

II.1. SRM: Història prèvia.

Després d'utilitzar l'energia elèctrica en aplicacions d'il·luminació (carrers, indústries i habitatges) es va pensar en substituir el vapor com a força motriu per l'electricitat. Els primers intents per obtenir força motriu a partir de l'electricitat són anteriors al descobriment de la inducció electromagnètica¹, moment en que s'estableixen els fonaments teòrics dels motor elèctrics. La història del motor elèctric presenta dues etapes [MAR95]:

En la primera (1822-1873) els resultats són tan decebedors que generen, a propòsit de l'exposició Universal de 1867, opinions de total descrèdit. Les raons d'aquest desmereixement eren força diverses: utilització directa de les forces magnètiques, elevada reluctància, commutació ineficaç, mecànica poc eficient... Tot plegat generava excessives pèrdues en la transformació energètica.

A partir de 1873², moment en que es demostra públicament l'aplicació del principi de reversibilitat., es comencen a obtenir unes prestacions amb possibilitat de ser utilitzades. Al constatar-se que el motor elèctric podia transformar energia elèctrica en mecànica i al millorar progressivament la seva eficiència, es comencen a buscar aplicacions que simplifiquin i disminueixin l'esforç de l'home. La major part d'aplicacions es concreten en el camp de la tracció elèctrica: aconseguir desplaçar vehicles (principalment destinats al transport de persones i mercaderies).

En 1822 Peter Barlow³ aconseguí fer girar per primer cop una petita roda metàl·lica a partir de l'electricitat. No es considera però que fos pròpiament un motor, tot i que actuava com a tal al moure's a partir d'un corrent elèctric. El primer motor elèctric va ser un mecanisme que produïa el desplaçament d'un giny sobre un rail⁴. Era un motor constituït per un petit i rudimentari induït que girava entre dues bobines d'electroïmant. Tot i ser molt espectacular no tenia utilitat pràctica. En un llibre publicat en 1859 l'autor H. M. Noad⁵ feia una revisió dels motors d'aquella època i citava a Robert Davidson⁶, com a constructor d'una màquina al 1838 que es podria considerar com el primer motor de reluctància [ANDR81, BYR82, MIL89].

En la cronologia històrica dels motors, [KEN91] parla també de Davidson com a constructor de motors de C.C. per a diverses aplicacions, entre elles una màquina de tren. Ressalta que en aquell moment la màquina de vapor ja començava a utilitzar-se com a motor de trens. Segons [MAR95] la *locomotive* de Davidson va ser construïda entre 1840 i 1842, després d'exposar el projecte i la maqueta en 1839 al *Egyptian Hall* de Londres (figura 2.1.).

L'aplicació descrita consisteix en un motor per a una locomotora de mida natural. Fins llavors tots els prototipus construïts eren de mida reduïda i tenien les característiques d'una joguina sense interès pràctic.

¹ Michael Faraday †(1791-1867). Demostració del principi d'inducció electromagnètica (1831).

² En 1873 es descobreix la reversibilitat en el funcionament de la màquina elèctrica. El motor elèctric comença a substituir a la màquina de vapor.

³ Físic Anglès †(1776-1862)

⁴ Thomas Davenport (1835).

⁵ Noad, H.M. 'A manual of Electricity'. Lockwood, London 1859, pp. 674-684.

⁶ Fabricant de productes químics a Aberdeen (Escòcia)



Figura 2.1. Cartell anunciador d'una exposició de ginyes electromagnètics per Davidson al *Egyptian Hall* de Londres

L'alimentació del motor d'arrossegament es feia per mitjà d'una bateria formada per 40 piles d'àcid sulfúric amb elèctrodes de ferro i zinc situats als extrems de la plataforma (figura 2.2.).

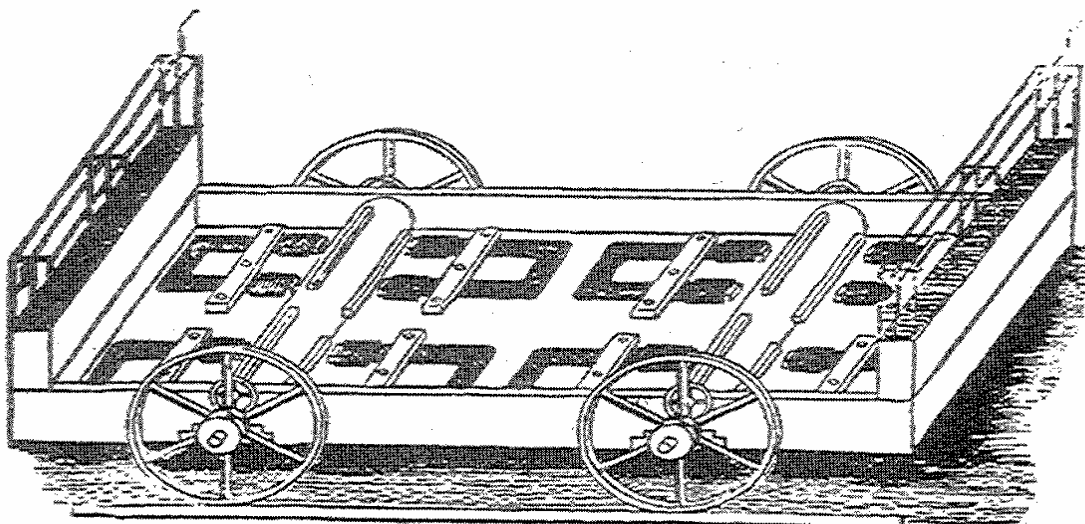


Figura 2.2. Dibuix en el que es pot veure, de forma simplificada, el principi de funcionament de la *locomotive* de Davidson.

L'enginy es va assajar al setembre de 1842 en la línia fèrria de Glasgow a Edinburgh, en un tram de 2 km prop d'un llogaret anomenat Falkirk. L'autonomia de les piles no van donar per més. El vehicle, amb motor i bateries, pesava 5 tones i es recolzava sobre dos eixos de dues rodes. La potència del motor no era menor que la de un cavall, però podia arrossegar un vagó de 6 tones. Les rodes tenien 90 cm de diàmetre i feien possible arribar als 6 km/h. Se la va batejar amb el nom de locomotora Galvani.

El funcionament del motor era molt simple (figura 2.3). Els eixos de les rodes eren de fusta i presentaven una forma cilíndrica. Sobre les generatrius d'aquests cilindres, i a intervals regulars, es van fixar 8 barres de ferro. Les barres estaven dividides en 2 grups de 4 i probablement presentaven un decalatge angular. Al girar la roda les barres passaven davant de 4 electroimants fixes en forma d'U. El corrent d'alimentació de l'electroimant s'obtenia mitjançant les bateries. L'electroimant s'havia connectar quan la barra de ferro s'acostava i desconectar quan s'allunyava. Aquest procés de commutació es realitzava de forma manual, fet que no permetia assegurar l'angle de conducció i molt menys disposar d'un avançament de la conducció. Una espectacular brillantor acompanyava la commutació (generació d'espurnes en l'element interruptor), tal com recull un diari de l'època, *The Edinburgh Witness*. La necessitat de disposar d'un dispositiu commutador era ben clara (ha calgut esperar prop de 150 anys per solucionar-ho satisfactòriament per mitjà dels interruptors d'estat sòlid).

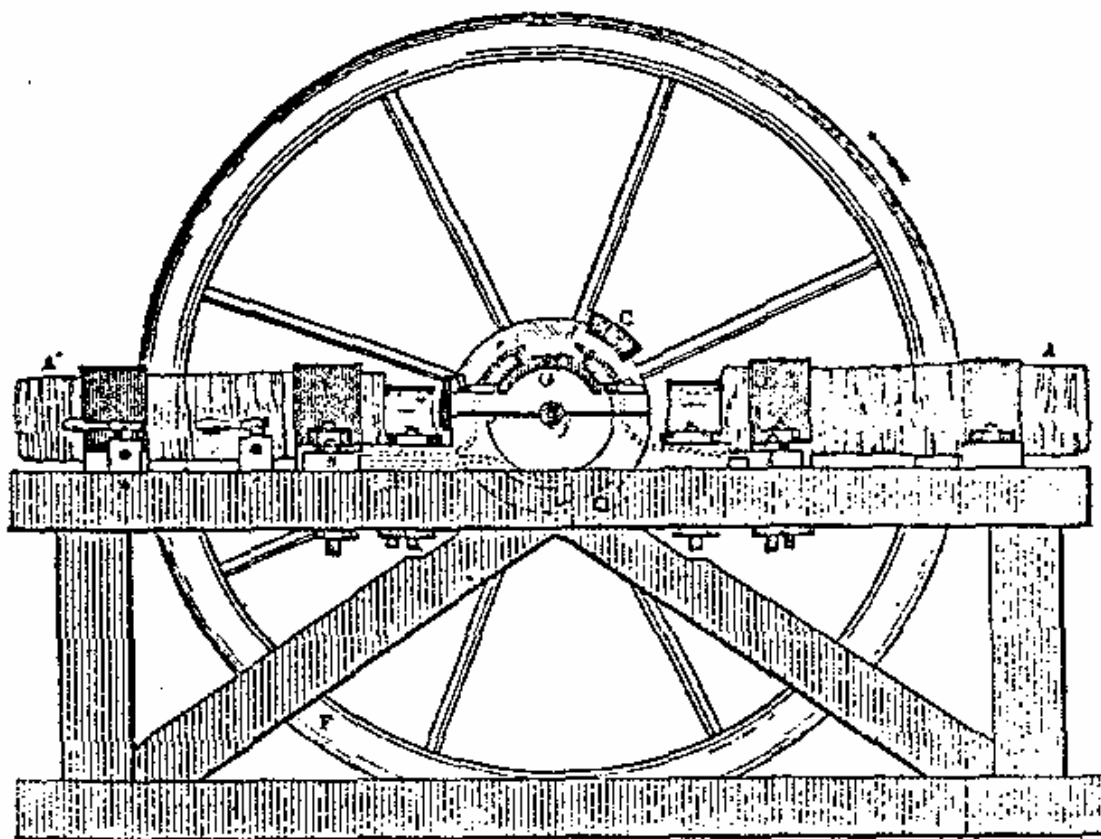


Figura 2.3. Detall de motor de Davidson

La màquina va ser destruïda al 1845 pels ferroviaris. Segons sembla per por a una possible competència amb la locomotora de vapor. Anys més tard, als E.E.U.U, es va reprendre altre cop les experiències.

El 1851 Charles Grafton Page va construir un altre motor de reluctància de 8 HP també per aplicacions de tracció que va resultar un fracàs i li va causar la ruïna. Tant la temptativa de Davidson com la de Page eren inviables en aquells moments. Els materials electromagnètics disponibles i els interruptors utilitzats no els permetien les assolir unes prestacions mínimes. El mèrit, però, d'aquestes màquines va ser la intuïció de la seva idoneïtat per les aplicacions relacionades amb la tracció elèctrica. La figura 2.3. mostra el detall constructiu del motor elèctric de Davidson.

Alguns anys més tard Antonio Pacinotti⁷ va introduir la màquina de C.C. amb induït d'anell. Aquest seria perfeccionat posteriorment per Gramme el 1870⁸. La màquina podia funcionar tan com a motor o com a generador, superant en aquell moment les prestacions del motor de reluctància. La màquina de C.C. es va anar perfeccionant amb altres aportacions⁹.

Les màquines inducció sorgiren posteriorment. G. Ferraris aportà un primer model de motor bifàsic¹⁰, Tesla estudià la creació de camps magnètics giratoris mitjançant sistemes polifàsics per utilitzar motors sense col·lector ni escombretes¹¹. Dolivo-Dobrowolsky va construir el primer motor asíncron utilitzable¹². Després i amb la col·laboració de Boucherot afegiren una segona gàbia per millorar el parell d'engegada amb baixes intensitats¹³. El motor pas a pas aparegué com a solució per a incrementar la resolució angular en el posicionament¹⁴. La utilització industrial es va iniciar als anys 60 paral·lelament a les millores dels interruptors d'estat sòlid. En la dècada dels 70 va rebre una forta empenta degut al ràpid desenvolupament de l'electrònica digital. En els anys 70 i 80 els motors pas a pas van ser objecte de nombrosos congressos en la Universitat d'Urbana (Illinois, EEUU) i Leeds (Anglaterra) [ACA92], [KEN91].

II.2. Caracterització del SRM.

II.2.1. Morfologia.

L'accionament de reluctància autocommutat és un accionament elèctric de tipus electromagnètic, sense col·lector de delgues, sense escombretes, sense imants permanents i sense cap mena d'enrotllament o gàbia en el rotor, que s'alimenta amb CC a partir d'un convertidor estàtic (capítol I, apartat I.3.D, figura 1.8.). La seva estructura magnètica és doblement reluctant (pols sortints tant en el rotor com en estator). En els pols estatòrics s'insereixen bobines concentrades que connectades entre sí en sèrie, a parelles diametralment oposades, formen les fases del motor.

La commutació dels corrents en les fases es realitza mitjançant un convertidor estàtic, en el que la seqüència de tancament i obertura dels interruptors d'estat sòlid que el componen està controlada per la posició del rotor per mitjà de sensors òptics, magnètics o electrònics, fig. 2.4.

⁷ Itàlia, Universitat de Pisa, 1860

⁸ Zenobe Gramme (1826-1902), treballador de la companyia L'Alliance.

⁹ Werner von Siemens. Bobina Siemens, fabricació en sèrie a Alemanya a partir de 1877 com a generadors per a làmpades d'arc.

¹⁰ Itàlia, 1885

¹¹ EEUU-Whestinghouse, 1886

¹² Alemanya-AEG, 1889

¹³ França i Alemanya, 1893

¹⁴ C.L. Walker, Aberdeen, Anglaterra, 1919. Motor pas a pas híbrid K.M. Feiertag & J.T. Donahoo, EEUU 1952

II.2.2. Diferenciació respecte de motors semblants.

Malgrat que la seva constitució morfològica recorda al motor pas a pas de reluctància variable (VR), del que deriva [MAI86], es diferencia d'aquest fonamentalment en dos aspectes:

- La necessitat de disposar d'una realimentació de la posició rotòrica (al igual que el motor de corrent continu sense escombretes, li cal disposar de la posició rotòrica per a poder funcionar).
- El SRM és un veritable accionament de velocitat regulable i d'elevat rendiment.

Les principals diferències entre el SRM i el motor síncron de reluctància són, [MIL92], :

	MOTOR DE RELUCTÀNCIA AUTOCOMMUTAT	MOTOR SÍNCRON DE RELUCTÀNCIA
ESTÀTOR	<ul style="list-style-type: none"> • Pols sortints. • Enrotllaments concentrats sota els pols (separació física de les diferents parts del bobinat, fet que li dona més robustesa). 	<ul style="list-style-type: none"> • Ranurat. • Enrotllaments distribuïts.
ALIMENTACIÓ	<ul style="list-style-type: none"> • Corrent Continu. 	<ul style="list-style-type: none"> • Corrent Altern Polifàsic.
ROTOR	<ul style="list-style-type: none"> • Pols sortints. 	<ul style="list-style-type: none"> • Presenta dos eixos elèctrics ortogonals, l'eix directe (elevada permeància) i l'eix en quadratura (baixa permeància).
INDUCTÀNCIA DE FASE	<ul style="list-style-type: none"> • Variació de forma trapezoïdal respecte la posició del rotor. Idealment no depèn del valor del corrent 	<ul style="list-style-type: none"> • Variació de forma sinusoidal respecte la posició del rotor. Idealment no depèn del valor del corrent
FLUX CONCATENAT	<ul style="list-style-type: none"> • La dependència respecte de la posició del rotor, en el cas ideal, es del tipus triangular. 	<ul style="list-style-type: none"> • La dependència respecte de la posició del rotor, en el cas ideal, es del tipus sinusoidal.

Taula II.1. Diferències significatives entre el SRM i el motor síncron de reluctància.

II.2.3. Principi de funcionament.

Per il·lustrar el principi de funcionament d'un SRM, en les figures. 2.5 a-d. es troba, a títol d'exemple, la seqüència de commutació de les fases de l'estator d'un motor de reluctància autocommutat amb $N_p = 6$ pols estatòrics, $m = 3$ fases i $N_r = 4$ pols rotòrics. El convertidor estàtic té $m+1$ interruptors. Cada figura correspon a un angle de gir del rotor de 30° .

El convertidor estàtic de les figures 2.5. s'ha escollit en configuració Miller (àmpliament utilitzada duran el treball, encara que podria adoptar altres topologies. Els interruptors són transistors MOSFET de potència, però també podrien utilitzar-se, segons els requeriments de freqüència i potència, tiristors, GTO's, BJT's o IGBT's. Les fases i dispositius en conducció s'han representat en color verd (transistors) i blau (díodes), metre que les fases que no ho estan s'han dibuixat en color gris.

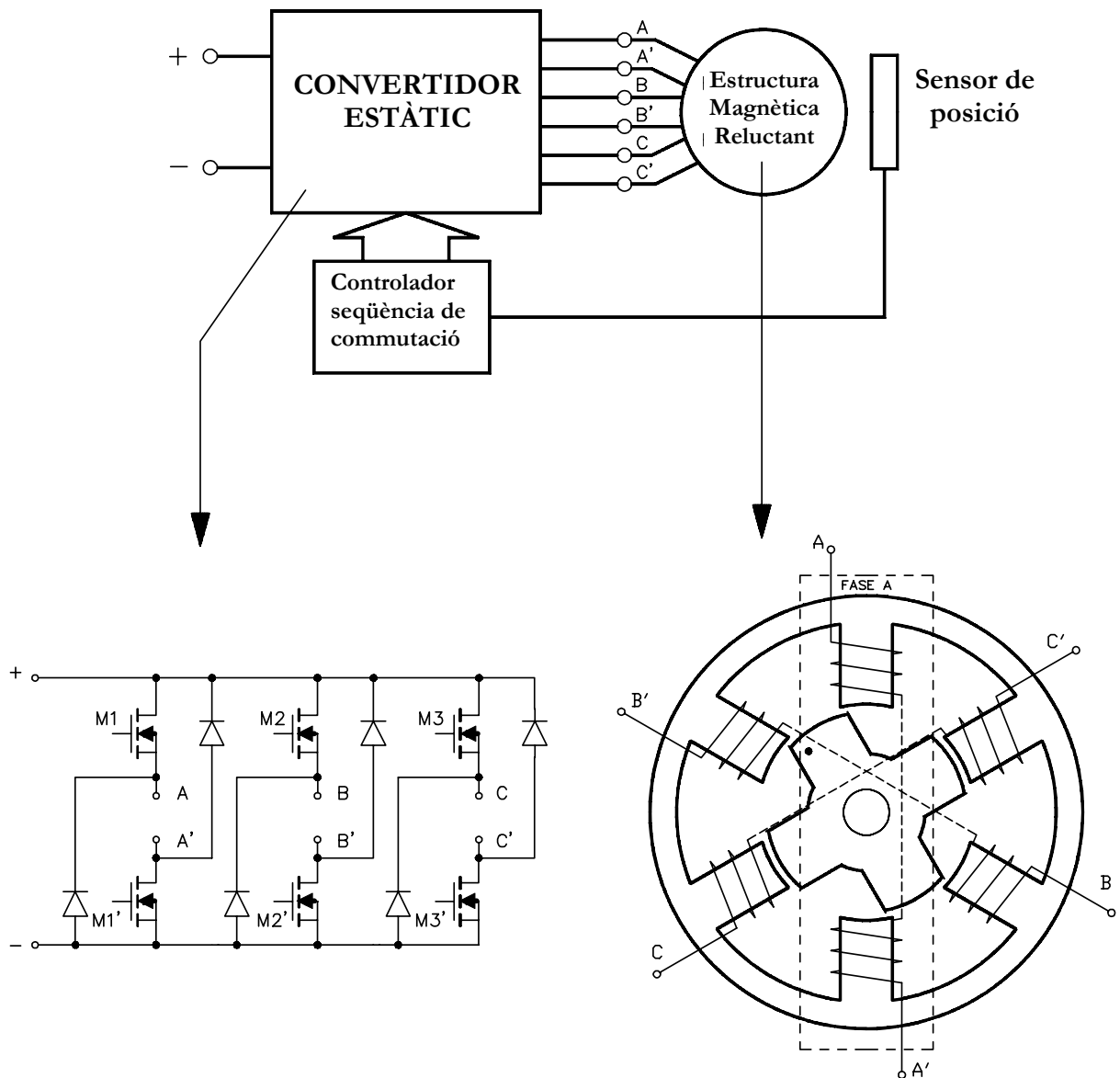


Figura 2.4. Motor de Reluctància Autocommutat tipus SRM 6/4 (Switched Reluctance Motor).
 Esquema de blocs:
 Convertidor estàtic tipus clàssic amb 2 interruptors per fase. Estructura electromagnètica amb 6 pols estàtics i 4 pols rotòrics.

