

III.1. Importància i necessitat de prescindir del sensor de posició.

El SRM, que per constitució és una màquina simple i robusta, necessita imperativament la informació de la posició rotòrica. Sembla una ironia, però, el fet de incloure sensors de posició minva la fiabilitat de l'accionament. La utilització de dispositius sensors penalitza la capacitat de treball en ambients hostils (altes temperatures, pol·lució ambiental, atmosferes perilloses...) i incrementen el volum del motor.

Les principals raons per eliminar els sensors de posició del rotor en un motor de reluctància autocommutat son de tipus econòmic i de fiabilitat.

La reducció de despeses en la fabricació, si es prescindeix dels sensors de posició, es notable. Primer s'estalvien els dispositius sensors pròpiament, però també es suprimeixen les despeses associades al seu muntatge i l'ajust de la posició relativa del sensors respecte dels pols rotòrics.

III.2. Classificació i descripció dels diferents mètodes.

Disposar de dispositius per a sensar la posició suposa introduir un cost afegit, una font potencial de falles, un nombre addicional de connexions i un increment notable del volum del motor. Per a petits motors el problema s'agreuja (figura 3.1), a més de, generalment, presentar poca tolerància als ambients hostils. Circumstàncies que han impulsat la investigació de mètodes indirectes de captació de la posició per a poder eliminar-los.[EHS98, JUF95, CAR94, RAY93]

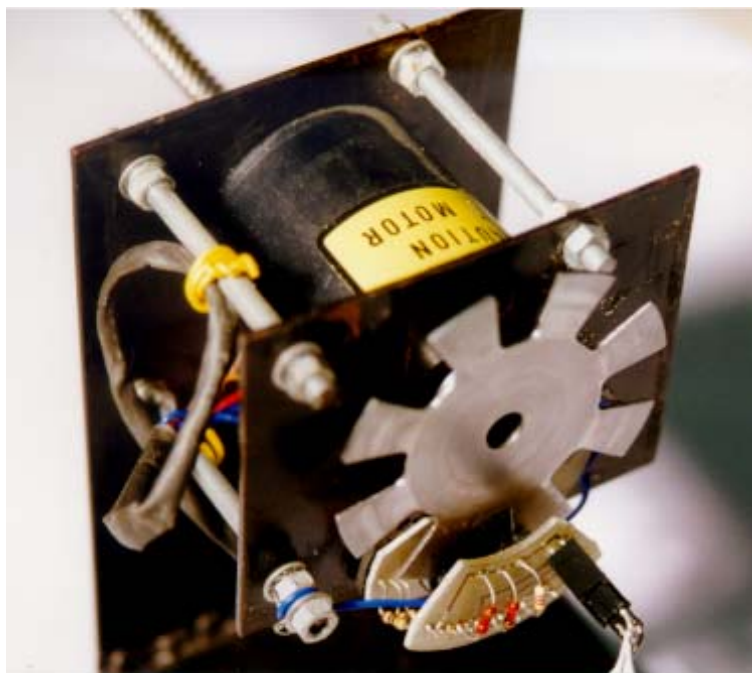


Figura 3.1. Prototipus SRM 12/8 amb sensors de posició.

Qualsevol mètode indirecte ha de generar els senyals necessaris per a governar els interruptors d'estat sòlid en la seqüència adequada i de forma sincronitzada amb el gir del motor. Les prestacions de l'accionament no han de ser molt inferiors a les que s'obtingrien per mitjà de la detecció directa. La utilització de mètodes indirectes. Ja sigui com a simplificació del motor o senzillament per a facilitar la seva utilització, suposa un augment en la complexitat electrònica de l'accionament. Evidentment el augment de complexitat no està justificat per a qualsevol aplicació.

El terme "**detecció passiva**" es fa servir quan el corrent utilitzat per a la detecció correspon a una fase que se troba en conducció (també ens referim a "estat de magnetització", amb corrents de nivell alt o de forma més planera, que proporcionen parell útil). Si la fase escollida per a la detecció no se troba en conducció i en ella s'introdueixen senyals de prova, llavors es parla de "**detecció activa**" (en estat de desmagnetització, corrent de baix nivell que no intervenen en la formació de parell útil).

Els mètodes de control sense sensors de posició es poden classificar segons diversos criteris com ara el rang de velocitats aconseguit (baixes, mitges o altes), l'estat magnètic de la fase sensada (excitada o desexcitada) o el **tipus de control implementat** (llaç obert, equació elèctrica, detecció activa o passiva, observadors d'estat, altres):

a) Control síncron (o en llaç obert)

b) Mètodes basats en l'equació elèctrica (tensió de fase).

L'equació elèctrica expressa un balanç d'energia (2^a llei de Kirchhoff) en el que intervé, a més de la caiguda de tensió provocada per la resistència del bobinat i dels interruptors, la tensió associada al comportament reluctant de la màquina (variació flux concatenat):

$$U_j(t) = R_j i_j(t) + d\Psi_j/dt \quad j=1..m \text{ fases} \quad (3.1.)$$

Essent U_j la tensió d'alimentació aplicada a la fase j , R_j la suma de les resistències de fase i de conducció des interruptors de estat sòlid, i_j el corrent instantani de la fase j , $\Psi(\theta, i)$ el flux concatenat. Els mètodes basats en l'equació elèctrica són:

a) Detecció passiva:

Trossejat a un nivell de corrent prefixat ("*chopping waveform*").
 Utilització de la derivada de la tensió o del corrent de fase.
 Estimació del flux en temps real

b) Detecció activa.

Injecció de polsos de diagnòstic.
 Modulació.
 Aprofitament de la força contraelectromotriu.
 Observació de la tensió induïda per acoblament.

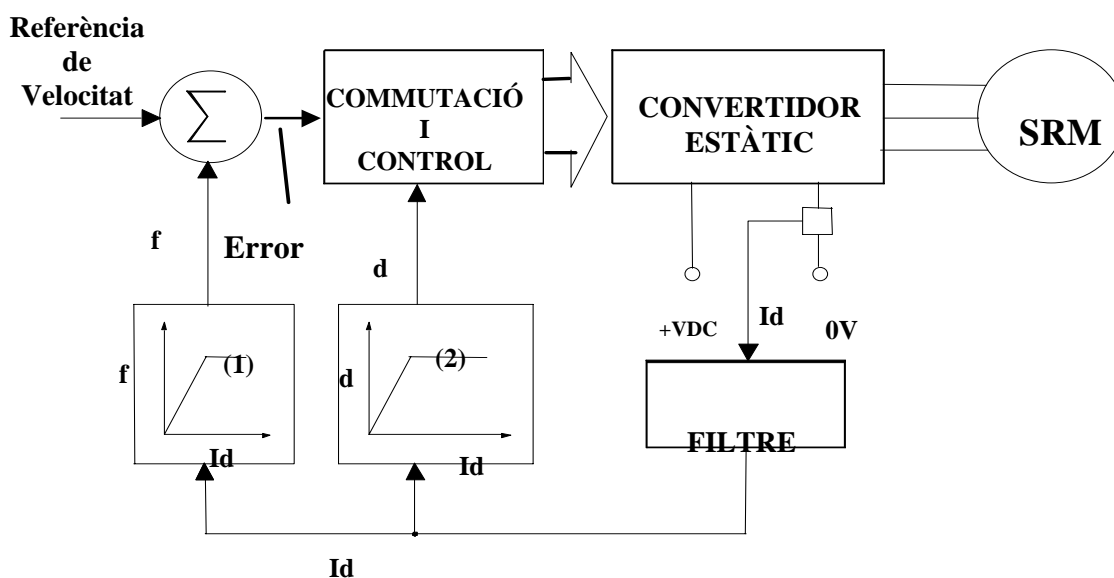
c) Mètodes que utilitzen observadors d'estat.

d) Altres mètodes.

Pèrdues magnètiques en el rotor.
 Utilització de bobines auxiliars.
 Modificació de la geometria d'un pol.

III.3. Mètodes de control en llaç obert (control síncron).

Aquest mètode *no requereix el coneixement de la posició rotòrica* ni tampoc peten calcular-la. L'inici i final del període de conducció no està associat a una determinada posició del rotor. La velocitat del motor (figura 3.2) s'estableix per mitjà de la freqüència de commutació de les seves fases, pretenent obtenir un moviment sincronitzat. L'estabilitat que proporciona aquest mètode no es satisfactoria. El motiu fonamental s'atribueix a que el SRM presenta un angle de pas molt gran i un esmoreïment molt petit, conseqüència lògica del seu objectiu prioritari: obtenir un bon rendiment.



(1) **GENERADOR DE FREQUÈNCIA (f)**

(2) **GENERADOR D'ANGLE DE CONDUCCIÓ (d)**

Figura 3.2. Diagrama de blocs del control síncron.

Per eliminar problemes de ressonància mecànica i obtenir una tolerància als canvis de càrrega (mantenir el sincronisme), cal disposar d'un llaç intern de compensació que estabilitzi el control. Aquest ha de ser capaç de mantenir al motor operant en sincronisme de forma estable, corregint les desviacions que es produeixin.

Una possible forma d'estabilització consisteix en la detecció dels canvis en les condicions de càrrega per mitjà de la vigilància del corrent proporcionat pel convertidor estàtic. Per obtenir un comportament estable, un increment d'aquest corrent ha de produir un augment de l'interval de conducció (o un avanç de l'instant d'entrada en conducció) i la freqüència de commutació [BAS86, BAS87]. En la pràctica, però, les velocitats aconseguides son massa baixes.

III.4. Mètodes basats en l'equació elèctrica.

El mètode de detecció indirecta de la posició utilitzant una fase excitada es fonamenten en la variació de la inductància de fase amb la posició rotòrica. Per tant, inspeccionant la forma d'ona del corrent es pot deduir el valor de la inductància i en conseqüència obtindre informació sobre la posició rotòrica de forma indirecta,

El punt de partida dels diferents mètodes és l'equació elèctrica de la màquina descrita anteriorment (3.1). Considerant una sola fase i desenvolupant completament el terme $d\Psi/dt$ s'obté:

$$U = Ri + [L(\theta, i) + (i \partial L(\theta, i) / \partial i)] (di/dt) + [i (\partial L(\theta, i) / \partial \theta)] \omega - [M(\theta, i') + (i' \partial M(\theta, i') / \partial i')] (di'/dt) - [i' (\partial M(\theta, i') / \partial \theta)] \omega \quad (3.2)$$

Essent i' el corrent instantani de la fase prèviament excitada, L la inductància de fase, M la inductància mútua entre fases adjacents, $\omega = (d\theta/dt)$ la velocitat angular (s^{-1}).

III.4.1. Trossejat a un nivell de corrent prefixat (“chopping waveform”).

Es tracte d'un mètode de detecció passiva. A partir de l'expressió (3.2.) i considerant poc important la influència de la inducció mútua arribem a:

$$U = Ri + l(\theta, i)(di/dt) + E_\omega(\theta, i) \quad (3.3)$$

Amb $l = L + (i \partial L / \partial i)$ com a inductància incremental i $E_\omega = i(\partial L / \partial \theta)\omega$ com a força electromotriu originada pel gir del rotor. Si la variació del corrent de fase es restringeix a un interval compres entre $I + (\Delta I / 2)$ i $I - (\Delta I / 2)$, (I : valor mig del corrent que proporciona parell útil; ΔI : màxima excursió permesa) [ACA85], y adoptant un ΔI petit en comparació amb I , la inductància incremental no es veurà pràcticament afectada per la variació del corrent de fase. En aquestes condicions es pot establir una relació lineal entre el temps (Δt) que necessita el corrent per a realitzar l'excursió i el valor d'aquesta (ΔI):

$$\Delta t = (l \Delta I) / (U - Ri - E_\omega) \quad (3.4)$$

Prenent com Δt els temps $t_{pujada} = T_r$, $t_{baixada} = T_f$ o la suma de ambdós (període del trossejat):

$$T_r = (l \Delta I) / (U - Ri - E_\omega) ; T_f = (l \Delta I) / (-U - Ri - E_\omega) \quad (3.5)$$

Si la resistència i velocitat de rotació son suficientment petites per tal que $U \gg Ri + E_\omega$, (figura 3.3.), llavors l'expressió (3.4.) queda reduïda a $\Delta t = l (\Delta I / U)$, es a dir:

$$\Delta t \propto l(\theta, i = cte) \quad (3.6)$$

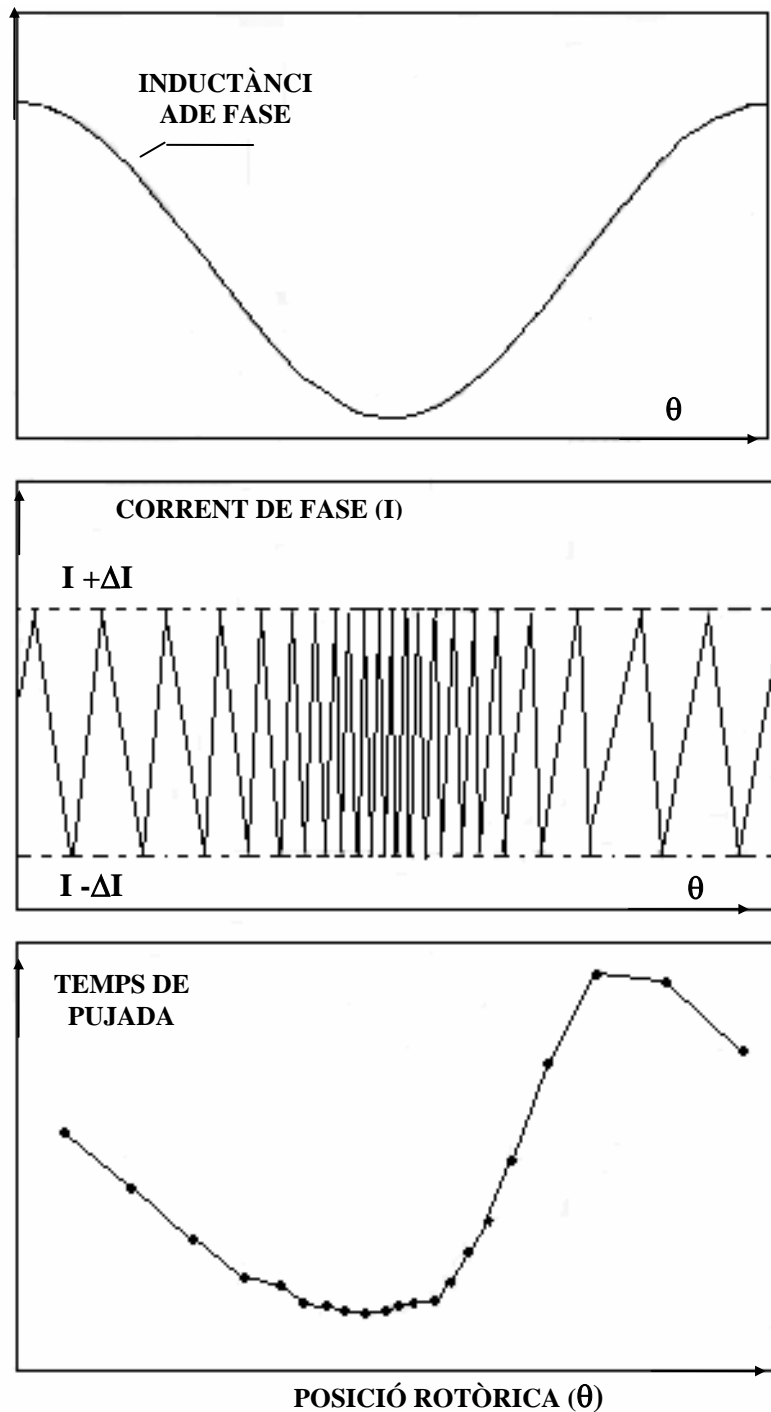


Figura 3.3. Trossejat a un nivell de corrent prefixat.

El valor proporcionat per Δt , que es de l'ordre dels milisegons, es pot comparar amb un valor de referència, que representa una determinada posició instantània del rotor. Quan Δt supera el llindar de referència, es realitza la commutació de la fase. En la pràctica s'utilitza preferentment el temps T_r per comportar-se de forma més estable [PAN91a, PAN91b, PAN93].

III.4.2. Utilització de la derivada de la tensió o del corrent de fase.

S'obté la informació de la posició rotòrica a partir del gradient del corrent (control per tensió) o del gradient de la tensió (control per corrent), [CAR94].

El principi d'aquest mètode rau en que a mesura que el pol rotòric es va acostant al pol estatòric, la derivada del corrent de fase (o la tensió de fase) comença a minvar significativament. Aquest comportament s'ha d'entendre com la manifestació indirecta del creixement (mantenint la velocitat constant) de la inductància de fase al aproximar-se els pols (3.3.). Fet que ens permet disposar d'un indicador de la posició del rotor (figura 3.4.) El cas més comú és control per tensió en mode trossejat, amb polsos de durada constant .

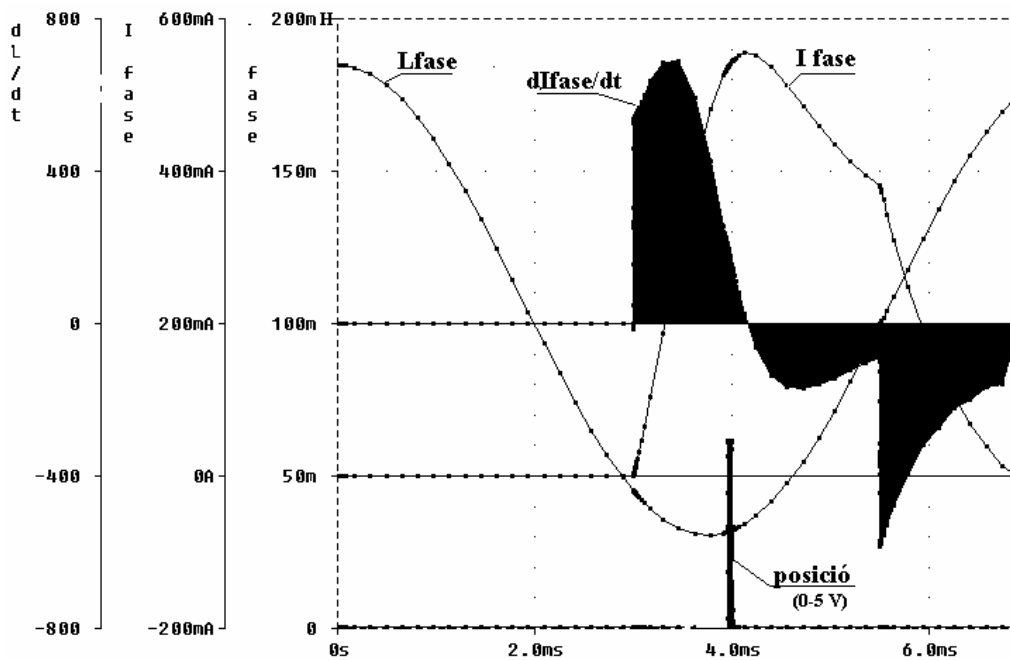


Figura 3.4. Gradient del corrent de fase (control per tensió, mode pols únic).

