkingsfactor	<i>g</i>	geleidings-
<i>I, i</i>	stroom	<i>gem</i>	gemiddeld
<i>L</i>	(coëfficiënt van) zelfinductie	<i>i</i>	stroom
	inductiviteit		inschakel
<i>N</i>	aantal		instel
<i>P</i>	vermogen	<i>L</i>	belasting
<i>R, r</i>	weerstand	<i>max, M</i>	maximum
<i>T</i>	(absolute) temperatuur	<i>o</i>	onstoor
	periodetijd		ontsteek
	transformatieverhouding	<i>p</i>	potentiometer
<i>t</i>	tijd		puls
<i>U, u</i>	spanning		vermogen
<i>W</i>	energie	<i>s</i>	serie
<i>X</i>	reactantie		stoor
α	ontsteekhoek, aansnijhoek		sper
	stuurhoek	<i>sh</i>	shunt
γ	geleidingshoek	<i>t</i>	tak
δ	doofhoek		tegen
τ	tijdconstante		tijd
	ontsteektijd		trim
η	rendement	<i>v</i>	vorm
Φ	lichtstroom		vrijhoud
	magnetische flux	<i>V</i>	voedings-
ω	hoeksnelheid		

Afkortingen

D	diode
i.w.	ingestelde waarde
T	triac
	transformator
Th	thyristor
Tr	transistor

2 Veel gebruikte thyristorlettersymbolen (IEC)

Anode-kathode (voor V (voltage) is in het boek de letter U gebruikt)

V_R	reverse voltage = negatieve anode-kathodespanning (sperspanning)
$V_{RR(O)M}$	repetitive peak (max.) reverse voltage (open gate) = maximale herhaalbare (periodiek optredende) negatieve sperspanning bij open stuurcircuit
$V_{RS(O)M}$	peak surge (non-repetitive) reverse voltage (open gate) = maximale eenmalig optredende negatieve sperspanning
V_D	off state voltage = sperspanning in doorlaatrichting (blokkeerspanning, positieve sperspanning)
$V_{DR(O)M}$	repetitive peak off state voltage (open gate) = maximale herhaalbare positieve sperspanning bij open stuurcircuit
$V_{DS(O)M}$	peak surge (non-repetitive) off state voltage (open gate) = maximale eenmalig optredende positieve sperspanning
V_F	forward voltage = positieve anode-kathodespanning
V_T	continuous on state voltage = restspanning bij geleiding over de thyristor
V_{TM}	peak on state voltage = maximale restspanning bij geleiding over de thyristor
I_R	reverse current = lekstroom in sperrichting
I_D	off state current = lekstroom in doorlaatrichting
I_F	forward current = positieve anode-kathodestroom
$I_{T(RMS)}$	forward on state current (root mean square) = maximale effectieve thyristordoorlaatstroom bij geleiding
$I_{T(AV)}$	forward on state current (average) = maximale gemiddelde thyristorstroom bij geleiding

BIJLAGE 6 (vervolg)

I_{TRM}	repetitive peak forward on state current = maximale herhaalbare (periodiek optredende) thyristordoorlaatstroom
$I_{DR(O)M}$	repetitie peak off state current (open gate) = maximale herhaalbare positieve sperstroom bij open stuurcircuit
I_{TSM}	peak surge (non-repetitive) forward on state current = maximale eenmalig optredende thyristordoorlaatstroom
P_{RRM}	repetitive peak reverse power dissipation = maximale herhaalbare dissipatie in sperrichting
$I_{L(A)}$	latching current = klinkstroom (thyristorstroom waarbij geleiding optreedt)
V_{BO}	break over voltage = klinkspanning (thyristorspanning waarbij geleiding optreedt bij open stuurcircuit)
I_{BO}	break over current = klinkstroom (thyristorstroom waarbij geleiding optreedt bij open stuurcircuit)
$I_{L(A)}$	latching current = klinkstroom (thyristorstroom waarbij geleiding optreedt)
$I_{H(O)}$	instantaneous holding current = houdstroom (thyristorstroom waarbij blokkering optreedt)
i^2t	i squared t for fusing (fusing current) = i^2t -waarde van de thyristor, nodig voor het bepalen van de veiligheid

Gate-kathode

V_G	gate voltage = positieve stuurspanning
V_{GT}	DC gate trigger voltage = minimale ontsteek stuurgelijkspanning
$V_{(F)GM}$	peak (max.) gate (forward) voltage = maximale positieve stuurspanning
V_{RGM}	peak gate reverse voltage = maximale negatieve stuurspanning (sperspanning)
I_G	gate current = positieve stuurstroom
I_{GT}	DC gate trigger current = minimale ontsteek stuurgelijkstroom
$I_{(F)GM}$	peak gate (forward) current = maximale positieve stuurstroom
$P_{(F)GM}$	peak gate (forward) power dissipation = maximaal positief stuurpiekvermogen
$P_{G(AV)}$	(average) gate power dissipation = maximale gemiddelde stuurvermogen

BIJLAGE 6 (vervolg)

Tijden

t_{on}, t_{gt}	turn on time, gate controlled turn on time = maximale inschakeltijd
t_{off}, t_q	turn off time, hold off time = maximale uitschakeltijd, hersteltijd

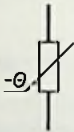
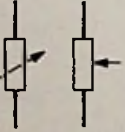
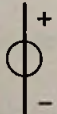
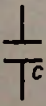
Stijgsnelheid

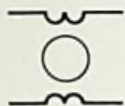
dv/dt	critical rate of rise of off state voltage = kritische spanningssteilheid
di/dt	critical rate of change of on state current = kritische stroomsteilheid