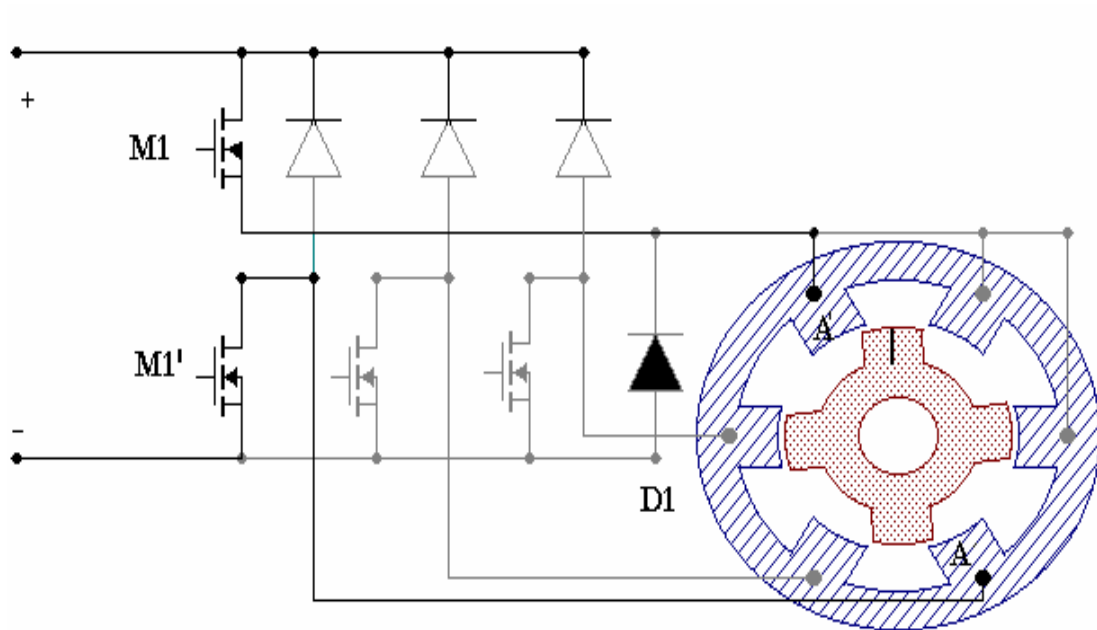


Figura 2.5.a. Commutació de les fases de l'estator en funció de la posició del rotor. Convertidor tipus Miller.

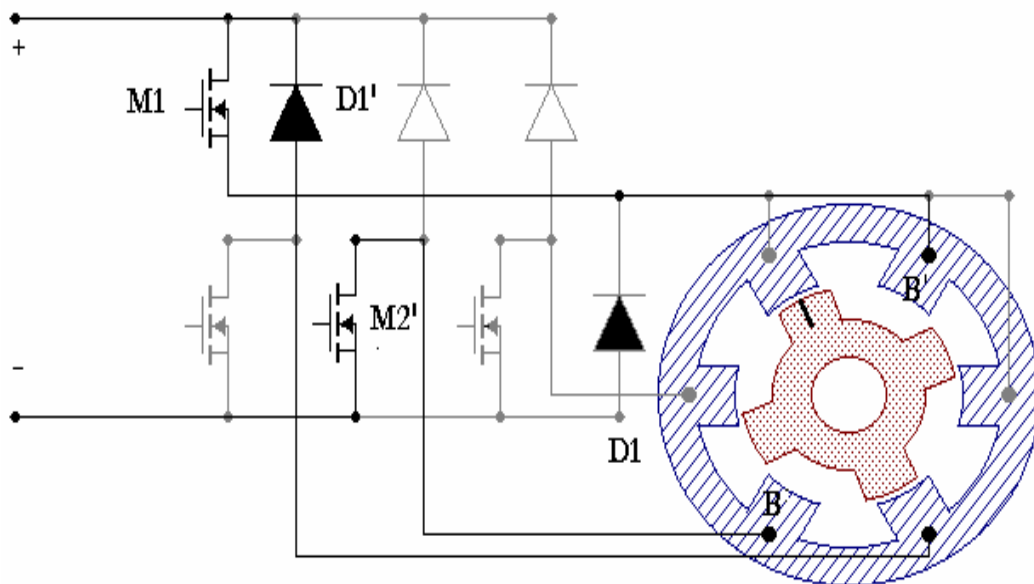


Figura 2.5.b. Commutació de les fases de l'estator en funció de la posició del rotor. Convertidor tipus Miller.

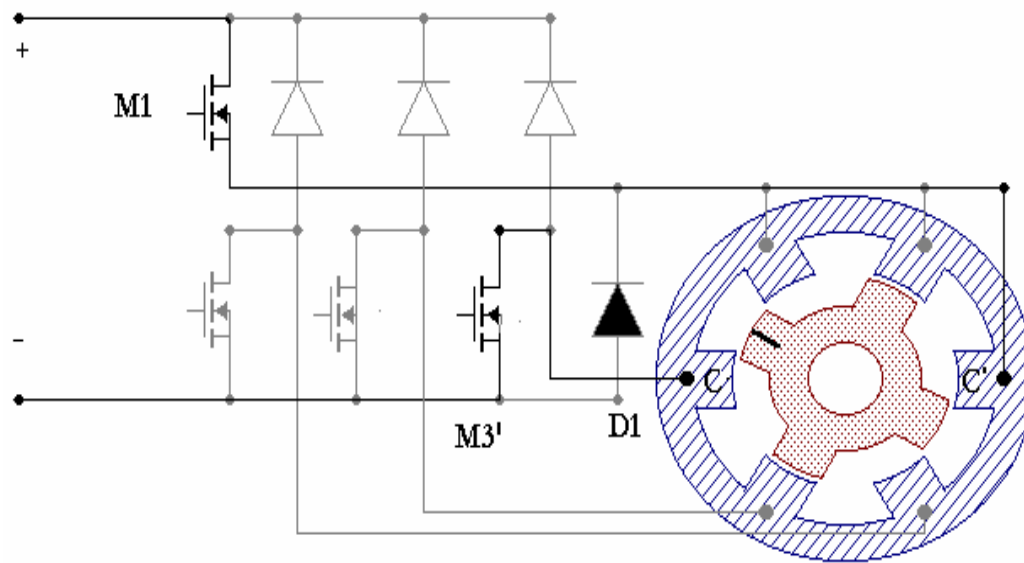


Figura 2.5.c. Commutació de les fases de l'estator en funció de la posició del rotor. Convertidor tipus Miller.

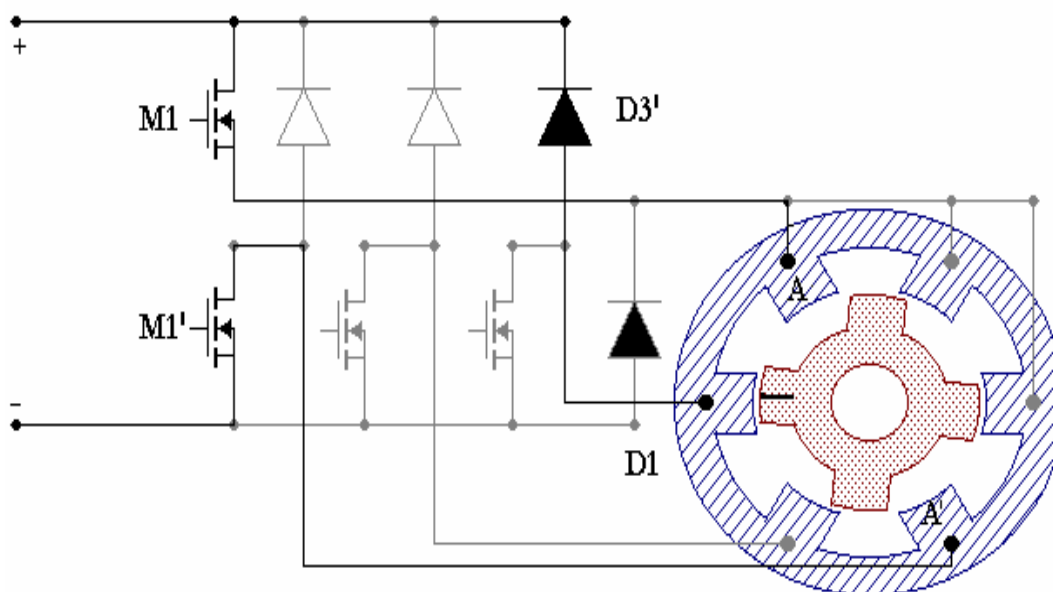


Figura 2.5.d. Commutació de les fases de l'estator en funció de la posició del rotor. Convertidor tipus Miller.

Utilitzant el convertidor Miller de la figura 2.5. i suposant que el motor gira en el sentit l'horari, en el instant en que el pol rotòric (marcat amb |) inicia el recobriment del pol estatòric, es genera un senyal per mitjà dels sensors de posició. Aquest produeix el tancament dels interruptors M1 i M1', quedant excitada la fase AA' (figura 2.5.a). El transistor M1 s'obre i tanca alternativament per a mantenir el corrent en el valor requerit, sigui quin sigui el transistor inferior en conducció (M1', M2' o M3'). En els instants en que es troba obert, el corrent circula pel díode D1, aplicant una tensió nul·la sobre la fase AA'. La conducció de l'interruptor M1' es perllonga fins completar aproximadament un pas ε ($\varepsilon=360^\circ/Nr*m$, per aquest cas, SRM 6/8 és $\varepsilon=30^\circ$).

Arribat aquest moment, l'interruptor M1' s'obre i passa a conduir el díode associat a la fase, D1' aplicant una tensió negativa (D1' i D1 en conducció) sobre la fase AA' o nul·la (D1' en conducció). El corrent es veu forçat a anul·lar-se. A continuació, i durant els pròxims 30° s'excita la fase BB' (figura 2.5.b). Finalment li correspon a la fase CC' repetir el procés, completant-se un recorregut igual al pas polar rotòric τ ($\tau=360^\circ/Nr$, en el nostre cas 90°), figures 2.5.c i 2.5.d. De nou s'iniciarà la seqüència d'excitació a partir de la fase AA'. Durant la seqüència de commutació descrita la velocitat del motor és de N (min^{-1}), essent la freqüència de commutació de les fases del motor $Nr*N/60$ (Hz).

En la figura 2.6. s'ha representat l'evolució de les inductàncies en les tres fases utilitzant ara el convertidor clàssic (figura 2.4.), aproximant-les per trams lineals, en funció de la posició del rotor $L(\theta)$. Aquesta figura també inclou la seqüència de commutació dels interruptors del convertidor estàtic i la forma d'ona ideal dels corrents en les fases del motor $i(\theta)$.

En la realitat la forma d'ona del corrent s'allunya de la forma rectangular degut a la impossibilitat de establir-se i anul·lar-se instantàniament. L'evolució del corrent està condicionada pel avanç o retràs de l'inici de la commutació respecte al moment en que comença el creixement de la inductància, per la freqüència i per la duració del període de conducció (angle de conducció θ_c).

En la figura 2.7. pot observar-se diferents formes d'ona del corrent utilitzant també el convertidor clàssic de la figura 2.4., per idèntic període de conducció i freqüència de commutació, però variant els instants d'inici i de finalització de la commutació.

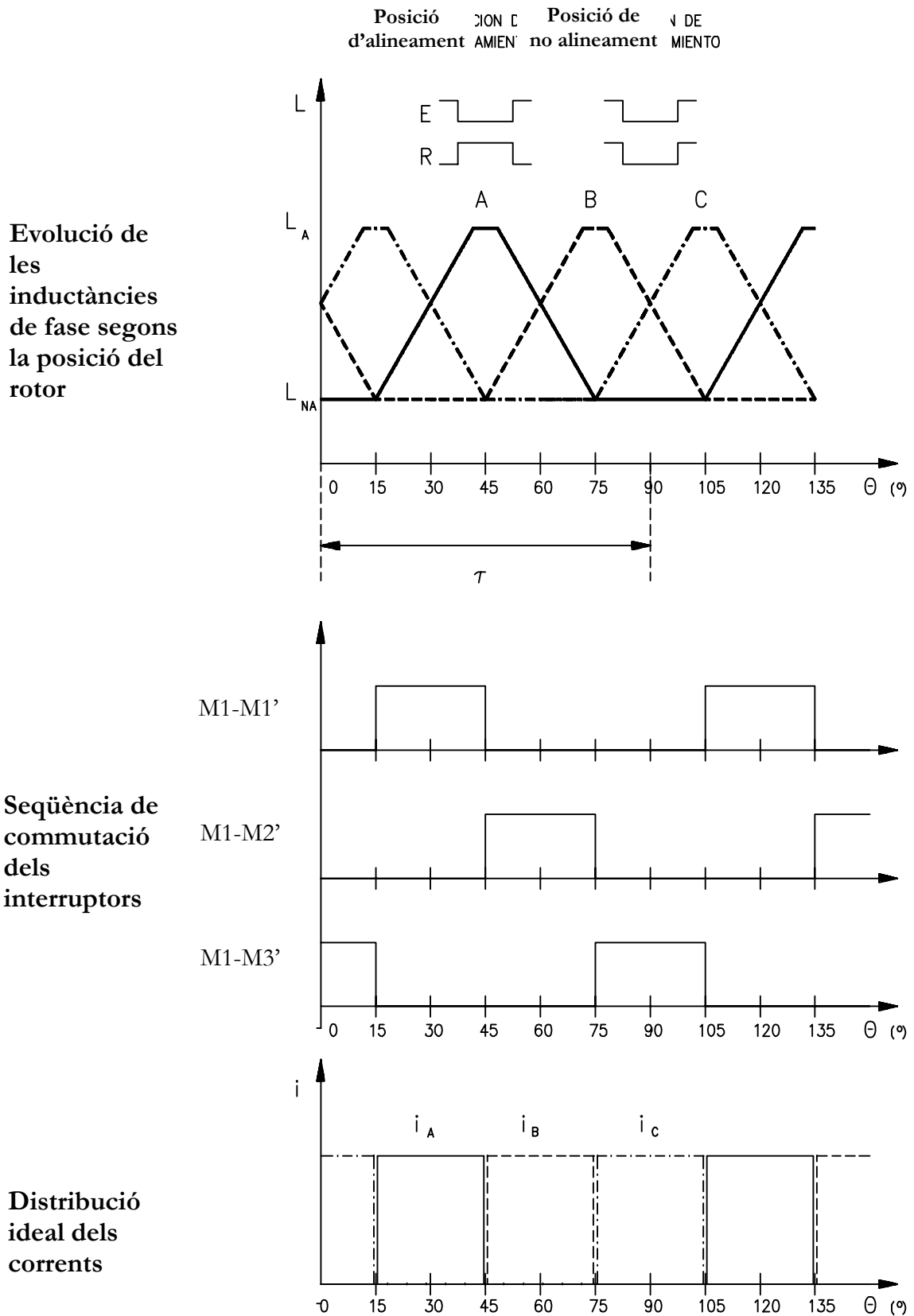


Figura 2.6. Evolució de les inductàncies de fase, seqüència de commutació i distribució dels corrents (convertidor Miller)

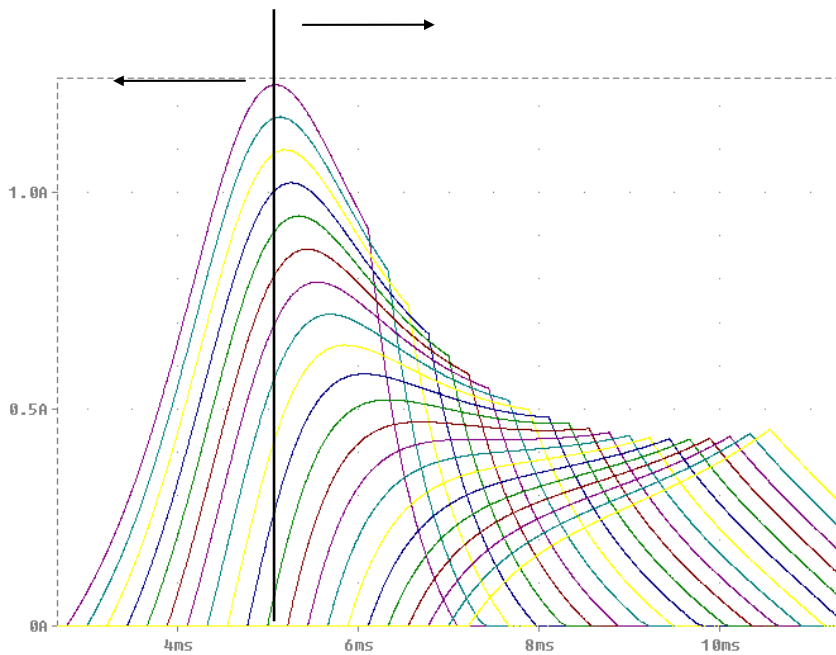


Figura 2.7. Evolució del corrent de fase segons l'avanç (costat esquerre) o retràs (costat dret) de la commutació

II.2.4. Producció del parell.

Suposant que els interruptors M1-M1' estan en conducció i per tant la fase AA' està excitada, podem establir:

$$U(t) = Ri(t) + \frac{d\Psi(t)}{dt} + 2cdt \quad (2.1)$$

essent $U(t)$ la tensió d'alimentació (V), cdt la caiguda de tensió en conducció dels interruptors d'estat sòlid (V), R la resistència d'una fase (Ω), $i(t)$ el corrent circulant per la fase (A) i $\Psi(t)$ el flux concatenat (Wb).

Considerant que la màquina no està saturada,

$$\Psi(t) = L(\theta) i(t) \quad (2.2)$$

es fàcil demostrar que el parell electromagnètic per fase es pot calcular amb l'expressió:

$$M(t) = \frac{1}{2} i^2(t) \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \quad (2.3)$$

A partir de l'anàlisi de l'expressió (2.3.) es dedueix que el parell generat pel motor de reluctància autocommutat es produeix exclusivament per la tendència del circuit magnètic a

adoptar, en tot instant, la configuració de mínima relucència (màxima inductància). Aquest parell és de per sí polsant i independent del sentit del corrent. En teoria seria suficient utilitzar un sol interruptor per fase (convertidor estàtic unipolar), però per consideracions de diferents tipus (apartat III.2.) en alguns casos s'aconsella utilitzar-ne més d'un.

El signe del parell (+ parell motor, - parell de frenat) només queda determinat pel signe de $T = \partial L / \partial \theta$, fig. 2.8. Per tant si la conducció té lloc quan la inductància està creixent (pol rotòric acostant-se al pol estatòric), pendent positiu, el parell serà motor. Però si la conducció es produeix quan la inductància està decreixent (pol rotòric allunyant-se del pol estatòric), el parell serà de frenat.

II.2.5. Consideracions sobre el nombre de pols i fases.

Cal considerar també que al augmentar el nombre de pols també augmenta la freqüència de commutació dels corrents de fase, el que produeix pèrdues més elevades (tan el el convertidor estàtic com en el circuit magnètic) [MAT92], [HAY95].

El nombre de pols del rotor té que ser tal que impossibiliti, per a qualsevol posició, l'alineació completa de tots els pols rotòrics amb tots els pols estatòrics, ja que sempre ha d'existir algun pol rotòric que pugui assolir l'alineament. Per poder garantir l'arrancada i la reversibilitat, el nombre de fases ha de ser com a mínim de tres. Les configuracions típiques dels SRM són: per tres fases 6/4 (N_e/N_r) i 12/8., per a quatre fases 8/6 i per a cinc fases 10/4.

Pel cas de motors de petites potències i tres fases, al duplicar el nombre de pols per fase (de 6/4 a 12/8) el parell obtingut a baixes velocitats, a igual salt tèrmic, augmenta un 16%. Ara bé, el convertidor requereix un 25% més de potència aparent [LOV92].

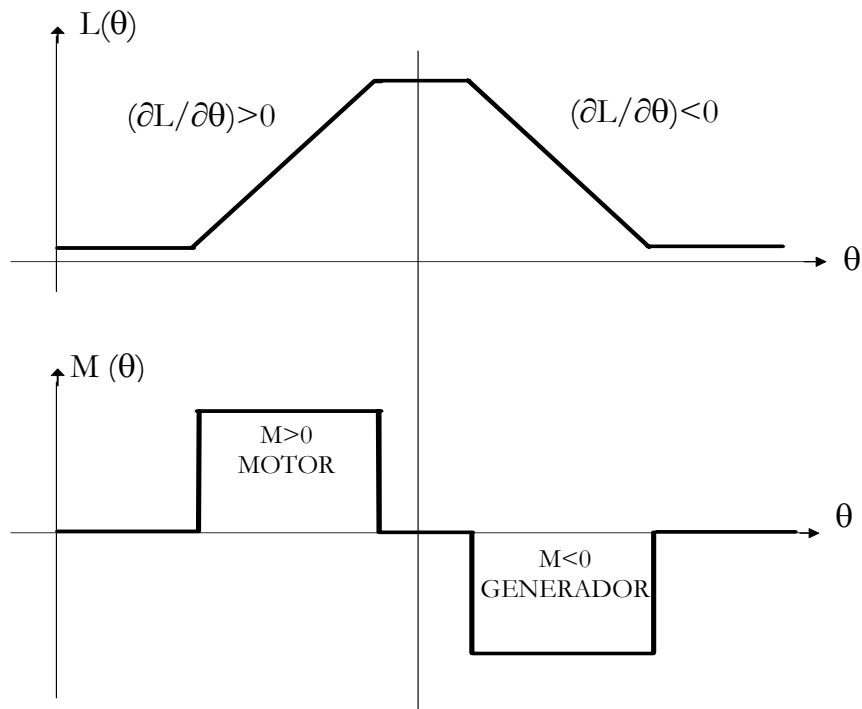


Figura 2.8. Producció de parell motor o generador (M) a corrent constant.

