

A2.1. Avantatges i inconvenients d'utilitzar Pspice i Simulink en l'anàlisi dels SRM.

L'ús de qualsevol tipus de simulador en l'estudi dels accionaments ha de permetre, en primera instància, preveure el comportament d'aquests dins d'un ampli marge de condicions de treball. Alguns simuladors incorporen eines d'anàlisi orientades a l'optimització de prestacions, ja sigui per mitjà de l'anàlisi de sensibilitat o l'anàlisi paramètric. Un aspecte molt important, i que a vegades no es té prou en compte, és el fet que el simulador pot imposar restriccions a l'hora de modelitzar l'accionament.

Per a la simulació dels accionaments SR hem utilitzat dos entorns força diferenciats: l'entorn Matlab-Simulink i l'entorn Pspice, programes no específics per a simulació de màquines elèctriques. Els avantatges i inconvenients trobats a l'hora d'utilitzar els paquets Pspice i Simulink en la simulació d'accionaments per SRM es resumeixen en la taula I.

<i>Aspectes Comparatius</i>	SIMULINK	PSPICE
Capacitat per a tractar comportaments dinàmics de sistemes no lineals	Òptima. Ambdós son ben coneguts per a la seva idoneïtat en la resolució de sistemes altament no lineals.	
Integració en sistemes multifuncionals	Les aplicacions que enllacen l'entorn Matlab-Simulink amb altres eines de control i simulació són molt més nombroses.	L'entorn Pspice és encara poc donat a la multifuncionalitat, tot i que pot ser una eina de modelització precisa i molt interessant en altres camps fora dels circuits elèctrics i electrònics.
Visualització del sistema a modelar	El control es troba implementat de forma extremadament gràfica, aportant una visió global envejable del sistema.	Malgrat pot treballar-se amb blocs relacionats entre sí, la visió del sistema és molt més detallista.
Model del convertidor estàtic	L'adaptació dels dispositius electrònics que conformen el convertidor als requeriments de simulink presenta més dificultats. En conseqüència el model s'ha de simplificar. No es poden extreure gaires conclusions per al disseny del convertidor estàtic i menys del circuit de desexcitació.	Permet una modelització molt acurada del convertidor. Incorpora de forma molt precisa el comportaments dels dispositius electrònics. Hi ha una ampla biblioteca de components electrònics ben modelats. És molt útil per a dissenyar el convertidor estàtic. Permet simulació digital i analògica.

Taula A2-I. Avantatges i inconvenients d'utilitzar Pspice i Simulink per l'anàlisi dels SRM

<i>Aspectes Comparatius</i>	SIMULINK	PSPICE
Model de l'estructura magnètica	Està completament lligat al convertidor estàtic. No es pot separar es conjunt format pel Convertidor estàtic-Estructura electromagnètica.	No tan bona com en el cas del convertidor estàtic, però el suficient per contemplar aspectes de no linealitat. Pspice admet amb facilitat la implementació de models de magnituds no elèctriques o electròniques sota la forma d'un model elèctric.
Model del sistema de control en laç tancat	Facilitat d'implementació. Molt millor que sota Pspice. Admet tractament discret del senyal	Difícil i problemàtic.
Estabilitat de les solucions	Admet diferents sistemes per a integrar les equacions diferencials: Adams, Adams-Gear, Euler, Gear, Linsin, Runge-Kutta 3 i Runge-Kutta 5. El que proporciona més possibilitats d'arribar a una solució estable.	El mètode d'integració és tancat a l'usuari. Presenta nombrosos problemes per arribar a solucions estables en sistemes de control de laç tancat.
Interactivitat	Admet més interactivitat que pspice.	Pspice en el seu origen no era un programa gaire interactiu (fitxer d'entrada i fitxer de sortida amb tota la informació generada. En els últims anys però Pspice està incorporant altres mòduls que milloren la interactivitat (primer el paquet Desig Center i actualment Design Lab)
Optimització de paràmetres	Disposa de blocs i llibreries de funcions matlab molt potents, però la seva utilització no és tan directa com en el Pspice.	Està molt ben orientat com a eina CAE. Incorpora nombroses opcions de gran utilitat per a l'optimització del disseny (anàlisi paramètric, de sensibilitat, Monte Carlo, soroll, temperatura, tractament temporal i freqüencial..

Taula A2-I (continuació). Avantatges i inconvenients d'utilitzar Pspice i Simulink en l'anàlisi dels SRM

A2.2. Modelització de l'accionament SR 12/8.

