

## Motoren voor klein vermogen

**Citation for published version (APA):**

Hamels, D., Kamerbeek, E. M. H., & Vandenput, A. J. A. (1996). Motoren voor klein vermogen. In *Handboek aandrijf- en besturingstechniek* (blz. C1600-1/30). Samsom Bedrijfsinformatie.

**Document status and date:**

Gepubliceerd: 01/01/1996

**Document Version:**

Uitgevers PDF, ook bekend als Version of Record

**Please check the document version of this publication:**

- A submitted manuscript is the version of the article upon submission and before peer-review. There can be important differences between the submitted version and the official published version of record. People interested in the research are advised to contact the author for the final version of the publication, or visit the DOI to the publisher's website.
- The final author version and the galley proof are versions of the publication after peer review.
- The final published version features the final layout of the paper including the volume, issue and page numbers.

[Link to publication](#)

**General rights**

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

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

If the publication is distributed under the terms of Article 25fa of the Dutch Copyright Act, indicated by the "Taverne" license above, please follow below link for the End User Agreement:

[www.tue.nl/taverne](http://www.tue.nl/taverne)

**Take down policy**

If you believe that this document breaches copyright please contact us at:

[openaccess@tue.nl](mailto:openaccess@tue.nl)

providing details and we will investigate your claim.

# Motoren voor klein vermogen

Ir. D. Hamels  
 Prof. idr. r. E. M. H. Kamerbeek  
 Prof. dr. ir. A. J. A. Vandenput<sup>1</sup>

1.	Ontwerpcriteria	C1600- 3
2.	Commutatormotoren	C1600- 4
2.1.	Gelijkstroommotoren	C1600- 4
2.2.	Wisselstroomcommutatormotoren	C1600- 5
3.	Eenfase-inductiemotoren	C1600- 7
3.1.	Motoren met drie wikkelingsfasen in de stator- Steinmetzschakeling	C1600- 7
3.2.	Motoren met twee wikkelingsfasen in de stator- Condensatormotoren	C1600- 8
3.3.	Spleetpoolmotoren	C1600- 9
4.	Kleine motoren van het synchrone type	C1600-10
4.1.	Synchrone motoren met permanente magneten	C1600-10
4.1.1.	Synchrone machine met permanent-magnetische rotor en cilindrische statorboring	C1600-10
4.1.2.	Synchrone machine met permanent-magnetische rotor en niet-uniforme luchtspleet	C1600-15
4.2.	Reluctantiemotoren	C1600-18
4.3.	Hysteresismotoren	C1600-20
5.	Stappenmotoren	C1600-22
5.1.	Stappenmotoren met reluctantierotor	C1600-22
5.2.	Stappenmotoren met permanent-magnetische rotor	C1600-25
5.3.	Hybride stappenmotoren	C1600-26
5.4.	Methoden van bekrachtiging	C1600-28
5.4.1.	Tweefasige bekrachtiging	C1600-28

1. De paragrafen 1 tot en met 3 zijn door de redacteur bewerkte delen uit *Elektrische aandrijftechniek* van D. Hamels (1992). Paragraaf 4 is overgenomen uit *Elektromotoren* van E. Kamerbeek en paragraaf 5 komt uit *Power electronics: converters, applications and design*. Zie literatuur.

**C1600-2** Motoren voor klein vermogen

5.4.2.	Bekrachtiging voor halve stap-beweging	C1600-29
5.4.3.	Micro-stap bekrachtiging	C1600-29
6.	Literatuur	C1600-30

## 1. Ontwerpcriteria

De motoren worden tot nog toe als aparte eenheden gebouwd. Zij worden pas in het ontwerpstadium van de elektrische aandrijving met de overige componenten verenigd tot een compleet aandrijfsysteem dat in het ideale geval optimaal is aangepast aan het aan te drijven werktuig of de installatie waarin ze moeten functioneren. Dit is gebruikelijk bij de bouw van industriële aandrijvingen voor niet al te kleine vermogens.

Heel anders is de werkwijze bij het ontwerpen de constructie van motoren voor inbouw in allerlei apparatuur, zoals huishoudelijke apparaten, (hand)gereedschap en kantoormachines. Ze worden speciaal voor de betreffende toepassing vervaardigd; het ontwerp van de motor vormt een integraal bestanddeel van het apparaat. Om deze redenen stelt men zowel aan het ontwerp als aan de constructie eisen die sterk verschillen van de eisen aan apart te vervaardigen motoren.

Doorgaans is het benodigde vermogen bij de eerder genoemde toepassingen kleiner dan 1 kW. Daarom spreekt men van „kleine” motoren (Duits: Klein- und Kleinstmotoren, Engels: Fractional and subfractional horsepower motors), doch deze term is misleidend.

Standaardreeksen van de „gewone” asynchrone kooiankermotor beginnen reeds bij een vermogen van 60 W, en ook gelijkstroommotoren en synchrone motoren zijn verkrijgbaar voor dergelijke vermogens. Het is daarom beter hier te spreken van „inbouwmotoren”, omdat het feit dat ze één geheel moeten vormen met het apparaat, waarvoor ze bestemd zijn, in verregaande mate bepalend is voor het ontwerp van deze motoren.

Inbouwmotoren wijken principieel op drie punten af van apart gebouwde motoren.

1. De motoren worden meestal in grote series tegen lage kosten gebouwd. Eenvoud van fabricage is dus van primair belang, rendement komt vaak op de tweede plaats.
2. Doorgaans wordt de uiterlijke vorm van de motor in sterke mate bepaald door de toepassing; vaak is slechts weinig ruimte beschikbaar. Aanpassing van het ontwerp van de motoren aan de toepassing houdt in dat van standaardisatie bij inbouwmotoren nauwelijks sprake kan zijn. Het aantal basistypen is beperkt, maar er is een groot aantal uitvoeringsvormen. Verschillend zijn vooral de behuizing en de vorm van het magnetisch circuit en van de rotor.
3. Het gedrag van kleine motoren is vaak aanzienlijk lastiger te beschrijven dan dat van grote. De analyse van kleine motoren wordt bemoeilijkt omdat veel gangbare benaderingen niet meer geoorloofd zijn. Als



de motor bovendien permanente magneten of materiaal met veel hysteresis bevat, betekent dit een extra complicatie.

Er zijn geen speciale normen voor kleine machines; strikt genomen moeten ze aan de gangbare algemene normen voldoen. Wel zijn er normen voor de apparatuur waarin de motoren worden toegepast; deze bevatten dan vaak ook eisen ten aanzien van de elektrische onderdelen.

Inbouwmotoren zijn vrijwel zonder uitzondering bestemd voor voeding met eenfasige wisselspanning of met gelijkspanning, betrokken uit een accu of via een gelijkrichter uit het wisselspanningsnet. Qua opbouw en werking onderscheidt men commutatormotoren, asynchrone motoren, synchrone motoren en stappenmotoren.

## 2. Commutatormotoren

Deze motoren zijn verder onder te verdelen in „echte” gelijkstroommotoren en wisselstroomcommutatormotoren.

### 2.1. Gelijkstroommotoren

De werking van kleine gelijkstroommotoren is in beginsel exact gelijk aan die van de grote motoren. In hun opbouw komen ze vaak overeen, zij het dat de compensatiewikkeling en vaak ook de hulppolen ontbreken. Veel kleine gelijkstroommotoren worden bekrachtigd door middel van permanente magneten, zodat het bekrachtigingsverlies wegvalt, maar ook de mogelijkheid tot variatie van het toerental door middel van veldverzwakking.

Vooraf bij lage voedingsspanning moet men rekening houden met de borstelovergangsspanning (orde van grootte van 1 V). Dit wil zeggen dat men bij voeding bijvoorbeeld uit een accu met een spanning van 12 V snel 10 à 15% van de spanning, en dus van het vermogen, verliest over de borstels. Deze borstelovergangsspanning mag men niet verwaarlozen bij het bepalen van de motorkarakteristieken. Ook de weerstand van de ankerwikkeling is bij deze motoren relatief zeer groot. Daarom is het rendement vaak kleiner dan 50% ondanks de afwezigheid van het bekrachtigingsverlies.

Als de hulppolen ontbreken is daarenboven de kans op vonken aan de borstels reëel. Deze vonken kunnen andere apparatuur in de omgeving, zoals audio-apparatuur, storen. Daarom brengt men over de borstels een condensator aan om de spanningspieken, die door de vonkverschijnselen worden veroorzaakt, als het ware op te sloppen en zo de storingen te voorkomen.

Om deze problemen te vermijden kan men met behulp van de vermogens-elektronica de gelijkstroommotor met mechanische commutator vervangen door een gelijkstroommotor met elektronische commutatie.

Tenslotte wijkt de constructie van de rotor bij kleine gelijkstroommotoren soms af van de gangbare vorm. Waar een snelle aanpassing van het toerental of een snelle reactie op besturingssignalen is gewenst, moet het traagheidsmoment van de rotor extra klein zijn.

## 2.2. Wisselstroomcommutatormotoren

Wisselstroomcommutatormotoren, altijd uitgevoerd met seriebekrachtiging, worden op grote schaal toegepast in huishoudelijke apparatuur, zoals mixers en stofzuigers, en in handgereedschap.