II.2.6. Característica parell-velocitat.

En un primer anàlisi qualitatiu, considerant que en l'equació (2.1.) la resistència de fase i la caiguda de tensió dels interruptors són de poca importància, i que el corrent es manté constant (forma d'ona rectangular) durant el temps que la fase estudiada està excitada, obtenim:

$$U(t) = i\omega l \quad (2.4.)$$

Amb ω velocitat de rotació (rad/s). El parell instantani aportat per cada fase bé donat, com ja s'ha exposat, per l'expressió (2.3.), ara però, ens interessa obtenir el valor mig del parell per a les m fases del motor (M_{AV}) que valdrà:

$$M_{AV} = \frac{m}{2} I^2 l \quad (2.5.)$$

Amb I com a valor eficaç del corrent.

La relació entre el valor instantani $i(t)$ i el valor eficaç I , per una forma d'ona rectangular i un pas polar τ (fig. 2.9), pot calcular-se com:

$$I = i \sqrt{\frac{\theta_c}{\tau}} \quad (2.6.)$$

Combinant les expressions (2.4.), (2.5.) i (2.6.) obtindrem el parell motor mig:

$$M_{AV} = \frac{m}{2} \left(\frac{U}{\omega}\right)^2 \frac{1}{l} \left(\frac{\theta_c}{\tau}\right) \quad (2.7.)$$

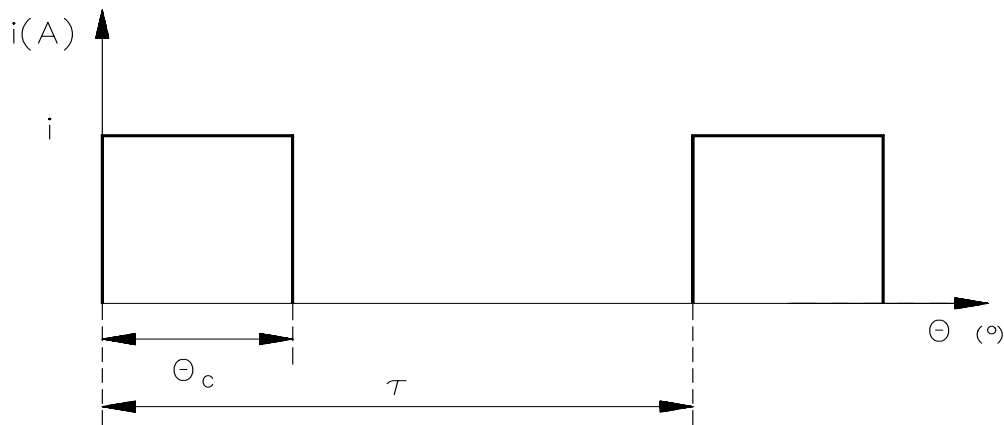


Figura 2.9. Forma d'ona ideal del corrent de fase.

De l'anàlisi de l'expressió (2.7.) es deriven varies possibilitats d'operació pel motor de reluctància autocommutat, considerant el parell (M) i la potència (P):

A. Característica Natural.

Tensió d'alimentació i angle de conducció constants ($U = \text{cte.}$; $\theta_c = \text{cte.}$)

$$M_{AV} = \frac{k}{\omega^2}; \quad P = \frac{k}{\omega} \quad (2.8.)$$

B. Característica de parell constant.

Quocient (tensió d'alimentació/velocitat) constant o corrent eficaç constant i angle de conducció constants ($(U/\omega) = \text{cte}$ o $I = \text{cte.}$; $\theta_c = \text{cte.}$)

$$M_{AV} = k; \quad P = k\omega \quad (2.9.)$$

C. Característica de potència constant.

Tensió d'alimentació constant i angle de conducció proporcional a la velocitat ($U = \text{cte.}$; $\theta_c = c \omega$)

$$M_{AV} = \frac{k}{\omega}; \quad P = k \quad (2.10.)$$

Aquestes característiques poden donar-se per separat o bé combinades en un mateix accionament, com s'observa en la fig. 2.10.

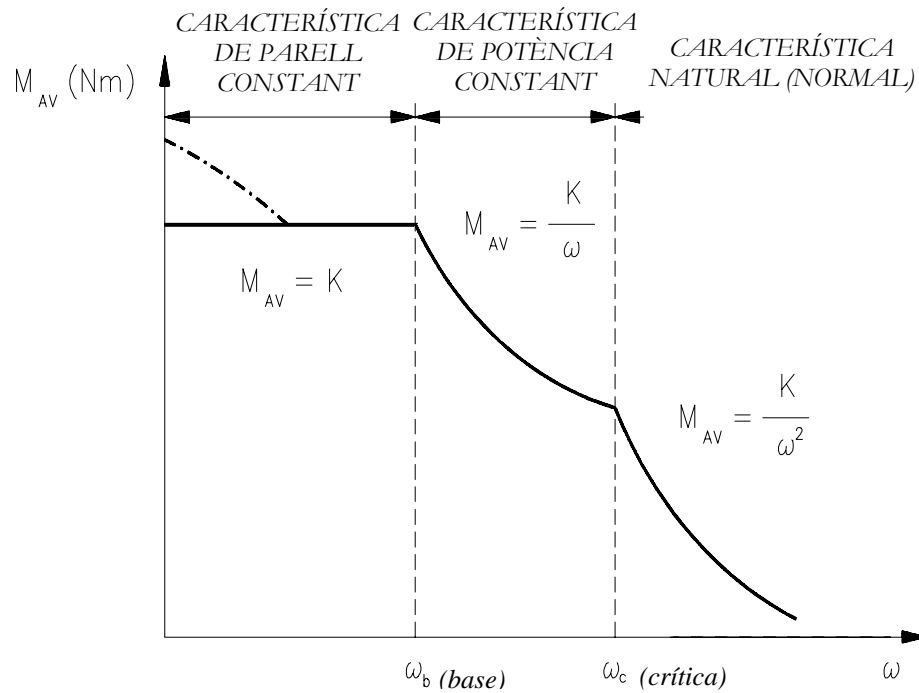


Figura 2.10. Comportament Parell-velocitat.

Per a baixes velocitats, fins a ω_b , velocitat base (velocitat més elevada a la que amb la tensió màxima podem obtenir el parell nominal), el funcionament és a parell constant. Entre ω_b i ω_c , velocitat crítica, treballarà a potència constant incrementant l'angle de conducció (no es aconsellable superar el valor $\theta_c = \tau/2$). Per velocitats superiors a ω_c l'accionament seguirà la característica natural dels motors de reluctància autocommutats. A molt baixa velocitat pot obtenir-se un increment del parell, mantenint la tensió constant, incrementant el corrent com a conseqüència del petit valor de les pèrdues en el circuit magnètic (línia de traç discontinu de la fig. 2.10.)

II.2.7. Primeres consideracions sobre el control.

En el marge de velocitats inferiors a la velocitat base, si es vol treballar a parell constant caldria, com ja s'ha dit, mantenir el corrent constant obligant-lo a moure's dins d'una banda d'histèresi o bé a establir una relació U/w constant per mitjà de la modulació de l'amplada de polsos.

En ambdós casos els interruptors d'una fase no poden mantenir-se tancats durant tot el període de conducció. Aquests han d'obrir-se i tancar-se (mode trossejat) d'acord amb l'estratègia de control escollida. La forma d'ona del corrent de fase en mode trossejat es representa en la fig. 2.11., comparant-la amb el cas de mode de treball sota pols únic.

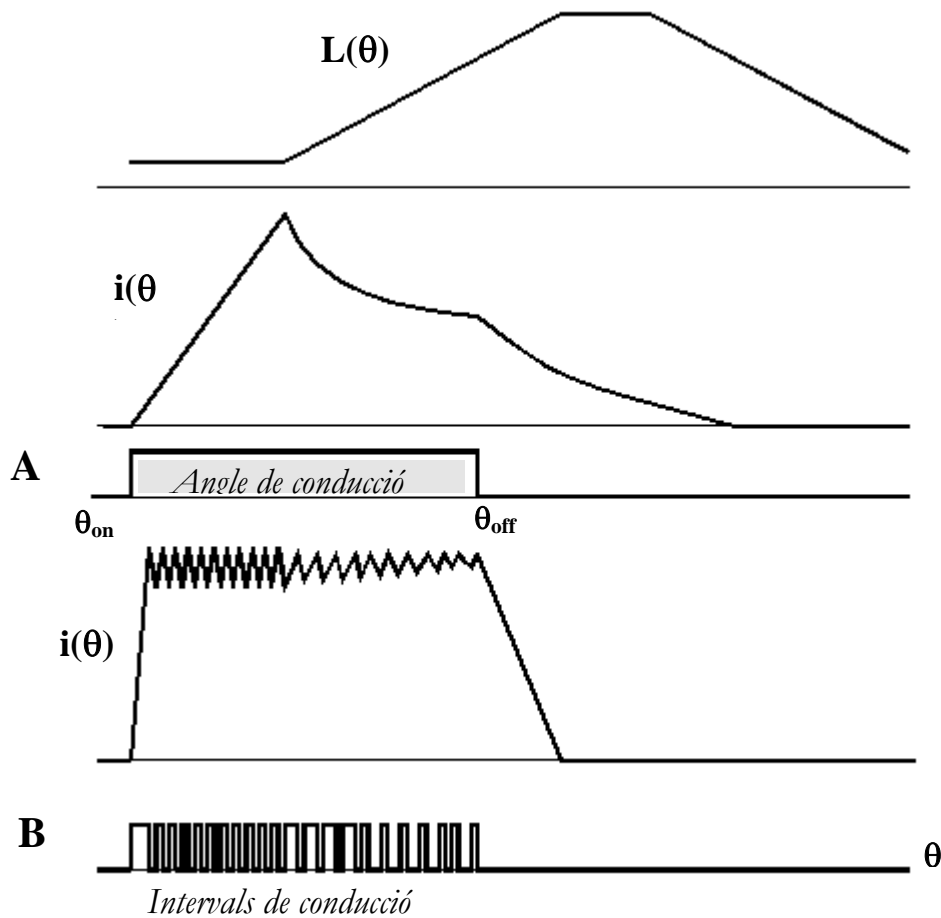


Figura 2.11. Modes de treball: A) POLS ÚNIC, B) TROSSEJAT (pot ser del tipus *suau*, com el dibuixat - només valors positius, o *fort*, tipus PWM - valors positius i negatius)

En el cas de mode trossejat les funcions que han de realitzar els interruptors d'estat sòlid (regulació i commutació) les efectuen cadascun dels interruptors de la mateixa fase. Si el trossejat és del tipus *Soft-Chopping* (*suau*) els interruptors superiors es dedicaran a la regulació, mentre els inferiors realitzaran la commutació. Si s'opta per un trossejat *Hard-Chopping* (*fort*) tots els transistors, tan superiors com inferiors, realitzen les dues funcions simultàniament, figura 2.11.

II.2.8. Avantatges i inconvenients.

Els SRM, en base a tot l'exposat fins ara, i als avantatges i inconvenients que tot seguit s'enumeren, taula II.2, es presenten com una alternativa atractiva per a totes aquelles aplicacions que requereixen un elevat parell d'arrancada, un bon rendiment, una alta fiabilitat i que no siguin gaire sensibles al soroll.

AVANTATGES
<ul style="list-style-type: none"> ✦ Construcció mecànica senzilla i robusta. Bobinats concentrats. Baix cost de fabricació ✦ La absència de bobinats i imants rotòrics proporciona baixa inèrcia i altes velocitats de rotació ✦ La majoria de les pèrdues es concentren en l'estator, el que facilita la refrigeració i permet temperatures de treball elevades. ✦ Sota condicions de falta, la tensió de circuit obert i el corrent de curt circuit són zero o molt reduïdes ✦ El parell és independent del sentit del corrent, el que permet, en certes aplicacions, la reducció del nombre d'interruptors d'estat sòlid. ✦ La majoria dels convertidors estàtics utilitzats en els motors de reluctància autocommutats són pràcticament immunes al tret intempestiu dels interruptors. ✦ Presenten uns bons quocients Parell/Volum i Parell/Inèrcia, i també un elevat rendiment. ✦ La característica parell-velocitat pot adaptar-se a les necessitats de la càrrega.
INCONVENIENTS
<ul style="list-style-type: none"> ✦ Requereix un nombre elevat de terminals i connexions. ✦ Per funcionar necessita de forma imprescindible un convertidor estàtic, sensors de posició, reguladors i controladors. ✦ Com a conseqüència de la seva naturalesa polsant, emet soroll audible i produeix un parell amb força arriatat. ✦ El disseny dels SRM requereix un estudi molt a fons del circuit magnètic, una bona adaptació del convertidor estàtic i una estratègia de control adequada .

Taula II.2. Avantatges i Inconvenients dels SRM.

II.2.9. Aplicacions.

Els SRM presenten una quantitat inusual d'aplicacions degut a la seva gran versatilitat (vegeu la corba característica mostrada en la figura 2.10.). És un tipus de màquina que pot donar prestacions semblants a les màquines de C.C. amb control en els 4 quadrants però emprant commutació electrònica (vegeu apartat I.3.E.) i presentant una robustesa igual o superior a la de les màquines asíncrones de gàbia.

Un primer camp comercial possible és la substitució d'altres tipus de màquines en aplicacions industrials de propòsit general que tolerin un nivell de soroll audible alt (principalment el reemplaçament de motors asíncrons trifàsics i motors de corrent continu) [TRI90, CTE90]. Els avantatges aportats són el baix cost, un bon parell d'arrancada, un bon rendiment en un ampli rang de velocitats i una millor adequació als ambients perillosos. La potenciació d'aquest últim tret permet disposar d'aplicacions en el camp de la mineria i la indústria del petroli on l'ambient és hostil i perillós. La maquinaria utilitzada no ha de produir deflagacions en atmosferes enrarides i ha d'estar protegida contra l'explosió i les flames (seguretat augmentada, EEx.) [GRE90, FUL92].

El tipus de característica parell-velocitat, de gran flexibilitat, possibilita que aquests motors estiguin molt ben adaptats a les aplicacions d'extrusió, laminació [REIN95] o tracció (troleibus, locomotora [RAY85]...). A l'arrancada presenten una bona acceleració, un comportament regular en règim permanent i admeten la possibilitat de frenada elèctrica. Per aplicacions on no és possible la connexió a la xarxa s'imposa la alimentació a partir de bateries (vehicles elèctrics per a transport de persones en recorreguts curts [BRU93, UEM95, BAU96], tragar embalsams en magatzems [EUX90], ...). En aquestes circumstàncies els factors crítics són un bon rendiment, un ampli rang de treball i bona controlabilitat, circumstàncies que es donen en els SRM.

La capacitat per a treballar a molt alta velocitat, la fiabilitat i el bon rendiment ha fet que els SRM siguin interessants per a les indústries militar i aeronàutica (motor per a la bomba de combustible [RAD92, FER95a], arrancadors-generadors elèctrics associats a aeroturbines [FER95b, RIC96], generadors elèctrics [RAY95, JON97], servoaccionaments [RAY86, SAC87, STI93, TIE97, KJA97] i robots [GOL94].

També s'han proposat aplicacions per a la generació d'energia elèctrica: com a generador del sistema de potència [CAM93] o com a generador associat a un molí de vent [CAR95]

La proposta d'aquest treball és però s la utilització dels SRM en les aplicacions de petita potència i tensió reduïda. Aquest cas es dona en els sectors auxiliar de l'automòbil (ventilador del radiador, bombes d'aigua i carburant, aixeca vidres, neteja parabrises, regulació dels seients, condicionament d'aire: ventilador calefacció, compressor aire condicionat...) , les màquines eina de mà (trepants, serres, polidores, cargoladors/descargoladors...) i els electrodomèstics (màquina de rentar, compressor nevera, robot de cuina, batedora, molinet, espremedora, trinxadora...) es revelen com una alternativa prometedora degut al baix cost de construcció, a la possibilitat de reduir el nombre d'interruptors d'estat sòlid i a la implementació relativament senzilla del seu control.

Els sectors de la gran màquina eina, robòtica i la indústria aeroespacial representen una aposta de futur (tolerància a les falles, robustesa, temperatura ambient alta, poc pes, alta velocitat de treball, bona resposta dinàmica...), mentre que en les aplicacions de petita potència (baix cost de fabricació, fiabilitat, minimització i integració dels components de control) ja són actualment competitius.

II.2.10. Importància de la saturació.

Fins ara s'han exposat els principis bàsics del motor de reluctància autocommutat des de un punt de vista qualitatiu, sense tenir en compte la saturació, opció que permet estudiar el comportament dels SRM d'una forma més senzilla i comprensible.

Les expressions fins ara mostrades sols tenen plena validesa en el cas de comportament lineal. Un plantejament més general del càlcul del parell porta a considerar el SRM com un convertidor electromecànic en el que una part de la energia elèctrica absorbida es convertida en energia mecànica (veure II.3.C) i a recórrer a un anàlisi més aprofundit de l'estructura electromagnètica utilitzant tècniques com el mètode dels elements finits.

II.3. El Convertidor Electromecànic.

A. Estructura electromagnètica.

La figura 2.12. representa una estructura electromagnètica formada per tres fases, 6 pols estatòrics i 4 pols rotòrics. Cada fase consta de dues bobines, situades en pols oposats i connectades de forma que el flux magnètic que creen sigui additiu.

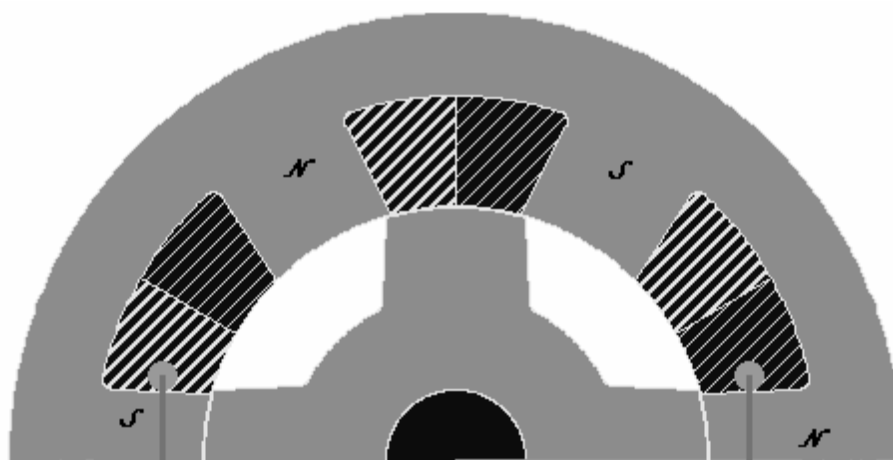


Figura 2.12. $\frac{1}{2}$ Estructura SRM 6/4

B. Corbes de magnetització.

Quan un parell de pols rotòrics qualsevol està estrictament alineat amb els pols de l'estator, fig. 2.13., es diu que el rotor es troba en la *posició d'alineament*. En aquesta posició la inductància de la fase és màxima doncs la reluctància del circuit magnètic és mínima, el nivell de saturació dels pols és molt elevat, tal com s'observa en la figura 2.13.a i b.

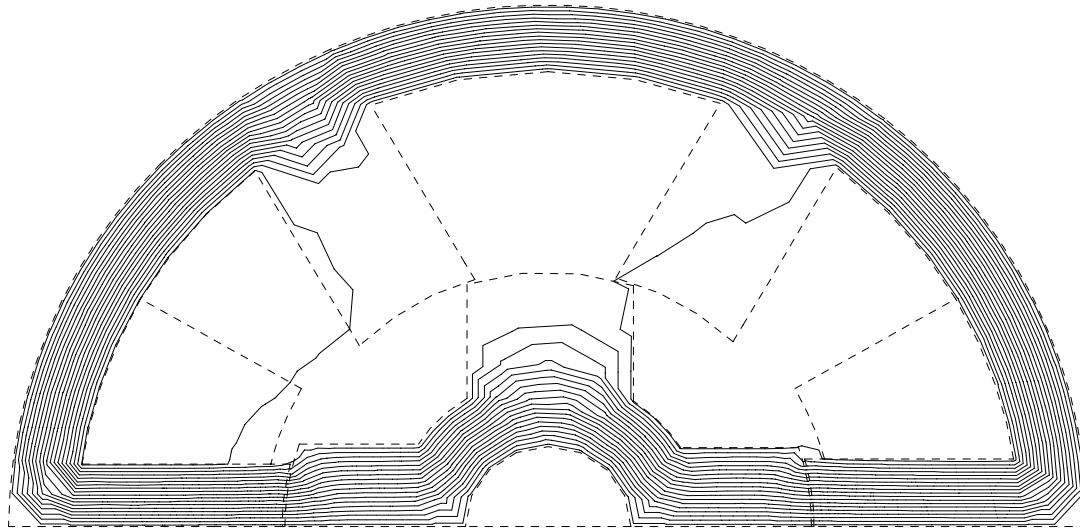


Figura 2.13. a. Línies de camp per a la posició d'alineament.