Una alternativa proposada per [KOK94] utilitza el corrent de fase durant l'interval de desexcitació. Treballant amb intervals de desmagnetització curts (convertidor estàtic clàssic, 2 interruptors per fase) es pot considerar la evolució del corrent de fase en aquest tram com a lineal. Finalment s'associa una taula personalitzada de correspondència entre el gradient del corrent i la posició angular del rotor.

Recentment s'han publicat els resultats obtinguts utilitzant un control per tensió utilitzant una modulació en amplada de pols, PWM, [GAL98, GAL97], que permet detectar l'instant de solapament dels pols rotòric i estatòric. Aquest mètode és comparable a l'estimació de la posició a partir de la força contraelectromotriu utilitzat pels motors brushless DC.

III.4.3. Estimació del flux en temps real.

A partir de l'equació (3.1.) es pot estimar de forma senzilla el flux magnètic per cada fase:

$$\Psi(t) = \int [U(t) - i(t)R_f] dt \quad (3.7.)$$

Admetent un comportament lineal del flux :

$$\Psi(\theta, t) = L(\theta) i(t) \quad (3.8.)$$

Podem estimar en temps real el valor de la inductància de fase suposant que només depèn de la posició rotòrica $L(\theta)$, amb $\theta = \omega t$, menyspreant l'efecte de saturació ($L(\theta, i)$). Mitjançant la suma acumulada de les diferències instantànies entre la tensió i el corrent de fase (s'ha d'utilitzar el valor de R_f a la temperatura de funcionament) [JUF95]:

$$L(t) = \frac{\int_0^t [U(t) - i(t)R_f] dt}{i(t)} \quad (3.9.)$$

O bé a l'inrevés, disposant d'una taula de parelles de valors inductància de fase-posició rotòrica, calculada prèviament per assaig), determinar les posicions del rotor com a entrada d'un valor estimat de la inductància. Una variant d'aquest procediment consisteix en calcular una paràmetre pseudoinductància, que té una dependència lineal amb la posició, no depèn de la velocitat de gir i és fàcil d'implementar.

Ens consta també que aquest mètode s'ha aplicat al cas de generadors de reluctància autocommutada (SRG) per mitjà d'estudis basats en la simulació [STI97].

III.4.4. Injecció de polsos de diagnòstic.

El mateix convertidor estàtic utilitzat per alimentar al motor es pot aprofitar per injectar a una fase desmagnetitzada polsos de tensió (figura 3.6.). Els polsos presenten idèntic semiperíode i són de petit nivell i curta durada, essent de polaritat alterna. La freqüència d'aquests és, aproximadament, un ordre de magnitud superior a la freqüència de commutació de les fases. A partir de la mesura del corrent establert es pot deduir el valor de la inductància i calcular la posició del rotor [ACA95,MAC92,HAR90,MVU91]:

$$L = U_p \frac{\Delta t}{\Delta i} \quad (3.10.)$$

Els polsos de corrent obtinguts presenten major amplitud si la inductància de fase disminueix, arribant al valor màxim quan el rotor es troba completament desalineat. Si es compara l'amplitud del corrent amb un determinat nivell llindar, es pot detectar una posició particular. Aquesta posició s'utilitza per a la commutació de la fase en conducció. El valor màxim del corrent es pot trobar a partir de l'expressió:

$$i_{\text{màxim}} = U_p T / L(\theta) \quad (3.11.)$$

on U_p representa l'amplitud de la tensió aplicada, T la duració del pols i $L(\theta)$ la inductància de fase per una posició θ arbitrària. Una variant descrita per [HUO94] utilitza pols no simètrics com a senyal de sondeig (figura 3.7). En lloc de mesurar l'amplitud del corrent obtingut, aprofita el gradient de corrent establert.

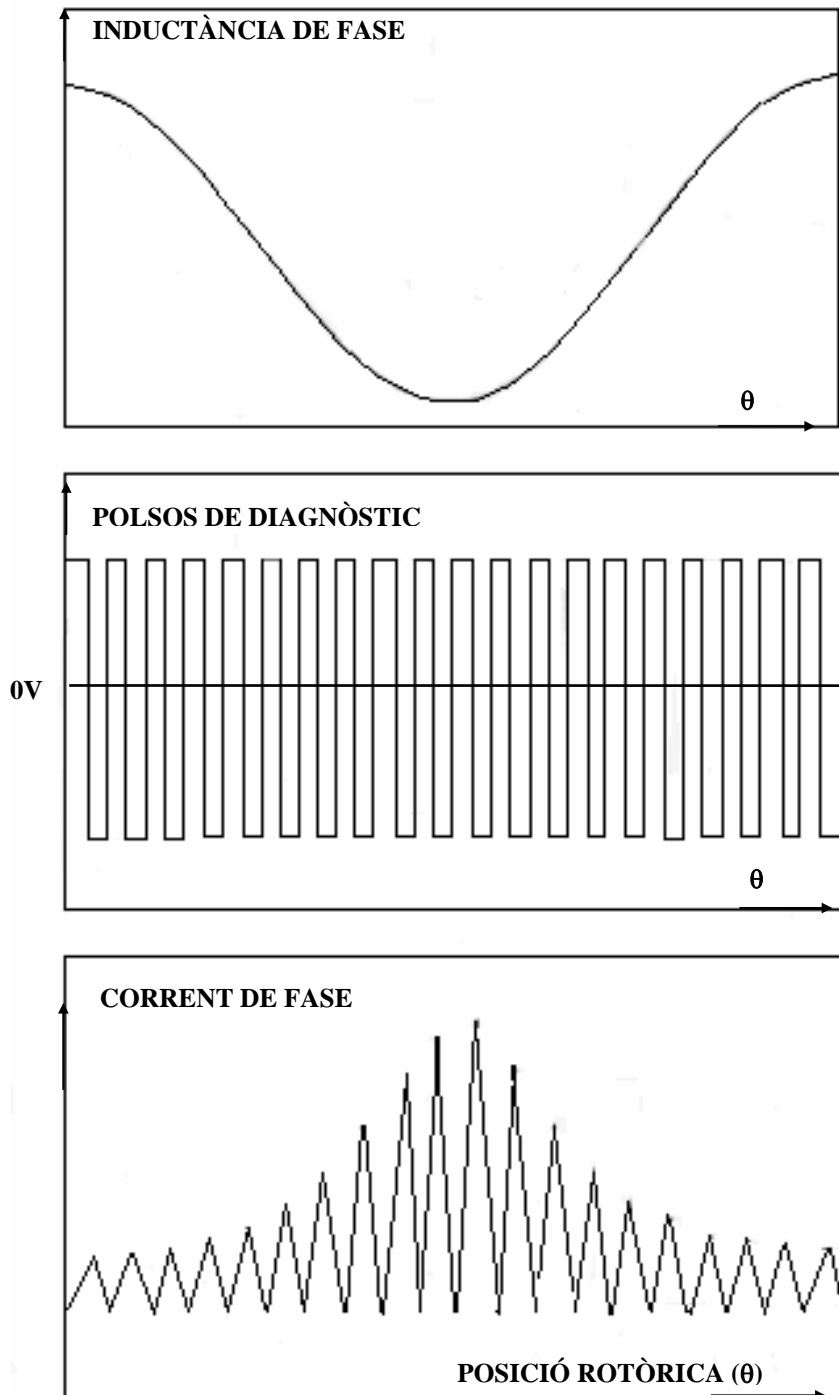


Figura 3.5. Variació de l'amplitud del corrent mitjançant la tècnica d'injecció de polsos de diagnòstic.

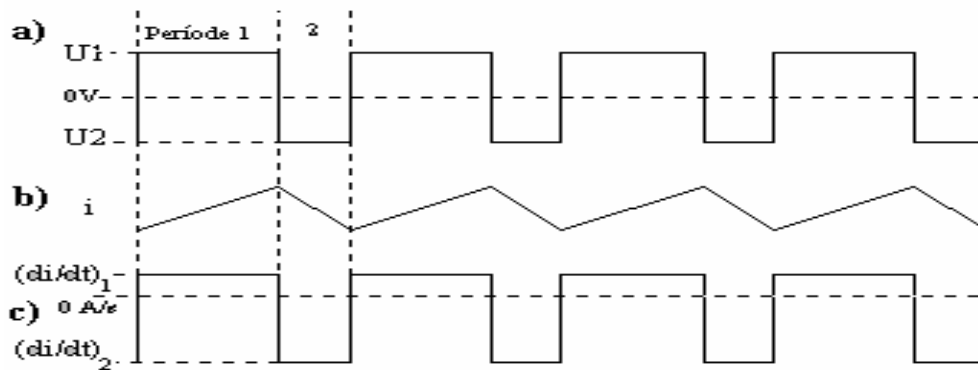


Figura 3.6. a) Senyal injectada. b) Evolució del corrent (petit interval de rotació).
c) Valor del gradient de corrent.

A partir de (3.1.), (3.8.) i no considerant acoblament entre fases s'obté:

$$U = Ri + \frac{dL}{dt}i + \frac{di}{dt}L \quad (3.12.)$$

$$L = \frac{U - Ri - \frac{dL}{dt}i}{\frac{di}{dt}} \quad (3.13.)$$

Amb un mode de control per trossejat (període 1 i període 2) es calcula L com:

$$L = \frac{U_1 - Ri - \frac{dL}{dt}i_1}{\frac{di}{dt}_1} - \frac{U_2 - Ri - \frac{dL}{dt}i_2}{\frac{di}{dt}_2} \quad (3.14)$$

L'aportació més important del mètode és la de considerar dL/dt i el corrent i iguals durant ambdós períodes. L'expressió (3.14.) es simplifica i esdevé una eina fàcil d'implementar pel càlcul de la inductància de fase:

$$L = \frac{U_1 - U_2}{\frac{di}{dt}_1 - \frac{di}{dt}_2} \quad (3.15.)$$

$$\frac{1}{L} = k \left(\frac{1}{\frac{di}{dt}_1} - \frac{1}{\frac{di}{dt}_2} \right) \quad (3.16.)$$

amb $k = \frac{1}{U_1} - \frac{1}{U_2}$ (3.17.)

III.4.5. Modulació.

Es connecta un oscil·lador a una fase no excitada. L'oscil·lador genera un senyal portador amb forma d'ona quadrada i freqüència, fase o amplitud variables (FM, PM o AM respectivament). La posició del rotor actuarà com senyal moduladora mitjançant la funció $L(\theta)$. A partir del corrent establert i amb l'ajut de un descodificador s'obté un senyal que conté la posició rotòrica [EGA91,EHS92,EHS94,EHS96]. Aquest mètode, a diferència de l'anterior, no pot aprofitar l'estructura del convertidor estàtic per alimentar la fase investigada, requerint un circuit auxiliar extern (figura 3.7.)

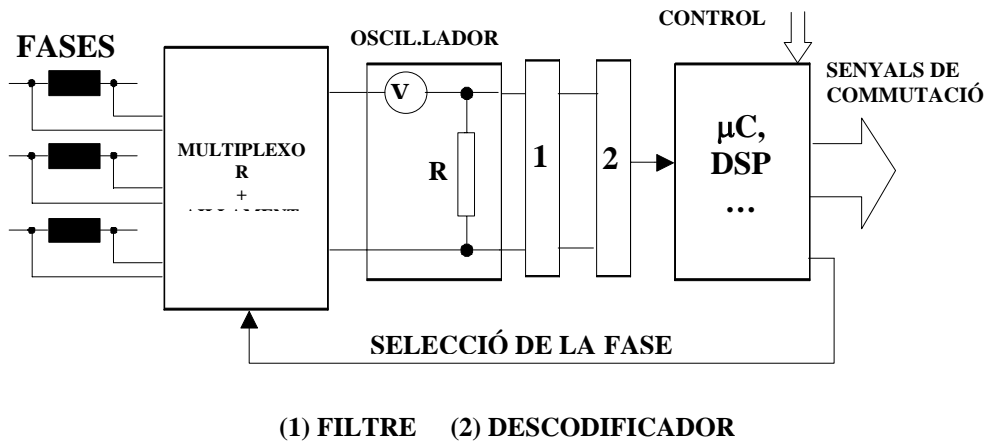


Figura 3.7. Tècniques basades en la modulació.

Utilitzant una modulació en freqüència, FM, s'aconsegueix obtenir finalment una relació de tipus lineal entre la inductància de fase i el període (T) del senyal injectat:

$$L = \frac{1}{Kf} = K'T \quad (3.18.)$$

Essent K' una constant que només depèn dels paràmetres passius (resistències i condensadors) que conformen el generador FM (aquest es sol basar en un amplificador diferencial de guany unitari, UGDA, [SEN87]).

La tècnica de modulació de fase, PM, aprofita el desfasament entre un senyal d'excitació sinusoidal de pulsació constant (ω) aplicat a la fase i el corrent resultant:

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R} \quad (3.19.)$$

Un circuit demodulador extreu la informació de l'angle ϕ produint un senyal lògic de duració funció de la inductància:

$$L = \frac{R \tan \phi}{\omega} \quad (3.20.)$$

En la modulació d'amplitud, AM, es semblant al cas PM, però el que es cerca és l'obtenció d'una amplitud variable en el corrent circulant (U_p i I_p són els valors màxims de la tensió aplicada i del corrent circulant):

$$I = \frac{U_p \sin(\omega t - \phi)}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \quad (3.21.)$$

$$L = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{U_p^2}{I_p^2} - R^2} \quad (3.22.)$$

Altres tècniques aposten per la combinació de modulacions (per exemple PM i AM) per eliminar els efectes de la tensió induïda per l'acoblament amb altres fases (soroll de commutació).

III.4.6. Aprofitament de la força contraelectromotriu.

Consisteix en la introducció de un corrent de petit valor en una fase quan no està en conducció. L'objectiu es trobar ella variable E_ω (tensió induïda en el desplaçament del rotor). A partir de las expressions (3.1.) i (3.2.) es pot deduir que, essent el corrent constant, la variació de la inductància ha de provocar un canvi de polaritat en E_ω per les posicions d'alineament i desalineament màxim. Els efectes d'acoblament entre fases restringeixen l'aplicació al cas monofàsic. Aquest mètode precisa de la detecció activa y per tant no serà apte per altes velocitats.

III.4.7. Observació de la tensió induïda per acoblament.

Es fonamenta en el aprofitament de la tensió induïda en una fase no excitada por acoblament amb una fase que es trobi en conducció (magnetitzada). La originalitat de la tècnica es troba en que aprofita una tensió residual que per altres mètodes suposa un veritable inconvenient. Es un sistema robust que no precisa injectar cap senyal de sondeig, ni tampoc variar l'estructura del convertidor estàtic. Incorpora un circuit de processat per extreure la informació de la posició treballant en mode de control per trossejat [HUS94].

III.5. Mètodes que utilitzen observadors d'estat.

La filosofia del mètode és molt interessant: el propi motor actua com a sensor. El sistema de control està fonamentat en la simulació matemàtica de la màquina i de la càrrega (model dinàmic). El model simulat i el motor han de treballar en paral·lel, essent imprescindible la simulació en temps real [LUM90, ELM93, ACA95, BLA96]. Les variables d'entrada del model son las tensions i els corrents de fase del motor (figura 3.8).

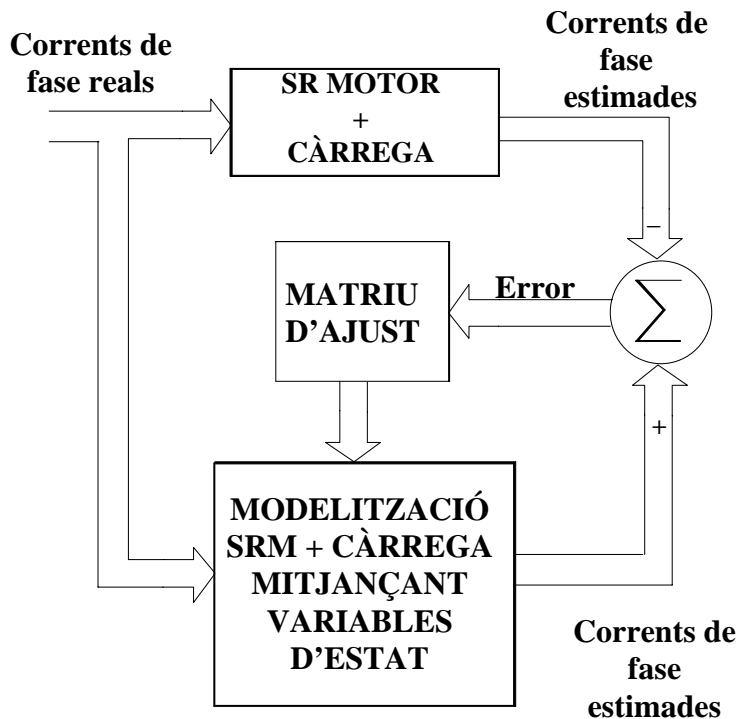


Figura 3.8. Sistema de control utilitzant observadors d'estat.

III.6. Altres mètodes.

El temps disponible per la injecció i processat de senyals quan el motor gira a velocitat elevada no permet l'aplicació de mètodes de detecció activa. En aquestes circumstàncies s'ha de recórrer doncs a la detecció passiva, observant la forma d'onda del corrent que circula per la fase en conducció. D'aquest senyal es poden deduir dues zones de gran importància: l'alineament i el desalineament màxims dels pols estatòrics i rotòrics. Zones que corresponen als instants en que la inductància pren el valor màxim i mínim respectivament i que es reflexa en l'amplitud del corrent.