Het is bekend dat de gewone gelijkstroom-seriemotor ook functioneert als men deze voedt met wisselstroom vermits de magnetische flux in fase varieert met de ankerstroom en bijgevolg het koppel dezelfde richting behoudt. Het ontwerp moet aangepast worden omdat bij een normale gelijkstroommotor de inductantie van de rotor- en bekrachtigingswikkeling zo groot is dat een zeer hoge spanning vereist zou zijn om een voldoende wisselstroom te doen vloeien zodat een bruikbaar koppel ontstaat. In de spanningsdifferentiaalvergelijking van de rotorketen moet men nu rekening houden met de zelfinductiviteit van de ankerwikkeling  $L_r$  en van de bekrachtigingswikkeling  $L_s$ :

$$u_r(t) = R_r i_r(t) + (L_s + L_r) \frac{di_r(t)}{dt} + \Delta u_b + u_{rot}(t) \quad (1)$$

Door vermenigvuldiging van beide leden met  $i_r(t)$  ontstaat een uitdrukking, waarvan het linker lid het vermogen voorstelt dat de motor op het tijdstip  $t$  opneemt uit het eenfasig wisselspanningsnet:

$$\begin{aligned} P_{net} &= u_r(t) \cdot i_r(t) \\ &= R_r i_r^2(t) + (L_s + L_r) \cdot i_r(t) \cdot \frac{di_r(t)}{dt} + \Delta u_b \cdot i_r(t) + u_{rot}(t) \cdot i_r(t) \end{aligned} \quad (2)$$

Net als bij de gelijkstroommotor stelt de laatste term in deze vergelijking het vermogen voor dat de motor mechanisch afgeeft (met inbegrip van het ijzerverlies in de rotor en de mechanische verliezen). Deze term moet dus zo groot mogelijk zijn ten opzichte van de andere termen in het rechter lid. Omdat aan de eerste en de derde term niet veel te doen valt, moet de term  $(L_s + L_r) \cdot \frac{di_r(t)}{dt}$  klein zijn ten opzichte van  $u_{rot}(t)$ .

Wegens het ontbreken van hulppolen is de luchtweg voor de flux, die opgewekt wordt door de rotorstroom, groot en bijgevolg de met die flux corresponderende zelfinductiviteit  $L_r$  klein. Men moet dus de rotatiespanning  $u_{rot}(t)$  groot maken ten opzichte van de zelfinductiespanning  $L_s \frac{di_r(t)}{dt}$  van de bekrachtigingswikkeling.

De grootte van  $L_s$  is afhankelijk van de parameters van de bekrachtigingswikkeling en is nauwelijks te verkleinen zonder dat ook de flux en bijgevolg het motorkoppel terugloopt. De zelfinductiespanning is verder afhankelijk van de frequentie van de wisselspanningen en wisselstromen.

Daarentegen is de rotatiespanning  $u_{rot}(t)$  evenredig met de flux en het toerental. Om de rotatiespanning groot te maken kan men dus het toerental hoog maken, wat bij veel huishoudelijke apparatuur ook het geval is.

Uit vergelijking (2) blijkt tevens dat het vermogen dat de motor uit het net opneemt en bijgevolg het koppel dat de motor ontwikkelt, varieert met de dubbele netfrequentie om een gemiddelde waarde.

$$\begin{aligned} P_{net} &= u_r(t) \cdot i_r(t) \\ &= U_{eff} \sqrt{2} \cos(\omega_{net} t) \cdot I_{eff} \sqrt{2} \cos(\omega_{net} t + \varphi) \\ &= U_{eff} I_{eff} \{ \cos(\varphi) + \cos(2\omega_{net} t + \varphi) \} \end{aligned} \quad (3)$$

Dit geldt voor alle motoren die worden gevoed uit een eenfasig wisselspanningsnet. Het moment aan de as van de motor bevat dus een pulserende component, die varieert met de dubbele netfrequentie (= 100 Hz). Zo nodig moet men bij het ontwerp van de overige delen van de aandrijving of van het werktuig daarmee rekening houden (elastische elementen toevoegen!).

Door uitwerking van vergelijking (2) en met gebruikmaking van de relaties

$$T_e \cdot \omega_m = u_{rot} \cdot i_r \quad (4)$$

en

$$\omega_m = 2\pi n \quad (5)$$

kan men de uitdrukking van het elektromagnetisch koppel  $T_e$  als functie van het toerental  $n$  afleiden.

$$T_e = \frac{CU_{eff}^2}{(R_r + C2\pi n)^2 + (\omega_{net} L_t)^2} \quad (6)$$

met  $n$  in omw/s en  $L_t$  de totale inductiviteit van de motor.

Blijkbaar kan men ook bij de wisselstroomseriemotor het toerental instel-

len door variatie van de spanning aan de klemmen en wordt ook hier het toerental ontoelaatbaar hoog als de motor onbelast is.

### 3. Eenfase-inductiemotoren

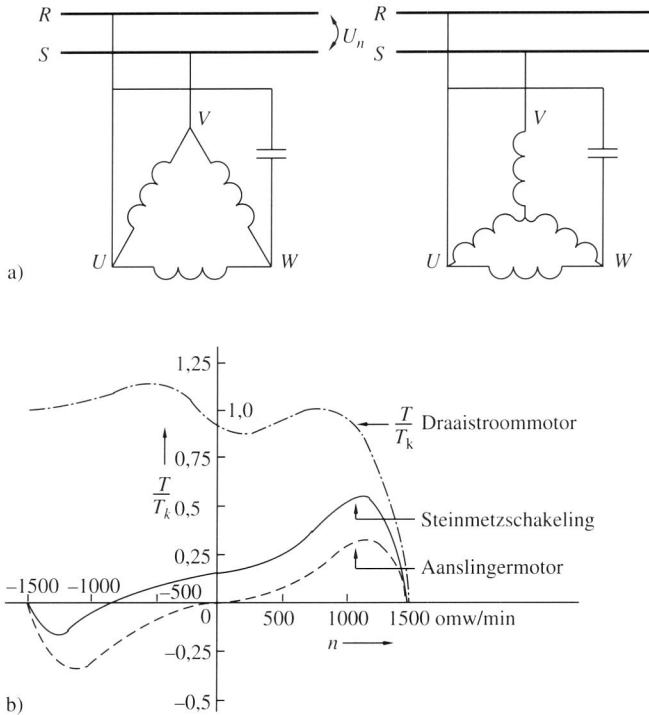
Asynchrone motoren voor voeding met eenfasige wisselstroom bestaan in uitvoeringen met kooiankerrotor en met massieve rotor. Zoals asynchrone motoren voor aansluiting op een draaistroomnet is ook hun werking gebaseerd op de aanwezigheid van een draaiveld. Omdat echter één statorwikkeling, gevoed uit een wisselstroomnet, nooit zonder hulpmiddelen een draaiveld kan opwekken, zijn daarvoor extra voorzieningen nodig.

Men kan aantonen dat in de luchtspleet van een eenfasemotor een fluxpatroon ontstaat dat enigszins op een draaiveld lijkt, als de motor tenminste twee ruimtelijk ten opzichte van elkaar verschoven wikkelingen bevat en de stromen door die wikkelingen ten opzichte van elkaar in fase verschoven zijn. Een zuiver draaiveld ontstaat als, voor een  $2p$ -polige machine, de assen van de wikkelingen een hoek van  $90^\circ/p$  met elkaar maken en de stromen een onderlinge faseverschuiving van  $90^\circ$  vertonen. De praktische realisaties van dit principe zijn te herleiden tot drie basisvormen.

#### 3.1. Motoren met drie wikkelingsfasen in de stator-Steinmetzschakeling

Motoren met drie wikkelingsfasen in de stator hebben een stator die in feite gelijk is aan die van een draaistroommotor en een kooiankerrotor met gegoten aluminium staven. Van de drie aansluitklemmen van de statorwikkeling worden er twee rechtstreeks verbonden met de twee geleiders van het wisselstroomnet en de derde via een condensator (fig. 1a). De statorwikkelingsfasen kunnen zowel in ster als in driehoek geschakeld zijn. Deze Steinmetzschakeling maakt het dus mogelijk ook een draaistroommotor te voeden uit een eenfasenet.

De prestaties van de motor gaan echter sterk achteruit. Dit is geïllustreerd in figuur 1b, waarin ter vergelijking de koppeltoerenkrommen van een motor bij draaistroomvoeding en in Steinmetzschakeling zijn getekend. Ook het rendement van de motor is in deze schakeling belangrijk lager. De koppeltoerenkromme van kleine eenfase inductiemotoren wijkt blijkbaar nogal af van het „ideale” beeld.



Figuur 1. a. Steinmetzschakeling van de statorfasewikkeling van een draaistroommotor. b. Koppelhoerencromme van een inductiemotor bij voeding met draaistroom en in Steinmetzschakeling. ([1])

### 3.2. Motoren met twee wikkelingsfasen in de stator-Condensatormotoren

Heeft de stator twee wikkelingsfasen dan wordt de ene rechtstreeks en de andere via een impedantie, meestal een condensator, aangesloten op het wisselstroomnet.

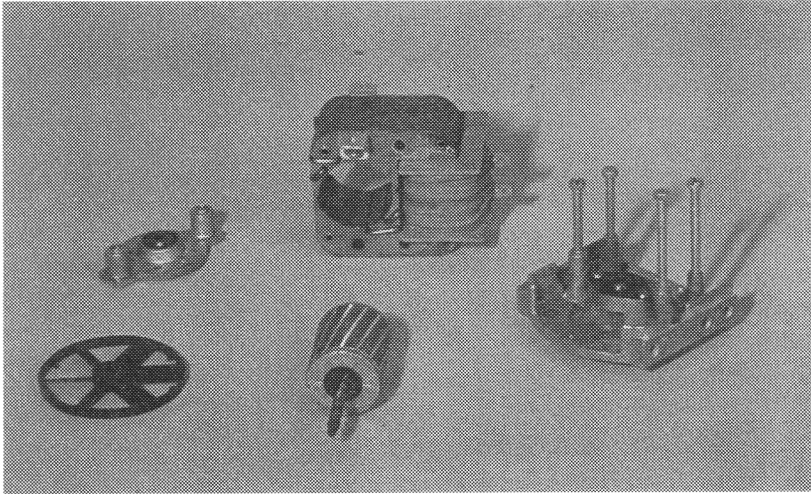
Het is bekend dat een motor met één enkele wikkeling, aangesloten op het wisselstroomnet, niet kan aanlopen, maar wel blijft draaien als hij eenmaal op snelheid is. Men noemt deze motor een aanslinger- of aanloopmotor (fig. 1b). Een impedantie in de tweede wikkelingsfase, de zogenaamde hulpfase, zorgt er nu voor dat een aanloopkoppel ontstaat. Meestal wordt deze hulpfase onderbroken als de motor is aangelopen. Het doel van deze maatregel is de beperking van het energieverlies in de motor.