Les figures A2-1 i A2-2 es representen els diagrames de blocs dels accionaments unipolar i Miller trifàsics SR, amb angles de commutació constats i amb captadors de posició rotòrica. L'accionament està pensat per aplicacions de petita potència i s'adapta a diferents estructures electromecàniques (6/4, 12/8) i a diferents topologies de convertidors estàtics (Clàssic, Miller, Unipolar). En un prototipus previ [AND95b] s'ha implementat la seqüència de commutació i control per mitjà de dispositius lògics (PLD).

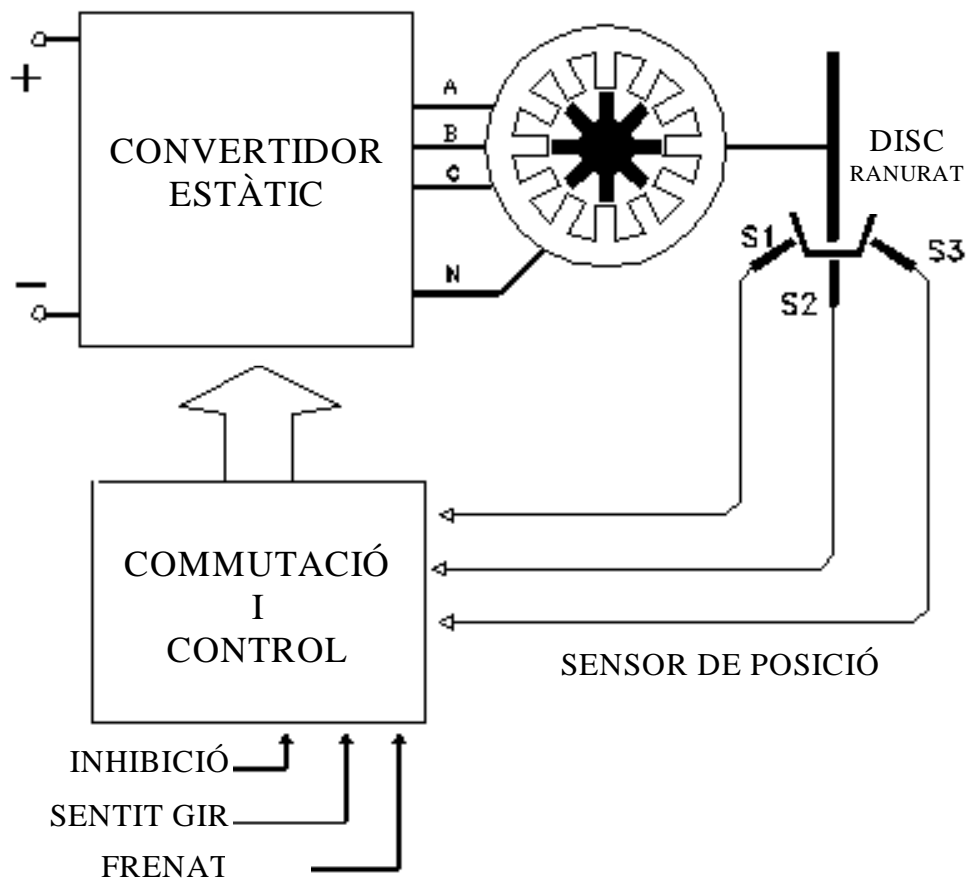


Figura A2-1. Diagrama de blocs de l'accionament unipolar.

En la figura A2-1 es distingeixen dos grans blocs, el format pels components de potència (convertidor estàtic i convertidor electromecànic) i el bloc de commutació i control. Aquest últim inclou els sensors de posició i el sistema de regulació en llaç tancat (figura A2-2).