Comparant el nivell del corrent amb un valor de referència es possible generar els senyals de control, sempre que es coneix prèviament el comportament del circuit magnètic $i(\theta, i)$ o $L(\theta, i)$. Per velocitats elevades el motor ha de treballar en mode de control per un únic pols.

III.6.1. Pèrdues magnètiques en el rotor.

Aquesta tècnica no relaciona la inductància de fase amb la posició rotòrica. El que explota és la relació existent entre les pèrdues en el rotor degudes als corrents paràsits i la posició. Per a tal fi s'alimenta el motor mitjançant una tensió trossejada del tipus modulació d'amplada de pols (PWM) de freqüència en el rang dels kHz [LAU95].

III.6.2 Utilització de bobines auxiliars.

Cal disposar d'un nombre parell de fases. Cada fase es subdivideix en dos parts. Una d'elles es connecta (en sèrie amb un altre bobina de una fase veïna) a un convertidor d'estructura bipolar, mentre que l'altre s'alimenta a partir de una font de corrent continu [PUL88]. La tensió induïda en extrems de las dos bobines lligades al convertidor bipolar, després de ser filtrada, proporciona una indicació de la posició rotòrica.

III.6.3. Modificació de la geometria d'un pol.

Es tracte d'introduir alguna irregularitat en els pols rotòrics i/o estatòrics. De tal forma que s'aconsegueixi una singularitat (pertorbació) en la forma d'ona de la inductància de fase que permeti "marcar" una determinada posició relativa rotor - estator.

III.7. Avantatges i inconvenients.

A continuació en la taula III-1 es comparen els mètodes citats, mostrant els seus principals avantatges i inconvenients:

MÈTODES	AVANTANTGES	INCONVENIENTS
<i>Control en llaç obert (control síncron)</i>	<ul style="list-style-type: none"> ↳ Extremada simplicitat del sistema de control (no cal conèixer la posició rotòrica) ↳ Cost molt baix. 	<ul style="list-style-type: none"> ⚡ L'estabilitat i les prestacions son pobres(perd fàcilment el sincronisme). ⚡ L'ajust de sistema de compensació és poc flexible (freqüència i angle de conducció)
<i>Trossejat a un nivell de corrent prefixat</i>	<ul style="list-style-type: none"> ↳ Mètode molt estudiat (moltes fonts d'informació). ↳ Permet l'aprofitament d'un convertidor estàtic preparat per a la regulació de velocitat. 	<ul style="list-style-type: none"> ⚡ Només pot funcionar sota mode de treball amb trossejat (no admet mode pols únic). ⚡ La <i>utilització del paràmetre</i> temps de baixada pot comportar inestabilitat. ⚡ Limitat a la gamma de baixes velocitats.
<i>Utilització de la derivada de la tensió i/o del corrent de fase.</i>	<ul style="list-style-type: none"> ↳ Mètode vàlid tan per alimentació per tensió com per corrent 	<ul style="list-style-type: none"> ⚡ A molt baixa velocitat la influència de la f_{cem} és massa petita i comporta pèrdua d'exactitud. ⚡ No permet generar parell a rotor parat.
<i>Estimació del flux en temps real.</i>	<ul style="list-style-type: none"> ↳ Utilitza un model simplificat del motor (facilita el càlcul) ↳ Possibilita la implementació sobre un μC de baix cost (adequat per aplicacions de gran consum). 	<ul style="list-style-type: none"> ⚡ Influència de la saturació . ⚡ La precisió aconseguida també depèn fortament del tipus d'integrador utilitzat.

Taula III-1. Comparació dels diferents mètodes de control sense sensor de posició.

<i>Injecció de polsos de diagnòstic.</i>	<ul style="list-style-type: none"> ☞ Aprofita l'estructura del convertidor estàtic. ☞ Fàcil tractament de la mesura (comparació amb un nivell o taula de valors). 	<ul style="list-style-type: none"> ☞ Aparició d'un parell motor perturbador. ☞ Molt sensible al acoblament entre fase, a la saturació magnètica i als corrents paràsits.
<i>Modulació.</i>	<ul style="list-style-type: none"> ☞ S'eviten els efectes de l'acoblament entre fases. ☞ Admet variants (AM, PM, FM) que permeten introduir millores específiques. 	<ul style="list-style-type: none"> ☞ Mètode molt sensible al canvi de valor dels elements passius utilitzats en l'oscil·lador, demodulador ... ☞ Circuiteria addicional important.
<i>Aprofitament de la força contraelectromotriu</i>	<ul style="list-style-type: none"> ☞ Detecció molt simple (canvis de polaritat) 	<ul style="list-style-type: none"> ☞ Limitació per a motor d'una sola fase. ☞ Resultats molt pobres (resolució mínima).
<i>Observació de la tensió induïda per acoblament</i>	<ul style="list-style-type: none"> ☞ Mesura directa d'un senyal intern. ☞ Immune davant els fenòmens de commutació de fases. 	<ul style="list-style-type: none"> ☞ Aplicació limitada al mode de treball per trossejat. ☞ Requereix un circuit d'interfície poc senzill.
<i>Observadors d'estat.</i>	<ul style="list-style-type: none"> ☞ Pot proporcionar elevades prestacions (pròpies dels Servomotors). 	<ul style="list-style-type: none"> ☞ Gran complexitat (condicionada per la bondat del model). ☞ Necessitat d'elevada potència de càlcul (DSP o μP ràpids). ☞ Elevat cost.
<i>Pèrdues magnètiques en el rotor.</i>	<ul style="list-style-type: none"> ☞ Aprofitament dels corrents paràsits en el rotor. ☞ Les pèrdues degudes als corrents paràsits són insensibles a la saturació i independents de la velocitat. 	<ul style="list-style-type: none"> ☞ A l'hora de mesurar les pèrdues magnètiques es troben dificultats per separar-les de les pèrdues per histèresi (que si que depenen de la saturació i la velocitat). ☞ La precisió depèn de la freqüència (cal augmentar força la freqüència en l'alimentació PWM).
<i>Utilització de bobines auxiliars.</i>	<ul style="list-style-type: none"> ☞ Simplicitat d'accés a la informació (només cal un filtrat i condicionament de nivell). 	<ul style="list-style-type: none"> ☞ No es pot treballar a molt baixes velocitats o règim estacionari. ☞ Convertidor amb estructura bipolar i un nombre parell de fases. Motor no estàndard.
<i>Modificació de la geometria del pol.</i>	<ul style="list-style-type: none"> ☞ Processament molt simple (lectura quasi directa). 	<ul style="list-style-type: none"> ☞ Obtenció de punts singulars amb molt poca resolució. ☞ Senyals molt lligades al tipus de motor emprat (poc generalitzable).

Taula III-1(continuació). Comparació dels diferents mètodes de control sense sensor de posició.

III.8. SRM sense sensors de posició per aplicacions de petita potència i tensions reduïdes.

En el capítol II s'ha proposat un accionament SRM amb captadors de posició per aplicacions de petita potència i tensions reduïdes. La possibilitat de prescindir del captador de posició proporciona un atractiu afegit al SRM davant dels seus competidors.

S'han construït dos accionaments SRM sense sensors, un per aplicacions que no requereixen regulació de velocitat i l'altre per aplicacions en que sigui necessari regular la velocitat. L'objectiu bàsic de disseny ha estat que l'accionament sigui el més senzill i econòmic possible per facilitar la seva fabricació en grans quantitats.

Per assolir aquest objectiu:

1. S'ha continuat considerant estructures electromagnètiques 12/8 i 8/6.
2. S'ha recorregut a convertidors estàtics amb el mínim d'interruptors de potència.
3. D'entre els diferents mètodes de control sense sensors s'ha escollit una variant de l'estimació del flux concatenat en temps real.
4. S'ha implementat el control sense sensors i els circuits de regulació i control utilitzant un μ C de 8 bits de baix cost.

III.8.1. Mètode emprat: consideracions generals.

En el apartat III.4.3. s'ha presentat l'estimació del flux en temps real com un dels mètodes que tenen el seu origen en la utilització de la equació elèctrica (equació 3.1.), expressada però en forma integral (equació 3.7.). **El mètode proposat és una variant de l'estimació del flux magnètic en temps real.**

Mitjançant el càlcul de la inductància de fase (equació 3.9.) i utilitzant la dependència d'aquesta respecte la posició del rotor (ja sigui analíticament, per assaig, per simulació o bé mitjançant una taula de parelles de valors inductància-posició), s'obté la posició rotòrica. (o de forma directa els instants de commutació dels interruptors del convertidor que alimenta la màquina).

Les primeres simplificacions realitzades al començament del capítol es referien al desacoblament magnètic de les fases i a la linealitat del flux (equació 3.8.). La condició de fases independents, considerant la forma constructiva de disposició dels debanats, és ben natural. Respecte a la consideració de linealitat calen algunes explicacions. De fet, és molt recomanable que els SRM treballin en condicions de forta saturació (capítol II, apartat II.1.10.) per obtenir un bon rendiment en la conversió electromecànica.

En el cas de màquines de petita potència la saturació no és tan elevada. La caracterització del prototipus utilitzat (annex 1) mostra un nivell de saturació baix, treballant en les condicions nominals de corrent, 0.3 A (figura 3.9.).

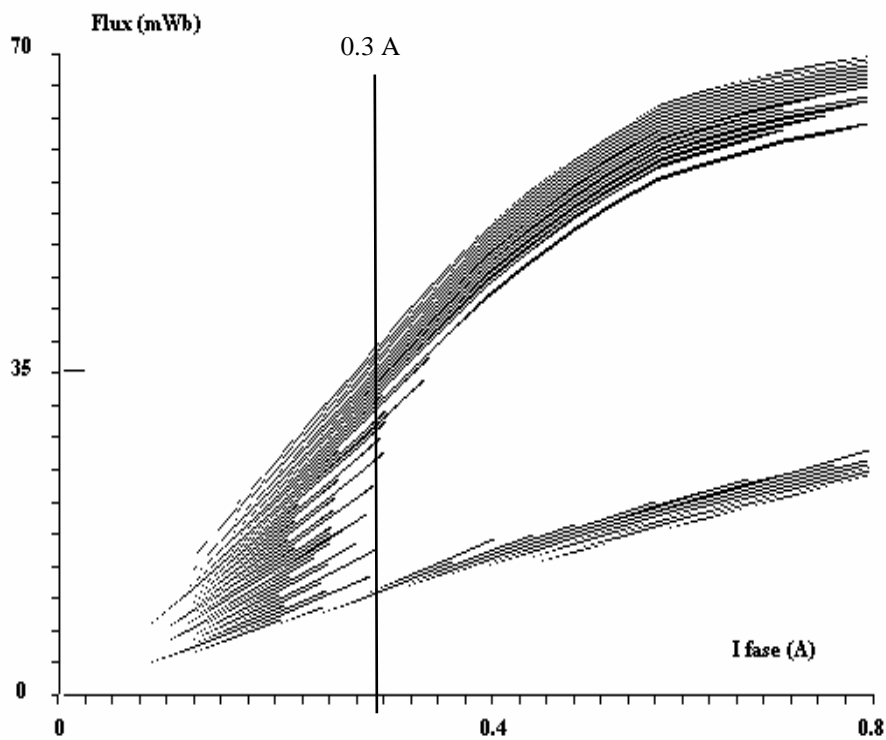


Figura 3.9. Corba de magnetització (Ψ -i), annex1. Corrent nominal 0.3 A.

La proposta de desenvolupar l'estimació del flux magnètic per **accionaments de baix cost, petita potència i tensió reduïda** comporta la incorporació d'algunes consideracions addicionals. La primera de totes és la necessitat de treballar en temps real. Per poder processar la informació de partida de forma ràpida i flexible s'han d'utilitzar tècniques de procés digital. Si no es vol encarrir el cost de l'accionament, mantenint un bon equilibri entre prestacions i cost, la millor opció actual es utilitzar els **microcontroladors** de 8 bits. Els sistemes de procés digital treballen en temps discret. Així doncs, caldrà mostrejar la informació d'entrada (magnituds analògiques, temps continu) i convertir-la en valors discrets (magnituds digitals).

La segona consideració introduïda rau en utilitzar paràmetres elèctrics com a estimadors del flux magnètic. Per a realitzar l'estimació del flux ens cal la informació de la tensió i el corrent instantanis de cada fase. S'ha pensat en utilitzar una única variable per a l'estimació del flux, simplificant extraordinàriament el procés de càlcul. La variable escollida és el corrent de fase, de relació ben obvia amb el flux. Per unificar els diferents corrents de fase en una sola variable, s'utilitzarà la suma dels corrents de fase. La tensió aplicada a les fases haurà de ser constant per no introduir una segona variable. És per aquest motiu que només es podrà realitzar el càlcul de flux durant el període d'excitació de la màquina. En aquest interval la tensió de fase pot romandre constant si s'utilitza un control del tipus pols únic.

La tercera observació consisteix en utilitzar una llei de control senzilla, com pot ser el treball sota angle de conducció constant amb un petit avançament de fase. Aquesta consideració implica una renúncia de l'accionament a treballar en el rang de velocitats molt altes.

L'últim aspecte a considerar és el que esdevé d'utilitzar un calculador econòmic. Per disminuir el cost d'aquest s'ha optat per utilitzar μ C's de 8 bits de gran consum, de provada fiabilitat i freqüència de treball el més gran possible (família 8051). Per a la conversió del corrent a magnitud digital s'utilitzarà un convertidor A/D de també 8 bits, fet que influeix sobre la resolució dels càlculs (el corrent només pot adoptar 256 valors entre el valor nominal i el valor nul).

III.8.2. El paper del microcontrolador.

Actualment, un dels aspectes en els que s'estan dedicant majors esforços és la incorporació de microcontroladors (μ C) amb una arquitectura específica pensada per a les necessitats dels accionaments elèctrics. La utilització d'un μ C de 8 bits permetrà reduir el nombre de components necessaris, aportant la flexibilitat dels processadors digitals però sense penalitzar el cost ni minvar significativament les seves prestacions [CA94]. Fet que permetrà la introducció a gran escala dels accionaments sense escombretes i/o sense sensors de posició, beneficiant-se nombroses aplicacions industrials gràcies a la disminució de cost i proporcionat major robustesa a l'accionament [CAS96, CAS97].

Mitjançant l'ús d'un μ C es proposarà una alternativa al captador de posició, governant els interruptors d'estat sòlid del convertidor mitjançant senyals generats a partir de l'alimentació del propi motor [ACA95, CAS95, RAY93].

Els sistemes dissenyats per a controlar motors han estat durant molts anys de tipus analògic. Les noves aplicacions i/o els nous requeriments de les aplicacions existents han plantejat d'altres exigències als sistemes de control, com ara disposar de màxima flexibilitat en la configuració, presentar immunitat al soroll, facilitar el diàleg amb l'usuari, monitoritzar l'estat del sistema per mitjà de diversos perifèrics, fer possible la comunicació amb altres sistemes, realitzar treballs en paral·lel... Per complir aquests requeriments s'ha de treballar amb sistemes de control digital..

La taula III-2 mostra una comparació entre els sistemes de control digitals i analògics. Es presenten els avantatges i els inconvenients principals de cada tecnologia.

La capacitat d'emmagatzematge, la possibilitat de modificar la programació, l'alta immunitat a les condicions de l'entorn, i la relació prestacions-preu, fan molt aconsellable la utilització de sistemes digitals en la implementació dels accionaments objecte d'aquesta tesi. En l'elecció del processador per a la implementació del control de l'accionament s'ha de considerar diversos factors com són la longitud de paraula (8, 16, 32, 64 bits), el tipus de dades que admet (coma fixa o flotant), el temps de processament, la capacitat de càlcul, el tractament de les interrupcions...

	Sistemes Analògics	Sistemes Digitals
Avantatges i capacitats	<ul style="list-style-type: none"> ☞ No requereix una conversió de dades. ☞ Rapidesa de càlcul. ☞ Baix temps de processament. Bon ample de banda. ☞ Alta resolució. 	<ul style="list-style-type: none"> ☞ No es requereix canviar el maquinari per realitzar modificacions, actualitzacions o adaptacions, doncs es poden fer per programa. ☞ Implementació d'algorismes de control sofisticats. ☞ Menys sensibilitat a les condicions de l'entorn (immunitat al soroll). ☞ Capacitat de comunicació amb l'exterior i d'emmagatzemament dades ☞ Realització de funcions addicionals (monitorització, diagnòstic, protecció..)
Inconvenients i limitacions	<ul style="list-style-type: none"> ☞ Les modificacions s'han de realitzar a nivell de hardware. ☞ Aïllament. No es disposa de capacitat per a les comunicacions. ☞ Implementació de controls poc sofisticats. ☞ Problemes d'ajust (ajust periòdic per envelliment dels components i les derives tèrmiques) i soroll. 	<ul style="list-style-type: none"> ☞ Requeriment de conversió de dades (A/D, D/A). ☞ Temps de resposta limitat pel retard de processament. Ample de banda limitada. ☞ S'introdueixen errors de quantificació i de truncament que poden afectar a la precisió del sistema.

Taula III-2. Principals avantatges i inconvenients del control analògic i digital.

L'elecció del microcontrolador adequat depèn en definitiva de 4 criteris:

1. Rendiment: temps de resposta, temps de mostreig, resolució (taula III-3).
2. *Hardware*: Tipus de bus, gestió dels recursos, disponibilitat en el mercat.
3. *Software*: Efectivitat i disponibilitat de les eines de desenvolupament i verificació de la programació.
4. Cost.

Format	Coma fixa			Coma flotant	
	8-bit	16-bit	32-bit	16-bit	32-bit
Paraula	8-bit	16-bit	32-bit	16-bit	32-bit
Resolució	$3.9216 \cdot 10^{-3}$	$1.5259 \cdot 10^{-5}$	$2.3283 \cdot 10^{-10}$	$3.81 \cdot 10^{-6}$ mínim $62.5 \cdot 10^{-3}$ màxim	$7.00 \cdot 10^{-46}$ mínim $2.02 \cdot 10^{-31}$ màxim
Rang dinàmic	255	65535	$4.2950 \cdot 10^9$	32762	$5.7896 \cdot 10^{76}$

Taula III-3. Resolució dels sistemes de processament digital.