Soms past men in de hulpfase twee condensatoren van verschillende groot-

te toe: een aanloopcondensator en een bedrijfscondensator. De aanloopcondensator is de grootste en wordt uitgeschakeld als de motor op snelheid is. De koppeltoerencromme, die oorspronkelijk vergelijkbaar is met die van de Steinmetzschakeling, valt dan terug op die van de aanslingermotor. Men kan de bedrijfscondensator, die in de hulpfase opgenomen blijft, zo dimensioneren dat bij één bepaald toerental een zuiver draaiveld ontstaat en het askoppel derhalve vrij is van pendelmomenten.

### 3.3. Spleetpoolmotoren

De werking van een spleetpoolmotor (fig. 2) berust op de eenvoudigste „truc” die nog garandeert dat de motor aanloopt. De stator bestaat uit een ringvormig blikpakket met lichamelijke polen, omsloten door slechts één wikkeling. De polen bevatten een of meerdere gleuven, voorzien van rechthoekige koperen ringen, waarvan één zijde in de poolgleuf en de andere aan de buitenkant van de pool ligt; de ringen omvatten dus slechts een deel van de pool. De rotor is een gewoon kooianker.



Figuur 2. Spleetpoolmotoren (foto: fotodienst TU Delft Elektrotechniek). ([1])

De (betrachtigings)spoel en de koperen ring vormen een primitieve transformator met kortgesloten secundaire wikkeling. Als men de spoel aansluit op het wisselstroomnet, ontstaat er door inductie een stroom in de ring. Deze stroom is in fase verschoven ten opzichte van de stroom in de spoel. Omdat de ring ook excentrisch ligt ten opzichte van de spoel ontstaat er een kracht aan de omtrek van het kooianker die gericht is van het hart

van de pool naar de kant waar de ring ligt (voor de bewijsvoering verwijzen we naar de literatuur).

Spleetpoolmotoren komen alleen in aanmerking voor vermogens tot enkele tientallen W en hebben een slecht tot zeer slecht rendement (10 tot 40%). Verder weze opgemerkt dat de amplitude van de pendelkoppels groot is in vergelijking met het constant, dus tijdsafhankelijk, gedeelte in het moment; deze pendelkoppels zijn niet te onderdrukken. Men moet dus het apparaat waarin de motor wordt toegepast, zodanig construeren dat de overdracht van de trillingen, veroorzaakt door de pendelkoppels, wordt bemoeilijkt en de storende effecten daarvan worden beperkt.

#### 4. Kleine motoren van het synchrone type

Ook bij deze motoren moet men meestal extra voorzieningen treffen om in de luchtspleet een veldpatroon te creëren dat enigszins op een draaiveld gelijk is. Kleine synchrone motoren draaien net als de grote met een constante hoeksnelheid die bepaald wordt door de hoeksnelheid van het draaiveld.

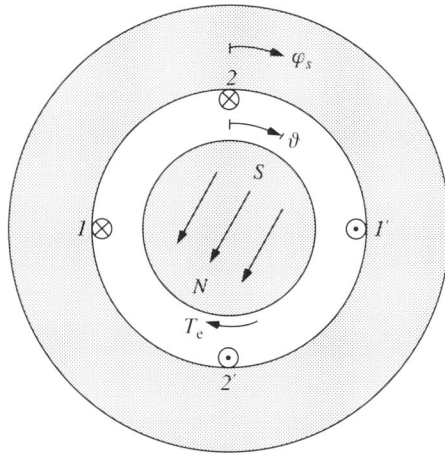
Kleine synchrone motoren vallen uiteen in drie groepen, die verschillen in de constructie van de rotor.

##### 4.1. *Synchrone motoren met permanente magneten*

###### 4.1.1. *Synchrone machine met permanent-magnetische rotor en cilindrische statorboring*

De rotor van deze motoren is permanent magnetisch en heeft bijgevolg op grond van zijn magnetisatie een voorkeursrichting ten opzichte van het magnetisch veld dat wordt opgewekt door de statorwikkelingen. We veronderstellen een motorconstructie zoals in figuur 3 schetsmatig in doorsnede is weergegeven. In de cilindrische boring van de stator is een eveneens cilindrische rotor draaibaar. De rotor is diametraal en homogeen gemagnetiseerd. De stator is in de praktijk altijd gelammeleerd, dat wil zeggen gestapeld uit dunne, van elkaar geïsoleerde blikken. Deze stator draagt twee diameterspoelen 1 en 2, die in figuur 3 in de luchtspleet zijn afgebeeld, maar in de praktijk in gleuven in de stator kunnen zijn aangebracht.

Het is niet moeilijk de krachten te berekenen die de spoelzijden bij doorgang van een stroom ondervinden in het magnetisch veld van de rotor. Deze krachten geven samen aanleiding tot een koppel op elke spoel. Het koppel op de rotor is dan als reactiekracht even groot als de som van de koppels op beide spoelen, maar tegengesteld gericht.



Figuur 3. ([2])

Vloeit door diameterspoel 1 en stroom  $I_{s(1)}$ , dan ondervindt een zijde van deze spoel met lengte  $l$  een Lorentzkracht  $F = I_{s(1)} N_s l B$ , waarin  $B$  de radiale componente van de magnetische inductie ter plaatse is en  $N_s$  het aantal windingen van de spoel. De kracht  $F$  is, ongeacht de stand van de rotor, altijd loodrecht op het vlak van de diameterspoel gericht. De grootte van  $B$  varieert sinusvormig langs de omtrek van de rotor:  $B = \hat{B} \cos \varphi_r$ , als  $\varphi_r$  de hoek ten opzichte van het symmetrievlak van de rotor in radialen aangeeft. Bij een willekeurige hoekstand  $\theta$  van de rotor ten opzichte van de stator wordt het verloop van  $B$  langs de stator gegeven door  $B = \hat{B} \cos(\varphi_s - \theta)$ ; hierin is  $\varphi_s$  de coördinaat langs de omtrek van de stator. De kracht op de spoelzijde ter plaatse  $\varphi_s = \pi/2$  is dan  $F = I_{s(1)} N_s l \hat{B} \sin \theta$ ; die op de tegenoverstaande zijde ( $\varphi_s = -\pi/2$ ) is even groot, maar tegengesteld gericht. Het koppel dat beide krachten vormen, bedraagt  $2aF$ , als  $2a$  de breedte van het draadraam is.

Wanneer we de in figuur 3 afgebeelde tweede diameterspoel buiten beschouwing laten, is dit het elektromagnetisch koppel dat in de motor werkzaam is. Bij de in figuur 3 aangegeven richtingen van de stroom en de magnetisatie van de rotor is het reactiekoppel op de rotor tegen de richting van toenemende  $\theta$  in gericht, dus negatief:

$$T_{e(1)} = -2a l I_{s(1)} N_s \hat{B} \sin \theta \quad (7)$$

Het koppel is nul in de twee tegenover elkaar gelegen rotorposities waarin  $\theta$  gelijk is aan nul of aan  $\pi$  radialen. In de eerste positie is er een stabiel evenwicht; bij een kleine uitwijking ondervindt de rotor een koppel dat hem naar deze positie teruggedrijft. In de tweede positie is het evenwicht labiel; de richting van het koppel is zodanig dat een kleine uitwijking zal toenemen.



Met behulp van diameterspoel 2, die  $\pi/2$  radialen verdraaid ligt ten opzichte van de eerste spoel, kan aan de rotor een stabiele eindpositie worden gegeven die  $\pi/2$  radialen verder of terug ligt, al naargelang de richting van de stroom  $I_{s(2)}$  in deze spoel. Op deze wijze kan de rotor „stapsgewijze” in rotatie worden gehouden. Dit is in wezen het principe van een stappenmotor met permanent-magnetische rotor en een „staphoek” van  $\pi/2$  radialen.

Men verlangt echter meestal een gelijkmatige roterende beweging van de rotor. Deze kan nu worden verkregen door de diameterspoelen 1 en 2 te voeden met sinusvormig variërende wisselstromen die onderling  $\pi/2$  radialen in fase verschillen. Om in dit geval het koppel te berekenen kan men de uitdrukkingen van beide wisselstromen, namelijk  $i_{s(1)} = \hat{i}_s \cos \omega t$  en  $i_{s(2)} = \hat{i}_s \sin \omega t$  (waarin  $\omega$  staat voor de hoekfrequentie van de wisselstromen en  $t$  voor de tijd) substitueren in vergelijking (7). Na sommatie van de door beide spoelen opgewekte koppels vindt men dan het totale koppel  $T_e$ . Veronderstelt men nu bovendien dat de rotor met een constante hoeksnelheid  $\omega_r$  roteert, zodat  $\theta$  gelijk is aan  $\omega_r t$  plus een fasehoek  $\theta_0$ , dan vindt men voor het totale koppel:

$$T_e = -2a\hat{i}_s N_s \hat{B} \sin[(\omega_r - \omega)t + \theta_0] \quad (8)$$

De over de tijd gemiddelde waarde van dit koppel kan slechts dan verschillen van nul, wanneer  $\omega_r$  gelijk is aan  $\omega$ , dus wanneer de rotor met de synchrone snelheid rondloopt.

Dit betekent dat de motor bij een ander dan het synchrone toerental niet als motor werkt, en bovendien dat de motor niet vanzelf aanloopt; immers ook bij het toerental nul is er, gemiddeld over de tijd, geen koppel. Dit laatste is een belangrijk praktisch bezwaar.