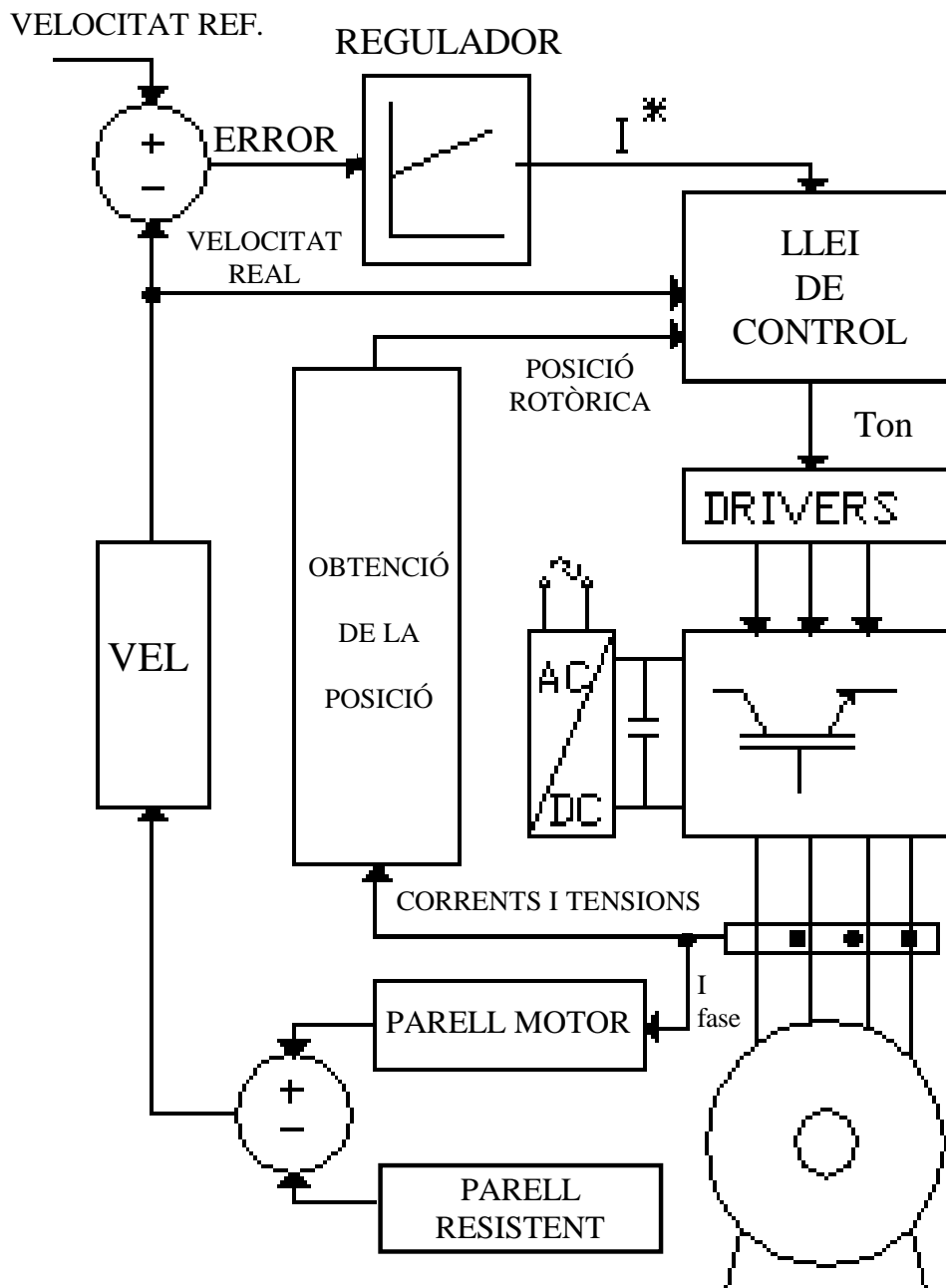


Figura A2-2. Diagrama de blocs de l'accionament Miller.

A.2.3. Modelització de l'accionament unipolar en l'entorn Pspice.

La simulació de l'accionament s'ha realitzat per aplicacions que no precisin regulació de velocitat i parell. El convertidor estàtic indicat en aquest cas és l'unipolar (figura A2-3).

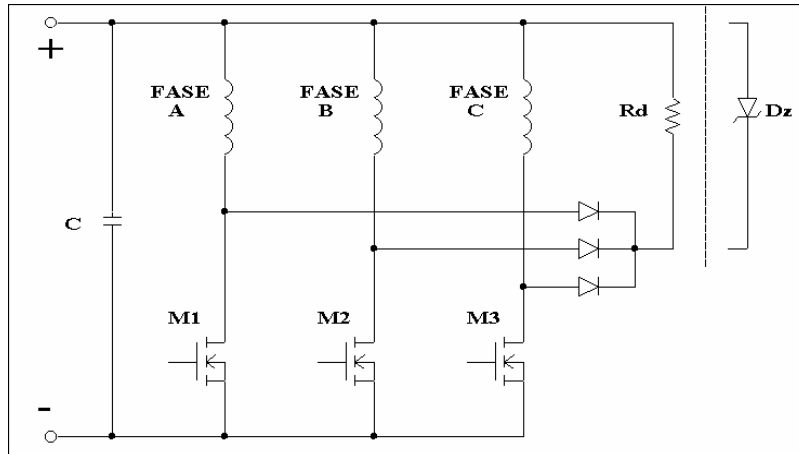


Figura A2-3. Convertidor Unipolar (connexió estrella)

El mode de funcionament utilitzat consisteix en l'excitació per un únic pols, de duració constant i angle d'encesa variable (T_{on}), figura A2-4.