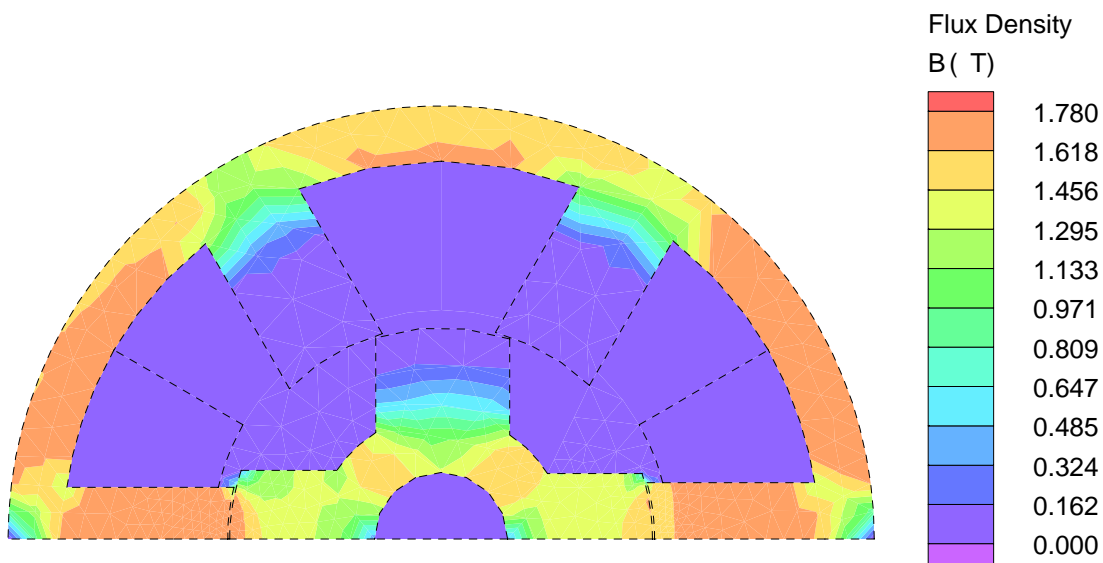


Figura 2.13. b. Mapa de inducció per a la posició d'alineament.

La situació oposada es dona quan l'eix interpolar del rotor s'alineja amb els pols de l'estator de la fase A, fig. 2.13.c-d. És la *posició de desalineament*. A diferència de l'anterior es tracta d'una posició d'equilibri inestable i el circuit magnètic no està saturat.

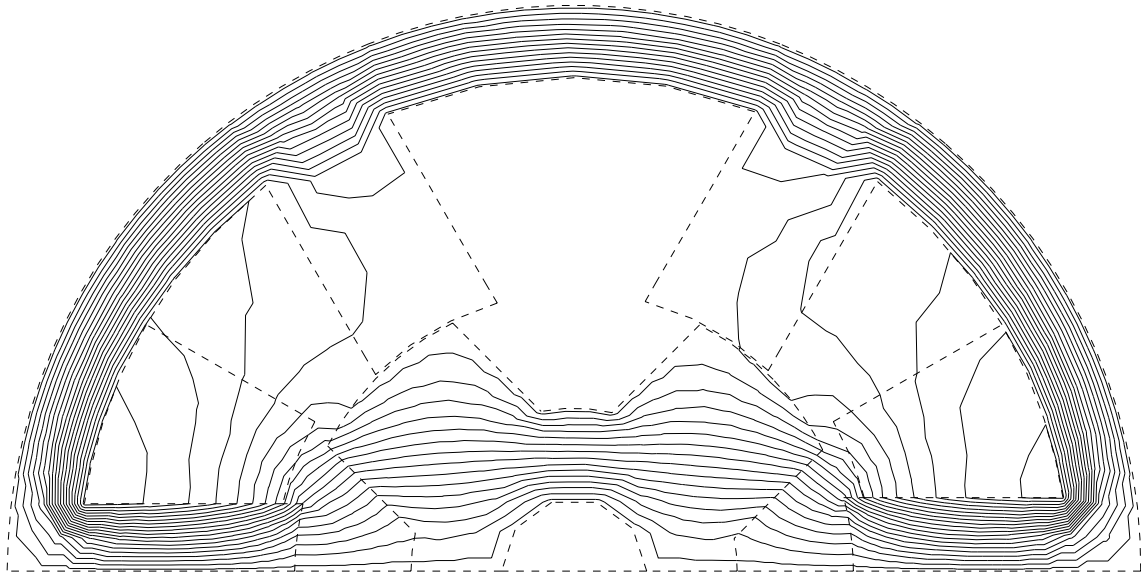


Figura 2.13. c. Línies de camp per a la posició de desalineament.

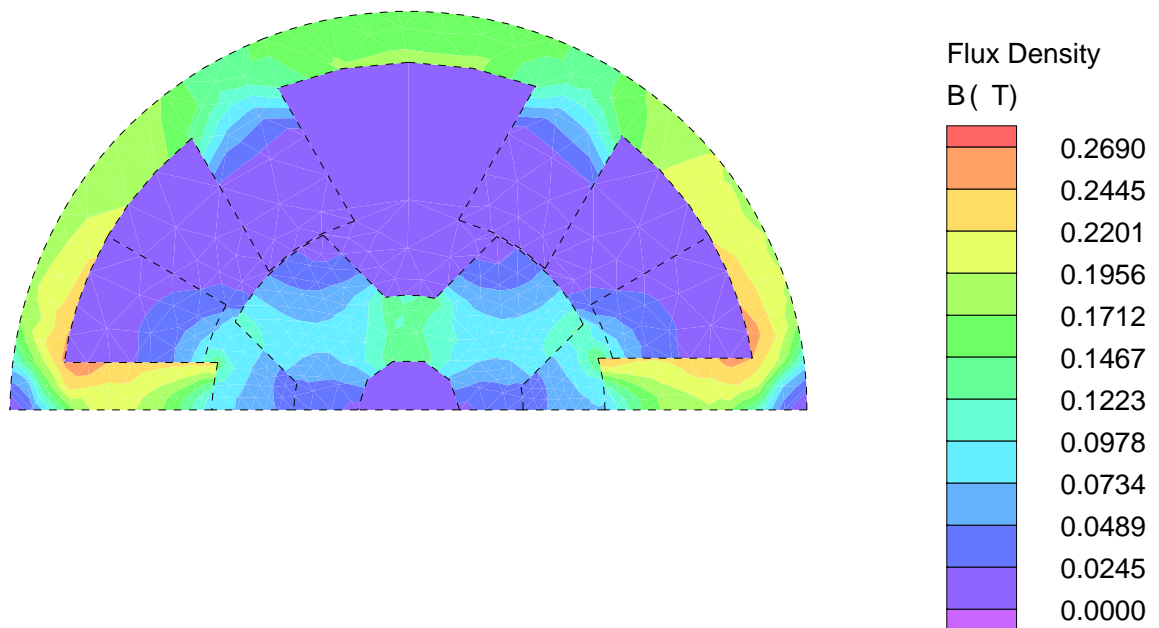


Figura 2.13. d .Mapa de inducció per a la posició de desalineament.

En situacions intermèdies entre a-b i c-d podem trobar petites zones en saturació (les cantonades dels pols). A mesura que el pol rotòric es situa sota del pol estàtic (solanament) les zones saturades augmenten de forma notable (s'estén la saturació).

La corba de magnetització expressa gràficament la relació existent entre el flux concatenat que circula a través del circuit magnètic i la força magnetomotriu aplicada. O, en una altra escala, la relació entre el flux concatenat (ψ) i el corrent que circula per la bobina (i), tot per diferents posicions relatives rotor-estàtor (θ), fig. 2.14.

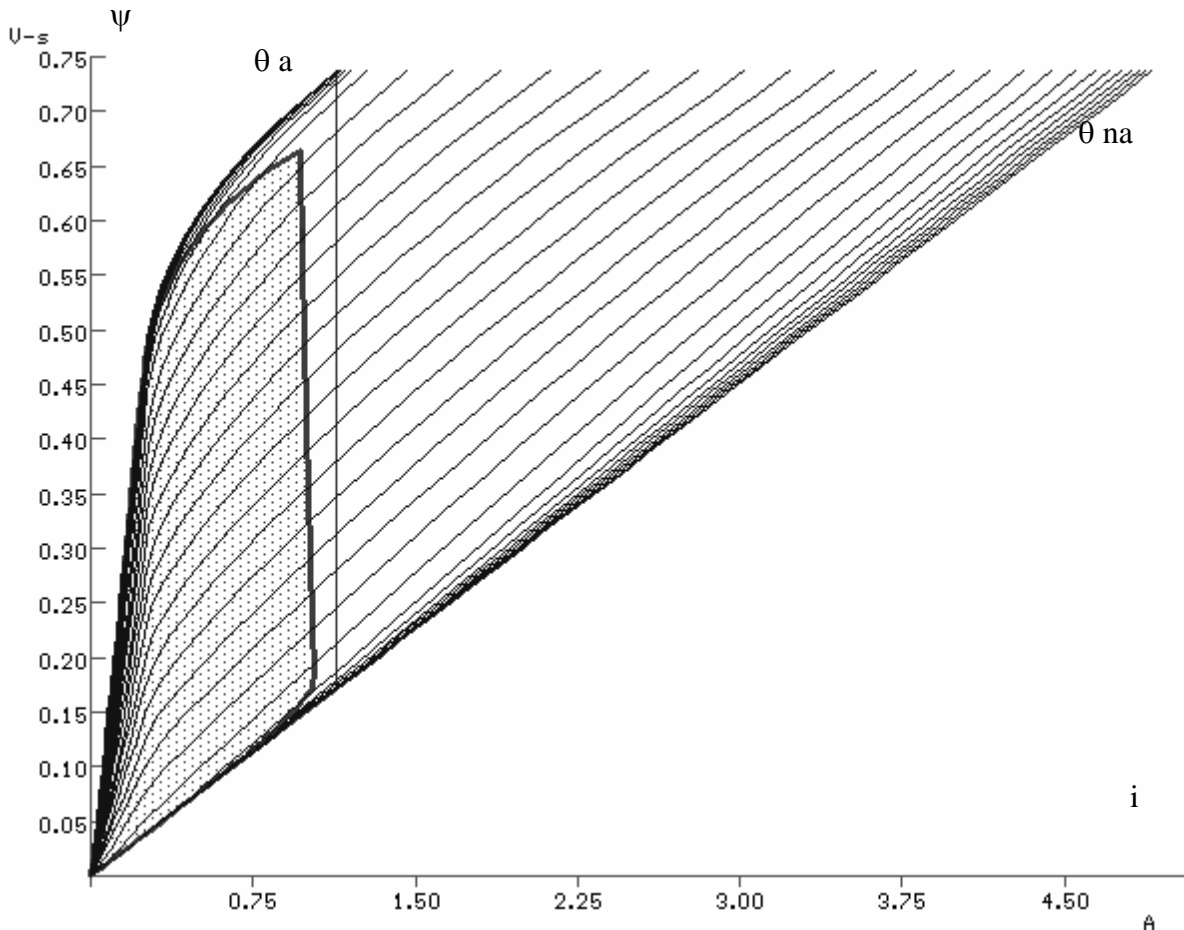


Figura 2.14. Corbes de magnetització per l'estructura SRM 6/4.

A partir d'aquesta figura es constata com el circuit magnètic canvia segons la posició del rotor de la inductància (ψ/i) de fase en funció del valor del corrent i i de la posició del rotor. La corba situada més a l'exterior correspon a la inductància en la posició d'alineament, mentre que per la posició de desalineament les corbes esdevenen una recta. Un altre aspecte important és el relació entre els valors absoluts en situació d'alineament i en situació de desalineament, cal que siguin el més diferents possibles.

Com ja s'ha explicat anteriorment, la inductància de fase és un concepte de gran aplicació en el control del SRM. Una altra forma d'expressar les anteriors corbes de magnetització és la característica inductància-posició, per diferents valors del corrent, tal com s'observa en la figura 2.15. Son corbes de periodicitat $2\pi/Nr$. En aquesta figura la saturació es manifesta com a augment del valor de la inductància.

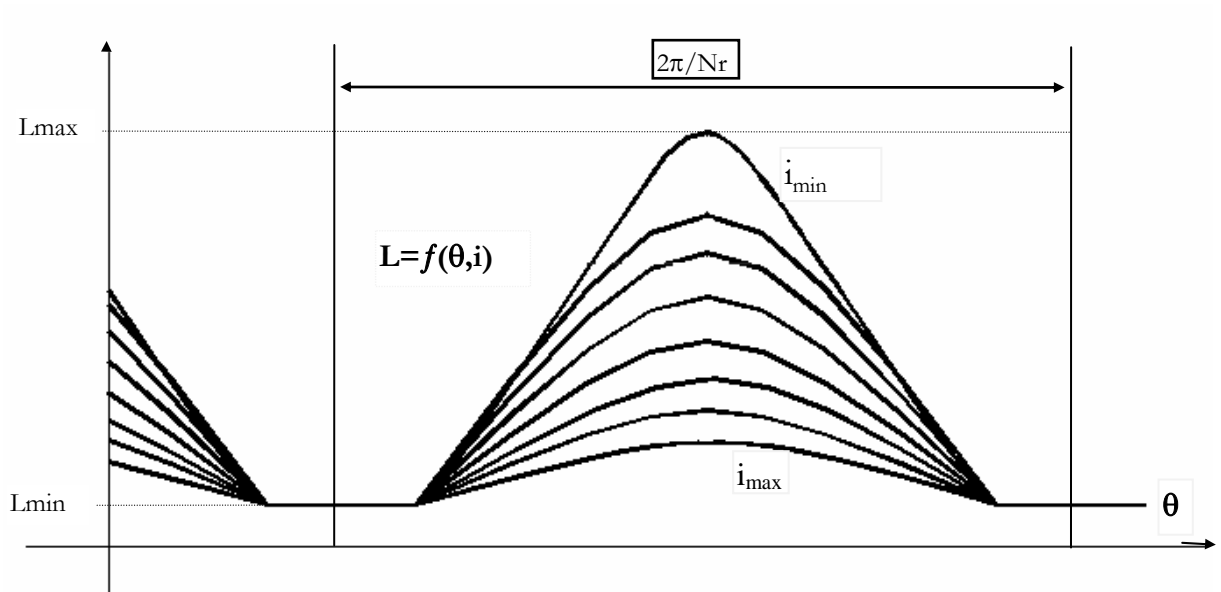


Figura 2.15. Inductància (L) vs. posició rotòrica (θ) per a diferents valors del corrent (i).

La importància de les corbes de magnetització rau en la seva utilitat per al càlcul del parell motor. Conegudes aquestes i escollits el convertidor i l'estratègia de control, podem traçar la trajectòria ψ - i que segueix el motor al girar el rotor, obtenint el corrent de la fase, el corrent subministrat per la font d'alimentació i el parell motor.

C. Càlcul del parell mig.

No tota l'energia elèctrica aportada al convertidor és transformada en un treball mecànic. Part d'aquesta s'emmagatzema temporalment en el camp magnètic i posteriorment retorna a la font d'origen.

L'energia elèctrica transformada en mecànica es pot representar per l'àrea W de la figura 2.16. L'àrea W està compresa entre dues trajectòries del flux concatenat corresponents a la posició de no alineament (característica lineal) i a una posició propera a l'alineament (posició assolida en el moment que la fase deixa d'excitar-se), mantenint el corrent constant.

L'àrea R representa l'energia emprada en la magnetització que retorna a la alimentació després de la commutació. El parell mig, M_{AV} , serà el producte d'aquesta energia pel nombre de vegades que es repeteix el cicle de treball al llarg d'una revolució (mNr):

$$M_{AV} = \left(\frac{mNr}{2\pi} \right) W \quad (\text{Nm}) \quad (2.11.)$$

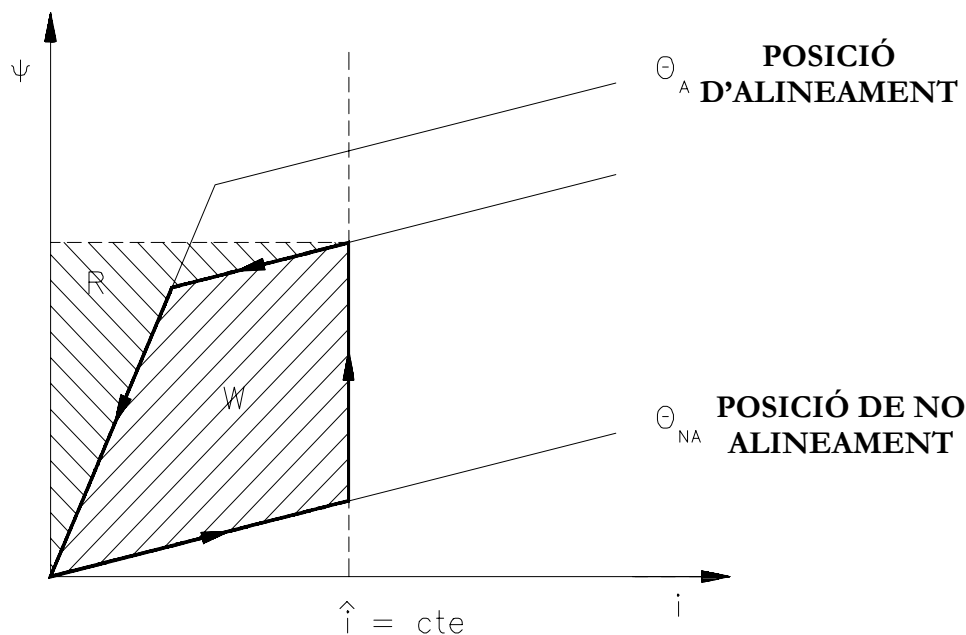


Figura 2.16. Cicle treball

El parell mig es directament proporcional a l'àrea W (energia transformada). Per augmentar el parell mig cal que el pendent de la característica lineal (inductància en la posició de no alineament) sigui el menor possible, i a més, el pendent de la característica no lineal (solament dels pols) sigui el major possible amb una alta saturació.

Si el motor no treballés sota saturació també podríem aconseguir una àrea W major però també augmentaria l'àrea R (energia emmagatzemada, que posteriorment retorna a la font), efecte que produiria un requeriment de major potència al convertidor.

Podem definir un factor d'energia segons [LAW80] anàleg al factor de potència, r :

$$r = \frac{R}{R + W} \quad (2.12.)$$

Es pot demostrar que el valor més bo del factor d'energia en el cas lineal pot ser 0.5, essent, pel cas no lineal superior a 0.5 [MIL85]. Per tant la saturació disminueix, per a un mateix valor del corrent, la quantitat d'energia convertida en mecànica (el que fa augmentar la mida del motor) però redueix de forma important les dimensions del convertidor estàtic.

El dimensionament d'un motor de reluctància autocommutat en conseqüència requereix d'un disseny molt escrupolós del circuit magnètic, fet que ens porta a utilitzar programes d'elements finits. L'estudi i l'ajust del control també ha de ser acurats. Tot plegat, fins ara, ha representat un conjunt de circumstàncies desfavorables pel desenvolupament industrial d'aquest tipus de màquines.

II.4. El Convertidor Estàtic.

Els accionaments AC requereixen convertidors bipolars (generalment inversors en estructura pont de 2 transistors per branca). Els seus enrotllaments es connecten en paral·lel entre sí i en el punt mig mig entre dos interruptors.

El SRM al poder disposar de fases independents, fig. 2.17 (cap connexió elèctrica comuna), permet intercalar el bobinat de cada fase entre dos interruptors. Aquesta particularitat proporciona una millor protecció del motor contra faltes.

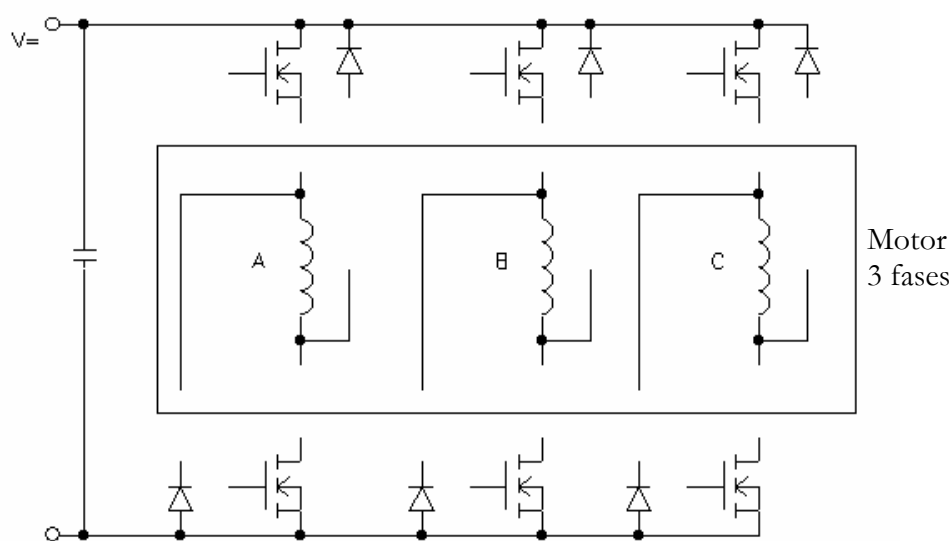


Figura. 2.17. Convertidor clàssic (2 interruptors per fase).Fases independents.