Bij de synchrone hoeksnelheid is het koppel constant en gelijk aan:

$$T_e = -2a\hat{i}_s N_s \hat{B} \sin \theta_0 \quad (9)$$

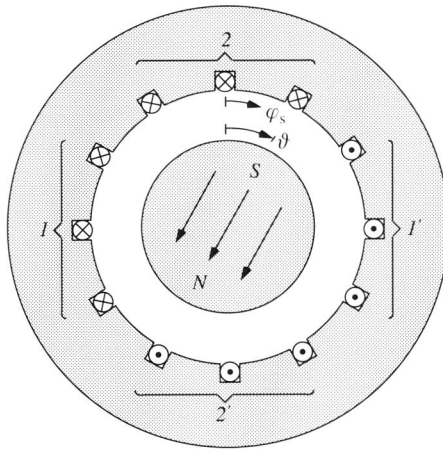
Wanneer de rotor een constante hoeksnelheid heeft, is het versnellend koppel dat op de rotor werkt blijkbaar nul. Dat betekent dat het elektromagnetisch koppel dan precies zo groot is, dat het de koppels, afkomstig van de belasting en de wrijving, compenseert. Bij een gegeven stroomsterkte is de enige variabele in vergelijking (9), die de motor in staat stelt het elektrisch koppel bij de belasting aan te passen, de hoek  $\theta_0$  tussen de rotor en het statordraaiveld. Bij motorwerking is  $\theta_0$  negatief; de rotor ijlt na op het draaiveld van de stator, en wel meer naarmate de belasting groter is. Als  $\theta_0$  gelijk is aan  $-\pi/2$ , heeft het elektromagnetisch koppel zijn maximum bereikt; wordt de belasting nog groter, dan kan de motor zijn constante hoeksnelheid niet meer volhouden, „valt uit de pas” en komt tot stilstand.

Tot nu toe is aangenomen dat het van de rotor afkomstig magnetisch veld

sinusvormig langs de omtrek verdeeld is. Dit is meestal slechts bij benadering het geval. Dat betekent dat er termen van hogere orden zijn; deze geven aanleiding tot fluctuaties van het koppel bij elke omwenteling van de rotor, die de gelijkmatige gang van de motor verstoren.

Deze fluctuaties worden bestreden door de diameterspoelen 1 en 2 te vervangen door verdeelde wikkelingen 1 en 2. Een verdeelde wikkeling bestaat uit een serieschakeling van een aantal deelspoelen op verschillende punten van de statorboring. Dan is het zinvol in plaats van de grootte  $N_s i_{s(1)}$  de stroombeleggingsfunctie  $S_{s(1)}(\varphi_s)$  in te voeren, uitgedrukt in ampères per lengte-eenheid langs de statoromtrek. Omdat alle windingen in serie staan, is  $S_{s(1)}$  gelijk aan  $i_{s(1)} z_s(\varphi_s)$ , waarin  $z_s$  het aantal draden per lengte-eenheid is. Deze  $z_s(\varphi_s)$  wordt de draad- of koperbeleggingsfunctie genoemd.

In vele gevallen is een verdeelde wikkeling waarbij  $S_{s(1)}$  sinusvormig langs de statorboring verloopt, ideaal. Zoals namelijk een gelijkmatig koppel verkregen kan worden bij een zuiver sinusoïdale verdeling van de rotorflux en een niet-sinusvormige stroombelegging, zo kan ook een gelijkmatig koppel tot stand komen bij een sinusoïdale stroombelegging en een magnetische flux die niet zuiver sinusvormig verdeeld is. De stroom  $i$  en de magnetische inductie  $B$  zijn immers gelijkwaardige factoren in de uitdrukking van de Lorentzkracht  $F = Bli$ .



Figuur 4. ([2])

In de praktijk wordt een sinusvormige stroomverdeling slechts benaderd; doorgaans zijn de deelspoelen aangebracht in equidistante gleuven langs de statorboring. In figuur 4 is een stator met twaalf gleuven geschetst, waarin twee wikkelingen zijn ondergebracht, die elk bestaan uit drie deel-

spoelen. Meestal volstaat men met twee tot vijf deelspoelen per wikkeling en heeft elke deelspoel een zelfde aantal windingen. Op deze wijze kunnen de fluctuaties van het koppel reeds aanzienlijk worden beperkt.

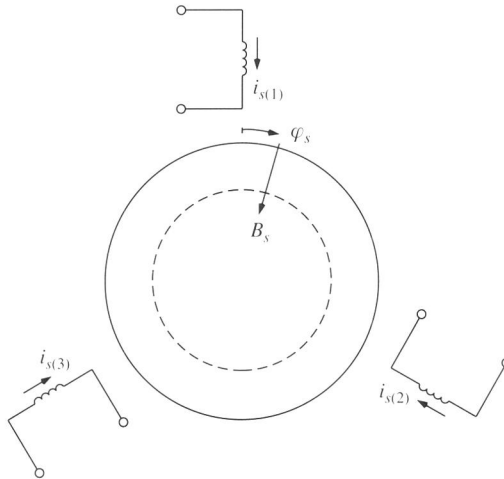
De twee in gleuven verdeelde wikkelingen van de machine in figuur 4 veroorzaken een stroombeleggingsgolf waarvan de grondharmonische component beschreven wordt door

$$S_s = \hat{i}_s \hat{z}_{s1} \sin(\omega t - \varphi_s) \quad (10)$$

Hierin is  $\hat{z}_{s1}$  de amplitude van de grondharmonische van de draadbeleggingfunctie  $z_s(\varphi_s)$ .

Een stroombeleggingsgolf kan ook worden opgewekt met drie statorspoelen (zie figuur 5), aangebracht onder hoeken van  $2\pi/3$  radialen en gevoed met wisselstromen met een onderlinge faseverschuiving van eveneens  $2\pi/3$  radialen:  $i_{s(1)} = \hat{i}_s \cos \omega t$ ,  $i_{s(2)} = \hat{i}_s \cos(\omega t - 2\pi/3)$  en  $i_{s(3)} = \hat{i}_s \cos(\omega t - 4\pi/3)$ . Men noemt dit een draaistroomstelsel. De grondharmonische van de in een dergelijke driefasige machine optredende stroombeleggingsgolf is

$$S_s = \frac{3}{2} \hat{i}_s \hat{z}_{s1} \sin(\omega t - \varphi_s) \quad (11)$$



Figuur 5. ([2])

Bij een zuiver sinusvormige stroombeleggingsgolf is de opgewekte magnetische veldgolf langs de statorboring (het draaiveld) ook sinusvormig, indien althans de luchtspleet overal even groot is of indien de rotor bestaat uit een materiaal met permeabiliteit gelijk aan die van lucht (bijv. permanent-

magnetisch ferroxdure). De veldgolf  $B_s$  is dan steeds  $\pi/2$  radialen in fase verschoven ten opzichte van de stroombelegginggolf  $S_s$ .

Wanneer slechts één statorwikkeling is bekrachtigd, bijvoorbeeld wikkeling 1, doet zich bij een synchrone motor een bijzonder geval voor. De grondharmonische van de stroombelegging heeft dan de gedaante  $-i_{s(1)}\hat{z}_{s1} \sin \varphi_s$  en is nul voor  $\varphi_s = 0$  en  $\varphi_s = \pi$ . Deze „staande” golf kan echter worden ontbonden in twee lopende golven met tegengestelde draairichting:

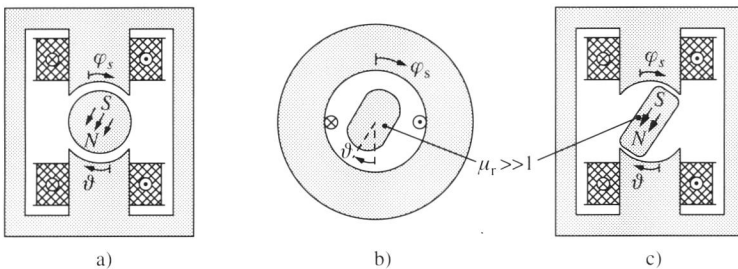
$$- \hat{i}_{s(1)}\hat{z}_{s1} \sin \varphi_s \cos \omega t = \frac{1}{2} \hat{i}_{s(1)}\hat{z}_{s1} \sin(\omega t - \varphi_s) + \frac{1}{2} \hat{i}_{s(1)}\hat{z}_{s1} \sin(-\omega t - \varphi_s) \quad (12)$$

Deze eenfasemotor kan daardoor zowel rechts- als linksom met de synchrone snelheid roteren. Ten gevolge van de tegenlopende stroombelegginggolf is het koppel echter niet constant, maar pulseert met de dubbele netfrequentie.

#### 4.1.2. Synchrone machine met permanent-magnetische rotor en niet-uniforme luchtspleet

Er zijn ook synchrone motoren waarvan de statorboring niet cilindrisch is (fig. 6a). Als gevolg van een magnetisch richteffect kan de rotor een koppel ondervinden, ook bij een stroomloze statorwikkeling. De rotor tracht immers een zodanige stand in te nemen dat de magnetische weerstand (= de reluctantie) voor de flux van de permanente magneet minimaal is. We spreken in dit geval van een stator-reluctantiekoppel. Dit levert echter bij een motor volgens figuur 6a geen bijdrage tot de elektromechanische energieomzetting, aangezien het koppel bij rotatie over  $2\pi$  radialen gemiddeld gelijk aan nul is.

Indien in de plaats van de stator de rotor niet-cilindrisch is (fig. 6b) en tevens een magnetische permeabiliteit heeft die groter is dan die van lucht, kan onder invloed van het statorveld een rotor-reluctantiekoppel optreden. Op dit koppel berust de werking van de reluctantiemotor.