Els processadors que actualment s'utilitzen en el control d'accionaments són de diversa tipologia:

- 1. Processadors de propòsit general.** Contemplen una CPU (*central processing unit*), una memòria externa i una circuiteria de suport.
- 2. (μ C).** Microcontroladors. Estan orientats al control, oferint un alt nivell d'integració dels components (CPU, memòria RAM i EPROM, comptadors, convertors A/D, controlador d'interrupcions, ports E/S, PWM,...).
- 3. ASIC's.** Són circuits integrats que es creen a mida de les necessitats. Incorporen tan elements de procés analògic com digital.
- 4. DSP's.** Són processadors a una gran potència de càlcul. La seva arquitectura s'ha orientat al processament d'algorismes dedicats al procés de senyals digitals. L'operació *multiply/Accumulate* (MAC) així com la seva repetició reiterada (RMAC) estan optimitzades.
- 5. RSIC.** Són processadors d'alta velocitat, amb una arquitectura *pipe-line*. Disposen d'una gamma d'instruccions simples però que permeten executar operacions complexes.
- 6. Processadors paral·lels.** Aquests processadors estan dotats d'enllaços de comunicació que els permet connectar-se en xarxa per treballar de forma concurrent. També s'anomenen *transputers*.

El microcontrolador representa l'elecció més assenyada per el propòsit d'aquest treball. És la solució que presenta el **menor cost** de totes les possibilitats considerades, aportant la capacitat de procés requerida.

Per complir amb l'objectiu previst s'han escollit microprocessadors de 8 bits, concretament la família MCS-51. Aquests són econòmics, l'espai d'adreces és de 64 kbytes, la memòria interna és de 128-256 kbytes per la RAM, de 4 a 16 kbytes per la ROM i també de 4 a 16 kbytes per l'EPROM. Disposen de 26 registres de propòsit general i d'un control d'interrupcions que permet de 6 a 19 fonts d'interrupció, de 5 a 11 vectors i 2 nivells de prioritat. Incorporen de 2 a 3 comptadors-temporitzadors de 16 bits, un convertidor A/D de 8 bits (en algunes versions), de 4 a 7 ports de 8 bits per a E/S i un port sèrie full-duplex. Les velocitats de treball del bus utilitzades són 12, 16 i 20 MHz. En alguns casos seria interessant poder disposar d'una sortida PWM.

La família MCS-51 ha estat una de les més utilitzades tan pel seu excel·lent preu com per la disponibilitat d'eines de programació i depuració o també per la cobertura de moltes aplicacions industrials. Això no vol dir que altres famílies de processadors, com els PIC (*Microchip*), puguin agafar el relleu. En aplicacions en temps real el temps de cicle ha de ser el més petit possible, cosa que demana una gran velocitat de treball. Els PIC s'han especialitzat en aplicacions que requereixen gran volum de dades i elevada velocitat de càlcul, i tot plegat comercialitzat a preus econòmics.

Una possibilitat interessant és la utilització de dispositius del tipus FPGA o CPLD. Un cop donat per bo el programa del microcontrolador, s'implementa amb aquests dispositius aconseguint un ASIC amb un temps de procés molt més petit. En lloc de treballar amb instruccions que requereixen un nombre concret de cicles de rellotge, el temps de procés és fix i està associat al temps de propagació.

III.8.3. Treball en temps discret.

Fins ara s'ha plantejat el càlcul de la inductància de fase en el domini de temps continu:

$$U_j(t) = Rf_j i_j(t) + d\Psi_j/dt \quad j=1..m \text{ fases} \quad (3.22.)$$

Utilitzant una fase genèrica,

$$\Psi(t) = \int [U(t) - i(t)Rf] dt \quad (3.23.)$$

$$\Psi(\theta, t) = L(\theta) i(t) \quad (3.24.a)$$

per caracterització del prototipus $L_j(t) = L_0 + L_1 \cos(Nr\theta_m(t)); \theta_e(t) = Nr\theta_m(t)$

$$\theta_m(t) = \cos^{-1} \left[\frac{(L_j(t) - L_0)}{L_1} \right] \quad (3.24.b)$$

i com θ depèn del temps ($\theta = \omega t$),

$$\Psi(t) = L(t) i(t) \quad (3.25.)$$

$$L(t) = \frac{\int_0^t [U(t) - i(t)Rf] dt}{i(t)} \quad (3.26.)$$

L'equació 3.26. s'ha de rescriure per a poder ser utilitzada en sistemes de procés digital.

Abans, però, cal tenir en compta les “particularitats” dels sistemes que treballen en temps discret. La frontera entre les parts analògiques i digital són els convertidors A/D i D/A.

A. Conversió A/D.

L'objecte del convertidor analògic-digital és la conversió d'una magnitud analògica (contínua), en el nostre cas el corrent de les fases, en un senyal digital (codificat). El procés de digitalització s'inicia amb un conjunt de mostreig (*sampler*) i retenció (*hold*). El primer mostreja el corrent $I(t)$ per aconseguir una seqüència temporal de polsos d'amplitud igual al valor del senyal en l'estat de temps corresponent, $I^*(t)$ en la figura 3.10. S'adopta una separació entre polsos constant (mostreig síncron de període T_m), essent els polsos de duració invariable. Aquestes dues condicions es coneixen com Modulació per Amplitud de Polsos (PAM).

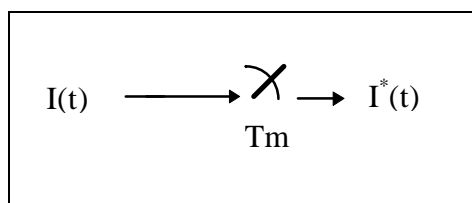


Figura 3.10. Mostrejador tipus PAM.

Amb l'ajut del mantenidor poden “congelar” el valor mostrejat durant el temps necessari per al seu procés. De fet el que s'aconsegueix és un pas d'un valor discret puntual a un valor continu (es manté el valor instantani duran un interval). Aquest interval s'allarga fins que no tornem a disposar d'una nova mostra (manteniment d'ordre zero), figura 3.11.

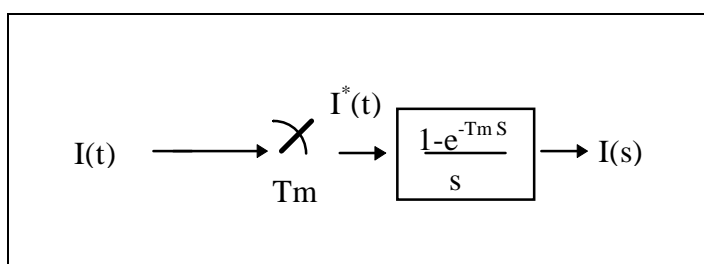


Figura 3.11. Mostreig (període T_m) i manteniment d'ordre zero en domini s.

A continuació del mostreig i la retenció s'afegeixen dos blocs més: el quantificador i el codificador. El quantificador, figura 3.12., discretitza el valor del senyal mostrejat i retingut, obtenint un senyal de sortida amb nivells discrets. La conversió, de característica altament no lineal, requereix un temps. Es usual modelitzar-la com un retard pur, sumant el temps de conversió al temps de treball del mostrejador. El codificador que s'utilitzarà serà de tipus binari.

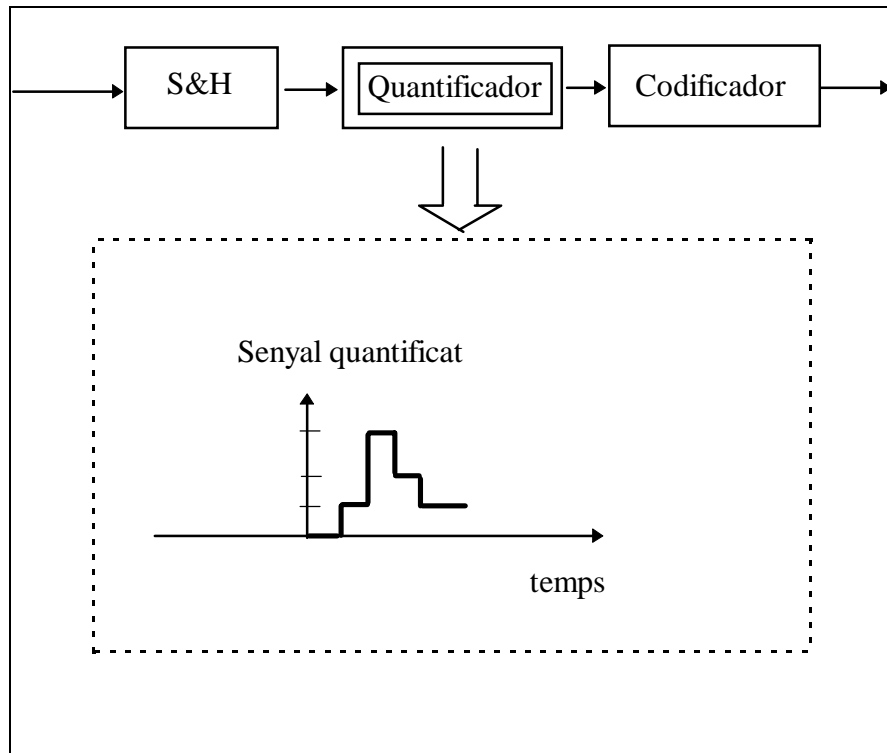


Figura 3.12. Convertidor A/D.

Per concloure el convertidor A/D cal recordar les conclusions del teorema de Shannon. Per poder utilitzar un senyal mostrejat en lloc d'un senyal de temps continu, la freqüència del mostrejador ha de ser com a mínim doble a la del senyal a mostrejar. En la pràctica es sol aconsellar com a mínim 4 vegades. La velocitat de conversió del A/D limitarà la màxima freqüència del senyal a convertir i, per tant, afectarà a la dinàmica del sistema.

B. Funció de transferència en z.

Expressar els senyals discretitzats, $f^*(t)$, com a funcions transcendents en el domini s (Laplace) no es manejable. Ho és molt més utilitzar expressions racionals, per exemple, quocients de polinomis. Aquest és el motiu per treballar en el nou domini z, $Z(f^*(t))$. La transformada en z és l'equivalent en els sistemes de temps discret a la transformació de Laplace en els sistemes de temps continu. Per mitjà d'un canvi de variable ($z=e^{Tm^s}$) s'obté la desitjada expressió polinòmica.

Retornant a l'expressió en temps continu de $L(t)$, equació 3.26., es planteja el seu càlcul en temps discret. Abans de passar al domini transformat en z, és interessant disposar del numerador d'aquesta equació, flux magnètic en el domini de Laplace, $\Psi(s)$. Convé incorporar la consideració de tensió d'alimentació constant, $U(f)=U_{cc}$.

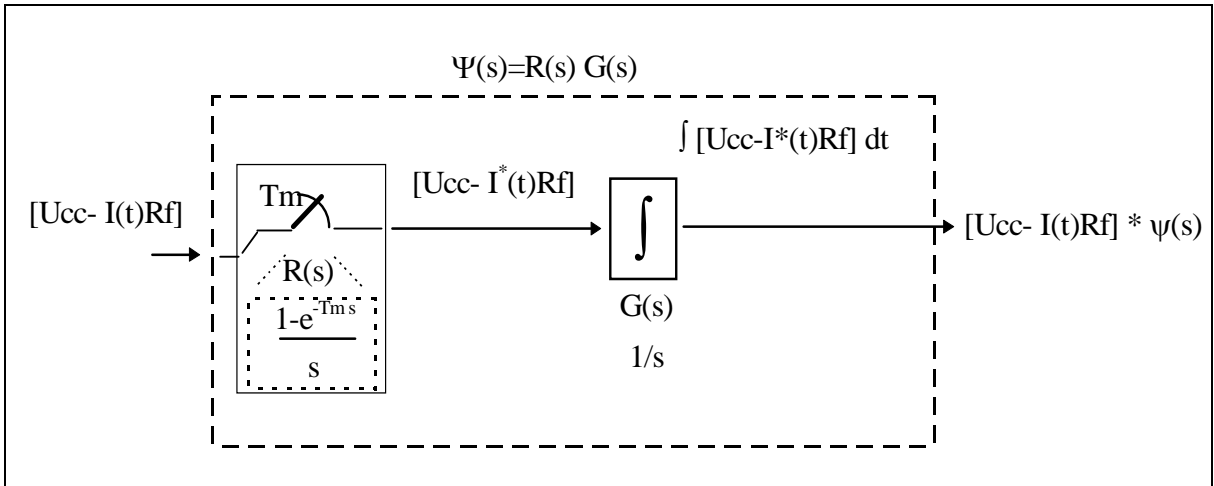


Figura 3.13. Funció de transferència per calcular el flux magnètic, $\Psi(s)$.

La funció $\Psi(s)$ està formada per dos blocs en cascada ($R(s)$ i $G(s)$):

$$\Psi(s) = \frac{1 - e^{-Tm s}}{s} \cdot \frac{1}{s} e^{-Tm s} \quad (3.27.)$$

que expressada en el domini z , $\Psi(z)$, amb l'ajut del teorema del retard, adopta la forma:

$$\Psi(z) = e^{-z^{-1}} \frac{1 - e^{-Tm/z}}{1 - z^{-1}} \cdot \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (3.28.)$$

Identificant $\Psi(z)$ com a quocient de dos polinomis $Y(z)$ i $X(z)$:

$$\Psi(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{Tm}{z-1} = \frac{Tm z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (3.29.)$$

es pot obtenir la resposta de sortida del sistema:

$$Y(z) = z^{-1} Tm X(z) + z^{-1} Y(z) \Rightarrow Tm z^{-1} [X(z) + Y(z)] \quad (3.30.)$$

C. Resposta temporal.

Aplicant la transformació en Z inversa ($Z^{-1}[Y(z)]$) es podrà extreure el comportament temporal del senyal sortida Y respecte el senyal d'entrada X. Aquesta informació només és vàlida en els instants de mostreig, múltiples sencers del període de mostreig ($n \cdot T_m$). L'expressió $Y(n) = f\{X(n), Y(n-1)\}$ es reflexa en l'equació 3.31.

$$Y(n) = Y(n-1) + T_m X(n) \quad (3.31.)$$

(La condició inicial és un valor nul a l'origen de temps, $Y(0)=0$)

Amb aquest criteri podrem tractar els valors mostrejats i ponderats d'un corrent representatiu del període de magnetització de la màquina. La ponderació d'aquest corrent serà de tipus lineal. Consistirà en multiplicar el corrent per una constant R_f (resistència de fase) i posteriorment restar-ne el resultat d'una segona constant U_{cc} (tensió d'alimentació durant el període d'excitació). Amb aquesta manipulació prèvia $X(n)$ representa el valor del flux magnètic en el instant n de mostreig:

$$X(n \cdot T_m) = [U(n \cdot T_m) - I(n \cdot T_m)R_f] \cdot T_m \quad (3.32.)$$

$$Y(n \cdot T_m) = \Psi(n) = Y(n-1) + [U(n \cdot T_m) - I(n \cdot T_m)R_f] \cdot T_m \quad (3.33.)$$

essent el flux magnètic nul a l'inici del interval de magnetització, $\Psi(0)=0$.

III.8.4. Càlcul de la inductància de fase en el cas de no precisar regulació de velocitat (convertidor unipolar).

L'algorisme per a calcular el valor de la inductància de fase ha de determinar, en cada pas d'integració, el valor estimat del flux magnètic de la fase en conducció. Posteriorment es realitzarà el quocient entre aquest flux i el valor del corrent de fase adoptat en l'actual pas d'integració, n, equació 3.34.:

$$L(n) = \frac{\Psi(n)}{I(n)} \quad (3.34.)$$

A. Aspectes qualitatus.

El fet de treballar amb convertidors unipolars i al restringir el càlcul a l'interval d'excitació, s'ha de pensar que l'evolució del corrent de fase, figura 2.4 o veure l'annex 2, serà creixent i ràpida. El valor de $I(n)$ anirà augmentant a mesura que el mostreig avanci.

A partir de l'equació 3.34. es pot constatar:

- Els valors de $I(n)$ petits o propers a zero poden causar problemes en el càlcul i s'hauran de filtrar.
- Si, tal com es aconsellable, es preveu treballar amb avançament de fase, s'ha d'arribar al valor de $L(n)$ que porta a la commutació de la fase en conducció per una successió de valors L creixents (derivada temporal positiva). El motiu rau en que al ser la inductància de fase cíclica i sempre positiva, un mateix valor de L correspon a dues possibles posicions del rotor (figures 2.5., 2.12., Annex 2). D'aquestes dues possibilitats ens interessa només la que permet funcionament com a motor, es a dir, la que correspon a valors de L creixents. Inicialment, sota condicions d'avançament de la conducció, els successius valors de L seran decreixents (derivada temporal negativa), fins arribar a un mínim, per posteriorment créixer.
- La consecució de $\psi(n)$ representa l'acumulació de termes de 8 bits. Si s'utilitza un registre de només 8 bits, aquest es desbordarà ràpidament. Caldrà fer servir un registre de 16 bits com acumulador, fet que no comporta cap problema. En tot cas la dificultat està en realitzar la divisió d'un registre de 16 bits per un altre de 8 bits, sota condicions de treball en temps real i baix cost de la implementació.

B. Descripció de l'accionament.

El SRM utilitzat (figura 3.14.) presenta una estructura electromagnètica de 3 o 4 fases i la connexió dels bobinats en estrella (Annex 1, apartat A1.1.). L'accionament es pot alimentar indistintament d'una font de corrent continu (24 V) o d'una bateria. El convertidor unipolar utilitza un únic interruptor per fase, excitant una sola fase en cada instant (figura 3.15.). El corrent de fase es utilitza durant el procés de magnetització com a magnitud sensora (bloc sensor figura 3.14).