Com el parell motor en el SRM no depèn del sentit del corrent de fase (equació 2.5) no és imperatiu utilitzar l'estructura de la figura 2.17. El convertidor es pot simplificar donant lloc a diferents tipus de convertidors unipolars que presenten avantatges sobre els convertidors bidireccionals utilitzats per altres motors (asíncrons, brushless DC o AC), [RAY79, DAV81, MIL85].

En les figures 2.18. i 2.19. es mostren les dues alternatives considerades en aquest treball per aplicacions de petita potència i tensió reduïda. Les figures mostren el cas de motors de 3 fases, on els interruptors utilitzats són transistors [MIL89, VUK91].

Els interruptors d'estat sòlid més utilitzats en aplicacions de petita potència són els transistors Mosfet (facilitat de control, freqüència de commutació elevada i baix preu) Per a tensions baixes cal fer servir resistències de canal petites. El tipus canal N disposa d'una resistència un 50% inferior a la del transistor canal P.

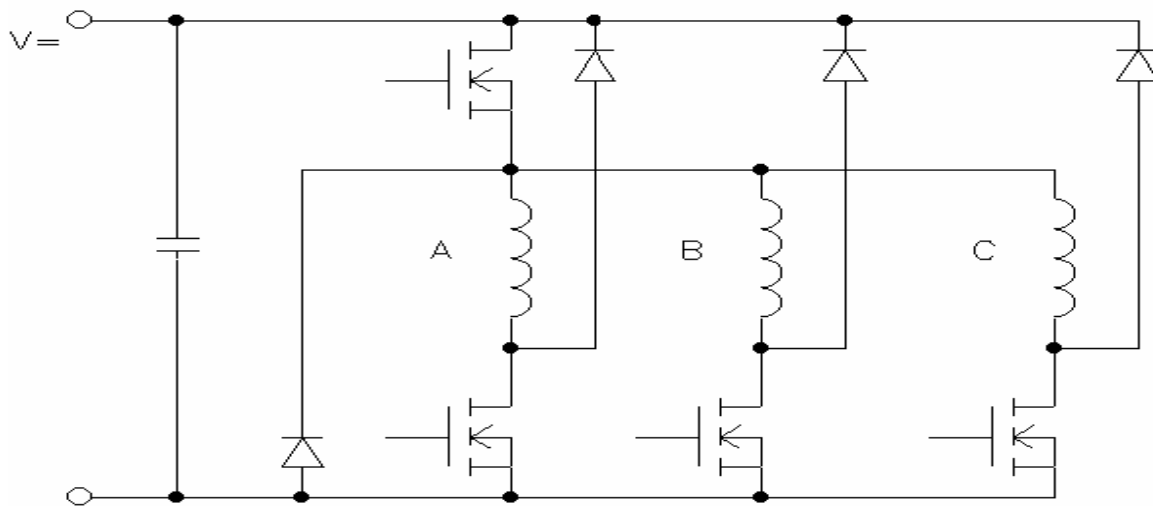


Figura 2.18. Convertidor Miller.

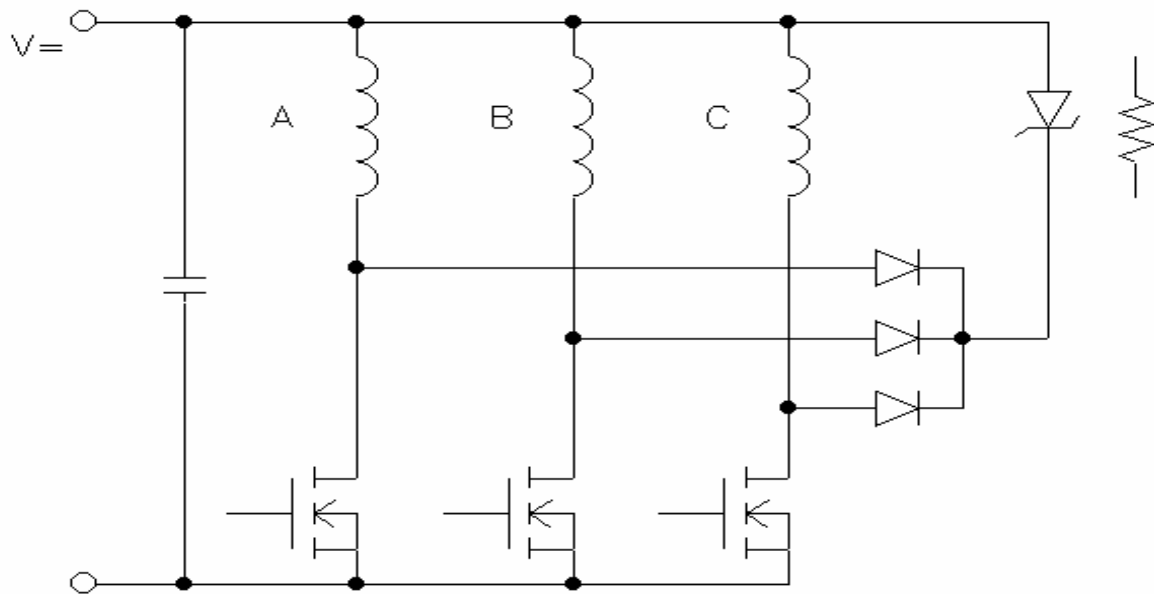


Figura 2.19. Convertidor Unipolar

En el convertidor Miller l'extinció del corrent utilitza dos transistors i 2 díodes de recuperació. El transistor situat en la part alta és compartit per totes les fases, igual que el díode de recuperació associat a aquest interruptor. L'extinció del corrent és molt més ràpida que en el cas del convertidor unipolar. Malgrat tot, té l'inconvenient de no permetre fases independents, però és molt adequat quan les connexions dels bobinats són en estrella i és molt més econòmic que el convertidor clàssic.

El convertidor unipolar proporciona un corrent unidireccional en els enrotllaments del motor. La implementació del circuit de commutació (desexcitació de les fases) en aquest convertidor pot realitzar de diferents formes, depenent dels components utilitzats:

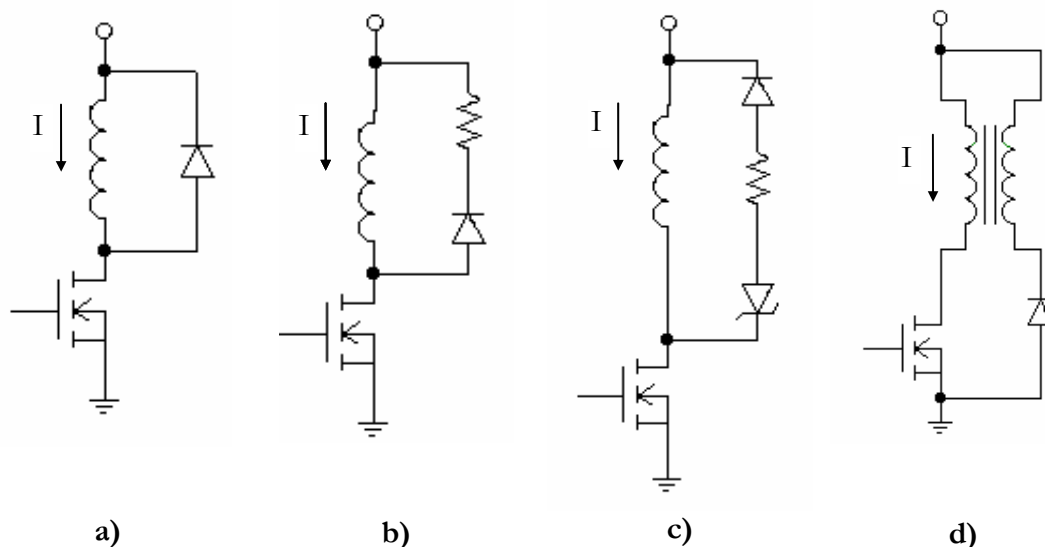


Figura 2.20. Circuits de desexcitació per a convertidors Unipolars.

El circuit de la figura 2.20.a utilitza un díode de recuperació per evacuar el corrent de la bobina cap a la font durant la commutació. L'eliminació d'aquest corrent depèn de la caiguda de tensió introduïda pel díode i la pròpia resistència de la bobina de fase.

Per millorar la velocitat d'evacuació del corrent de fase cal la resistència sigui alta, raó per la que en el circuit (2.20.b) s'ha inclòs una resistència externa addicional (de valor molt superior a la resistència del bobinat). De tota manera encara el corrent disposa d'una cua que provoca parells instantanis de signe contrari.

Per mitjà de la introducció d'un díode zener (2.20.c.), amb o sense resistència i díode retallador, es disminueix de forma considerable la cua del corrent. És un mètode interessant però requereix un díode zener de tensió de ruptura semblant a la tensió d'alimentació i potència de dissipació força gran. El circuit 2.20.d requereix un bobinat bifilar. La desexcitació es produeix per transferència del corrent del primari a secundari del transformador i s'evacua cap a la font per mitjà del díode.

Encara que les configuracions mostrades es refereixen a tres fases, les conclusions extretes són aplicables a qualsevol nombre de fases. El convertidor Unipolar s'utilitza quan

L'accionament no requereix regulació de velocitat. Si es precisa regulació de velocitat l'estructura més senzilla correspon al convertidor Miller i la més completa al convertidor clàssic.

II.5. Captadors de posició.

En les màquines de CC sense escombretes, com el SRM, és imprescindible conèixer en tot moment la posició del rotor. A partir de la posició s'elaboren els senyals de commutació de les fases. Els interruptors estàtics i els dispositius sensors de posició substitueixen al col·lector de delgues i a les escombretes de les màquines de C.C. Actualment l'accionament industrial amb motor de reluctància autocommutat incorpora sensors físics de posició (vegis apartat II.8.C.). És objecte d'aquesta tesi demostrar la viabilitat de la seva substitució per mètodes indirectes de detecció.

La detecció directa de la posició es pot realitzar mitjançant sensors optoelectrònics associats a un disc ranurat o sensors magnètics associats a un disc imantat o amb imants, encoders incrementals, encoders absoluts i resolvers (ordenats de menor a major cost i prestacions). Prescindir dels sensors físics de velocitat i posició, suposa l'eliminació d'una part costosa, tan en materials com en mà d'obra, al mateix temps que afegeix més complexitat a l'accionament. La possibilitat de poder treballar en ambients difícils on la vida dels captadors pot ser curta o poden perdre fiabilitat, és una raó de molt pes per a decantar la balança a favor de l'eliminació del captador de posició.

II.6. SRM: Estat actual.

Com ja s'ha comentat en l'apartat II.2.2., el SRM deriva del motor pas a pas de reluctància. El terme motor de "reluctància autocommutat" (SR) el va introduir Nasar [NAS69], tot i que també s'utilitza l'expressió "reluctància variable" (VR). Les característiques més rellevants del motor de reluctància autocommutat modern (commutació electrònica i excitació sincronitzada amb la posició) estan recollides en dues patents¹⁵. Així doncs, els avenços en electrònica de potència i control han aconseguit ressuscitar-lo de l'oblit.

La potenciació d'aquest motor en Europa en la dècada dels 80 es deguda a Byrne¹⁶ [BYR76, BYR82], Ray & Davis¹⁷ [RAY79] i Lawrenson, Stephenson i Corda¹⁸ [LAW80, STE79, COR79]. L'empresa Switched Reluctance Drives Ltd., on col·laborava el professor Lawrenson, es va crear amb l'objectiu de transferir la tecnologia necessària per comercialitzar les aplicacions del motor SR. La primera llicència de fabricació la va obtenir la empresa Task Drives (actualment Graseby Controls).

Una contribució molt important és la realitzada pel professor T.J.E. Miller¹⁹ amb la publicació de dos importants llibres [MILL89, MILL93] i la creació del consorci SPEED (Universitat-Empreses) per a la recerca, l'assaig²⁰ i la transferència de tecnologia. Desenvolupant

¹⁵ US Patent N° 3678352 i N° 367953. Autor Bedford BD, any 1.972

¹⁶ Universitat de Dublín

¹⁷ Ambdós de la Universitat de Nottingham

¹⁸ Universitat de Leeds

¹⁹ Universitat de Glasgow

²⁰ SPEED (Scottish Power Electronics and Electric Drives), Consortium at Glasgow University

eines CAE per disseny electromagnètic de motors de tot tipus, entre ells el de reluctància commutada (PC-SRD).

Els motors de reluctància autocommutats estan presents en els programes de recerca de diferents universitats europees (Leeds²¹, Nottingham²², Newcastle²³ Wales²⁴, Darmstadt²⁵, Karlsruhe²⁶, Lappeeranta²⁷, Stockholm²⁸, Aalborg²⁹, Split³⁰) i americanes (Wisconsin³¹, M.I.T.³², Virginia Tech.³³, Toronto³⁴, New Brunswick³⁵, La Plata³⁶). També cal mencionar altres grups de recerca: a Finlàndia³⁷, Bèlgica³⁸, Singapur³⁹ i Japó⁴⁰.

Les empreses o institucions més rellevants que actualment tenen relació amb el SRM són: Magna Physics Division (Tridelta Industries, Inc.), Switched Reluctance Drives Ltd (Leeds) ara propietat de l'empresa Emerson Motor Co. (St. Louis, Mo., USA), Speed Laboratory (Glasgow University), Virginia Polytechnic Institute, MIT, Grasseby Controls (llicència SRDL), Allenwest (llicència SRDL), British Jeffrey Diamond (llicència SRDL), Warner Electric, Helwet Packard, Brothed Manufacturing Co (japó), Motornetics Corp. (USA), Elbtalwerk (en col·laboració amb la Universitat de Karlsruhe, alemanya), Sicme Motori spa, gama Reluspeed (Itàlia, any 92) i Radio Energie (França).

Emerson Motor, líder als Estats Units en motors elèctrics, ha incorporat aquest nou tipus de motors (comprant l'empresa anglesa SRDL per tenir accés al mercat comunitari)⁴¹. Magna Physics te en catàleg models de SRM des de 1/20 HP fins a 20 HP (de 2 a 5 fases). En la figura 2.21. es mostra un motor de 4 fases i potència 1HP.

²¹ Electrical Machines and Drives Group (EMDG), Dr. M. Stephenson, amb suport del Engineering and Physical Sciences Research Council (EPSRC).

²² Nottingham University Electrical Drives Centre, Dr. K.J. Bradley, Dr. G.M. Asher

²³ Newcastle University. Electric Drives and Machines Research Group. Acarnley, P.P.

²⁴ University of Wales, Cardiff. EE and Systems Engineering. Prof. Bolton H R

²⁵ Technische Hochschule Darmstadt.

²⁶ University of Karlsruhe. Electrical Institut.

²⁷ Lapeeranta University of Technology & Academy of Finland.

²⁸ Department of Electric Power engineering (EKC), Electrical machines and Drives (EMD), Royal Institute of Technology (KTH)

²⁹ Institute of Energy Technology, Aalborg Univ. Denmark, P. O. Rasmussen

³⁰ Faculty of Electrical Engineering, Mechanical Engineering and Naval Architecture, University of Split, Croatia. S. Gotovac.

³¹ Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Consortium (WEMPEC), Dr. T.A. Lipo.

³² Electric Power Research Institute Rotating Machinery (EPRI)

³³ Motion Control Systems Research Group (MCSRG)

³⁴ (SCG) Systems Control Group, Laboratory Experiments and Projects, Scott A. Bortoff

³⁵ University of New Brunswick (Canadà). Department of Electrical Engineering. Dr. L. Chang.

³⁶ Laboratorio de Electronica Industrial, Control e Instrumentación (LEICI), Universidad nacional de la plata (UNLP) facultad de Ingenieria, Dra. M.I. Valla.

³⁷ VTT/KAU Machine Automation from Technical Research Centre of Finland, M.Sc. Henrik Huovila

³⁸ ELMAPE Group (Laboratory of Electrical Machines and Power Electronics). Faculty of Engineering. Departament of Electrical Engineering. University of Gent, Belgium. Jozef Ghijselen.

³⁹ MCAD Group. Singapore

⁴⁰ Matsui Laboratory

⁴¹ IEEE Spectrum, Industrial Electronics pp. 81, Gener 1997

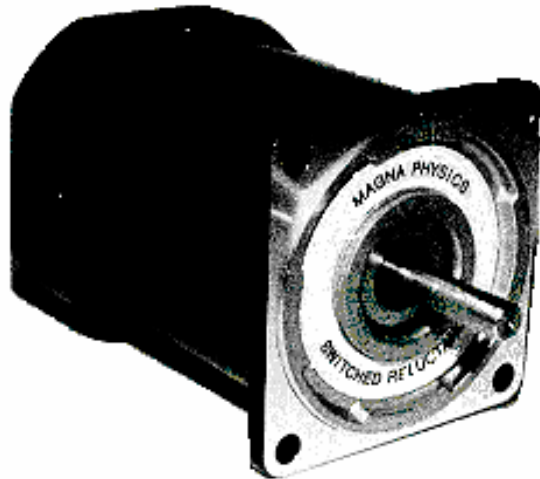


Figura 2.21. SRM d'1HP de l'empresa Magna Physics Division (Tridelta Industries, Inc.)

Pel que sembla els fabricants americans també veuen la possibilitat de que els SRM puguin competir amb els motors d'inducció⁴². De totes formes no és cap opinió fora de lloc, altres empreses com Control Techniques Plc. (Powys, UK) li reserven un lloc en el futur mercat d'accionaments [VAS96] o col·laboren en la seva difusió com en el cas de Danfoss⁴³. Finalment cal també fer palès l'esforç que s'està realitzant per aconseguir accionaments SRM del tipus *sensorless*.

II.7. El SRM en aplicacions de petita potència i tensions reduïdes

Els SRM han estat un focus de creixent interès durant els últims anys degut principalment a la seva simplicitat constructiva i robustesa, el baix cost de fabricació, l'alt rendiment i l'elevat quocient parell/inèrcia. El rotor d'aquestes màquines com ja s'ha vist no requereix ni imants ni gàbies ni enrrotllaments. El convertidor estàtic pot adoptar múltiples topologies (moltes d'elles admeten tolerància al mal funcionament).

Fins ara el desenvolupament dels SRM s'ha centrat principalment en el rang de mitjana i gran potència, amb alimentació a partir de la rectificació de la tensió de xarxa. Avui en dia hi ha un gran nombre d'aplicacions en diferents sectors industrials (automòbil, electrodomèstics, ventiladors, equips electrònics, servomotors, etc.) que requereixen petites potències (menys de 50W), tensions reduïdes (fins a 60 V) i que poden, o no, precisar velocitat variable. Per aquestes aplicacions, fins ara, s'han utilitzat motors de corrent continu o motors sense escombretes amb excitació per imants permanents [AND95a, KRI93, NIC95].

Com es ben conegut [JUF95, MIL93b], si la mida del motor es redueix, especialment en el rang per sota de 1 kW, el rendiment, considerant només les pèrdues en el coure, i el quocient parell/volum prismàtic (D^2L) en un SRM són menors que els valors que es poden obtenir en motors amb imants permanents [AND96a, MIL93a, KAM91], figures 2.22. i 2.23.

⁴² ... "All it is stamped laminations on a shaft", Jerry Lloyd (Director del programa de desenvolupament de motors avançats a Emerson Motor Co.)

⁴³ Vegeu els agraïments dels autors de [CAR94] al Sr. EE. Finn Jennsen (Danfoss A/S, -Denmark).

Quan es comparen les pèrdues Joule dels motors amb imants permanents, amb les pèrdues dels SRM queda palès l'inconvenient inherent a la no utilització dels imants. En els motors amb imants permanents no hi han pèrdues elèctriques associades a l'excitació, doncs cap corrent proporciona el camp magnètic necessari, i al mateix temps, el valor dels corrents estatòrics és sensiblement inferior al requerit pels SRM per produir el mateix parell. Aquesta diferència entre els valors del corrent de treball, a l'hora de calcular les pèrdues elèctriques, és desfavorable als SRM.