Figuur 6. ([2])

Bij de behandeling van beide motortypen kunnen we het best uitgaan van een energiebeschouwing, omdat we dan tot een inzicht in de eigenschappen kunnen geraken zonder het gecompliceerde verloop van het magnetisch veld vooraf precies te kennen. Om de afleiding zo algemeen mogelijk te houden veronderstellen we een motor die de kenmerken van beide typen in zich verenigt: stator en rotor zijn beide niet-cilindrisch, de rotor is permanent-magnetisch, maar heeft niettemin een grotere permeabiliteit dan lucht (fig. 6c). Bij deze motor hebben we te maken met energie in verschillende vormen: de toegevoerde elektrische energie, in een korte tijd  $dt$  gelijk aan  $u_s i_s dt$ , de in de koperweerstand van de stator gedissipeerde energie  $R_s i_s^2 dt$ , de in de motor aanwezige magnetische veldenergie  $W_m$  en de tijdens de hoekverdraaiing  $d\theta$  aan de as afgegeven mechanische energie  $T_e d\theta$ .  $W_m$  is een functie van de statorstroom  $i_s$  en van de hoekpositie  $\theta$ . De toegevoerde energie is gelijk aan de som van de gedissipeerde en de afgegeven energie en de verandering van de magnetische veldenergie:

$$u_s i_s dt = R_s i_s^2 dt + dW_m + T_e d\theta \quad (13)$$

Om uit deze energiebalans het koppel af te leiden maken we gebruik van de spanningsdifferentiaalvergelijking van een statorwikkeling

$$u_s = R_s i_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (14)$$

Hierin is  $\phi_s$  de door de statorwikkeling omvatte magnetische flux.  $\phi_s$  is eveneens een functie zowel van  $i_s$  als van  $\theta$ .

Daarmee volgt uit de energiebalans:

$$T_e = i_s \frac{\partial \phi_s}{\partial \theta} - \frac{\partial W_m}{\partial \theta} \quad (15)$$

Beide termen in het rechterlid hebben te maken met het magnetische veld. Om voor de verschillende motortypen de juiste conclusies te kunnen trekken uit deze uitdrukking, moeten we de met de statorwikkeling gekoppelde flux  $\phi_s$ , en eveneens de magnetische veldenergie  $W_m$  onderscheiden in een bijdrage van de statorstroom, gekenmerkt door de zelfinductiviteit  $L_s$ , en een bijdrage van de rotor, gekenmerkt door de subscript  $r$ . Beide componenten veranderen met de hoekstand  $\theta$  van de rotor.

$$\phi_s = L_s(\theta) i_s + \phi_{sr}(\theta) \quad (16)$$

$$W_m = \frac{1}{2} L_s(\theta) i_s^2 + W_{mr}(\theta) \quad (17)$$

Substitutie van deze uitdrukkingen in vergelijking (15) levert voor het koppel de algemene uitdrukking

$$T_e = i_s \frac{d\phi_{sr}(\theta)}{d\theta} - \frac{dW_{mr}(\theta)}{d\theta} + \frac{1}{2} i_s^2 \frac{dL_s(\theta)}{d\theta} \quad (18)$$

De eerste term is gelijk aan het koppel van de motor met cilindrische stator en rotor. Er komen in het algemene geval echter termen bij; de tweede term heeft te maken met de stator-reluctantie, de derde met de rotor-reluctantie.

We beperken ons nu tot de in figuur 6a afgebeelde motor met een cilindrische, diametraal gemagnetiseerde rotor en een niet-cilindrische stator. Dit is een eenfasige synchrone motor; hij vertoont dus het pulserende koppel dat dit motortype eigen is. Dat is geen al te groot bezwaar voor toepassing in bijvoorbeeld kleine huishoudelijke apparaten, waarvoor hij overigens vanwege de eenvoudige constructie zeer aantrekkelijk is.

Doordat deze motor een cilindrische rotor heeft, is de zelfinductiviteit  $L_s$  van de statorwikkeling niet afhankelijk van de hoekstand  $\theta$  van de rotor; in vergelijking (18) vervalt dus de laatste term. De in de andere twee termen voorkomende grootheden hangen als volgt van  $\theta$  af:

$$\phi_{sr}(\theta) = \hat{\phi}_{sr} \cos(\theta + \alpha) \quad (19)$$

$$W_{mr}(\theta) = W_1 - W_2 \cos 2(\theta + \beta), \quad W_1 > W_2 \quad (20)$$

De hoeken  $\alpha$  en  $\beta$  worden bepaald door de geometrie van de statorpolen; zij zijn beide nul indien de stator symmetrie vertoont ten opzichte van het vlak  $\varphi_s = 0$ , zoals in figuur 6a. In het algemeen geldt voor het koppel:

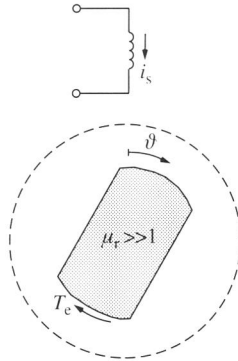
$$T_e = -i_s \hat{\phi}_{sr} \sin(\theta + \alpha) - 2W_2 \sin 2(\theta + \beta) \quad (21)$$

De tweede term geeft het koppel bij stroomloze stator weer; dit koppel, dat men voelt als men de as met de hand ronddraait, wordt het kleefkoppel genoemd. De rotor wordt daardoor naar één van de twee stabiele eindposities ( $\theta = -\beta$  of  $\theta = -\beta + \pi$ ) gedreven en blijft daar „kleven”.

Wordt vervolgens de stroom ingeschakeld, dan ontstaat er alleen een koppel indien  $\alpha$  verschilt van  $\beta$ . Bij de in figuur 6a geschetste configuratie ( $\alpha = \beta = 0$ ) ontstaat dit koppel niet: de motor komt niet in beweging. Door de poolboog van de statorpoolschoenen een asymmetrische vorm te geven kan men  $\alpha$  ongelijk aan  $\beta$  maken en een zelfaanlopende motor verkrijgen.

4.2. Reluctantiemotoren

Reluctantiemotoren worden gekenmerkt door een niet-permanent-magnetische niet-cilindrische rotor van materiaal met een hoge permeabiliteit. De statorboring kan zowel cilindrisch als niet-cilindrisch zijn. In figuur 7 is schematisch een eenfasige, tweepolige reluctantiemotor weergegeven.



Figuur 7. ([2])

Vermits de rotor niet permanent-magnetisch is, vervallen de grootheden  $\phi_{sr}$  en  $W_{mr}$  in de uitdrukking (18) van het koppel. Er blijft een eenvoudige uitdrukking over:

$$T_e = \frac{1}{2} i_s^2 \frac{dL_s(\theta)}{d\theta} \tag{22}$$

De variatie van de statorzelfinductiviteit  $L_s$  met de rotorstand  $\theta$  is in eerste benadering

$$L_s = L_1 + L_2 \cos 2\theta, \quad L_1 > L_2 \tag{23}$$

Daarmee wordt het koppel

$$T_e = -i_s^2 L_2 \sin 2\theta \tag{24}$$

Voor vier standen van de rotor is dit koppel nul; daarvan zijn de twee standen loodrecht op het statorveld ( $\theta = \pi/2$  en  $\theta = 3\pi/2$ ) labiel en de twee standen evenwijdig met het statorveld ( $\theta = 0$  en  $\theta = \pi$ ) stabiel.

Bij bekrachtiging van de statorwikkeling met gelijkstroom of wisselstroom neemt de rotor één van beide laatste standen aan; de motor vertoont dus een richteffect maar loopt, ook bij wisselstroomvoeding, niet vanzelf aan.

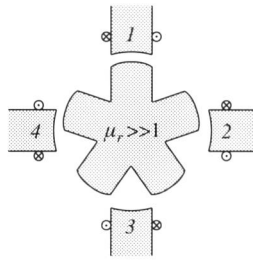
Van motorwerking is alleen sprake als de motor synchron loopt met de statorwisselstroom  $i_s = \hat{i}_s \cos \omega t$ ; in dat geval bedraagt het koppel (met  $\theta = \omega t + \theta_0$ )

$$T_e = -\frac{1}{4} \hat{i}_s^2 L_2 [2 \sin(2\omega t + 2\theta_0) + \sin(4\omega t + 2\theta_0) + \sin 2\theta_0] \quad (25)$$

Het koppel is dus pulserend en voor de gemiddelde waarde geldt:

$$\langle T_e \rangle = -\frac{1}{4} \hat{i}_s^2 L_2 \sin 2\theta_0 \quad (26)$$

Van het richteffect van de reluctantiemotor wordt gebruik gemaakt in een stappenmotor van het reluctantietype. Een voorbeeld met vier stator- en vijf rotortanden is afgebeeld in figuur 8. De vier statorwikkelingen worden achtereenvolgens met gelijkstroom bekrachtigd; iedere keer als een volgende statorspoel wordt bekrachtigd maakt de rotor een stap van  $(\frac{1}{4} - \frac{1}{5}) \times 360^\circ = 18^\circ$ . Voor de opwekking van de besturingspulsen wordt gebruik gemaakt van elektronische middelen.



Figuur 8. ([2])

### Opmerking

De stator van een reluctantiemotor van groter vermogen is dezelfde als die van alle andere draaiveldmachines, dus driefasig. De rotor is meestal een kooianker met gegoten staven waarin echter achteraf uitsparingen worden gefreesd om lichamelijke polen te maken. Het gedrag van deze motor is dan ook een combinatie van dat van een asynchrone kooiankermotor en een onbekrachtigde synchrone motor.

Zolang de motor niet synchron draait, is een asynchroon koppel werkzaam als bij een normale asynchrone motor. Op synchron toerental werkt het zogenaamde reluctantiemotor koppel, dat de rotor tracht te richten naar het punt waar de fluxdichtheid van het draaiveld maximaal is. Wordt de motor belast, dan blijft de rotor over een hoek, de lasthoek, achter op het draaiveld; wordt het lastmoment te groot, dan valt de motor uit de pas.