Temperatuur

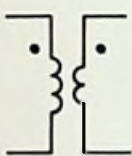
T_j, T_{stg}	junction temperature, storage temperature = maximale kristaltemperatuur
T_c	case temperature = maximale omhulsel (behuizing) temperatuur

BIJLAGE 7 Elektrotechnische symbolen

	gelijkstroom; gelijkspanning		smoorspoel
	wisselstroom; wisselspanning		lichtgevoelige weerstand (LDR)
	positieve/negatieve polariteit		temperatuurgevoelige weerstand (NTC)
	regelbaar		shuntwikkeling
	regelbare spanning		regelbare weerstand weerstand met regelbare aftakking
	justeerbaar		anker met collector en borstels
	spanningsbron		universeelmotor
	element, accu		gelijkstroommotor
	wikkeling, spoel, inductiviteit		gelijkstroommotor
	condensator, capaciteit		wisselstroommotor
			tachogenerator



(ontstoor)spoel met ringkern



transformator (elke spoel zal dezelfde richting van de flux in de kern geven als de stroom ingaat bij de met een stip aangegeven aansluiting)

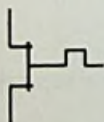


smeltveiligheid

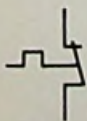


schroefveiligheid

L_1 — fasegeleider
 N — nulgeleider
 PE — aardgeleider



automatische veiligheid met thermisch overstrom orgaan en dubbele onderbreking



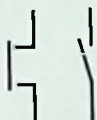
zelfonderbrekend thermisch contact



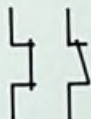
relaispoel K2



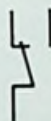
relaispoel K3 met één actieve wikkeling.



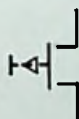
maakcontacten, resp. met dubbele en enkele onderbreking



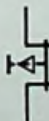
verbreekcontacten, resp. met dubbele en enkele onderbreking



wisselcontact met enkele onderbreking



drukknop met maakcontacten. Bediening met de hand, terugverend



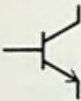
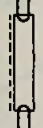
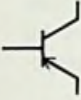
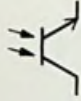
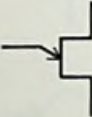
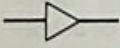
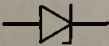
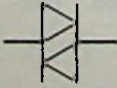
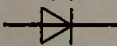
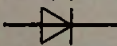
drukknop met verbreekcontacten. Bediening met de hand, terugverend



drukknop



licht(aansluit)punt

	licht(aansluit)punt voor signalering		
	verwarmingselement		npn-transistor
	gasontladingsbuislamp met startstrip (in bedra- dingsschema gebruikt, geen officieel symbool)		pnp-transistor
	gasontladingsbuislamp		lichtgevoelige transistor (LET)
	voltmeter		chopperschakelaar
	ampèremeter		'uni-junction'-transistor met n-type basis
	IC (integrated circuit) met 14 pennen		flip-flop
	contactvinger (sensor of tip-toets)		servoversterker (operationele versterker)
	minder naar meer (b.v. van stuurinrichting)		(vermogens)diac
	éénpolige schakelaar en stuurinrichting (dimmer)		minder naar meer (alléén boven draaiknop)
	zenerdiode		(stuur)diac
	licht		emitterende diode (LED)
	emitterende diode (LED)		(vermogens)diode

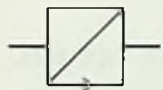
BIJLAGE 7 (vervolg)



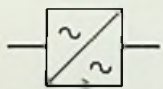
gestuurde diode of thyristor



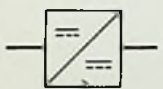
triac



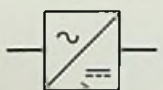
(statische)omzetter



wisselspanning
wisselspanning-omzetter



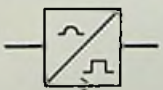
gelijkspanning
gelijkspanning-omzetter



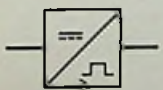
wisselspanning
gelijkspanning-omzetter
(gelijkrichter)



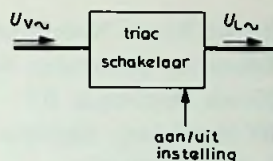
digitaal/analoog-
omzetter



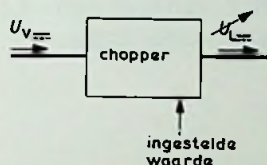
pulsvormer (wisselspan-
ning naar puls)



pulsvormer (gelijkspan-
ning naar puls)



voorbeeld van een stati-
sche schakelaar (geen of-
ficieel symbool)



voorbeeld van een stati-
sche continu gestuurde
omzetter (geen officieel
symbool)

Fotoverantwoording

Brown Boveri Nederland BV – Rotterdam Fig. 1-3c, 1-3d, 1-63. 3-1

Education Enterprises NV – Antwerpen Fig. 5-9b

Hirsch Dribergen BV – Dribergen Fig. 3-7, 3-14, 3-15, 3-31, 8-28e

BV Handelsmij. 'Malchus' – Schiedam Fig. 1-3c, 1-3d. 1-62, 1-65, 1-67, 1-17c, 3-1, 4-13. 4-15b, 6-5

Nijkerk elektronika BV – Amsterdam Fig. 1-61, 1-64, 1-66, 1-15

Philips gloeilampenfabrieken NV – Eindhoven Fig. 1-1, 1.2, 3.32

Simplana Benelux BV – 's-Hertogenbosch Foto 2

Foto's:

H. L. van Harreveld – Leersum Fig. 1-3c, 1-6 (1,2,4,5,6,7), 1-17c, 3-7, 3-15, 3-31, 4-13, 4-15b, 8-28e

BIBLIOTHEEK
N.V.H.B.



ISBN 90 11 003500

Educaboo

Bibliotheek Ned. V