Pels SRM el quocient entre la pèrdua de potència degut a la resistència del bobinat (P_J) i la potència mecànica proporcionada pel motor (P_m) és proporcional a la mida o escala del motor (l) i a la longitud de l'entreferro (δ), mantenint constant la velocitat de rotació. Si s'utilitzen motors de petita potència P_m es pot calcular, negligint els efectes de la saturació magnètica, utilitzant la variació de la inductància (ΔL) i el corrent de fase (i), vegis l'apartat II.2.4:

$$P_m = i^2 \Delta L \quad (2.13.)$$

Les dimensions de ΔL depenen doncs de l^2/δ . Quan es tracte de petits motors l i δ no tenen per que ser proporcionals (encara que l disminueixi, δ no pot sobrepassar un valor mínim degut a problemes de mecanització i de costos associats).

$$P_J = i^2 R \quad (2.14.)$$

On R , resistència del debanament, depèn de l^{-1} . La següent expressió il·lustra el quocient de pèrdues pel SRM:

$$\frac{P_J}{P_m} \propto \delta l^{-3} \quad (2.15.)$$

Suposant que δ variï linealment amb l :

$$\frac{P_J}{P_m} \propto \delta l^{-2} \quad (2.16.)$$

En el motor de CC amb imants permanents si es vol mantenint la proporcionalitat entre P_J i la superfície disponible per a la refrigeració de la màquina ($P_J \propto l^2$), cal que el corrent compleixi i $\propto l^{3/2}$, llavors les pèrdues mecàniques seran:

$$P_m \propto i \phi \propto i B l^2 \propto l^{\frac{5}{2}} \quad (2.17.)$$

Amb el que resulta:

$$\frac{P_J}{P_m} \propto l^{-\frac{3}{2}} \quad (2.18.)$$

De manera similar s'obté el factor d'utilització C (quocient entre el parell aparent i el volum prismàtic, vegis l'Annex 3, expressió A3.2.).

Per SRM amb entreferro constant:

$$C \propto l \quad (2.19.)$$

Per SRM amb entreferro variable:

$$C \propto l^2 \quad (2.20.)$$

Per motors de CC amb imants permanents:

$$C \propto l^{\frac{1}{2}} \quad (2.21.)$$

De les expressions (2.15. i 2.17.) es dedueix que al disminuir la mida del motor (l), especialment en el marge de potències inferiors a 1 kW, les pèrdues Joule augmenten comparativament de forma més ràpida en el SRM que en el motor de CC amb imants permanents. A més a més el factor d'utilització es inferior en el SRM que en els motors amb imants permanents.

Ara bé, l'absència d'imants, l'eliminació del col·lector o la simplificació del convertidor estàtic i del control, a més de les expectatives de baix cost de fabricació, son raons suficients per a considerar el SRM com a seriós competidor dels motors de corrent continu amb col·lector o dels motors brushless DC, en el segment d'aplicacions que requereixen baixes tensions i petites potències.

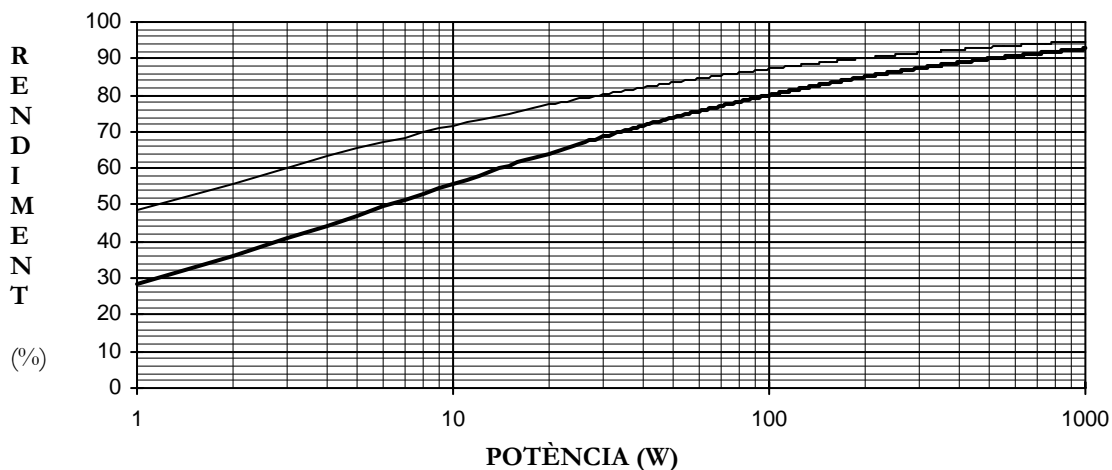


Figura 2.22.. Rendiment (considerant solament pèrdues en el coure) en funció de la potència. Línia fina: Motor de CC amb imants permanents. Línia gruixuda: SRM. Entreferro constant.

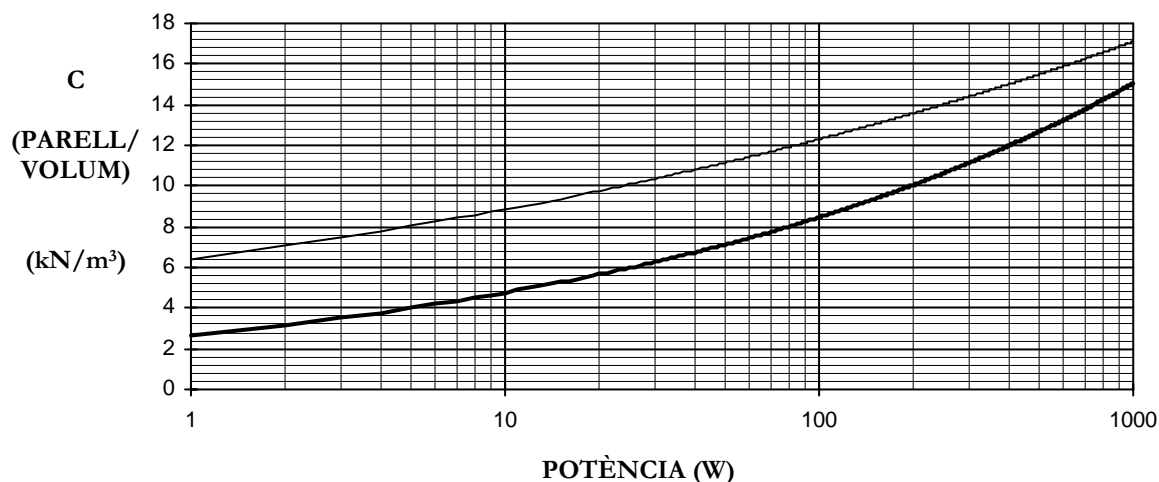


Figura 2.23. Parell/Volum prismàtic en funció de la potència. Línia fina: Motor de CC. amb imants permanents. Línia gruixuda: SRM. Entreferro constant.

II.8. SRM amb captador de posició per aplicacions de petita potència i tensions reduïdes.

Per provar la viabilitat del SRM com una alternativa per aplicacions de petita potència o tensions reduïdes s'ha construït un accionament amb dos estructures electromagnètiques distintes. Aquest accionament pot utilitzar-se en aplicacions que no requereixin que es reguli la velocitat i en aplicacions on si sigui necessari variar la velocitat.

L'objectiu bàsic de disseny ha estat que l'accionament fos el més senzill i econòmic possible per tal de facilitar la seva fabricació en grans quantitats. Per aconseguir aquest objectiu:

- S'han considerat estructures electromagnètiques del tipus 12/8 i 8/6.
- S'ha recorregut a convertidors estàtics amb el mínim nombre d'interruptors de potència.
- S'han utilitzat components i circuits integrats d'àmplia difusió i baix preu en la implementació dels circuits de commutació i control.

A. Estructures electromagnètiques utilitzades.

El SRM més usual té 3 fases amb 6 pols estatòrics (2 per fase) i 4 rotòrics. En aplicacions de baixa potència cal reduir el nombre d'interruptors d'estat sòlid per minimitzar el cost de l'accionament [KRI93]. Així doncs els motors amb un elevat nombre de fases no són una bona elecció. Aquest estudi considera com a límit superior 4 fases. Ara bé, com els motors amb un baix nombre de fases presenten problemes d'arrancada i de reversibilitat de funcionament, el nombre mínim de fases no ha de ser inferior a 3.

Per tot l'anterior, els accionaments objecte d'estudi estaran pensats per a motors de reluctància autocommutats de 3 o 4 fases. En cas d'utilitzar 4 fases s'optarà per una estructura polar mínima: 8 pols en l'estator i 6 pols en el rotor, SRM 8/6 (figura 2.24). Pels motors de 3 fases es disposa de dues opcions:

- SRM 12/8 (12 pols en l'estator i 8 pols en el rotor).
- SRM 6/4 (sis pols d'estator i 4 de rotor).

Un aspecte que cal tenir en compta és que motors amb un mateix nombre de fases, però amb diferent número de pols per fase, poden tenir avantatges respecte el motors convencionals, [LOV92]:

- a) Menys desapfitament de la planxa magnètica en el punxonat.
- b) Bobines més petites.
- c) Densitat de corrent més elevada
(com a conseqüència de la millor relació volum/superfície de la bobina).
- d) Parell més elevat a baixes velocitat.

S'optarà per l'estructura SRM 12/8 en front de la SRM 6/4 (figura 2.25): doncs la configuració SRM 12/8 pot ser lleugerament més petita i econòmica que la SRM 6/4, tot i essent el rendiment una mica més petit

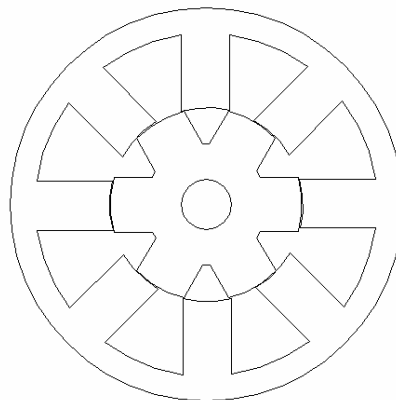


Figura 2.24. Estructura electromagnètica usual del SRM de 4 fases (8/6 pols).

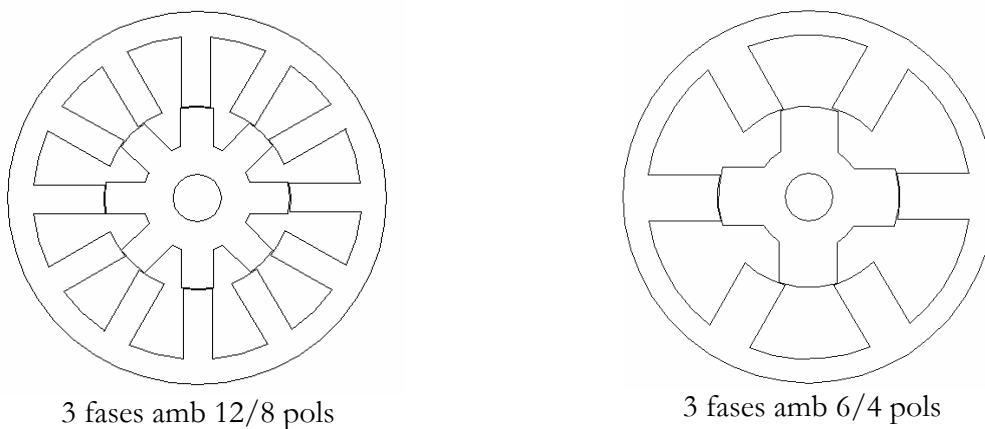


Figura 2.25. Estructures electromagnètiques usuals dels SRM de 3 fases.

B. Diagrama de blocs.

La figura 2.26. representa el diagrama de blocs d'un accionament de reluctància autocommutat, amb captadors de posició i angles de commutació constants [AND95a, AND96].

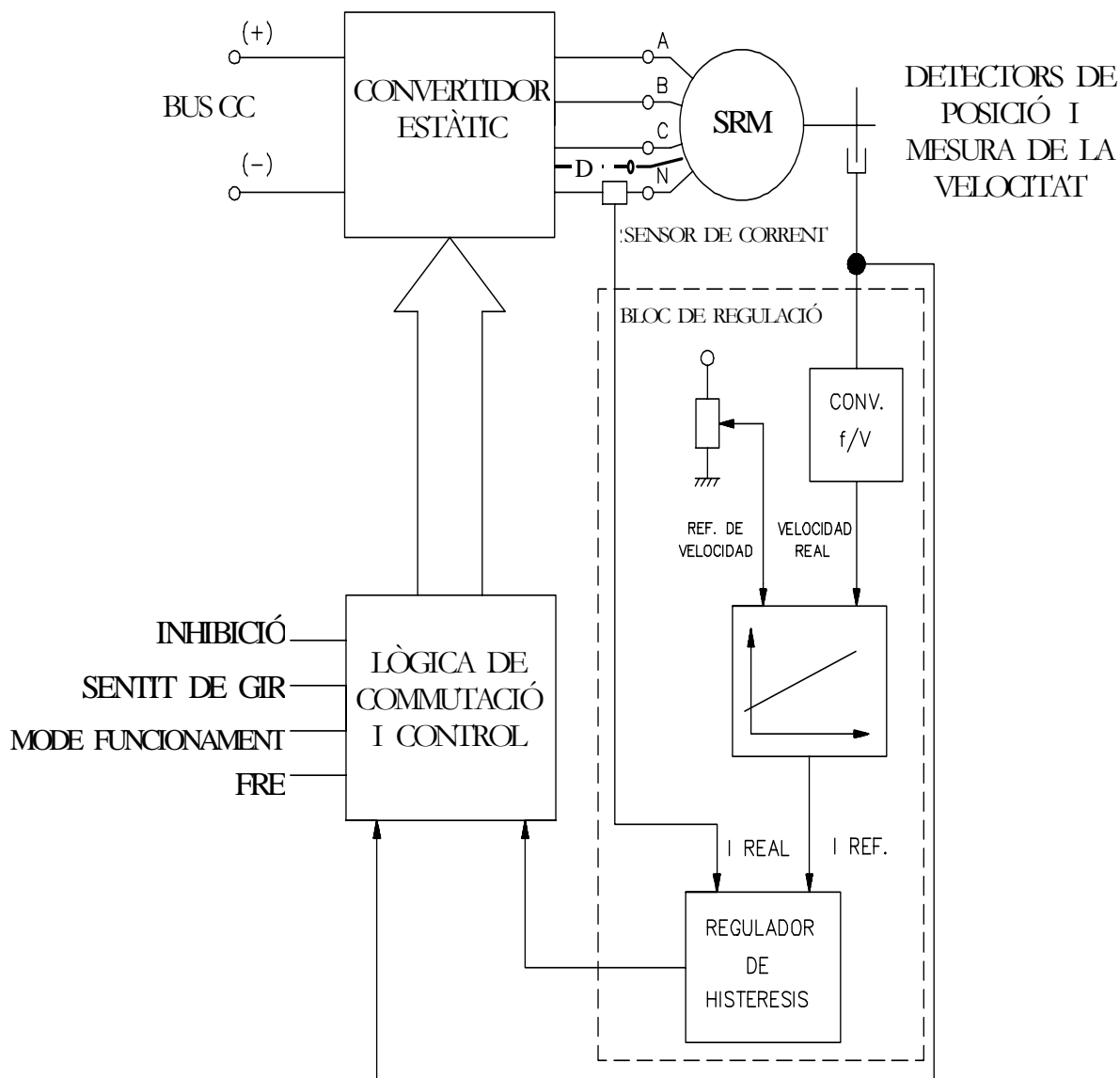


Figura 2.26. Diagrama de blocs de l'accionament per a un motor amb connexió estrella (N).

En general, un accionament SR per petites tensions i baixa potència s'ha de fabricar en gran quantitats. Conseqüentment ha de ser el més simple i econòmic possible, però sense deixar de donar prestacions bàsiques. Aquestes són la reversibilitat en el sentit de gir, inhibició de funcionament i possibilitat de frenada [MIL93]. Conseqüentment amb el criteri de simplicitat, la connexió dels bobinats del motor es sol realitzar en estrella. L'accionament s'alimenta per mitjà d'una bateria o un bus CC. Quan no es requereix velocitat regulable el *bloc de regulació* de la figura 2.26. es pot eliminar.

C. Sensor de posició.

El sensor de posició està constituït per opto-interruptors emplaçats de forma tal (taula II-2) que assegurin el funcionament bidireccional de la màquina per varies formes de funcionament del motor. Els opto-interruptors estan fixats sobre la carcassa del motor. Per l'obertura que presenten passa un disc ranurat fixat a l'eix del motor. S'ha escollit un sensor tipus encoder elemental pel seu baix cost i fàcil realització, figures 2.27., 2.28. 2.29. i 2.30 pel SRM 8/6,. i 2.31. pel SRM 12/8

Tipus de Motor	SRM 6/4	SRM 12/8	SRM 8/6
Número de fases (sensors)	3	3	4
Espai entre sensors (°)	30	15	15
Angle dels dents del disc (°)	45	22.5	37.5
Angle de les ranures del disc (°)	45	22.5	22.5
Número de dents (o ranures) del disc	4	8	6
Decalat dels dents del disc respecte els pols rotòrics (°)	7.5	3.75	3.75

Taula II-3. Posicionament dels opto-interruptors per a un funcionament bidireccional.

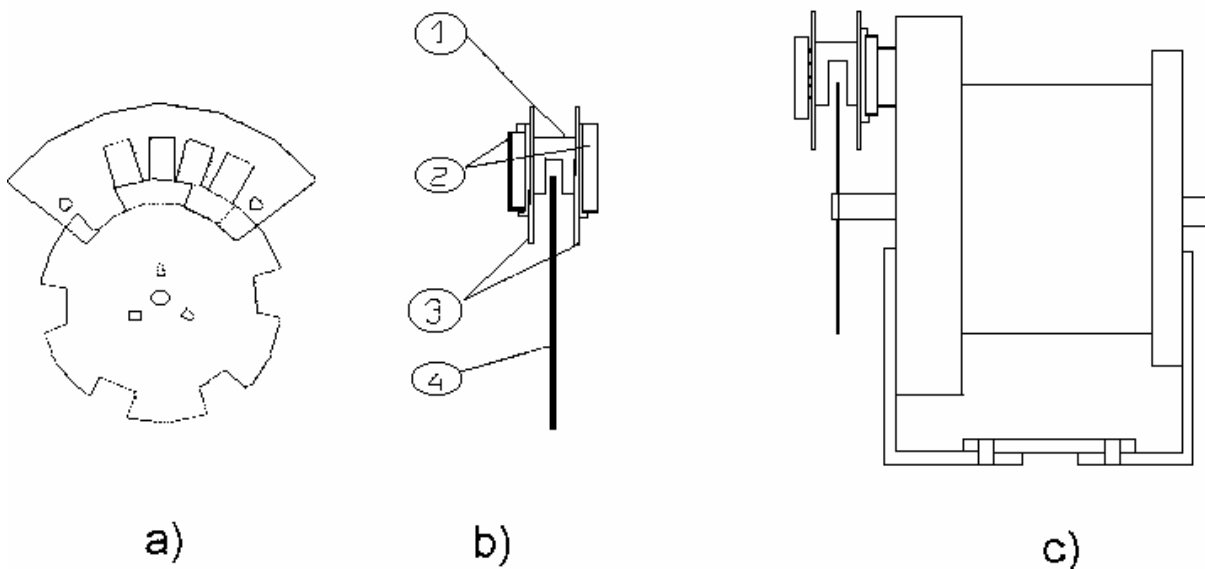


Figura 2.27. SRM 8/6. Sensor de posició per a motors de 4 fases. (SRM 8/6). Posició del disc ranurat respecte els opto-interruptors

- a) Vista en planta.
- b) Vista en perfil: 1≡opto interruptors, 2≡resistències de polarització, 3≡circuit imprès, 4≡disc ranurat.
- c) Conjunt (suport motor + sensor).

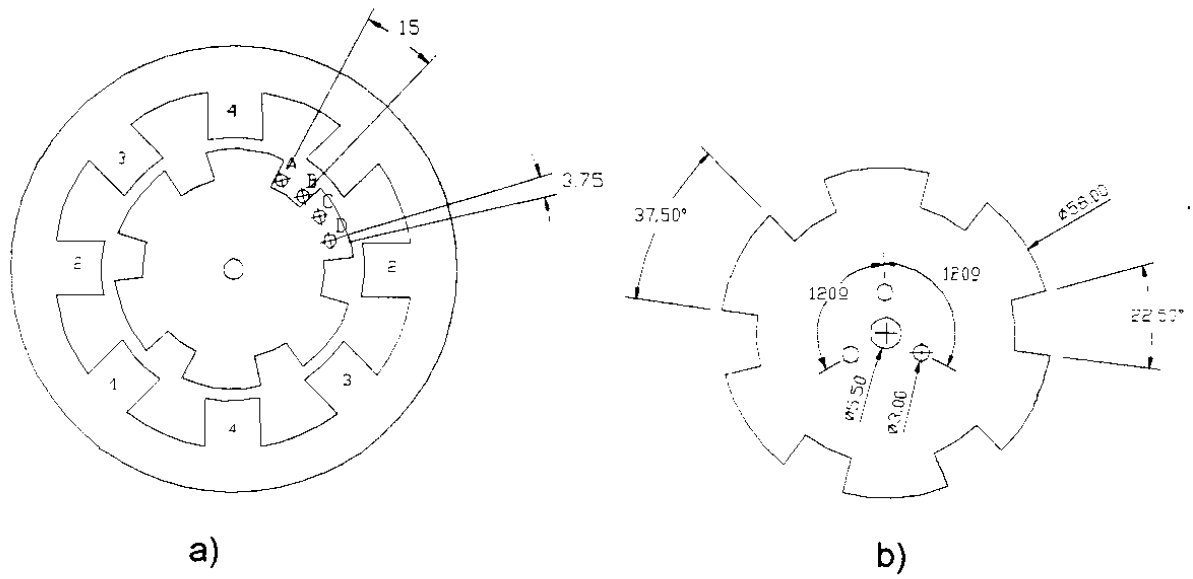


Figura 2.28. Emplaçament dels opto-interruptors SRM 8/6 (veure taula II-3).