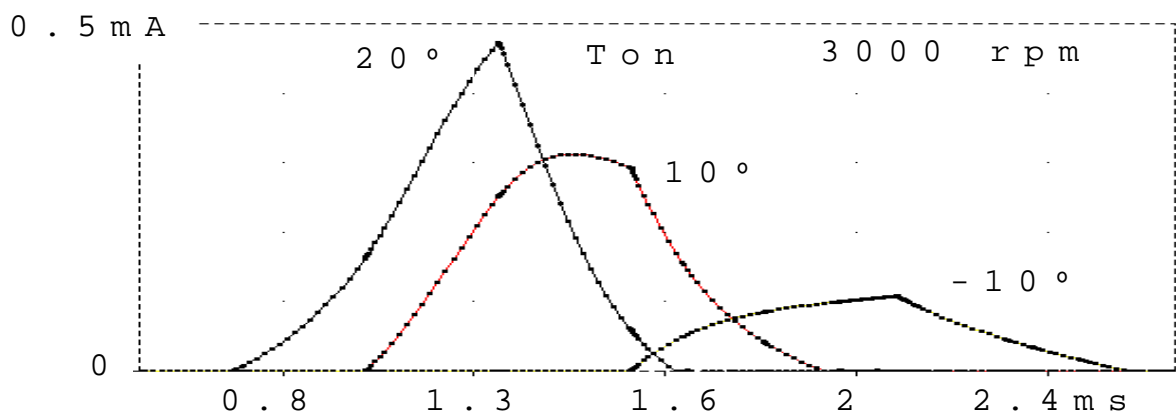
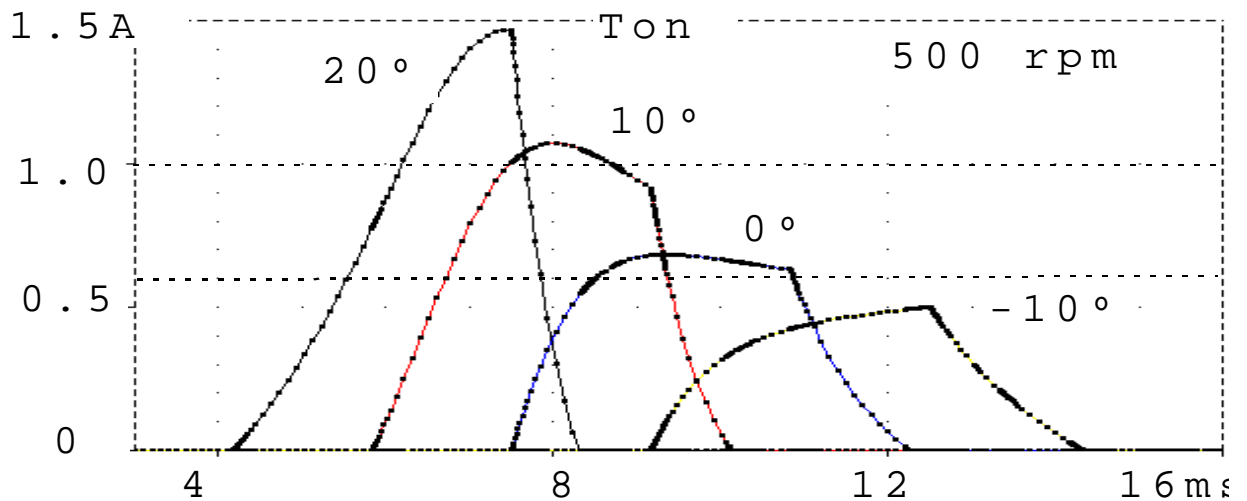


Figura A2-4. Angle d'encesa variable (T_{on}) amb angle de conducció constant (20°).

En la figura A2-5 es mostra la configuració de l'accionament i els paràmetres d'inicialització en Pspice.

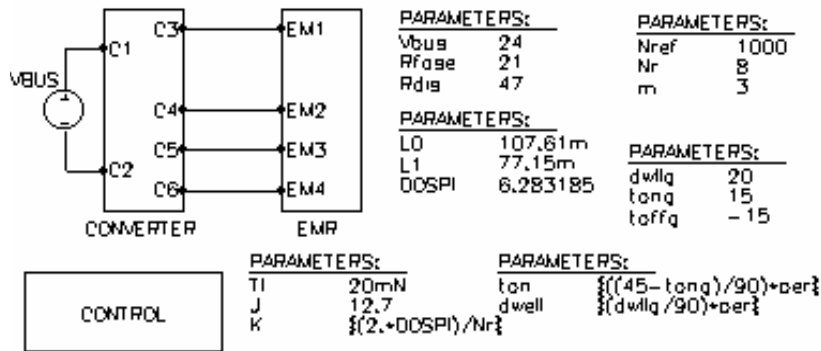


Figura A2-5. Esquema general de la implementació de l'accionament.