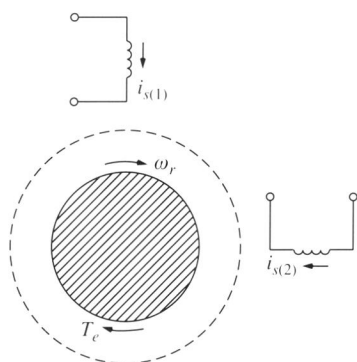


Dankzij het asynchrone moment komt de motor dus op snelheid en het synchrone reluctantiemoment trekt de rotor in synchronisme, op voorwaarde evenwel dat het lastmoment niet te groot is.

### 4.3. Hysteresismotoren

De hysteresismotor is een bijzonder geval onder de synchrone motoren. Bij de hysteresismotor kan het gemiddelde koppel namelijk niet alleen van nul verschillen bij synchrone snelheid, maar bij alle toerentallen. Dit heeft het praktische voordeel dat geen speciale voorzieningen terwille van het aanlopen behoeven te worden getroffen. Blijft het belastend koppel onder het maximale koppel dan loopt de motor synchroon.

In figuur 9 is een tweefasige hysteresismotor geschetst. De twee statorwikkelingen zijn sinusvormig langs de statorboring verdeeld; de rotor bestaat hier uit een homogene cilinder van bijvoorbeeld kobaltstaal.



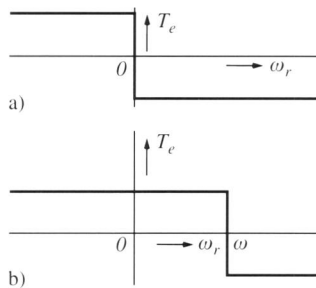
Figuur 9. ([2])

Wij stellen ons nu eerst voor dat één der wikkelingen met gelijkstroom wordt bekrachtigd. Er is dan een stilstaand statorveld, dat de rotor homogeen magnetiseert. Wordt nu de rotor van buiten af in rotatie gebracht met een hoeksnelheid  $\omega_r$ , dan wordt ieder deeltje van de rotor aan een draaiend magnetisch veld blootgesteld. Het veld draait daarbij  $\omega_r/2\pi$  keer per seconde rond. Het verschijnsel van de hysteresis houdt in dat de magnetisatie van het deeltje in richting achterblijft bij het inducerende statorveld. Het hoekverschil is echter onafhankelijk van de rotatiesnelheid; het wordt alleen bepaald door de sterkte van het statorveld en de hysteresiseigenschappen van het rotormateriaal. Ten gevolge van dit hoekverschil wordt bij het aandrijven van de rotor een remmend koppel ondervonden, dat eveneens

onafhankelijk is van de rotatiesnelheid. Figuur 10a geeft de koppel-toerenkromme. Er wordt dus een vermogen  $-T_e\omega_r$  mechanisch aan de motor toegevoerd; dit wordt geheel omgezet in hysteresisverliezen  $P_{hyst}$ , die gepaard gaan met het ommagnetiseren van de rotor:

$$-T_e\omega_r = P_{hyst} \quad (27)$$

De hysteresisverliezen zijn evenredig met het toerental, omdat ieder rotor-deeltje eenmaal per omwenteling wordt omgemagnetiseerd; daaruit volgt dat het remmend koppel onafhankelijk van het toerental is.



Figuur 10. (12)

Bij gebruik van de machine als motor wordt de stator zodanig bekrachtigd dat er een statorveld ontstaat dat per periode van de voedingsstromen eenmaal rondloopt. Is de hoeksnelheid  $\omega_r$  van de rotor kleiner dan die van het statordraaiveld, dan beweegt de rotor zich ten opzichte van dit draaiveld in tegengestelde richting en ontstaat een soortgelijke situatie als hierboven voor het stilstaande statorveld is beschreven. Is  $\omega$  de hoekfrequentie van het statordraaiveld, dan wordt de rotor  $(\omega - \omega_r)/2\pi$  maal per seconde omgemagnetiseerd en geldt:

$$T_e(\omega - \omega_r) = P_{hyst} \quad (28)$$

De koppel-toerenkromme is nu die van figuur 10b.

Bij synchron toerental kan het koppel een willekeurige waarde tussen de in figuur 10b aangegeven maxima aannemen. De hysteresismotor gedraagt zich dan tot op zekere hoogte als een synchrone motor met permanent-magnetische rotor. Dit betekent dat de hoek waaronder de rotormagnetisatie naijlt op het statordraaiveld, dan afhangt van de belasting. Zodra deze hoek de neiging heeft groter te worden dan de hoek die uit de hysteresis voortvloeit, gaat de rotor „slippen” en komt beneden de synchrone snelheid; de hoek tussen magnetisatie en statordraaiveld handhaaft zich dan op de door de hysteresis bepaalde vaste waarde.

In de praktijk treden grotere of kleinere afwijkingen op van de in figuur 10b getekende rechthoekige vorm; deze zijn een gevolg van de wikkelingsgleuven langs de statorboring, van de daarmee gepaard gaande hogere harmonischen in het stroombeleggingspatroon en van de wervelstromen in het rotormateriaal.

Een tweefasig bewikkelde hysteresismotor als in figuur 9 kan op een eenvoudige wijze geschikt worden gemaakt voor aansluiting op het normale eenfasige wisselspanningsnet. Meestal wordt de ene wikkeling (de hoofdwikkeling) rechtstreeks aangesloten op het net en de andere (de hulpwikkeling) via een condensator. Onder invloed van deze condensator ijlt de stroom in de hulpwikkeling in fase voor op de stroom in de hoofdwikkeling. Dit faseverschil is mede afhankelijk van het toerental van de motor. Door een juiste dimensionering van het hulpcircuit kan, bijvoorbeeld bij stilstand of bij nominaal toerental, het faseverschil gelijk worden gemaakt aan  $\pi/2$  radialen, zodat in de luchtspleet een echt draaiveld ontstaat en de motor zich in dat werkpunt net zo gedraagt als een echte tweefasemotor. In het eerste geval spreekt men van een „aanloopcondensator”, in het tweede geval van een „bedrijfscondensator”.

## 5. Stappenmotoren

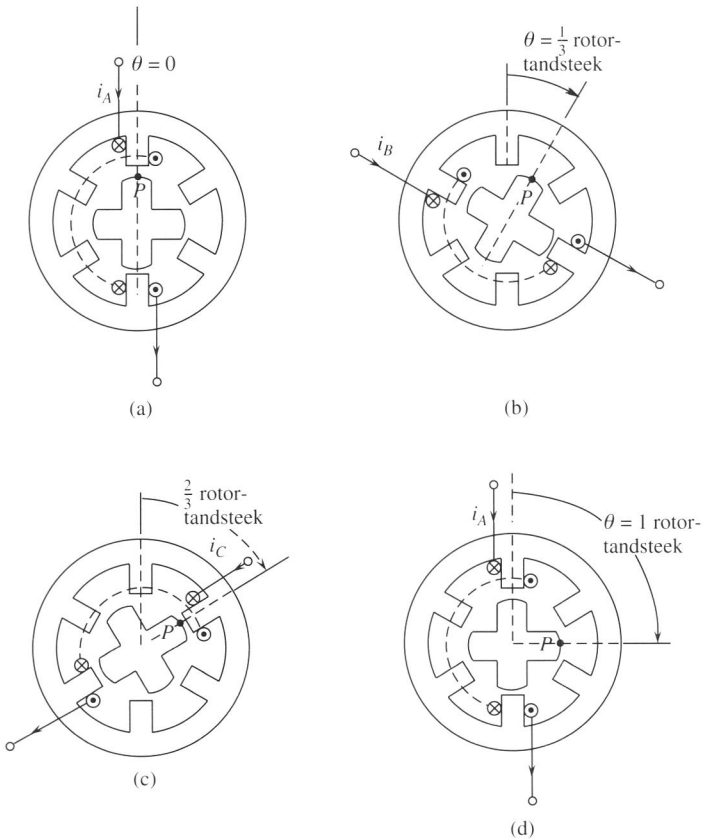
Stappenmotoren worden gebruikt in de computer- en textielindustrie, fabricage van ICs, robots en vele andere toepassingen. Een stappenmotor is in feite een digitaal elektromechanisch toestel waarin iedere elektrische puls resulteert in een discrete hoekverplaatsing van de rotor, de zogenaamde staphoek. Door het aantal elektrische pulsen te tellen kan een stappenmotor gebruikt worden voor positiecontrole.

Er bestaan vele typen van stappenmotoren. Men kan ze principieel verdelen in drie basiscategorieën: variabele-reluctantie motoren, permanentmagnetische motoren en hybride motoren.

### 5.1. Stappenmotoren met reluctanterotor

In een variabele-reluctantie stappenmotor hebben zowel de stator als de rotor verschillende magnetische reluctanties langs verschillende magnetische assen. Het fundamenteel werkingsprincipe van een variabele-reluctantie stappenmotor kan worden verklaard aan de hand van het voorbeeld in figuur 11. Uit de dwarsdoorsnede van de motor blijkt dat de stator zes tanden heeft ( $Z_s = 6$ ). Een fasewikkeling is geplaatst op twee diametraal tegenover elkaar liggende tanden. Het aantal statorfasen is dus

drie:  $m = 3$ . Het aantal rotortanden  $Z_r$  op de rotor wijkt af van  $Z_s$ ; in het algemeen geldt:  $Z_r = Z_s \pm \frac{Z_s}{m}$ . In figuur 11 is  $Z_r = 4$ .