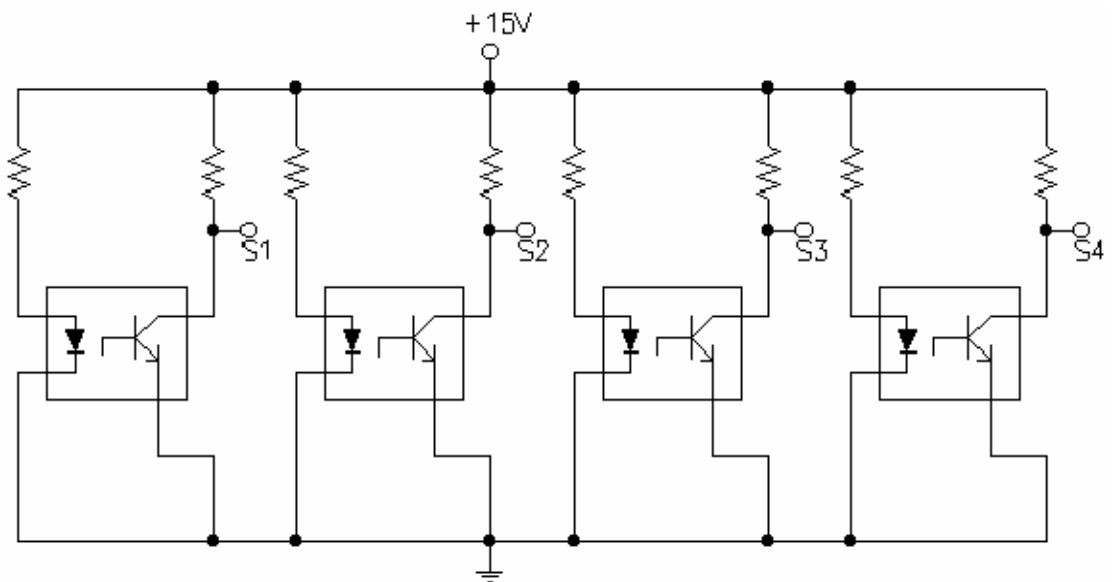


Figura 2.29. Polarització dels opto-interruptors SRM 8/6.

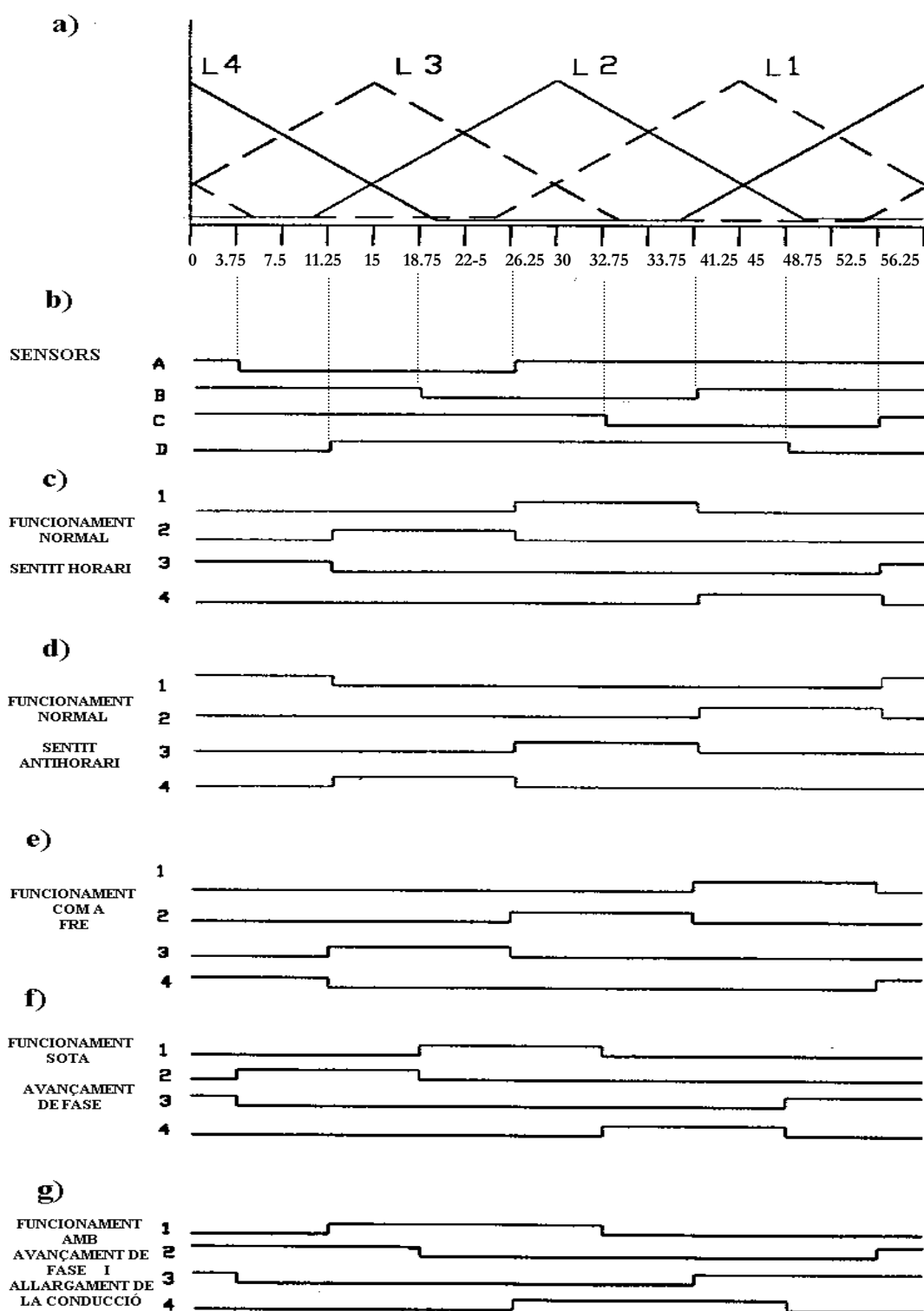


Figura 2.30. SRM 8/6. a) Inductància de fase idealitzada, b) Senyals dels sensors optoelectrònics, c) Funcionament normal en sentit horari (avançament conducció $3,75^\circ$ i durada 15°), d) Funcionament normal sentit antihorari, e) Funcionament com a fre (sentit horari), f) Funcionament amb avançament de fase de $7,5^\circ$ (sentit horari), g) Funcionament amb avançament de fase i allargament de l'angle de conducció fins a $22,5^\circ$ (sentit horari).

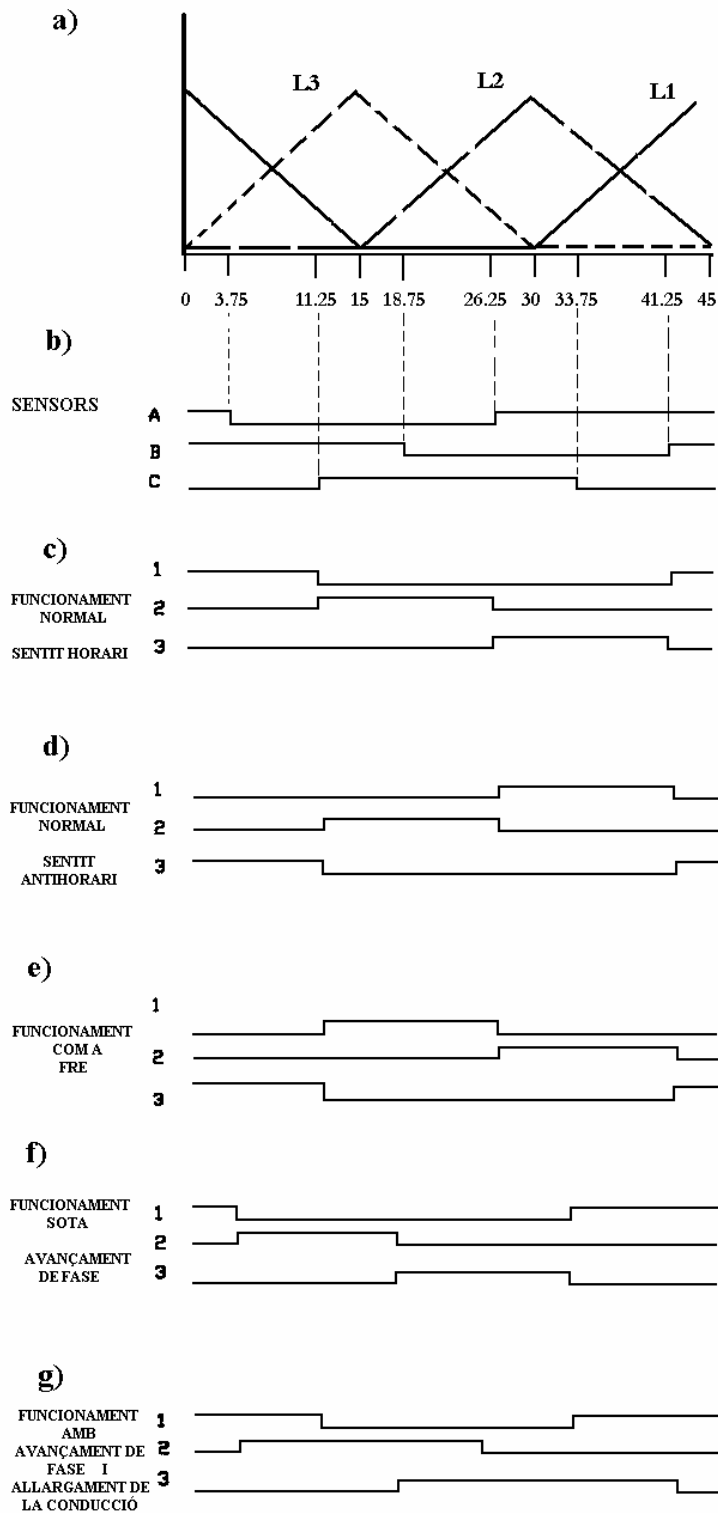


Figura 2.31. SRM 12/8. a) Inductància de fase idealitzada, b) Senyals dels sensors optoelectrònics, c) Funcionament normal en sentit horari (avançament conducció $3,75^\circ$ i durada 15°), d) Funcionament normal sentit antihorari, e) Funcionament com a fre (sentit horari), f) Funcionament amb avançament de fase de $7,5^\circ$ (sentit horari), g) Funcionament amb avançament de fase i allargament de l'angle de conducció fins a $22,5^\circ$ (sentit horari).

El suport físic del motor permet elevar i mantenir horitzontal l'eix del motor. L'elevació de l'eix és necessària per a posteriorment poder-lo acoblar a una màquina treballant com a fre. El disc ranurat queda fixat a un suport mitjançant tres cargols, que a la vegada es fixa al voltant de l'eix.

Els sensors de posició són sensors de barrera. Presenten 4 terminals, dos per a l'emissor de radiació (fotodiode, normalment en l'espectre infraroig) i dos per a la recepció de la radiació (fototransistors). Quan un dent del disc ranurat passa entremig de la barrera, el feix de radiació lluminosa queda tallat, essent la tensió col·lector-emissor del fototransistor igual al valor de la font d'alimentació (per tant obtenim un 1 lògic (lògica positiva). Si el flux lluminós no s'interromp, obtindrem un 0 lògic. Amb un opto-interruptor per fase(m) s'aconsegueix codificar la posició en forma de m bits (encoder). Els angles que els opto-interruptors formen entre ells són d'extrema importància [BEC93] pel comportament de la màquina, taula II-3 i figures 2.24 i 2.25., ja que permeten generar les seqüències de commutació per a diferents modes de funcionament (sentit horari o antihorari, funcionament com a fre, funcionament amb allargament de la conducció...).

D. Etapa de potència.

L'encarregat de commutar les fases del motor és el un convertidor estàtic CC\CC. L'elecció de la seva topologia depèn del tipus de connexió dels debanats del motor. La configuració clàssica no és utilitzable si el motor presenta connexió estrella (m fils extrem de bobina més un fil de punt comú de totes les bobines). El convertidor clàssic, malgrat permetre implementar controls més flexibles, no simplifica, respecte el cas dels inversors per motors CA, el nombre de dispositius commutadors. Quan interressi realitzar control de velocitat es pot emprar la topologia Miller (m+1 interruptors) en lloc de la clàssica. En el cas de no ésser necessari regular la velocitat de rotació s'utilitza el convertidor Unipolar (m interruptors).

L'etapa de potència és pot realitzar de forma que en un mateix circuit es puguin configurar les dues topologies interessants pel convertidor estàtic, figura 2.32. Es podria millorar el circuit per poder escollir també el nombre de fases (3 o 4).

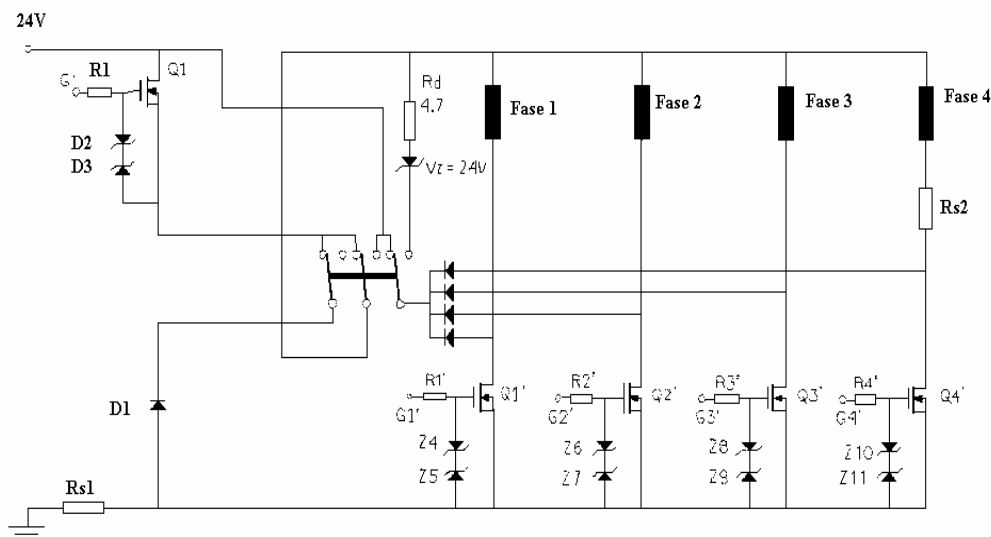


Figura 2.32. Convertidor estàtic configurable de 4 fases. Amb un únic circuit es poden implementar dues topologies: Miller o Unipolar.

Quan no es precisa regulació de velocitat s'utilitza preferentment un convertidor Unipolar amb resistència (o un díode zener) de dissipació [KRI90]. El díode zener, que ha de tenir una tensió zener semblant a la tensió d'alimentació, proporciona al motor funcionament molt més suau que l'aconseguit amb la resistència. L'inconvenient és troba en poder disposar de díodes zener d'elevada tensió de ruptura i alta potència de dissipació, fet que en limita la seva aplicació per petites potències. El convertidor Miller sembla ser la millor opció [VUK91] quan el parell i la velocitat tenen que poder regular-se. En ambdós casos els transistors Mosfet representen la solució més adequada per als interruptors de potència, com a conseqüència dels valors de tensió i potència manejats. Tot i que el transistor Mosfet no requereix senyals de control de gaire nivell, sol ser freqüent l'ús de *Drivers* per millorar-ne les prestacions: alta velocitat de commutació, corrents de pic elevats, càrregues de tipus inductiu, implementació d'aïllament entre el circuit de control i el convertidor de potència... Aquesta última propietat és indispensable quan s'utilitzen convertidors Miller o clàssics, doncs el senyal de control dels transistors de la part superior del convertidor no està referenciat al mateix punt que la font d'alimentació.

E. Seqüència de commutació i control.

Si l'aplicació no requereix velocitat regulable. el bloc de regulació (traç discontinu) pot ser eliminat. La velocitat de gir del motor s'obté a partir del senyal generat per un opto-interruptor a través d'un convertidor freqüència-tensió. El convertidor estàtic s'ha escollit segons les necessitats de l'accionament i de tipus de connexió que requereix el motor (generalment per aplicacions en baixa potència és una connexió en estrella). La seqüència de commutació es genera a partir dels senyals proporcionats pels opto-interruptors. Aquests, junt amb el sentit de gir son les entrades d'una PLD. Les sortides corresponen als interruptors de fase a activar. El criteri de funcionament utilitzat correspon al treball com a motor amb angle de conducció igual a l'angle de pas (15° per 8/6 o 12/8; 30° per 6/4), fig. 2.30 i 2.31., o taules equivalents II-4. i II.5.

Entrades (sentit gir + opto-interruptors)					Sortides (activació de cada fase)			
S	A	B	C	D	1	2	3	4
0	1	1	1	0	0	0	1	0
0	0	1	1	0	0	0	1	0
0	0	1	1	1	0	1	0	0
0	0	0	1	1	0	1	0	0
0	1	0	1	1	1	0	0	0
0	1	0	0	1	1	0	0	0
0	1	1	0	1	0	0	0	1
0	1	1	0	0	0	0	0	1
1	1	1	1	0	1	0	0	0
1	0	1	1	0	1	0	0	0
1	0	1	1	1	0	0	0	1
1	0	0	1	1	0	0	0	1
1	1	0	1	1	0	0	1	0
1	1	0	0	1	0	0	1	0
1	1	1	0	1	0	1	0	0
1	1	1	0	0	0	1	0	

Taula II-4. Taula de veritat per a un 8/6 SRM (4 fases).

Entrades				Sortides		
Sentit gir (S)+ opto-interruptors(A,B,C)				(activació de cada fase)		
S	A	B	C	1	2	3
0	1	1	0	0	0	1
0	0	1	0	0	0	1
0	0	1	1	0	1	0
0	0	0	1	0	1	0
0	1	0	1	1	0	0
0	1	0	0	1	0	0
1	1	1	0	1	0	0
1	0	1	0	1	0	0
1	0	1	1	0	1	0
1	0	0	1	0	1	0
1	1	0	1	0	0	1
1	1	0	0	0	0	1

Taula II-5. Taula de veritat per a un 12/8 SRM (3 fases).

A partir de la taula de veritat i simplificant mitjançant Karnaugh, s'obté l'esquema lògic, que es complementarà afegint una possible inhibició del sistema (si el nivell lògic de la inhibició es baix, qualsevol de les sortides s'anul·la. El circuit lògic resultant es mostra en la figura 2.33. S'ha afegit una nova sortida (S5) que permet multiplicar per 4 la freqüència d'excitació de cada fase. La raó d'aquesta multiplicació cal buscar-la en poder arribar, a baixes velocitats, a la mínima freqüència de treball del convertidor freqüència-tensió.

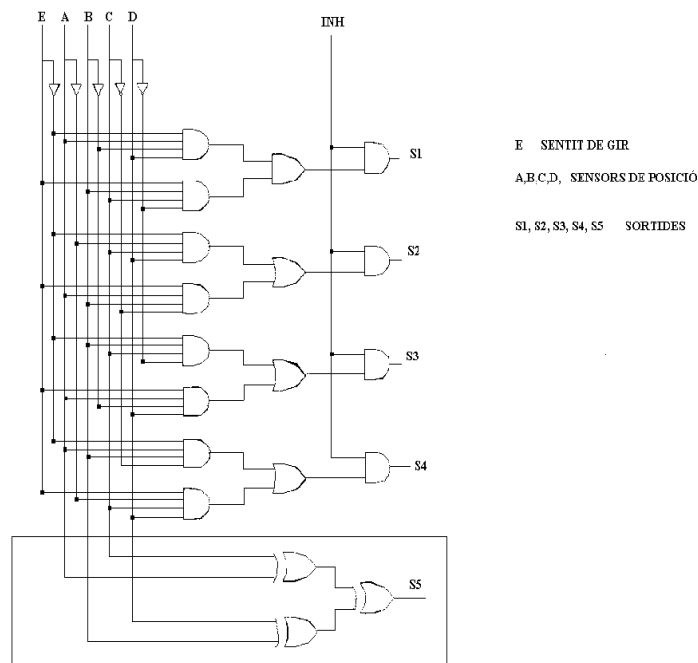


Figura 2.33. SRM 8/6. Lògica de commutació per implementar els modes de funcionament representats en la figura 2.30.

Aquest convertidor s'ha implementat mitjançant 2 amplificadors operacionals de transconductància (OTA), admetent un rang de freqüències d'entrada de 0 a 1kHz i presentant bona linealitat. Per un motor SRM 8/6, S5 arriba a 400 Hz a 1000 min.⁻¹, (figura 2.34.).