A2.3.1. Convertidor estàtic.

La implementació mitjançant Pspice del convertidor unipolar (Fig A2-3) utilitza dispositius electrònics modelats a partir de fonts de corrent i tensió controlades [FRA91, FAR94, LOV91]. Els models de díodes de recuperació i transistors Mosfet de potència utilitzats s'ajusten satisfactòriament al comportament real. La figura 6 mostra el convertidor unipolar modelat amb Pspice. El circuit de desexcitació està constituït per totalment per díodes.

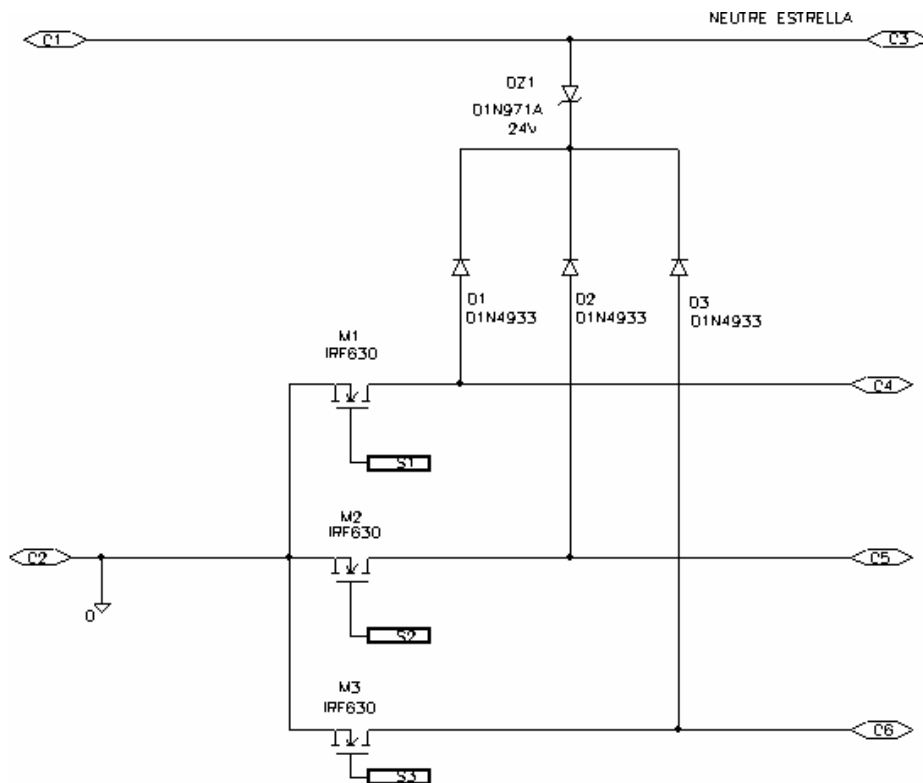


Figura A2-6. Convertidor Unipolar modelat amb Pspice.

A2.3.2. Estructura magnètica Reluctant.

La relació entre la tensió i el corrent per una fase j és:

$$V_j(t) = i_j(t)R_f + d\Psi_j(t)/dt \quad j=1\dots m \quad (1)$$

considerant un comportament magnètic lineal és:

$$\Psi_j(t) = i_j(t)L_j(t) \quad (2)$$

i una dependència de la inductància respecte la posició del tipus:

$$L_j(t) = L_o + L_1 \cos(\theta(t)) \quad (3)$$

$$\theta(t) = N_r \omega t \quad (4)$$

on Ψ representa el flux magnètic, L la inductància de fase, L_o y L_1 són constants, θ la posició angular, N_r el número de pols rotòrics i ω la velocitat angular [PIR88]. En la figura A2-7 es plantegen les equacions (1) a (4) per a una sola fase.