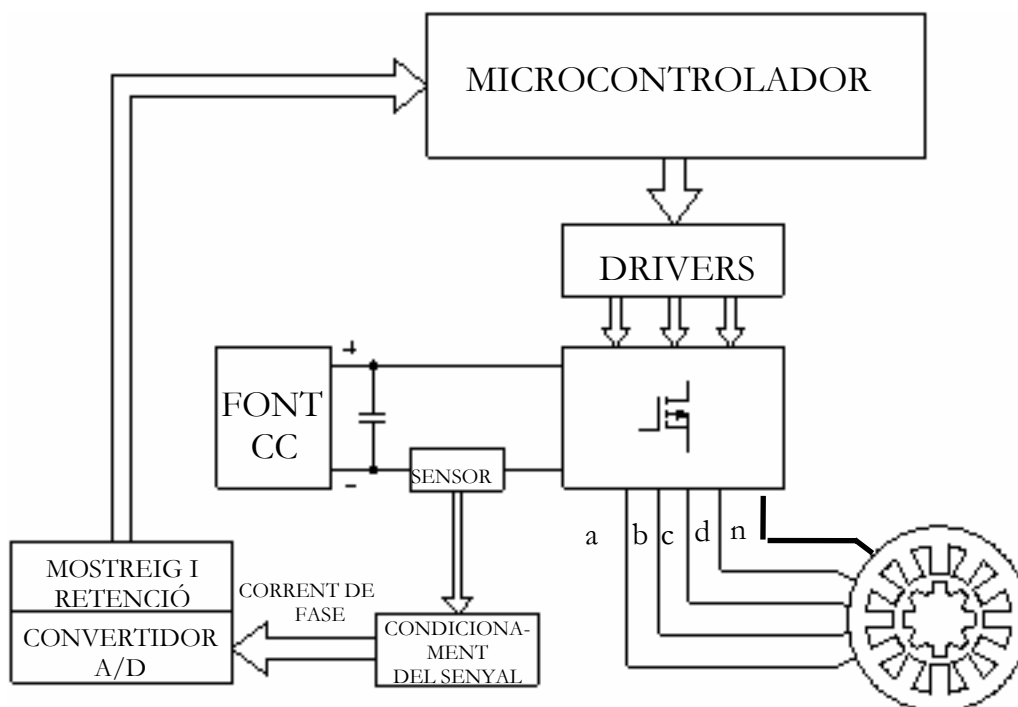


Figura 3.14. Esquema de conjunt de l'accionament.

Per disposar d'aquest corrent (I_t) s'insereix una resistència shunt (R_s) en el bus d'alimentació del convertidor estàtic, concretament en el terminal de referència de tensions, tal com representa la figura 3.15. En aquest cas es tracte d'un convertidor unipolar. Els díodes de recuperació absorbeixen el tram desmagnetitzador dels corrents de fase.

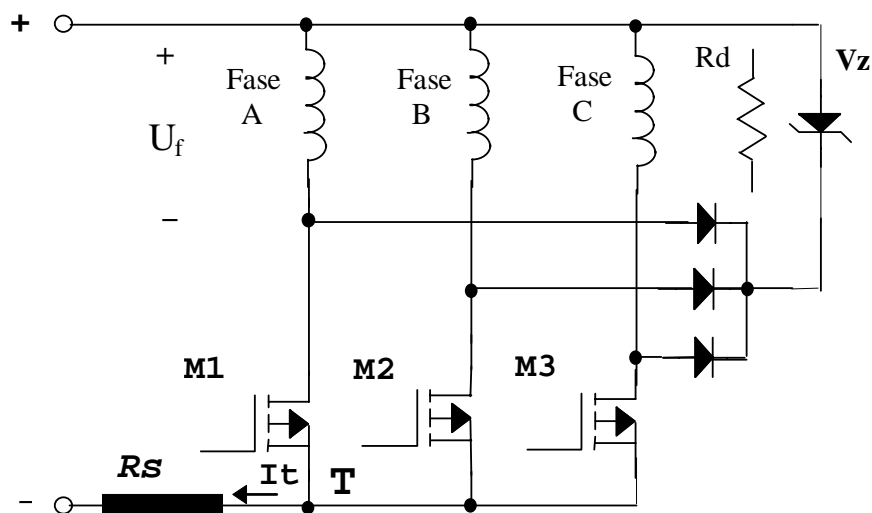


Figura 3.15. Convertidor Unipolar: Ubicació de la resistència sensora R_s .

Es de gran importància escollir bé el fons d'escala del corrent I_t . L'experimentació amb prototipus, annexos 1 i 2, ha demostrat millors resultat utilitzant fons d'escala compresos entre 2 i 2.5 vegades el corrent nominal per una assignació de 8 bits (256 valors).

Per facilitar el càlcul de flux s'associa el valor 11111111 binari (255 decimal) per a la tensió d'alimentació (U_{cc}) i el valor 1 per a la resistència de fase (R_f). Es pot assignar un valor arbitrari a T_m (període de mostreig) si aquest es manté constant per a totes les mostres. Una forma d'aconseguir-ho pot ser, per exemple, utilitzant un descomptador carregat prèviament amb el valor del període.

Els valors de T_m utilitzats en aquest treball son inferiors a $100\mu s$. El sistema de càlcul és molt sensible al número de mostres emprades. El temps de procés, de la mostra actual i de la història de les mostres prèvies, necessari per realitzar els càlculs, condiciona el nombre de mostres disponibles i limita la velocitat de gir de la màquina.

El hardware de desenvolupament utilitzat es divideix en dues parts: mesura & condicionament i el control. El condicionament del corrent de fase I_t , senyal unipolar en forma d'una tensió en borns de R_s (desenes de mV), es realitza mitjançant un amplificador d'instrumentació (AI) i un filtre passa baix (PB), segons la figura 3.16. Posteriorment s'hi afegeix el grup de mostreig + retenció i el convertidor Analògic - Digital

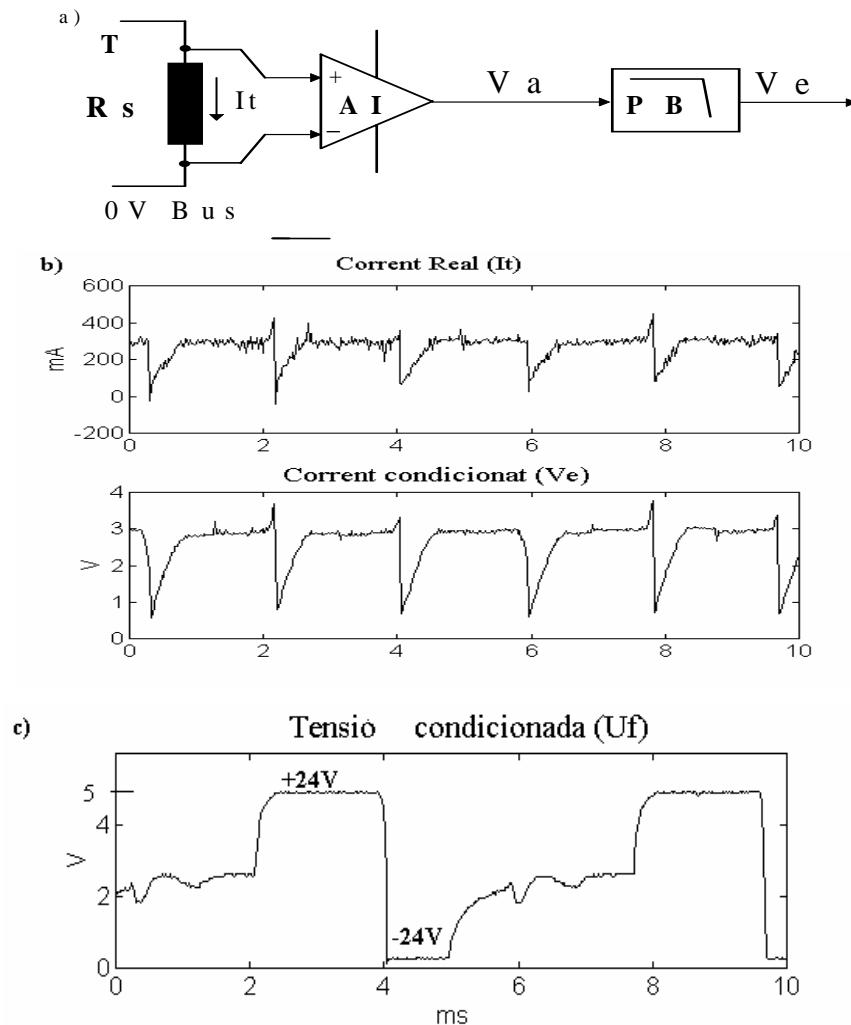


Figura 3.16. a) Adquisició del corrent real I_t , b) Condicionament de I_t (V_e), c) Tensió de fase.

El bloc de control està format per un microcontrolador (μC 80C31-20) i una memòria auxiliar emprada per facilitar el treball de desenvolupament (EPROM).

C. Plantejament de l'algorisme.

Si s'han adoptat els valors de U_{cc} , R_f i T_m recomanats anteriorment, el tractament del corrent I_t mostreat, expressió 6.6., queda reduït a obtenir el complementari del corrent a 8 bits. Es disposa d'una instrucció ràpida per aquest fi. S'utilitzarà un registre de 16 bits (2 registres de 8 bits concatenats) anomenat flux. Aquest registre serà l'encarregat d'acumular el complementari de cada nova mostra del corrent I_t . El registre flux s'inicialitza amb valor zero i al finalitzar cada bloc de càlcul es reinicialitzarà amb el primer valor que pren el complementari de I_t . La simulació prèvia d'aquest es mostra en la taula III.4. i les figures figura 3.17. i 3.18.

Ucc=255	Rf= 1		Tm= 100 us; 1500 rpm a=-5 d= 15		
temps (s)	It analògic (A)	It digital	Ucc-It*Rf	Flux	Lf=Flux /It
1,1000E-03	0,0001	0	255	0	0
1,2000E-03	0,0176	6	249	249	42
1,3000E-03	0,0833	28	227	476	17
1,4000E-03	0,1627	55	200	675	12
1,5000E-03	0,2360	80	175	850	11
1,6000E-03	0,2811	96	159	1010	11
1,7000E-03	0,2913	99	156	1166	12
1,8000E-03	0,2788	95	160	1326	14
1,9000E-03	0,2570	87	168	1493	17
2,0000E-03	0,2360	80	175	1668	21
2,1000E-03	0,2178	74	181	1849	25
2,2000E-03	0,0177	6	249	249	41
2,3000E-03	0,0830	28	227	476	17
2,4000E-03	0,1627	55	200	675	12
2,5000E-03	0,2360	80	175	850	11
2,6000E-03	0,2810	96	159	1010	11
2,7000E-03	0,2910	99	156	1166	12
2,8000E-03	0,2789	95	160	1326	14
2,9000E-03	0,2570	87	168	1494	17
3,0000E-03	0,2360	80	175	1668	21
3,1000E-03	0,2170	74	181	1849	25
3,2000E-03	0,0177	6	249	249	41

Taula III.4. Simulació del càlcul de la inductància de fase. Accionament 12/8. Velocitat de gir 1500 s⁻¹, temps de mostreig 100 μs, avançament de fase de 5° i període de conducció 15° (d'un teòric de 22,5°).

La taula III.4. reflecteix el sistema de càlcul, a partir de 22 mostres del corrent It. En la figura 3.16. es reflecteixen els valors codificats del corrent (It digital) durant el procés d'excitació de dues fases consecutives. El valor de It creix periòdicament i per tant el seu complementari disminueix (Ucc-It Rf). La suma reiterada dels successius valors del complementari en el registre flux sobrepassa aviat el valor 255 (8bits). Amb 16 bits (valor màxim 65535) cobrim en escriure els possibles valors del flux.

Els primers valors de la inductància de fase calculats, figura 3.18., valors emmarcats, no són coherents i per tant no s'hauran de tenir en compte. En aquesta mateixa figura s'observa que l'evolució inicial de la inductància de fase és a la baixa (avanç de fase) per posteriorment incrementar el valor fins arribar al valor de consigna per a la commutació (valor de la inductància de fase que correspon a l'angle de desmagnetització). Aquest valor es troba experimentalment i varia molt respecte el nombre de mostres utilitzat (velocitat de gir i el temps de mostreig emprat), figura 3.19. Si podem disposar de més mostres augmenta la sensibilitat del càlcul. Les dades en negreta corresponen a la decisió de commutar la fase en conducció.

Els valors de avanç de conducció 5° i durada de l'excitació 15° s'adopten per a facilitar la commutació de les fases. Amb aquests valors, al acabar l'excitació d'una fase, immediatament es pot procedir a la fase consecutiva segons sentit de gir (figura 3.20.).

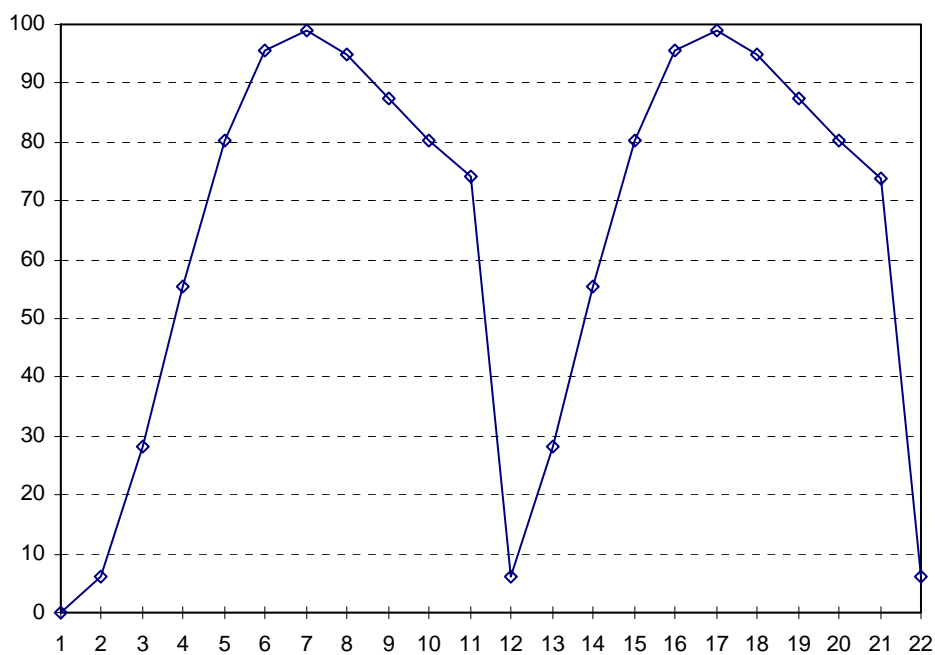


Figura 3.17. Evolució del corrent I_t en les condicions de la taula III.4.

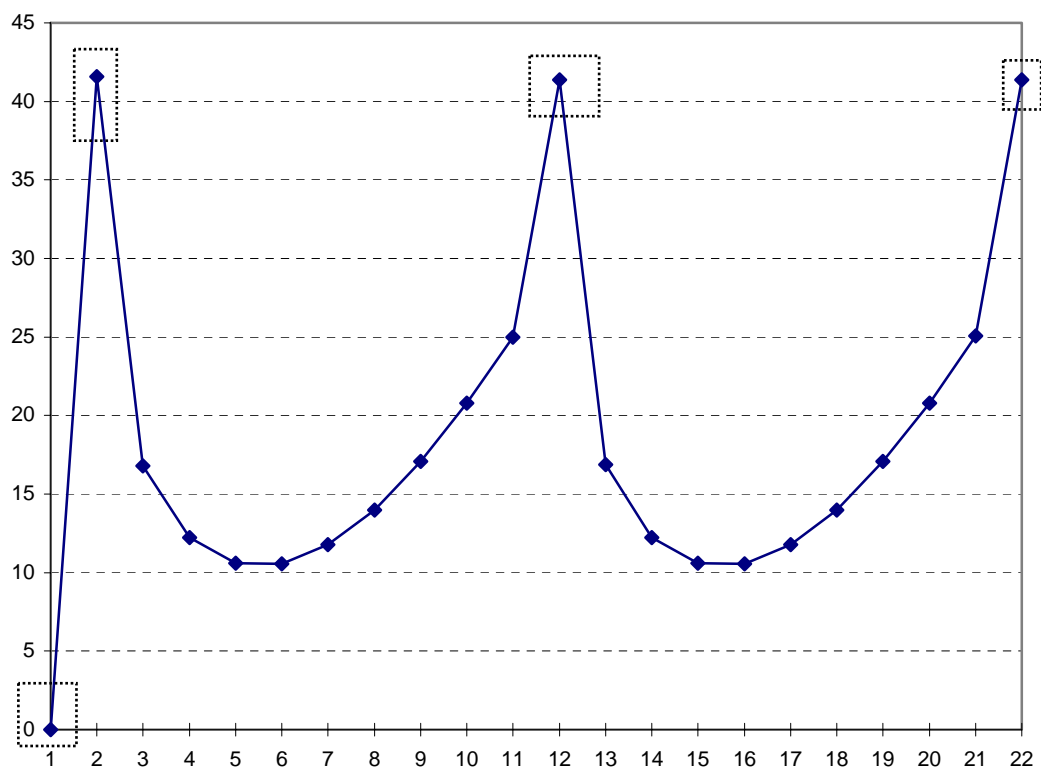


Figura 3.18. Representació de l'evolució la inductància de fase simulada en la taula III.4.