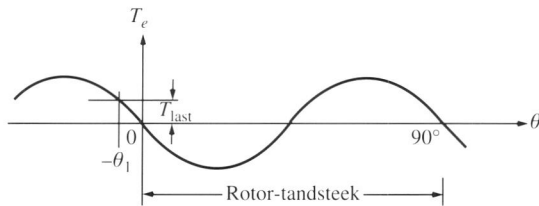


Figuur 11. ([3])

In figuur 11a is fase  $A$  bekrachtigd met de stroom  $i_A$ . Dit resulteert in een elektromagnetisch koppel  $T_e$  op de rotor dat werkt in een richting om de magnetische reluctantie voor de flux geproduceerd door de stroom in fase  $A$ , te minimaliseren. Ten gevolge van dit koppel aligneert de rotor zich met fase  $A$  op  $\theta = 0$ , zoals aangegeven in figuur 11a, als er geen lastkoppel op de rotor werkt. Volgens vergelijking (22) geldt voor kleine hoekverplaatsingen:

$$T_e = \frac{1}{2} i_A^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (29)$$

Hierin is  $L$  de zelfinductiviteit van een statorfase die een functie is van  $\theta$ .  $L$  is immers gelijk aan het kwadraat van het aantal fasewindingen gedeeld door de magnetische reluctantie  $R(\theta)$ , die afhangt van de rotorpositie  $\theta$ . In de evenwichtspositie  $\theta = 0$  is het koppel  $T_e$  ook gelijk aan nul.  $T_e$  is evenredig met het kwadraat van de statorfasestroom en onafhankelijk van de stroomrichting. In de veronderstelling dat  $T_e$  en  $\theta$  positief zijn in uurwijzerzin toont figuur 12 ons het koppel in functie van de rotorpositie in de veronderstelling van een constante fasestroom. Voor een lastkoppel in tegenuurwijzerzin is  $-\theta_1$  de stationaire positie van de rotor, waarbij  $T_e$  gelijk en tegengesteld is aan het lastkoppel.



Figuur 12. ([3])

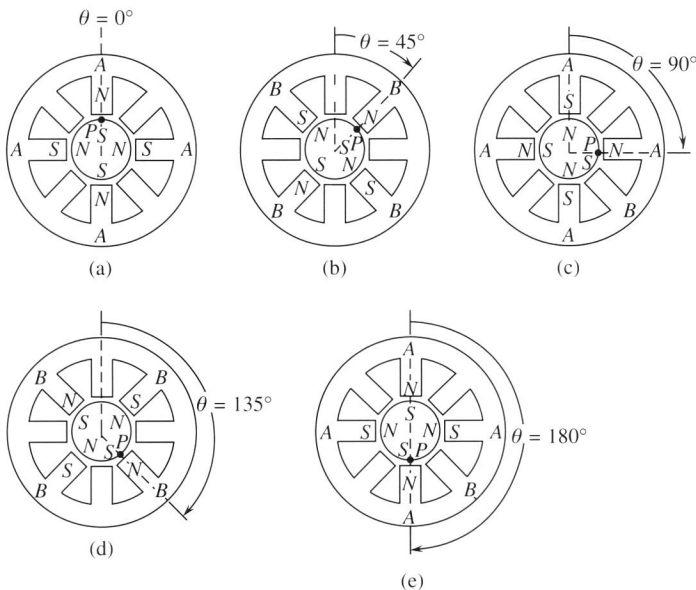
Met  $i_A$  gelijk aan nul en de fase  $B$  bekrachtigd met  $i_B$  ontstaat de nullast-evenwichtspositie van figuur 11 b. Het punt  $P$  op de rotor beweegt over de staphoek van de motor. Met een constant lastkoppel zou de motor nog steeds over dezelfde staphoek bewegen. De figuren 11 c en d tonen de rotorposities voor de twee volgende bekrachtigingen. Bij de bekrachtigingssequentie  $A-B-C-A-$  enzovoort resulteren drie wijzigingen van de bekrachtiging in een beweging van de rotor over één rotor-tandsteek. Deze rotor-tandsteek bedraagt  $360/Z_r$  graden. De staphoek van deze driefasige motor is bijgevolg  $(360/Z_r)/3 = 30^\circ$ . In het algemeen is de staphoek van een  $m$ -fasige motor met  $Z_r$  rotortanden gelijk aan

$$\text{Staphoek} = \frac{360}{mZ_r} \text{ graden} \quad (30)$$

Men kan de rotatiezin veranderen met de sequentie van de fasebekrachtiging. Bij een bekrachtigingssequentie  $A-C-B-A-$  enzovoort zal de rotor in tegenuurwijzerzin draaien.

## 5.2. Stappenmotoren met permanent-magnetische rotor

Het werkingsprincipe van een permanent-magneet stappenmotor kan men verklaren aan de hand van de dwarsdoorsnede van een eenvoudige motor in figuur 13. De rotor heeft vier permanent-magnetische polen en de stator beschikt over twee fasewikkelingen die met stromen van beide polariteiten kunnen worden bekrachtigd ( $i_{A^+}$  refereert aan een positieve stroom in de fase  $A$  en  $i_{A^-}$  aan een negatieve stroom). Iedere fasewikkeling produceert hetzelfde aantal polen als de rotor. De magnetische polen, geproduceerd door de statorstromen, doen de rotor bewegen zoals is aangeduid in figuur 13 bij een bekrachtigingssequentie  $i_{A^+}, i_{B^+}, i_{A^-}, i_{B^-}, i_{A^+}, \dots$ . Het punt  $P$  op de rotor beweegt blijkbaar met een staphoek van  $45^\circ$ . De bekrachtigingssequentie  $i_{A^+}, i_{B^+}, i_{A^-}, i_{B^-}, i_{A^+}, \dots$  zorgt voor een beweging in uurwijzerzin, de sequentie  $i_{A^+}, i_{B^-}, i_{A^-}, i_{B^+}, i_{A^+}, \dots$  voor een beweging in tegenuurwijzerzin.



Figuur 13. ([3])

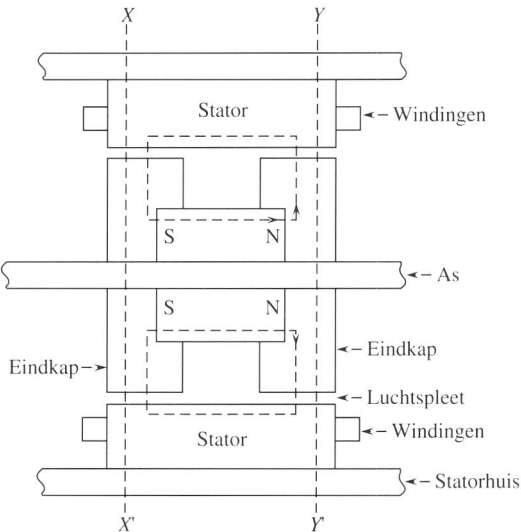
Het elektromagnetisch koppel  $T_e$  wordt veroorzaakt door de interactie tussen de magnetische velden van stator en rotor.  $T_e$  is dus evenredig met de fasestroom en is een functie van de hoekverplaatsing  $\theta$  uit de evenwichtspositie.

De motoren met een permanent-magnetische rotor hebben twee nadelen: een grotere traagheidsmoment / koppel verhouding en de moeilijkheid om

motoren met een kleine staphoek te construeren. Het voordeel ligt in het feit dat er altijd een koppel (kleefkoppel) aanwezig is om de positie te handhaven, als de bekrachtiging faalt.

5.3. *Hybride stappenmotoren*

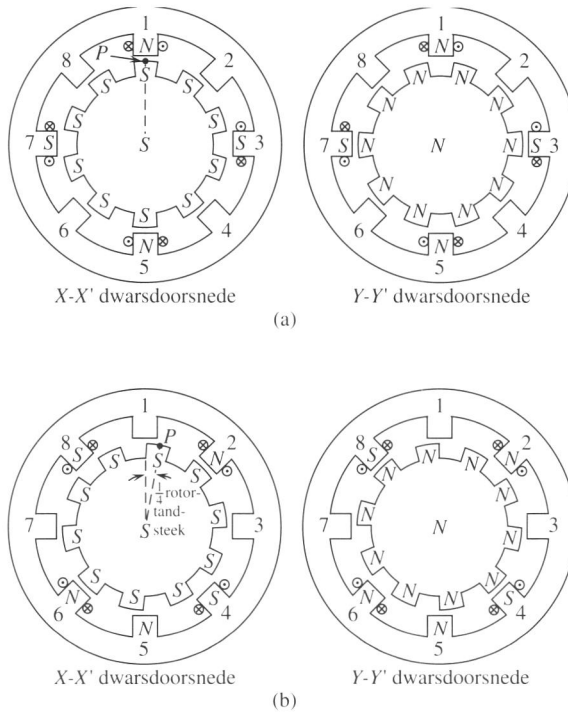
Hybride stappenmotoren combineren de werkingsprincipes van de variabele-reluctantie stappenmotor en de permanent-magnetische stappenmotor. Een langsdorsnede van een dergelijke motor is voorgesteld in figuur 14. De rotor is gemagnetiseerd in een richting die parallel ligt met de as van de motor en creëert op die manier twee poolparen (*N* en *S*). De flux van de permanente magneten is voorgesteld in streeplijn. Beide einden van de magneet bezitten een eindkap, voorzien van  $Z_r$  ( $= 10$ ) tanden. Figuur 15 toont de dwarsdoorsneden  $X - X'$  en  $Y - Y'$  van figuur 14. De rotortanden langs  $X - X'$  ageren zoals zuidpolen en de rotortanden langs  $Y - Y'$  zoals noordpolen. De stator is een blok gelamelleerd blikpakket met gleuven parallel met de motoras.



Figuur 14. ([3])

De stator van figuur 14 heeft twee fasewikkelingen die elk vier statorpolen produceren. De bekrachtiging van een statorfase creëert een flux in radiale richting doorheen de twee luchtspleten. In figuur 15a bijvoorbeeld is de flux doorheen de statorpool nummer 1 gericht van stator naar rotor en dit zo-

wel in de  $X - X'$  doorsnede als in de  $Y - Y'$  doorsnede voor een positieve stroom  $i_{A+}$  in fase  $A$ . De rotor-eindkappen met hun tanden zijn doelbewust over een halve rotor-tandsteek ten opzichte van elkaar verdraaid.