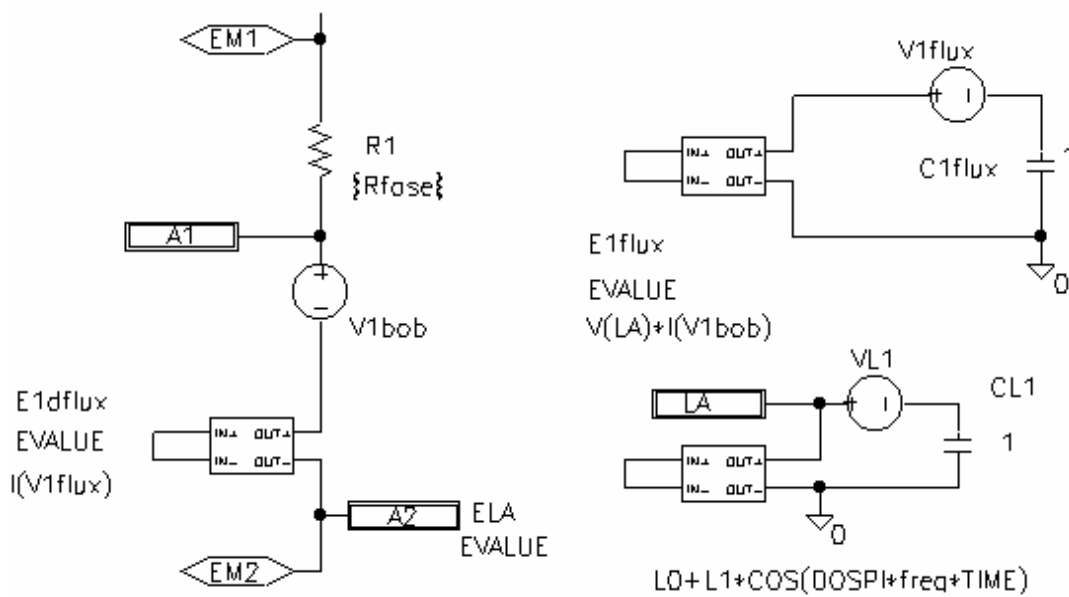


Figura A2-7. Plantejament de les equacions elèctriques.

A2.3.3. Sensor de posició.

A partir de la informació de la tensió i el corrent de la fase en conducció (detecció passiva) es reconstrueix la inductància de fase:

$$L_j(t) = \left\{ \int (v_j(t) - i_j(t)R_f) dt \right\} / i_j(t) \quad (5)$$

El conjunt de 3 etapes, una restadora, una integradora i un altre multiplicadora permet obtenir (5). El valor de la inductància està directament relacionat amb la posició rotòrica, essent possible introduir una taula d'equivalència valor L posició θ , tal i com indica figura.A2-8.

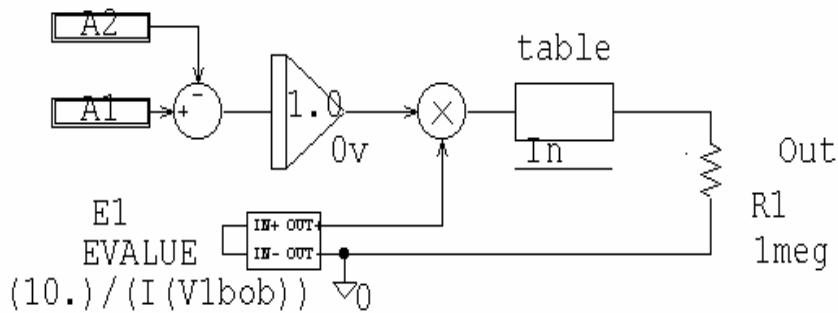


Figura A2-8. Obtenció de posició rotòrica.

A2.3.4. Estimador de velocitat.

Per aproximació de la equació mecànica del motor:

$$M_m - M_{res} = J(dw/dt) \quad (6)$$

se obté la velocitat com:

$$w = (1/J) \int (M_m - M_{res}) dt \quad (7)$$

on M_m y M_{res} representen el parell motor i parell resistent respectivament, J el moment d'inèrcia i w la velocitat angular (Fig.A2-9). El parell motor s'aproxima calculant:

$$M_m = (1/2) i^2(t) (dL/d\theta) \quad (8)$$

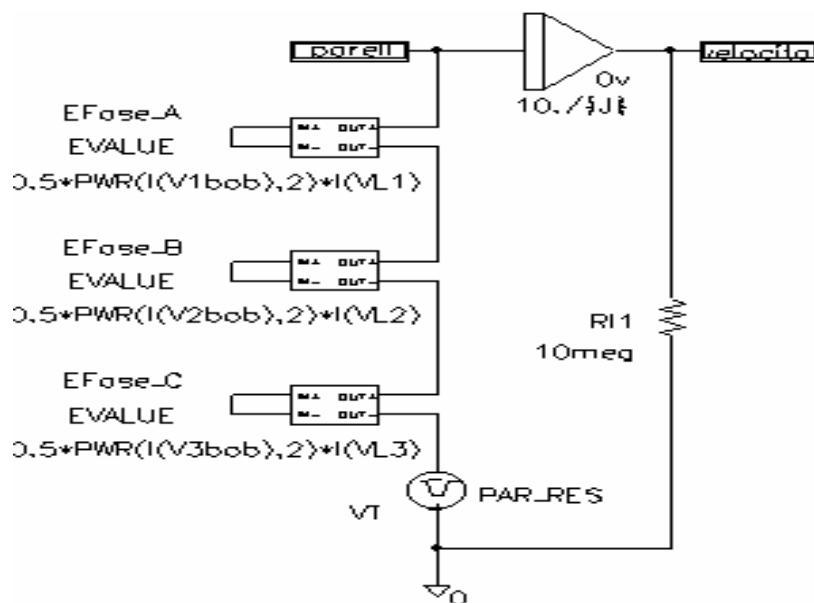


Figura A2-9. Equació mecànica. Càlcul de la velocitat

A2.3.5. Llaç de velocitat.

Per comparació entre la velocitat de referència i la velocitat estimada s'obté l'error de velocitat. Un regulador PI tractarà posteriorment aquest error generant un senyal de referència de corrent (I^*).

A2.3.6. Llei de control.

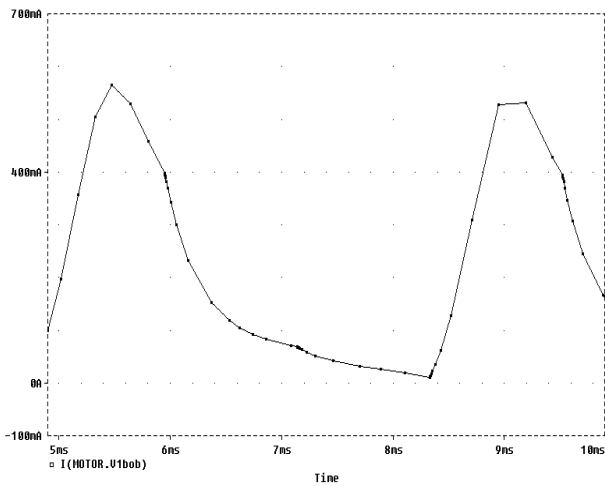
El criteri de control es fonamenta en el manteniment de l'angle de conducció constant, avançant la entrada en conducció dels transistors (respecte de la posició de no alineament, 0°). A més corrent de referència, major velocitat de rotació, major haurà de ser l'avanç en la entrada en conducció (T_{on}). La simulació de la llei de control s'aconsegueix a partir de una funció taula sincronitzada amb la posició i ponderada per la velocitat (multiplicador

A2.3.7. Resultats.

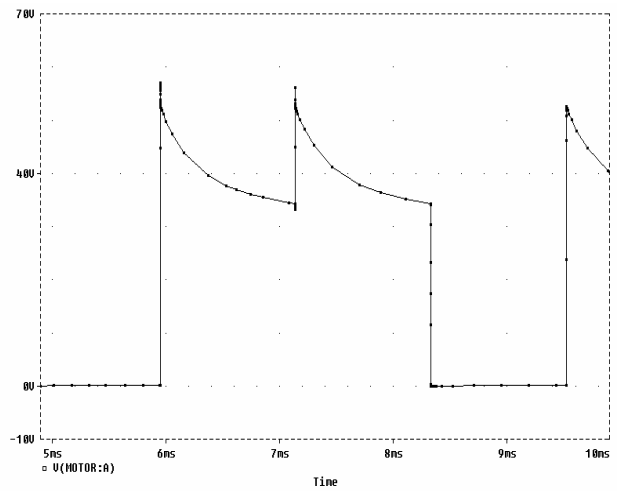
En la figura. A2-10 es mostra el resultat de la simulació para un accionament format per un motor 12/8 (taula II) i un convertidor unipolar, primer amb resistències de supressió (47Ω y 100Ω) i després amb un díode zener.