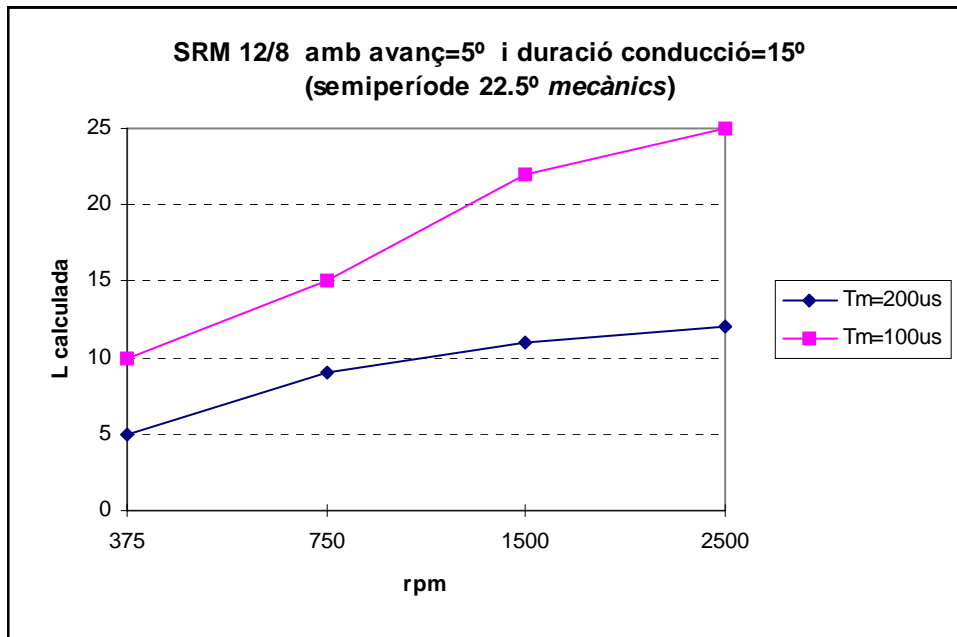


Figura 3.19. Dependència respecte el temps de mostreig i la velocitat de gir (nombre de mostres) de la inductància de fase calculada per a les mateixes condicions de commutació.

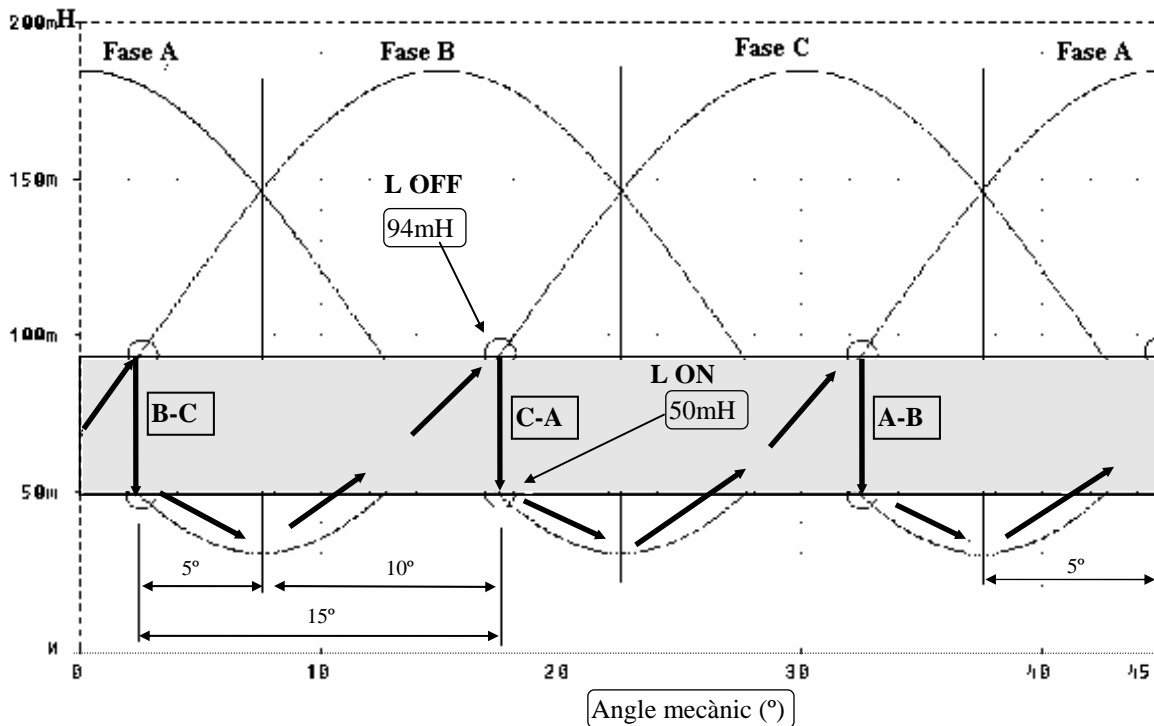


Figura 3.20. Simplificació en la commutació de les fases en el cas d'utilitzar un avançament de conducció de 5° (respecte del valor mínim de la inductància) i una durada de l'excitació de 15° (SRM 12/8). Seqüència B-C-A.

D. Implementació del programa: diagrama de flux.

El programa s'organitza al voltant de tres objectius: inicialitzacions, arrancada i aplicació de la llei de control. El llistat complet de les instruccions utilitzades es proporciona a l'Annex 4.

Un cop assignades des posicions de memòria de les variables i llançat el programa, comença la **inicialització** de les variables de càlcul, ports de sortida, port de protocol per a l'adquisició i conversió del corrent, temporitzadors i finalment la lectura del sentit de rotació.

Posteriorment s'entra en el mode d'**arrancada**. És una situació transitòria on s'augmenta progressivament la velocitat de rotació sense pretendre assolir la commutació òptima. Un cop assolida de forma estable la velocitat corresponent al nivell de càrrega, s'adopta un nou mode de commutació que pretén optimitzar el parell motor, es tracte de l'aplicació de la **llei de control**. En cas de mal funcionament en l'arrancada o en la llei de control es retorna a les inicialitzacions i es continua l'execució del programa (*reset*).

Les figures 3.21. fins 3.28. representen l'estructuració dels blocs del programa, des de la declaració d'objectius fins arribar a detallar cada funció utilitzada.

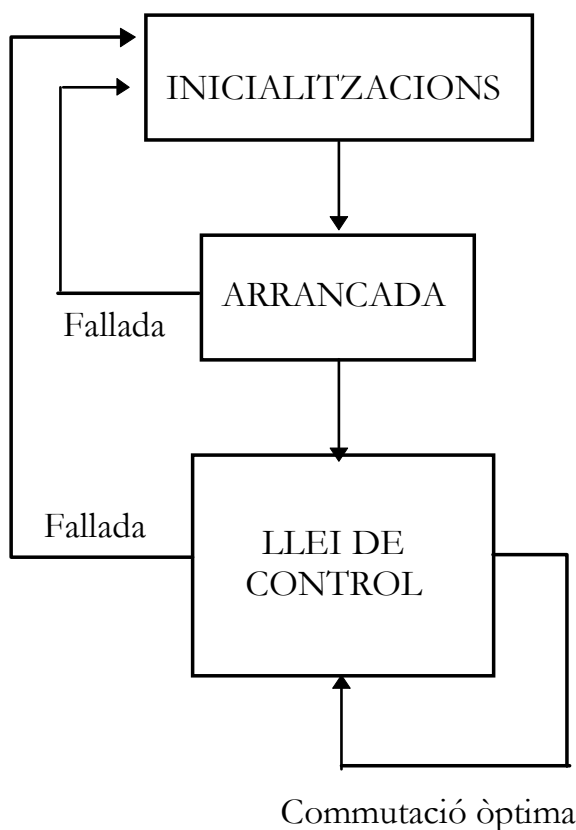


Figura 3.21. Diagrama de blocs del programa (I)

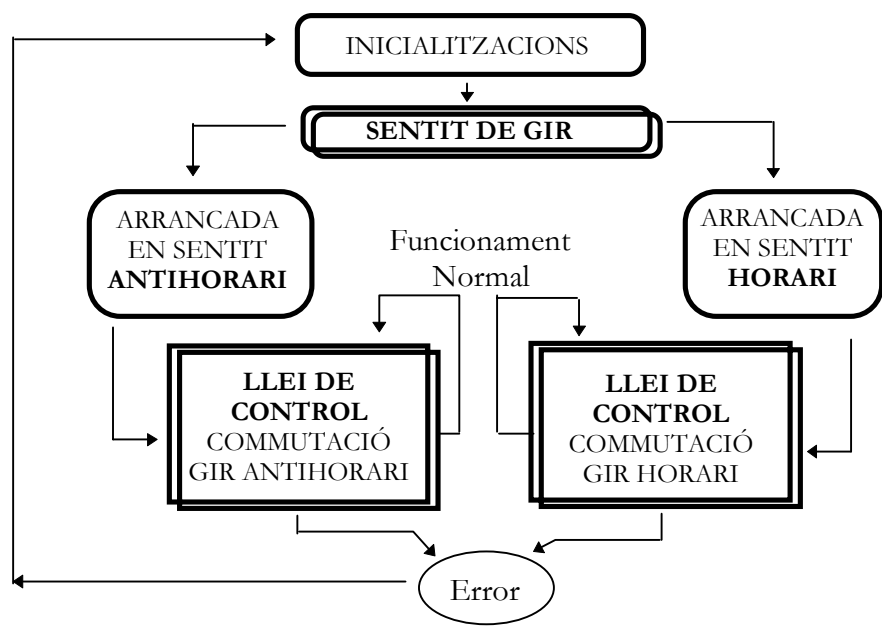
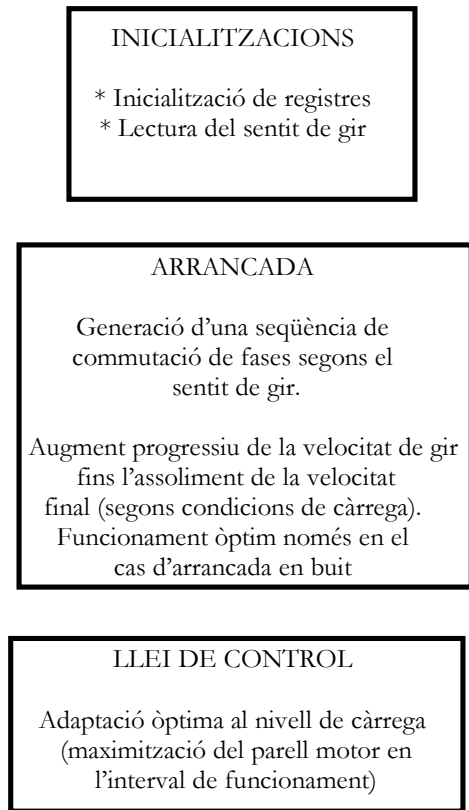


Figura 3.22. Diagrama de blocs del programa (II)

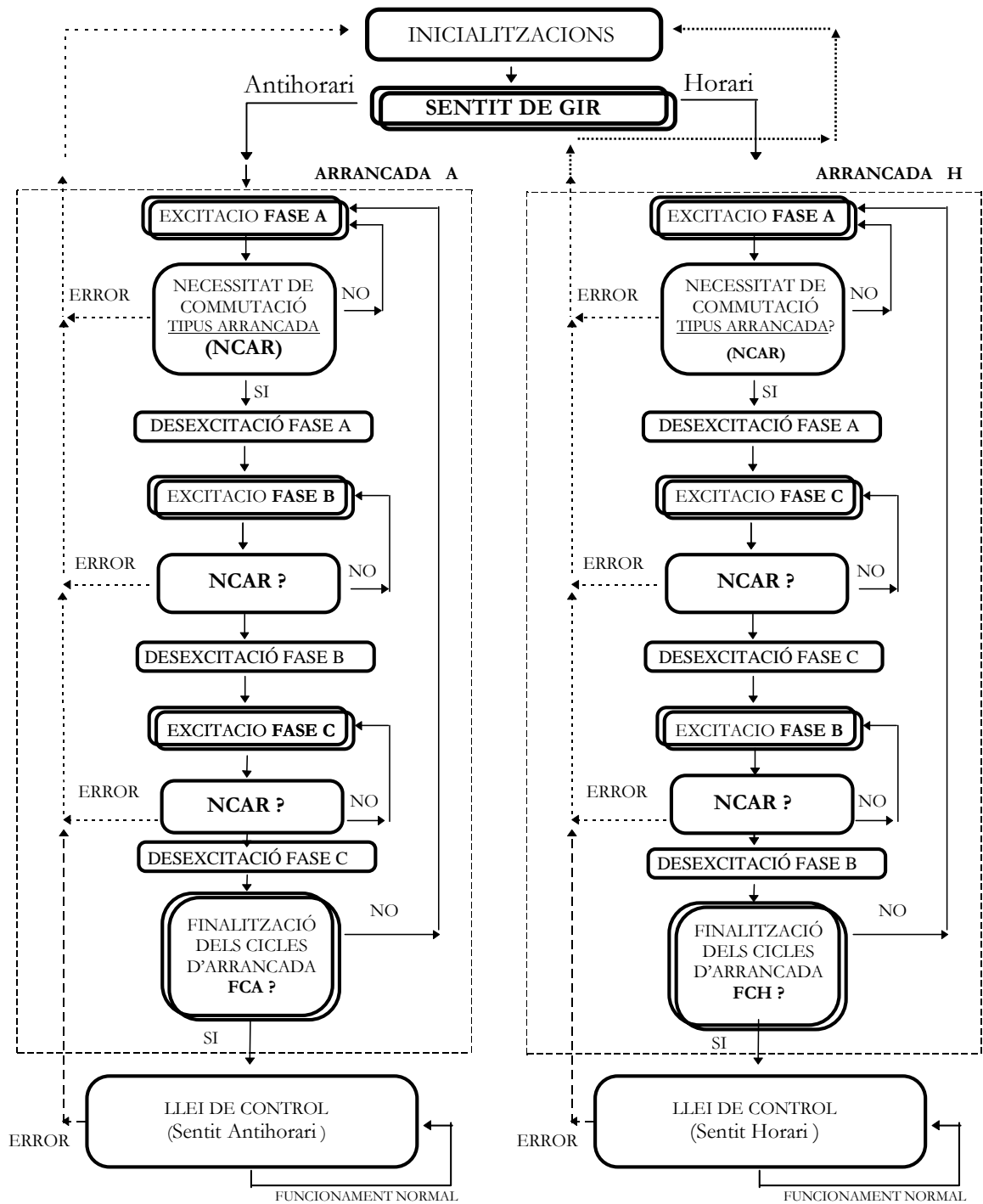


Figura 3.23. Diagrama de blocs del programa (III)

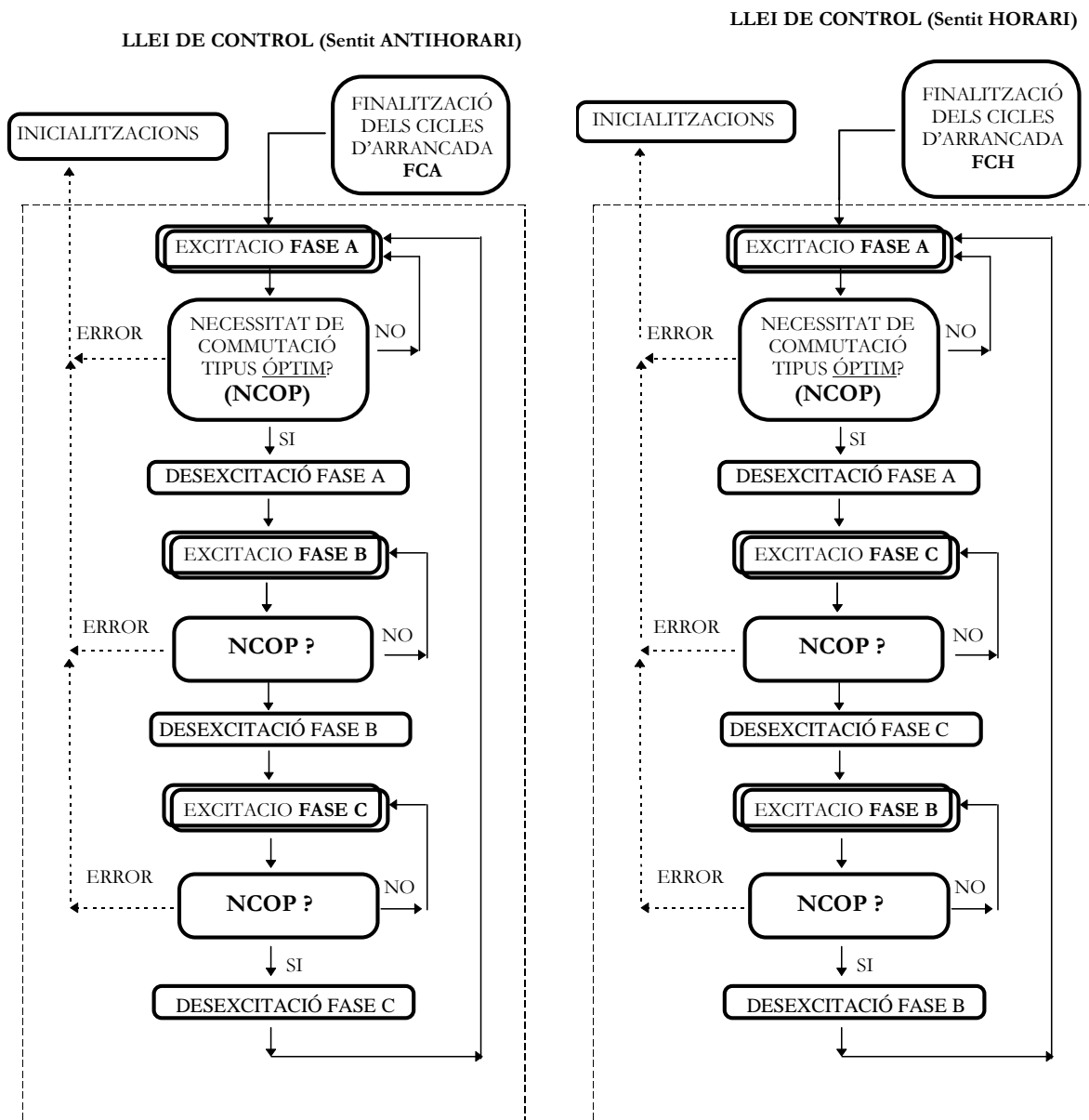


Figura 3.24. Llei de Control per ambdós sentits de gir.