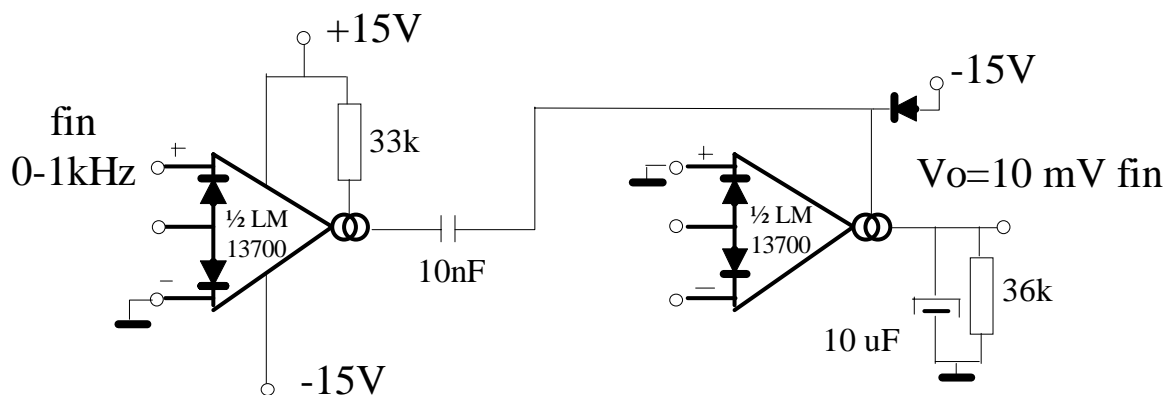


Figura 2.34. Tacòmetre (OTA LM13700)

Per a la realització física d'aquesta lògica, sota la forma convencional, necessitem 7 CI sobre un PCB. Si s'utilitza una unitat lògica programable, com la PAL 22V10, amb un sol dispositiu de 24 pins cobrim els requeriments (només s'utilitzen 15 pins; on 6 son entrades, 4 sortides i 2 per l'alimentació) i poder implementar fàcilment els altres modes de funcionament (sentit horari, antihorari, allargament de la conducció, frenat, etc.)

Per realitzar control de velocitat, per sota de la velocitat base, s'utilitzarà el transistor alt del convertidor Miller. No es requereix cap sortida addicional de la PAL. El seu control es genera, en aquest accionament, per mitjà de reguladors analògics [CAT97].

El control, quan es requereix ajust de velocitat, s'implementa mitjançant components analògics simples. Amb dos llaços de control, un extern de velocitat, amb un controlador proporcional-integral (PI), i un d'intern de corrent, amb un controlador tipus histèresi (figura 2.35.).

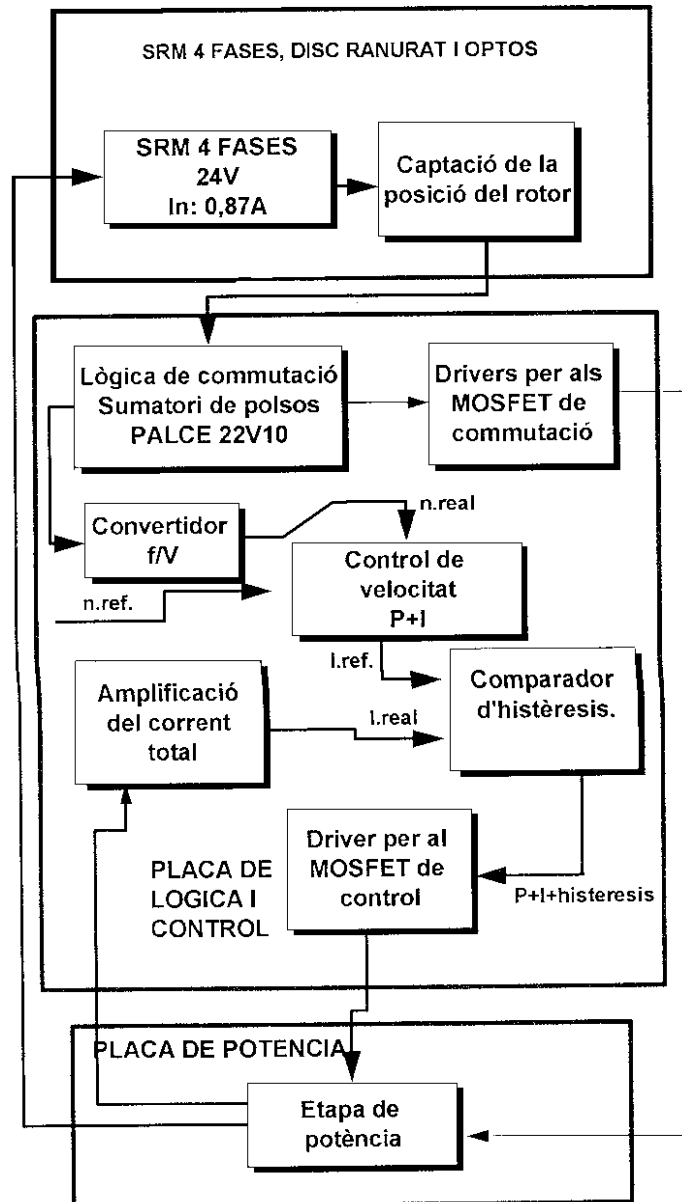


Figura 2.35. Blocs funcionals de l'accionament SRM 8/6 amb sensors de posició (també són aplicables al SRM 12/8).

Referències.

- [ACA92] P.P. ACARNLEY. "Stepping motors: a guide to modern theory and practice", 3rd Edition, IEE control engineering series n° 19, 1992.
- [AND95a] P. ANDRADA, E. MARTINEZ, J.I. PERAT, J.A. SÁNCHEZ, M. TORRENT. "Motores de reluctancia autoconmutados para pequeñas tensiones". IV Jornadas Luso Espanholas de Engenharia Electrotecnica, Vol 1, pp. 209-214, Porto, 6-8 Julio 1995.
- [AND96a] P. ANDRADA, F. CASTELLANA, E. MARTINEZ, J.I. PERAT, J.A. SÁNCHEZ I M. TORRENT. "12/8 Switched Reluctance Drives for low cost and low voltage applications".. ICEM-96 Vigo, 10-12 Septembrer 1996.
- [ANDR81] A.F. ANDERSON. "Discussion on Variable-speed switched-reluctance motor systems". IEE PROC., Vol 128, Pt. B. N° 5, pp. 265, September 1981.
- [BAU96] H. BAUSCH, A. GREIF, K. KANELIS, A. NICKEL. "Torque control of battery supplied SRD for electric vehicles". ICEM96 Vigo pp. 229-234.
- [BEC93] R.C. BECERRA, M. EHSANI, T.J.E. MILLER. "Commutation of SR motors". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8, N° 3, July 1993, pp. 257-263.
- [BRY76] J.V. BRYNE i J.B. O'DWYER. "Saturable variable reluctance machine simulation". International copnference on stepping motors and systems. University of Leeds, July 1976, pp. 11-16.
- [BRY82] J.V. BRYNE i M.F. McMULLIN. "Design of a reluctance motor as a 10 kW spindle drive". Motorcon September 1982, Proc. pp. 10-24.
- [BRU93] G. BRUSAGLINO. "Traction motors for electrically propelled vehicles". RGE N° 10, Nov. 1993, pp. 39-46.
- [CAM93] D.E. CAMERON, J. H. LANG. "The control of High speed variable reluctance Generators in Electric Power Systems". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, N° 6, Nov-Dec 1993, pp. 1106-1109.
- [CAR95] R. CARDENAS, W.F. RAY, G.M. ASHER. "Switched Reluctance generators for wind energy applications". IEEE-PESC Conference publication pp. 559.564
- [CAT97] I. CATALÀ. "Accionament de baix cost per un motor de reluctància autocommutat". TFC Departament d'Enginyeria Elèctrica, EUPVG-UPC, octubre, 1997.
- [COR79] J. CORDA i J.M. STEPHENSON. "Analytical estimation of the minimum and maximum inductances of a double-salient motor". International conference on stepping motors and systems. University of Leeds, September 1979, pp. 50-58.

- [CTE90] CONTROL TECHNIQUES. "Drives and Servos Yearbook 1990/91". 1990 pp. 115-120.
- [DAV81] R.M. DAVIS, W.F. RAY i R.J. BLAKE. "Inverter drive for switched reluctance motor circuits and components ratings". IEE. Proc. Pt. B, Vol. 128, N^a 2, March 1981, pp. 126-136.
- [EUX90] E. EUXIBIE, P. THENAISIE, J. SMART, R.J. BLAKE. "A Switched Reluctance Drive for Pallet Truck applications". Intelligent motion proceedings, june 1990, pp. 88-100.
- [FER95a] C.A. FERREIRA, S.R. JONES. W.S. HEGLUND, B.T. DRAGER, "Design implementation of a 5 HP Switched Reluctance, Fuel-Lube, Pump Motor Drive for a Gas Turbine Engine". IEEE transactions on Power Electronics, Vol 10, N^o 1 January 1995 pp. 55-61.
- [FER95b] C.A. FERREIRA, S.R. JONES. W.S. HEGLUND, W.D. JONES, "Detailed Design of a 30 kW Switched Reluctance Starter/Generator System for a Gas Turbine Engine Application". IEEE transactions on Industry applications, Vol 31, N^o 3 May/June 1995 pp. 553-561.
- [FUL92] N.FULTON, P. GREENHOUGH. "Conveyor Drives using Switched Reluctance Motors". ICEM-92 Manchester, pp. 537-541.
- [GOL94] A. GOLDENBERG, I. LANIADO, P.KUZAN C. ZHOU. "Control of SRM Torque for Force Control Applications". IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 41, N^o 4, August 1994, pp. 461-466.
- [GRE90] P. GREENHOUGH. "Development and Application of SRD for Underground Mining Equipment". Intelligent Motion. June 1990 Proceedings, pp. 74-79
- [HAY95] Y. HAYASHI, T.J.E. MILLER. "A new approach to calculating core losses in the SRM". IEEE transactions on Industry Applications, Vol. 31, N^o 5, Sep.-Oct. 1995, pp. 1039-1046.
- [JUF95] M. JUFER. "Électromécanique" Vol. IX, cap. 4. Presses Polytechniques et Universitaires Recommandes, 1995.
- [JON97] S.R. JONES, B.T. DRAGER. "Sensorless Switched Reluctance Starter/Generator performance". IEEE Industry Applications Magazine. Nov/Dec 1997, pp.33-38.
- [KAM91] M.J. KAMPER. "Four quadrant control of 20W switched reluctance motor drive for near servo applications". Vol 1, pp. 386-389, EPE Fierenze 1991.
- [KEN91] T. KENJO, "Electric motors and their controls", Oxford University Press 1991, capítols 1 i 6. Appendix II: History of motor science.

- [KJA97] P- C. KJAER, J.J. GRIBBLE, T.J.E. MILLER. “High-Grade Control of Switched Reluctance Machines”. IEEE transactions on Industry Applications, Vol. 33, N° 6, Nov-Dec 1997, pp. 1588-1593.
- [KRI90] K. KRISHNAM, P. MATERU. “Design of a single switch per phase converter for switched reluctance motor drives”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 37, N°6, pp. 469-476, December 1990.
- [KRI93] R. KRISHNAM, P.N. MATERU. “Analysis and design of a low cost converter for switched reluctance motor drives”. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, n° 2, pp. 320-327, March/April 1993.
- [LAW80] P.J. LAWRENSON, J.M. STEPHENSON, P.T. BLENKINSOP, J. CORDA i N.N. FULTON. “Variable-speed switched reluctance motors”. IEE. Proc. Pt. B, Vol. 127, N° 4, July 1980, pp. 253-265.
- [LOV92] H.C. LOVATT, J.M. STEPHENSON. “Influence of number of poles per phase in switched reluctance motors”. IEE. Proc. Pt. B, Vol. 139, N° 4, July 1992, pp. 307-314.
- [MAI86] A. MAILFERT. “Machines à réductance variable”. Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique N° D550
- [MAR95] L. MARTINEZ BARRIOS. “Historia de las máquinas eléctricas”. Edicions UPC 1995. Capítols 6 i 7.
- [MAT92] P.N. MATERU, R. KRISHNAM. “Estimation of Switched Reluctance Motor losses”. IEEE transactions on Industry Applications, Vol. 28, N° 3, May-June 1992, pp. 668-679.
- [MIL85] T.J.E. MILLER. “Converter Volt-Ampere Requirements of Switched reluctance drive”. IEEE transactions on Industry Applications, Vol. 21, N° 5, Sep.-Oct. 1985, pp. 1136-1144.
- [MIL89] T.J.E. MILLER. “Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives”. Clarendon Press. Monographs in electrical and electronic engineering N° 21, 1989, pp.173-180.
- [MIL93a] T.J.E. MILLER,. “Switched reluctance motors and their control”. Intelligent motion proceedings. Abril 1992, pp. 172-177.
- [MIL93b] T.J.E. MILLER,. “Switched reluctance motors and their control”. Magna Physics Publishing and Clarendon Press. Oxford 1993.
- [NAS69] S.A. NASAR “DC Switched Reluctance motor”. Proceedings IEE, Vol 116, N° 6, 1969, pp. 1048-9.
- [NIC95] J. NICOLAI. “Simplified electronics using switch reluctance motor to the mass market”, pp. 3903-3907, EPE Sevilla 1995.

- [RAD92]** A. RADUN. "High-Power Density Switched Reluctance Motor Drive for Aerospace Applications". IEEE transactions on Industry Applications. Vol 28, N° 1 January/February 1992, pp. 113-119.
- [RAY79]** W.F.RAY i R.M. DAVIS. "Inverter drive for doubly salient reluctance motor: its fundamental behaviour, linear analysis and cost implications". Electric Power Applications, Vol 2, N° 6, December 1979, pp. 185-193.
- [RAY84]** W.F. RAY, P.J. LAWRENSEN, J.M. STEPHENSON, N.N. FULTON, R.J. BLAKE. "Switched Reluctance motor for rail traction: a second view". IEE. Proceedings, Vol. 131, Pt. B, N° 5 September 1984, pp. 220-225.
- [RAY86]** W.F. RAY, P.J. LAWRENSEN, R.M. DAVIS, J.M. STEPHENSON, N.N. FULTON, R.J. BLAKE. "High performance Switched Reluctance Brushless Drives". IEEE Transactions on industry applications, Vol. IA-22, N° 4 July/August 1986 pp. 722-730.
- [RAY95]** W.F. RAY, M.T. EBRAHIM. "A novel High Speed Switched Reluctance Generator". EPE-Sevilla 1995, pp. 3.811-3.816.
- [REI95]** J. REINERT, J.F.R. ENSLIN, E.SMITH. "Digital control and optimization of a Rolling Rotor Switched Reluctance Machine". IEEE transactions on Industry Applications. Vol 31, N° 2 March/April 1995, pp. 328-344.
- [RIC96]** E. RICHTER, C. FERREIRA, A. RADUN. "Testing & Performance Analysis of a High Speed, 250 kW SR Starter/Generator System". ICEM Vigo 1996, pp. 364-369.
- [SAC87]** L. SACK. "Attributes of Servo Drive with reluctance motors". EPE 1987 conference publication, pp. 923-928.
- [STE79]** J.M. STEPHENSON i J. CORDA. "Computation of torque and current in doubly salient reluctance motors from nonlinear magnetisation data". Proc. IEE, Vol. 126, N° 5, May 1979, pp. 393-396.
- [STI93]** M. STIEBER, S. GOTOVAC. "A Switched Reluctance Servo Drive". EPE 1993, pp. 435-441.
- [TRI90]** A. G. TRISTRAM. "The development of a range of general purpose industrial SR drives for 4 kW to 75 kW" Intelligent Motion. June 1990 Proceedings, pp. 80-87
- [TIE97]** TEXAS INSTRUMENTS EUROPE. "DSP solutions for the SRM". Literature n° BPRA058, 1997.
- [UEM95]** T. UEMATSU, R. G. HOFT. "Resonant Power Electronic control of Switched Reluctance Motor for Electric Vehicle Propulsion". IEEE-PESC Conference publication pp. 264-269.

- [VAS96] P. VAS, W. DRURY, "Future of electrical machines and drives", ICEM 96, Vigo, pp. 491-496.
- [VUK91] S. VUKOSAVIC i V.R. STEFANOVIC. "SRM Inverter topologies: A comparative evaluation". IEEE transactions on Industry Applications. Vol 27, N° 6, December 1991, pp. 1034-1047.

INTERNET:

Glasgow University. Electrical Engineering

T.Miller@elec.gla.ac.uk

Scottish Power Electronics and Electric Drives (SPEED), Consortium at Glasgow University
Prof. TJE Miller

www.elec-gla.ac.uk/~mal

University of Leeds. Electrical Machines and Drives Group (EMDG). Department of Electronic and Electrical Engineering.

Project supervisor: Dr. Michael. Stephenson.

Project support: Engineering and Physical Sciences Research Council (EPSRC/CASE).

www.elec-eng.leeds.ac.uk/emd/emd.htm

www.epsrc.ac.uk/progs/prog-cont.html

Nottingham University Electrical Drives Centre. Dept. of Electrical and Electronic Engineering.
Dr. K.J. Bradley, Support: S.R. Drives

www.eee.nott.ac.uk/power/brochure/broc.html

Newcastle University. Electric Drives and Machines Research Group.

Acarney, P.P.

www.ncl.ac.uk/

University of Wales, Cardiff. EE & Systems Engineering.

Title: Low cost switched reluctance drives (EPSRC).

Researcher: Prof. Bolton H R.

www.experts.org.uk/projects/p04273.html

Royal Institute of Technology (KTH). Department of Electric Power engineering (EKC),
Electrical machines and Drives (EMD).

www.ee.ekc.kth.se/emd

www.ee.ekc.kth.se/emd/publ/jan_lic.html

Technische Hochschule Darmstadt. Institut für Elektromechanische Konstruktionen.

Prof. Dr.- Ing. H. Weißmantel.

thor.emk.e-technik.th-darmstadt.de/~hoppach/research/faltblt-en.html

University of Karlsruhe. Electrical Institut.

eti-nt.etec.uni-karlsruhe.de/wolfju/summary.html

Lappeeranta University of Technology & Academy of Finland
J. Salo, K. Tolsa & J. Pyrhönen.
info.lut.fi/ente/sahko/webbi/reluen.html

University of Denmark. Institute of Energy Technology, Aalborg, P. O. Rasmussen
www.iet.auc.dk/~por/porhome.html
www.iet.auc.dk/~por/links.html

Faculty of Electrical Engineering, Mechanical Engineering and Naval Architecture, University of Split, Croatia. S. Gotovac.
www.gradst.hr/engmod95a/3.html

Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Consortium (WEMPEC), Dr. T.A. Lipo.
www.engr.wisc.edu/consortia/wempec

M.I.T. Electric Power Research Institute Rotating Machinery (EPRI)
www.epri.com/cgs/pq/products/motors/motors.html

Virginia Tech. Bradley Department of Electrical Engineering. Motion Control Laboratory;
Systems Research Group (MCSRG). Krishnan Ramu.
www.ee.vt.edu/ee/research/motion.html
monkey.ee.vt.edu/research/motion.html
monkey.ee.vt.edu/praveen/pub.html

Toronto University. (SCG) Systems Control Group, Laboratory Experiments and Projects. Scott A. Bortoff
www.control.toronto.edu/projects/projects.html
www.control.toronto.edu/people/profs/bortoff/vrm.html

University of New Brunswick (Canada). Department of Electrical Engineering. Dr. L. Chang.
www.ee.unb.ca/power/srmd.html

Laboratorio de Electronica Industrial, Control e Instrumentación (LEICI), Universidad Nacional de La Plata (UNLP). Facultad de Ingenieria, Departamento de Electrotecnia.
Dra. M.I. Valla.
www.ing.unlp.edu.ar

ELMAPE Group (Laboratory of Electrical Machines and Power Electronics). Faculty of Engineering. Department of Electrical Engineering. University of Gent, Belgium. Jozef Ghijsselen.
www-elmape.rug.ac.be/www/elmape.html

MCAD Group. Singapore
www.dsi.nus.edu.sg/tracks/mcad/index.html

Matsui Laboratory
active.elcom.nitech.ac.jp/e-content/research/motor/motor.html

VTT/KAU Machine Automation from Technical Research Centre of Finland, Tampere. M.Sc.
Henrik Huovila

www.pub1.vtt.fi/aut/kau/users/hgh/sensoton/sensoton.html

www.pub1.vtt.fi/aut/kau/documents/index.htm#huo94

Magna Physics Division (Tridelta Industries, Inc.)

www.tridelta.com/m-dne.html

www.tridelta.com/m-prod.html

www.tridelta.com/m-app.html

Elbtalwerk Heidenau GmbH (Germany) en col·laboració amb Electrotechnisches Institut,
Universität Karlsruhe.

eti-nt.etec.uni-karlsruhe.de/wolfju/product.html

Aplicació de les xarxes neurals als SRM

hobbes.eece.mu.edu/pub/res/techreports.html

SNNS (Stuttgart neural network simulator)

allserv.rug.ac.de/unix/software/snns.html