Figuur 15. ([3])

De statorpolen 1, 3, 5 en 7 worden bekrachtigd door fasewikkeling  $A$  en de polen 2, 4, 6 en 8 door de fasewikkeling  $B$ . Iedere fasewikkeling produceert opeenvolgende polen met tegengestelde polariteit:

- met behulp van een positieve  $i_A$  ( $i_{A+}$ ) worden de statorpolen 1 en 5 noordpolen en de polen 3 en 7 zuidpolen. De fluxlijnen dringen dus radiaal de rotor binnen ter hoogte van de polen 1 en 5 en treden radiaal de rotor uit ter hoogte van de polen 3 en 7, zowel in de doorsnede  $X - X'$  als in de doorsnede  $Y - Y'$ . Een stroom  $i_{A-}$  creëert uiteraard polen met tegengestelde polariteit.
- een stroom  $i_{A+}$  produceert fluxlijnen die radiaal de rotor indringen ter hoogte van de polen 2 en 6 en radiaal de rotor verlaten ter hoogte van de polen 4 en 8.



In figuur 15a is de fase *A* bekrachtigd met een positieve stroom  $i_{A^+}$ ; de interactie tussen de rotorpolen en statorpolen resulteert in de voorgestelde rotorpositie. Onder de statorpolen waar de rotor- en statorfluxlijnen elkaar versterken, zijn de tanden gealigneerd in beide doorsneden  $X - X'$  en  $Y - Y'$ . Het tegenovergestelde is waar op de plaatsen waar de fluxlijnen elkaar tegenwerken. Het netto resultaat is dat in de voorgestelde evenwichtspositie de fluxkoppeling met de fase *A* maximaal is.

Figuur 15b toont dat de rotor in uurwijzerzin beweegt als de fase *B* wordt bekrachtigd met een positieve stroom  $i_{B^+}$ . Door deze wijziging in bekrachtiging (van  $i_{A^+}$  naar  $i_{B^+}$ ) draait de rotor over een vierde van de rotor-tandsteek in uurwijzerzin. Bij een bekrachtigingssequentie  $i_{A^+}, i_{B^+}, i_{A^-}, i_{B^-}, i_{A^+} \dots$  draait de rotor over een volledige rotor-tandsteek bij vier wijzigingen in de bekrachtiging. Bijgevolg is

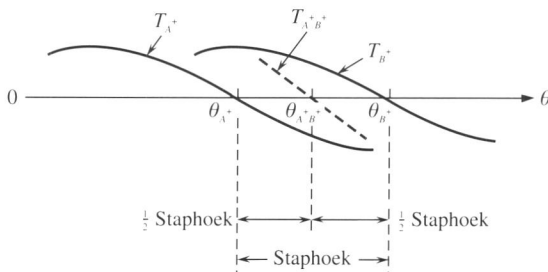
$$\begin{aligned} \text{Staphoek (tweefasige motor)} &= \frac{\text{rotor-tandsteek}}{4} = \frac{360^\circ}{4Z_r} \\ &= 9^\circ \text{ (voor } Z_r = 10) \end{aligned} \quad (31)$$

#### 5.4. Methoden van bekrachtiging

##### 5.4.1. Tweefasige bekrachtiging

Tot nu toe werd een eenfasige bekrachtiging verondersteld, waarbij iedere statorfase achtereenvolgens werd ingeschakeld en de rotor over een staphoek verdraaide bij iedere wijziging in de bekrachtiging. In de praktijk bestaan er natuurlijk nog andere mogelijkheden.

Dikwijls worden twee statorfasen tegelijkertijd bekrachtigd om een betere demping te verkrijgen van de rotoroscillaties vooraleer hij zijn evenwichtspositie bereikt. Figuur 16 toont  $T_{A^+}$  en  $T_{B^+}$  in functie van  $\theta$  voor de tweefasige hybride stappenmotor van figuur 15.



Figuur 16. ([3])

Vloeien beide stromen  $i_{A^+}$  en  $i_{B^+}$  dan is het resulterend koppel  $T_{A^+B^+}$  de som van  $T_{A^+}$  en  $T_{B^+}$  (streeplijn in figuur 16). De evenwichtspositie met tweefasige bekrachtiging bevindt zich in het midden van de evenwichtsposities ten gevolge van  $i_{A^+}$  en  $i_{B^+}$  afzonderlijk. Een rotatie in uurwijzerzin vereist de volgende tweefasige bekrachtigingssequentie  $(i_{A^+}i_{B^+})$ ,  $(i_{B^-}i_{A^-})$ ,  $(i_{A^-}i_{B^-})$ ,  $(i_{B^+}i_{A^+})$ ,  $(i_{A^+}i_{B^+})$ , ... . Op een gelijkaardige manier bekomt men een tweefasig bekrachtigingsschema voor een variabele-reluctantie stappenmotor en een permanent-magnetische stappenmotor.

#### 5.4.2. Bekrchtiging voor halve stap-beweging

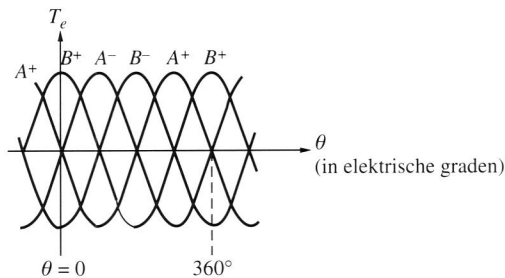
De tot nu toe besproken eenfasige en tweefasige bekrachtigingsschema's doen de rotor over een staphoek bewegen bij iedere wijziging van de bekrachtiging. De combinatie van eenfasige en tweefasige bekrachtiging maakt rotatie over een halve stap mogelijk bij iedere wijziging van de bekrachtiging. Figuur 16 toont ons namelijk dat de evenwichtsposities bij eenfasige bekrachtiging (met  $i_{A^+}$  of  $i_{B^+}$ ) een halve stap verwijderd zijn van de evenwichtspositie met tweefasige bekrachtiging ( $i_{A^+}i_{B^+}$ ). Halve-stap beweging in uurwijzerzin wordt dus bij de hybride stappenmotor van figuur 15 verkregen door de volgende bekrachtigingssequentie:

$$i_{A^+}, (i_{A^+}i_{B^+}), i_{B^+}, (i_{B^+}i_{A^-}), i_{A^-}, (i_{A^-}i_{B^-}), i_{B^-}, (i_{B^-}i_{A^+}), i_{A^+}, (i_{A^+}i_{B^+}), \dots$$

Gelijkaardige bekrachtigingsschemas zijn mogelijk voor variabele-reluctantie stappenmotoren en permanent-magnetische stappenmotoren.

#### 5.4.3. Micro-stap bekrchtiging

Men kan de procedure voor een halve-stap beweging uitbreiden om de staphoek te verdelen in zogenaamde micro-stappen. Dit vereist evenwel dat de waarden van de fasestromen nauwkeurig worden geregeld.



Figuur 17. ([3])

We veronderstellen dat de koppelkarakteristieken van een tweefasige hybride stappenmotor sinusoidaal verlopen zoals weergegeven in figuur 17. De evenwichtspositie met  $i_{A+}$  bekrachtiging is  $\theta = 0$ .  $T_A$  en  $T_B$  kunnen dan als volgt worden uitgedrukt:

$$T_A = -ki_A \sin \theta \quad (32)$$

$$T_B = +ki_B \cos \theta \quad (33)$$

Hierin is  $k$  een motorconstante en wordt de rotorpositie  $\theta$  uitgedrukt in elektrische graden (d.w.z. 360 graden is gelijk aan één rotor-tandsteek).  $i_A$  en  $i_B$  in de vergelijkingen (32) en (33) kunnen positief of negatief zijn.

Wanneer beide fasen tegelijkertijd worden bekrachtigd met respectievelijk  $i_A$  en  $i_B$  is het totale koppel gelijk aan

$$T_{AB} = k(-i_A \sin \theta + i_B \cos \theta) \quad (34)$$

Om de rotor over een micro-staphoek  $\mu$  te laten verdraaien worden de tweefasige stromen nauwkeurig geregeld volgens

$$i_A = I_n \cos \mu \quad (35)$$

en

$$i_B = I_n \sin \mu \quad (36)$$

Hierin is  $I_n$  de nominale fasestroom. Vergelijking (34) wordt dan

$$T_{AB} = kI_n(-\cos \mu \sin \theta + \sin \mu \cos \theta) = -kI_n \sin(\theta - \mu) \quad (37)$$

De evenwichtspositie bij nullast komt overeen met  $T_{AB} = 0$ , op de positie  $\theta = \mu$  volgens vergelijking (37), met de stromen  $i_A$  en  $i_B$  gegeven volgens de vergelijkingen (35) en (36). Door  $i_A$  en  $i_B$  sinusoidaal in discrete stappen te variëren kan men de stappenmotor in micro-stappen laten bewegen.

Micro-stap regelaars zijn commercieel verkrijgbaar; 25000 micro-stappen per omwenteling zijn geen uitzondering.

## 6 Literatuur

- [1] Hamels, D., *Elektrische aandrijftechniek*, Stenfert Kroese, 1992, ISBN 90-207-2166-6.
- [2] Kamerbeek, Prof. dr. ir. E. M. H., „Elektromotoren” in Philips techn. T. 33, p. 223-234, no. 8/9, 1973.  
N.B. De opmerking over de reluctantiemotor van groter vermogen komt uit het handboek van D. Hamels (1).
- [3] Mohan, N., T. M. Undeland en W. P. Robbins, *Power electronics: converters, applications and design*, John Wiley & Sons, ISBN 0-471-61342-8, 1989.