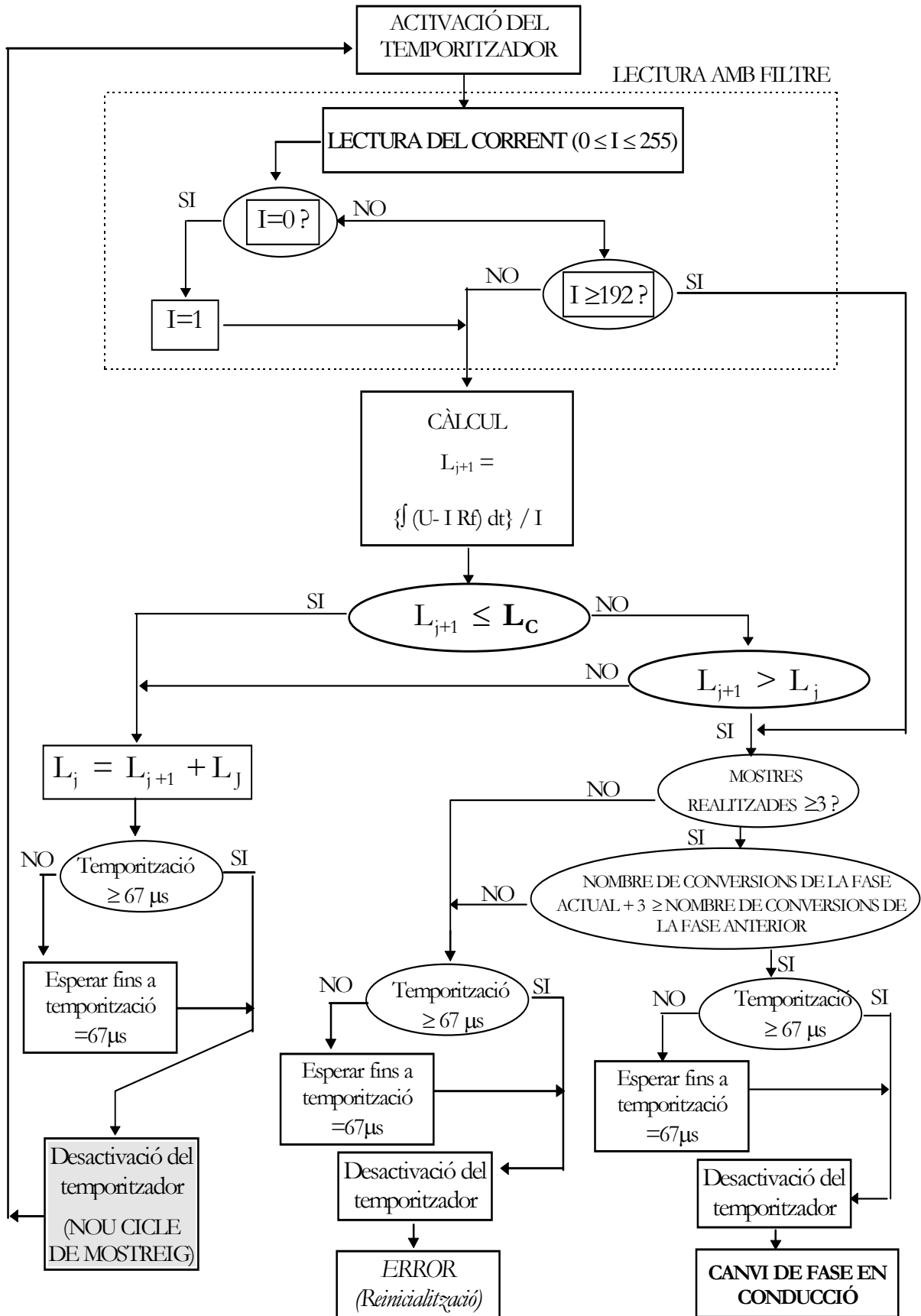


Figura 3.25. Necessitat de Commutació tipus Arrancada (NCAR).

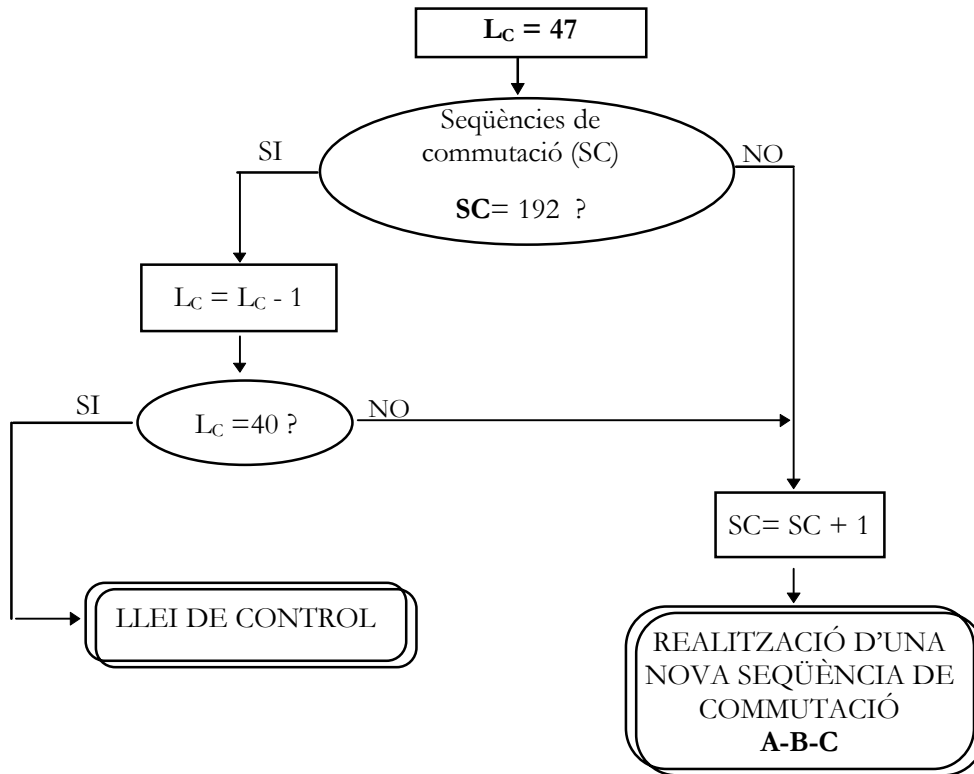


Figura 3.26. Finalització dels cicles d'arrancada en sentit antihorari, **FCA** (una volta del motor requereix 8 seqüències de commutació).

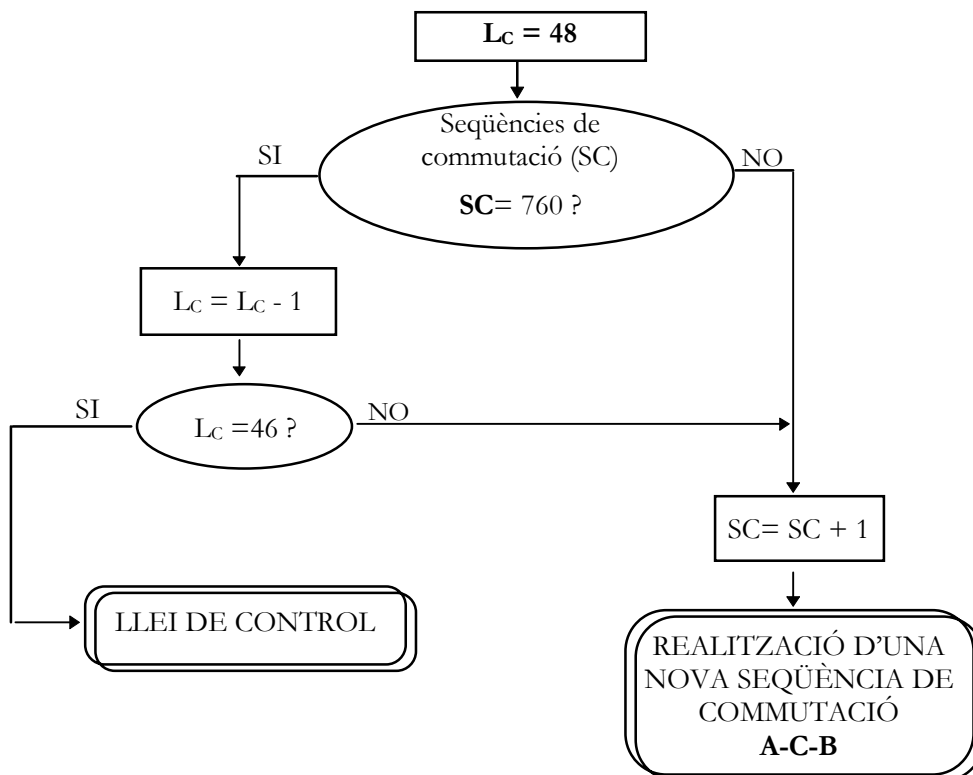


Figura 3.27. Finalització dels cicles d'arrancada en sentit horari, **FCH**

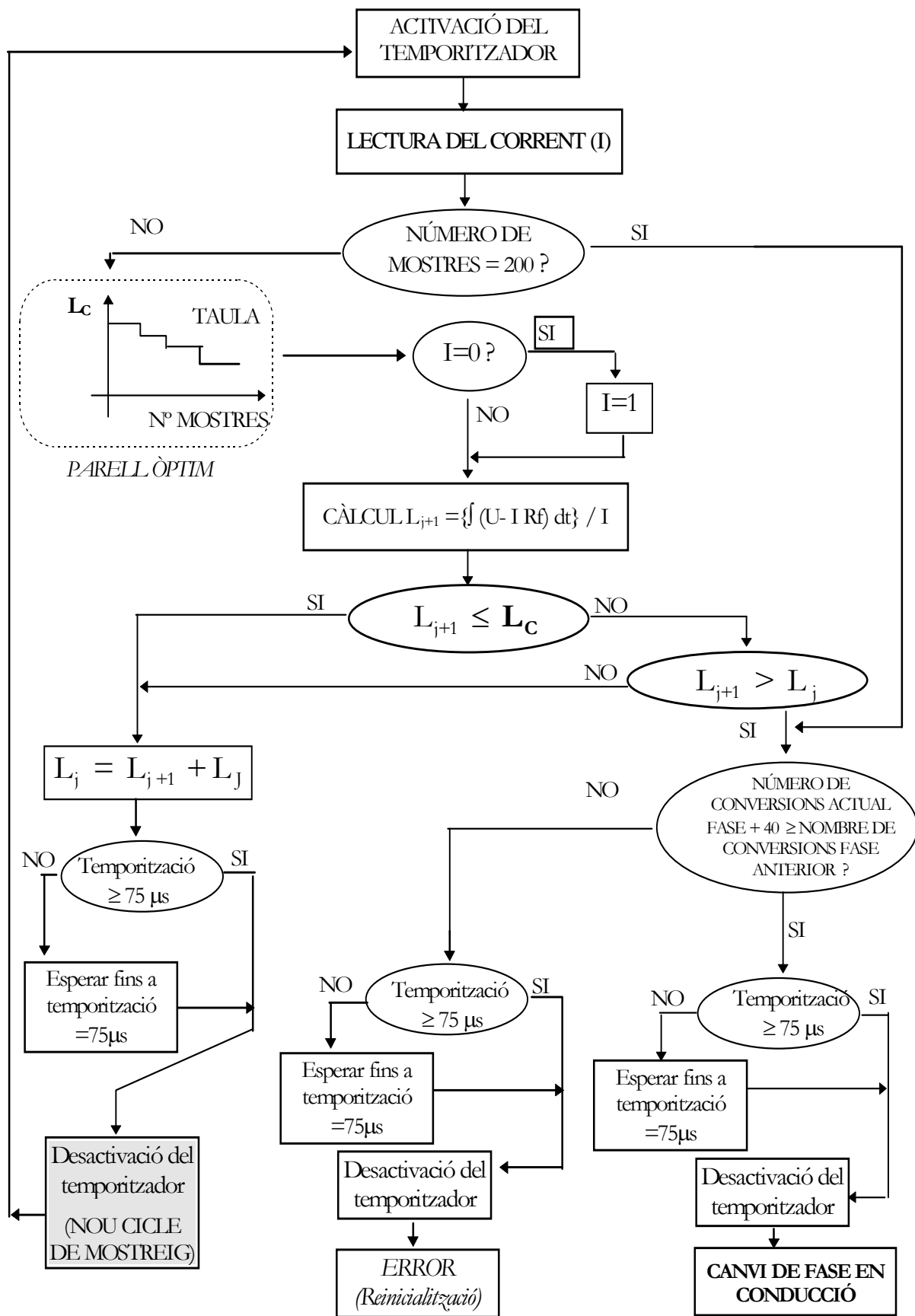


Figura 3.28. Necessitat de Commutació tipus Òptim (NCOP).

III.8.5. Pseudoinductància de fase.

A l'hora d'implementar el programa anterior en un μC senzill, la major dificultat que es presenta és la divisió del registre flux de 16 bits pel registre corrent de 8 bits. L'operació genèrica de divisió entre registres de diferent mida no està inclosa en els μC 's econòmics. Si la velocitat de treball d'aquests no és suficientment gran (< 20 MHz), el temps emprat per realitzar la divisió indirectament penalitza excessivament el temps de procés de les dades. Fet que porta a disposar d'un insuficient nombre de mostres i, per tant, un càlcul poc fiable.

Si la divisió es realitzés per un nombre múltiple de 2, llavors seria fàcilment realitzable (desplaçament dels bits). Aquesta simplificació ens portaria a utilitzar només el 50% dels valors de I_t , fet que es notaria en la resolució dels càlculs.

Per aquestes circumstàncies s'ha desenvolupat una variant de la inductància de fase, anomenada pseudoinductància de fase. Aquest mètode evita la realització de la problemàtica divisió. A l'hora d'acumular valors ponderats de I_t , s'inclou la divisió. Es tracte d'una divisió entre registres de 8 bits, que a més es pot simplificar mitjançant un ponderador k , equacions 3.35. i 3.36.

$$\zeta = \int_0^{t_c} \frac{k(t)}{k} dt \quad (3.35.)$$

Si s'escull $k=R_f$ i s'assigna un valor de referència a $R_f=1$:

$$\zeta = \int_0^{t_c} I_t dt \quad (3.36.)$$

Aquesta consideració pot portar, en el límit de la simplificació, a l'acumulació directa dels termes I_t mostrejats. És, doncs, una imaginativa i agosarada.

Per poder utilitzar el mètode de la pseudoinductància s'ha de demostrar que presenta propietats que el fan controlable. Aquestes són bàsicament la dependència respecte de la posició rotòrica, la periodicitat i la independència de la velocitat [CAS97]. La seva viabilitat es pot intuir a partir d'eines de simulació, figura 3.29., i corroborar amb els resultats experimentals obtinguts en un SRM 12/8 amb convertidor unipolar treballant amb una velocitat del μC de 12 MHz (Capítol IV). Aquest mètode també es pot aplicar al SRM 8/6 amb igual resultats.

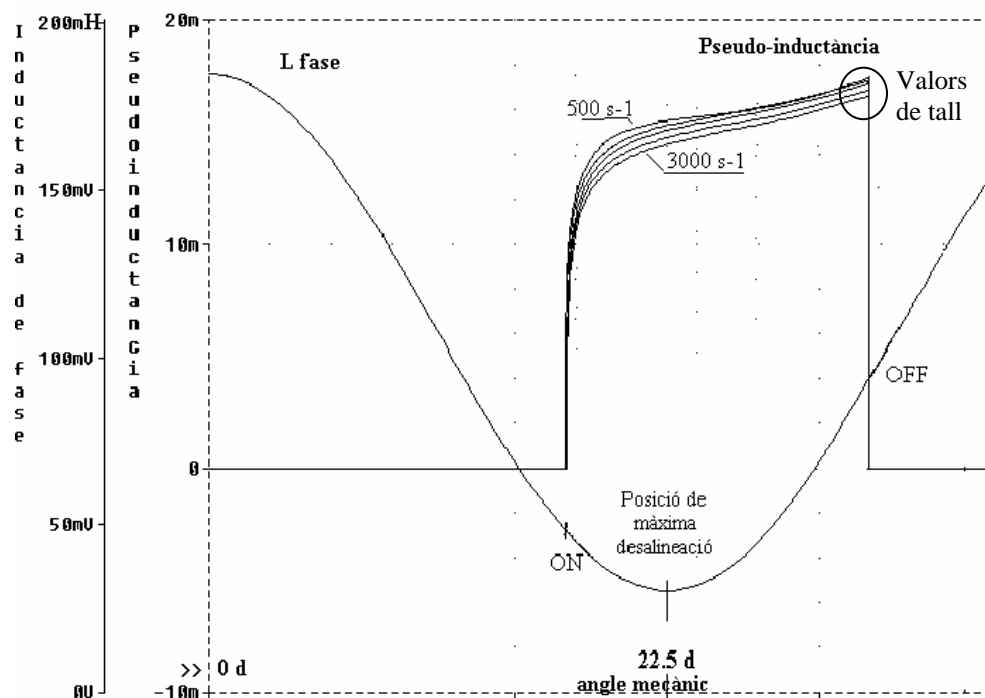


Figura 3.29. Simulació del comportament del paràmetre pseudoinductància de fase. Motor 12/8, amb avançament de conducció 5° i durada excitació 15° (velocitat de gir 500 a 3000 s^{-1}).

De l'observació de la figura 3.29 es dedueix un comportament força lineal, amb una desviació màxima del 5.7% entre 500 i 3000 s^{-1} . La característica menys desitjable és que el rang de variació dels valors de la pseudoinductància s'ha dividit per 10, respecte del valor de la inductància de fase. No obstant, per mitjà d'un escalat adequat, es pot implementar la comparació (valors de tall) de forma acceptable.

III.8.6. Càlcul de la inductància de fase en el cas de requerir regulació de velocitat (convertidor Miller)

Els aspectes qualitius tractats en l'apartat anterior segueixen essent vàlids. Els canvis es noten en l'estructura de blocs de l'accionament: s'incorporen dos reguladors (un de velocitat i l'altre de corrent) i es canvia el convertidor (s'afegeix un transistor compartit per totes les fases: convertidor Miller), figures 3.30. a 3.32.

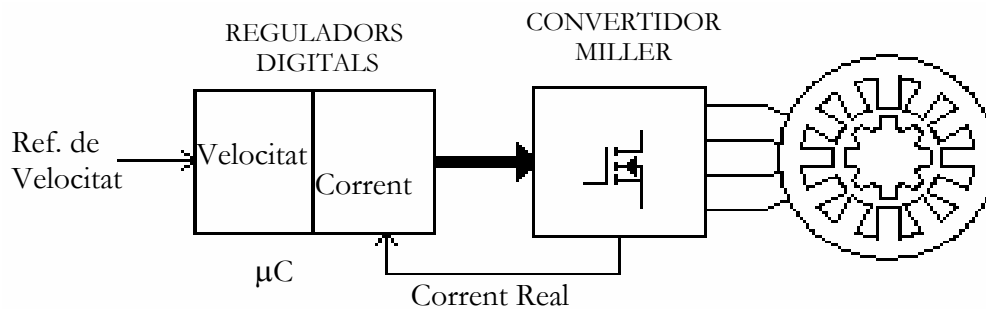


Figura 3.30. Diagrama general de l'accionament de velocitat regulable proposat.

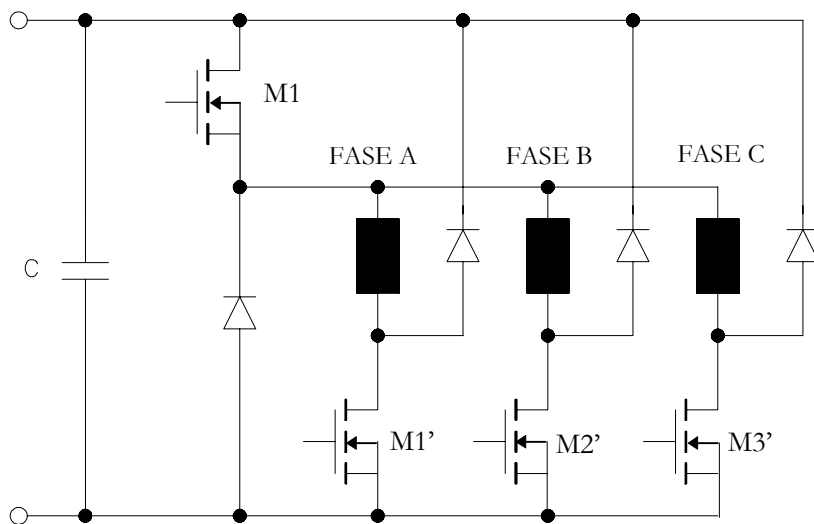


Figura 3.31. Convertidor Miller.

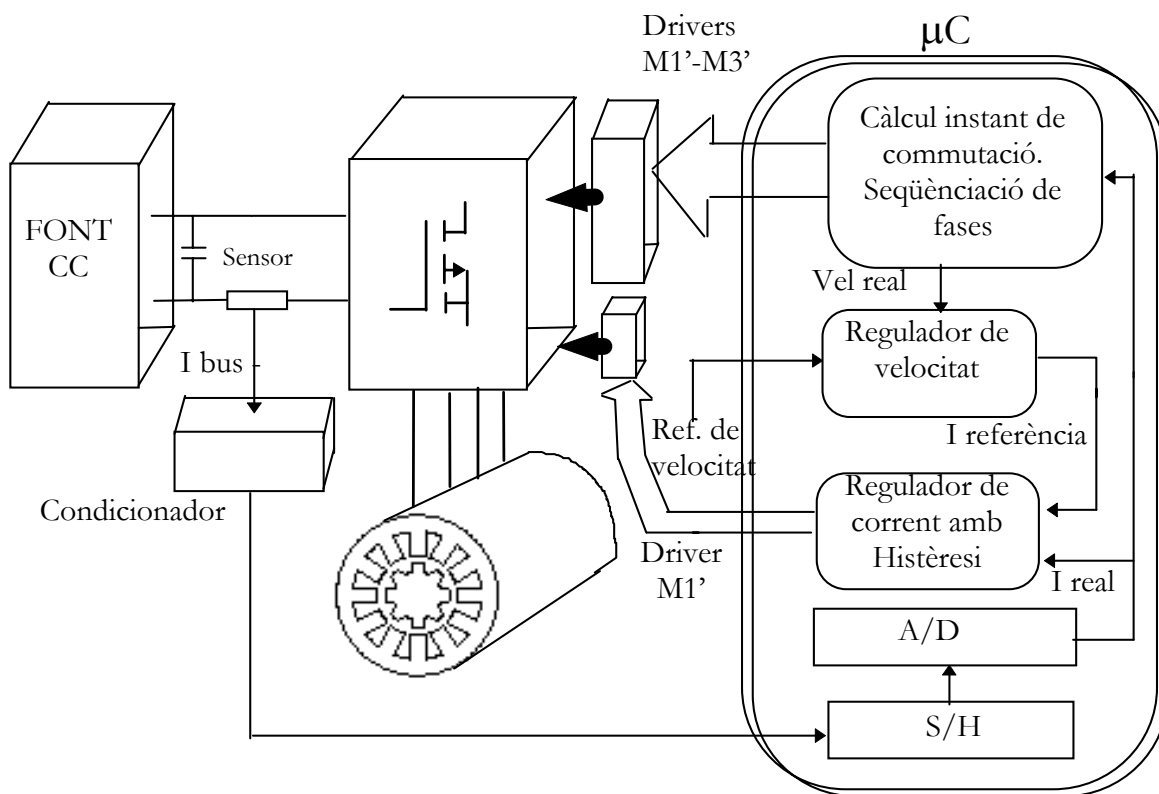


Figura 3.32. Diagrama de blocs detallat.

Els transistors M1', M2' i M3' representats en la figura 3.31. estableixen la seqüència de les fases, la commutació i la duració de la conducció, mentre el transistor M1 limita el parell motor (tal i com mostra la figura 3.32. al separar les dues funcions amb diferents tipus de drivers).

Les figura 3.33. correspon a l'estructuració dels blocs del programa. Les instruccions per a l'execució del programa es troben en l'Annex 4.

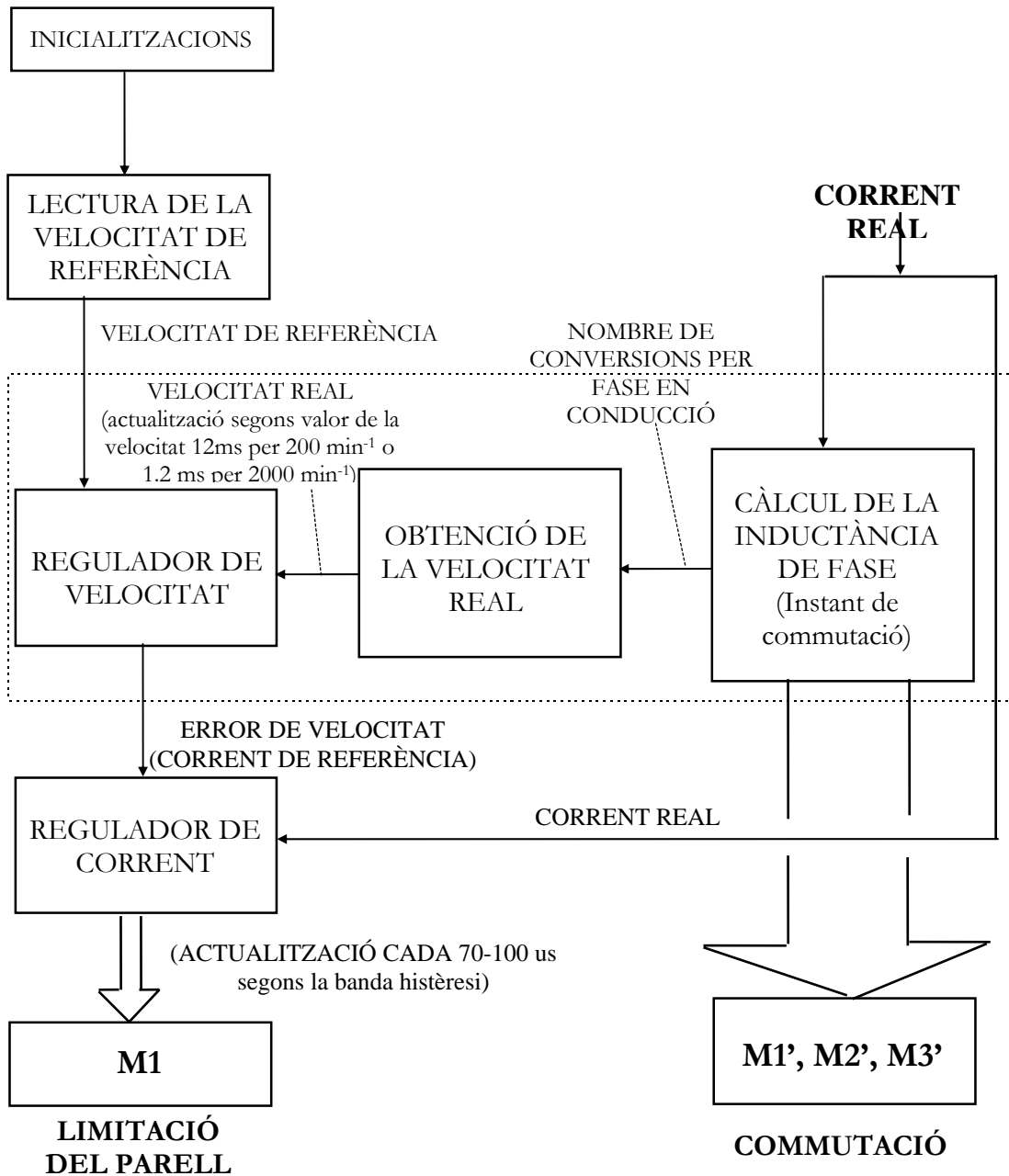


Figura 3.33. Diagrama de blocs del programa pel cas de velocitat regulable

El regulador de velocitat contempla 3 casos:

1. Velocitat de referència major que la velocitat real (s'augmenta el corrent de referència).
2. Velocitat de referència igual a la velocitat real (es manté el corrent de referència).
3. Velocitat de referència menor que la velocitat real (s'aplica un criteri d'histèresi per disminuir el corrent de referència)

El regulador de corrent compara el corrent real amb el de referència utilitzant una franja d'histèresi variable segons el nivell de corrent real. Si el corrent real supera el valor de referència es desactiva el transistor M1, en cas contrari es manté activat.

A l'hora de calcular la inductància de fase per mitjà del flux, es té en consideració l'estat del transistor M1. Si aquest està en conducció la contribució al flux és positiva (tensió d'alimentació diferent de zero), en cas contrari ha de ser considerada negativa (tensió d'alimentació igual a zero).

Referències.

- [ACA85] P.P. ACARNLEY, R.J. HILL, C.W. HOOPER. "Detection of rotor position in stepping and switched motors by monitoring of current waveforms". IEEE
- [ACA95] P.P. ACARNLEY, C.D. FRENCH, I.H. AL-BAHADLY. "Position estimation in switched reluctance drives". EPE, Sevilla1995, pp. 3-765 a 3-770.
- [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 Setembre 1996.
- [AND97a] P. ANDRADA, F. CASTELLANA, E. MARTINEZ, I J.R. FERNANDEZ "Diseño y análisis de accionamientos de reluctancia autoconmutados". Seminario anual de Automática y Electrónica Industrial. València (SAAEI-97), 17-19 Setembre 1997.
- [AND97b] P. ANDRADA, F. CASTELLANA, E. MARTINEZ, I J.R. FERNANDEZ. "Simulación de accionamientos de reluctancia autoconmutados", XVIII Jornades d'Automàtica, Girona, pp. 105-111, 8-10 Setembre 1997.
- [BAS86] J.T. BASS, M. EHSANI, J.T.E. MILLER. "Robust torque control of Switched-Reluctance motor without a shaft-position sensor". IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 33, No 3, August 1986, pp. 212-216.
- [BAS87] J.T. BASS, M. EHSANI, T.J.E. MILLER. "Simplified electronics for torque control of Switched-Reluctance motor". IEEE Transactions on Industrial electronics. Vol. 34, No 2, March 1987, pp. 234-239.
- [BLA96] F. BLAABJERG, L. CHRISTENSEN, S. HANSEN, J.R. KRISTOFFERSEN i P.P. RASMUSSEN. "Sensorless control of switched reluctance motor with variable-structure observer". Electromotion 3 (Mediamira Science Publisher), pp. 141-152, 1996.
- [CA94] T. CASTAGNET, R. PORTIER. "Comande économique de moteur par un microcontrôleur". RGE, N° 1/94, Jan. 1994, pp. 24-27.
- [CAR94] P. CARNE, F. BLAABJERG, J.K. PEDERSEN, P. NIELSEN, L. ANDERSEN. "A new indirect rotor position detection method for switched reluctance drives". ICEM 94, pp. 555-559.
- [CAS95] F. CASTELLANA , P. ANDRADA. "Motores de reluctancia autoconmutados sin sensores de posición". IV Jornadas Luso-Espanholas de Engenharia Electrotécnica. Porto, pp. 161-170, 6-8 Juliol 1995
- [CAS96] F. CASTELLANA, P. ANDRADA, E. MARTINEZ, J.I. PERAT, J.A. SANCHEZ I M. TORRENT. "Simulación de motores de reluctancia autoconmutados de pequeña potencia y tensión mediante Pspice". Seminario anual de Automàtica y Electrònica Industrial. Zaragoza, pp. 280-285,

11-13 Setembre 1996.

- [CAS97] F. CASTELLANA, P. ANDRADA, E. MARTINEZ, J.I. PERAT, J.A. SANCHEZ I M. TORRENT. "Accionamiento de reluctancia autoconmutado sin sensores de posición para pequeñas potencias".. 5as Jornadas Hispano-Lusas de Ingeniería Eléctrica. Salamanca 3-5 Julio 1997, pp.57-64.
- [EGA91] M.G. EGAN, M.B. HARRINGTON, J.M.D. MURPHY. "PWM-Based position Sensorless control of variable reluctance motor drives". EPE, Firenze 1991, pp. 4-024 a 4-029.
- [EHS92] M. EHSANI, I. HUSSAIN, A.B. KULKARNI. "Elimination of discrete position sensor and current sensor in switched reluctance motor drives". IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 28, No 1, January/February 1992, pp. 128-135.
- [EHS94] M. EHSANI, I. HUSSAIN, S. MAHAJAN, K.R. RAMANI. "New modulation encoding techniques for indirect rotor position sensing in switched reluctance motors drive". IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 30, No 1, January/February 1994, pp. 85-91.
- [EHS96] M. EHSANI, K.R. RAMANI. "Direct control strategies based on sensing inductance in switched reluctance motors". IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 11, No 1, January 1996, pp. 74-82.
- [EHS98] M. EHSANI, A. V. RAJARATHNAM, G. SURESH, B. FAHIMI. "Sensorless control of switched reluctance motors. A technology ready for application". ICEM Istanbul 1998, Vol 2. Pp. 673-684.
- [ELM93] C. ELMAS, H. ZELAYA-DE LA PARRA. "Position sensorless operation of a switched reluctance drive based on observer". EPE, Brighton 1993, pp. 82-87.
- [GAL97] G. GALLEGOS-LOPEZ, PC. KJAER, T.J.E. MILLER. "A new position estimation method for switched reluctance motors using PWM voltage control". EPE, Trondheim 1997. Vol 3. Pp. 3-580-3-585
- [GAL98] G. GALLEGOS-LOPEZ, PC. KJAER, T.J.E. MILLER. "A new sensorless method for switched reluctance motor Drives". IEEE transactions on industry applications, Vol. 34 N° 4, July/August 1998, pp. 832-840.
- [HAR90] W.D. HARRIS, J.H. LANG. "A simple motion estimator for variable-reluctance motors". IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 26, No 2, March/April 1990, pp. 237-243.
- [HUO94] H. HUOVILA, O KARASTI "A sensorless SR motor position measurement method", Proc. Inter. conf. On machine automation (ICMA), Tampere, Finland 1994.
- [HUS94] I. HUSAIN, M. EHSANI. "Rotor position sensing in switched reluctance motor drives by measuring mutually induced voltages". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, N° 3, May-June 1994, pp. 665-672.

- [JUF95] M. JUFER. "Indirect sensors for electric drives". EPE, Sevilla1995, pp. 1-836 a 1-841.
- [KOK94] E. KOKORNACZYK, M. STIEBLER. "Improving the miniestep position accuracy of a reluctance motor". ICEM 94, pp. 392-396.
- [LAU95] P. LAURENT, B. MULTON, E. HOANG, M. GABSI. "Sensorless position measurement based on PWM eddy current variation for Switched Reluctance machine". EPE, Sevilla1995, pp. 3-787 a 3-792
- [LUM90] A. LUMSDAINE, J.H.LANG. "State observers for Variable-Reluctance Motors". IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 37, No 2, April 1990, pp. 133-142.
- [MAC92] S.R. MACMINN, W. J. RZECOS, P.M. SZCZESNY, T.M. JAHNS. "Application of sensor integration techniques to switched reluctance motor drives". IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 28, No 6, November/December 1992, pp. 1339-1344.
- [MVU91] N.M. MVUNGI, J.M. STEPHENSON. "Acurate sensorless rotor position detection in an SR motor". EPE, Firenze 1991, pp. 1-390 - 1-393.
- [PAN91a] S.K. PANDA, G.A.J. AMARATUNGA. "Comparison of two techniques for Closed-Loop Drive of VR Step motors without direct rotor position sensing". IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 38, No 2, April 1991, pp. 95-101.
- [PAN91b] S.K. PANDA, G.A.J. AMARATUNGA. "Analysis of the waveform-detection technique for indirect rotor-position sensing of switched reluctance motors drives". IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol. 6, No 3, September 1991, pp. 476-483.
- [PAN93] S.K. PANDA, G.A.J. AMARATUNGA. "Waveform detection technique for indirect rotor-position sensing of switched reluctance motors drives". Proc. IEE, vol. 140, Pt. B, N° 1, January 1993 pp. 80-96.
- [PUL88] D.W.J. PULLE. "Perfomance of split-coil switched reluctance drive". Proc. IEE, vol. 135, Pt. B, No 6, November 1988, pp. 318-323.
- [RAY93] W.F. RAY, I.H. AL-BAHADLY. "Sensorless methods for determining the rotor position of switched reluctance motors". EPE, Brighton 1993, pp. 7-13.
- [SEN87] R. SENANI. "On linear Inductance-Time and related conversions Using IC Op. Amps". IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-34, No 2, May 1987, pp. 292-293.
- [STI97] M. STIEBLER, K. LIU. "Rotor position estimation of a switched reluctance generator". EPE Trondheim 1997, vol. 3 pp. 3.575-3.579.