Tensió	30V
Corrent	300mA
Resistència de fase (20°C)	21Ω
Inductància alineament	184,7 mH
Inductància desalineament	30,4 mH
Moment d'inèrcia	$1,27 \cdot 10^{-6} \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$

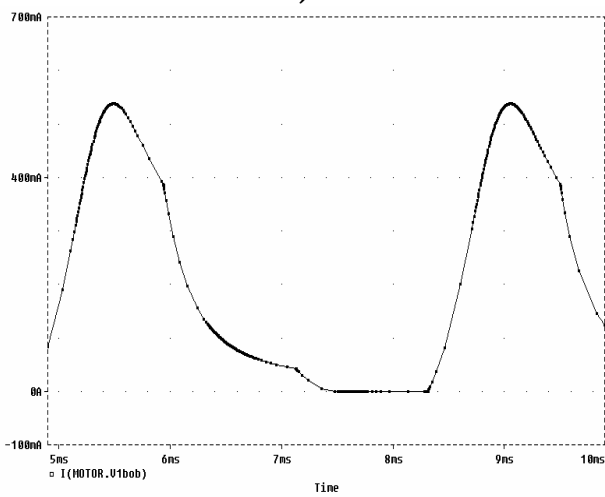
Taula A2-II. Paràmetres motor SRM 12/8



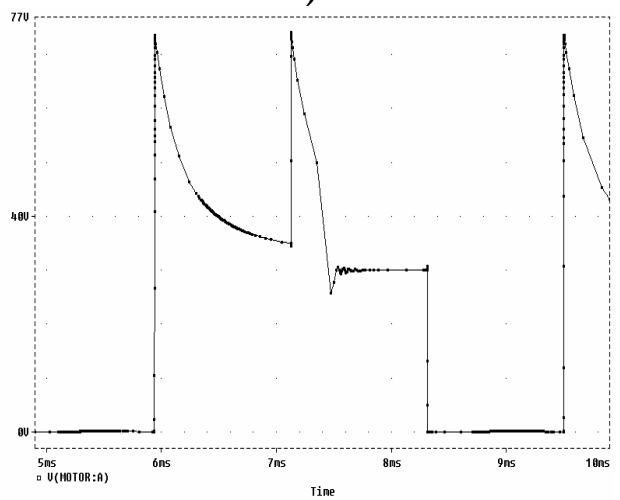
a)



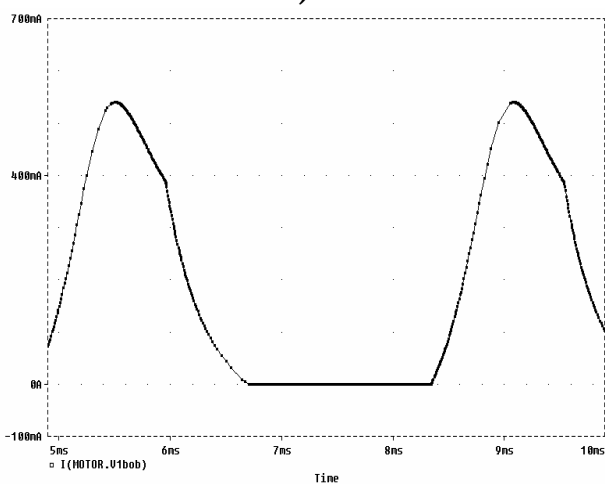
b)



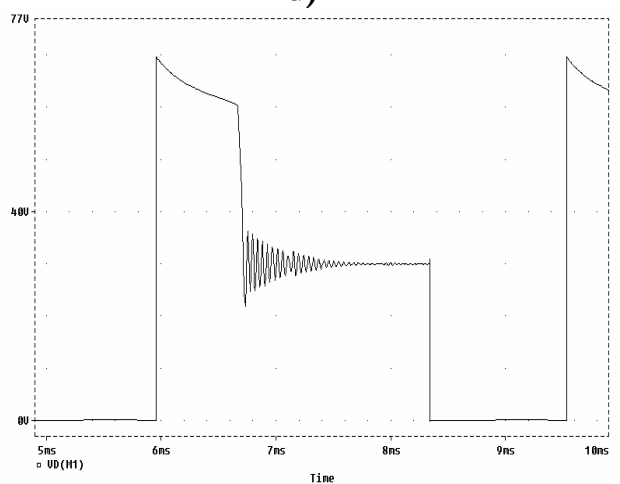
c)



d)



e)



f)

Figura A2-10. Simulació FASE A.

$N = 2101 \text{ min}^{-1}$, $R_d = 47 \Omega$, (a) Corrent (b) Tensió en borns del interruptor
 $N = 2105 \text{ min}^{-1}$, $R_d = 100 \Omega$, (c) Corrent (d) Tensió en borns del interruptor
 $N = 2098 \text{ min}^{-1}$, Zener 30 V, (e) Corrent (f) Tensió en borns del interruptor

A2.3.8. Resultats experimentals.

El motor prototipus associat al convertidor unipolar ha sigut assajat en el laboratori. Les formes d'ona de corrent de fase i tensió en l'interruptor de la mateixa fase es mostren en la figura A2-11.

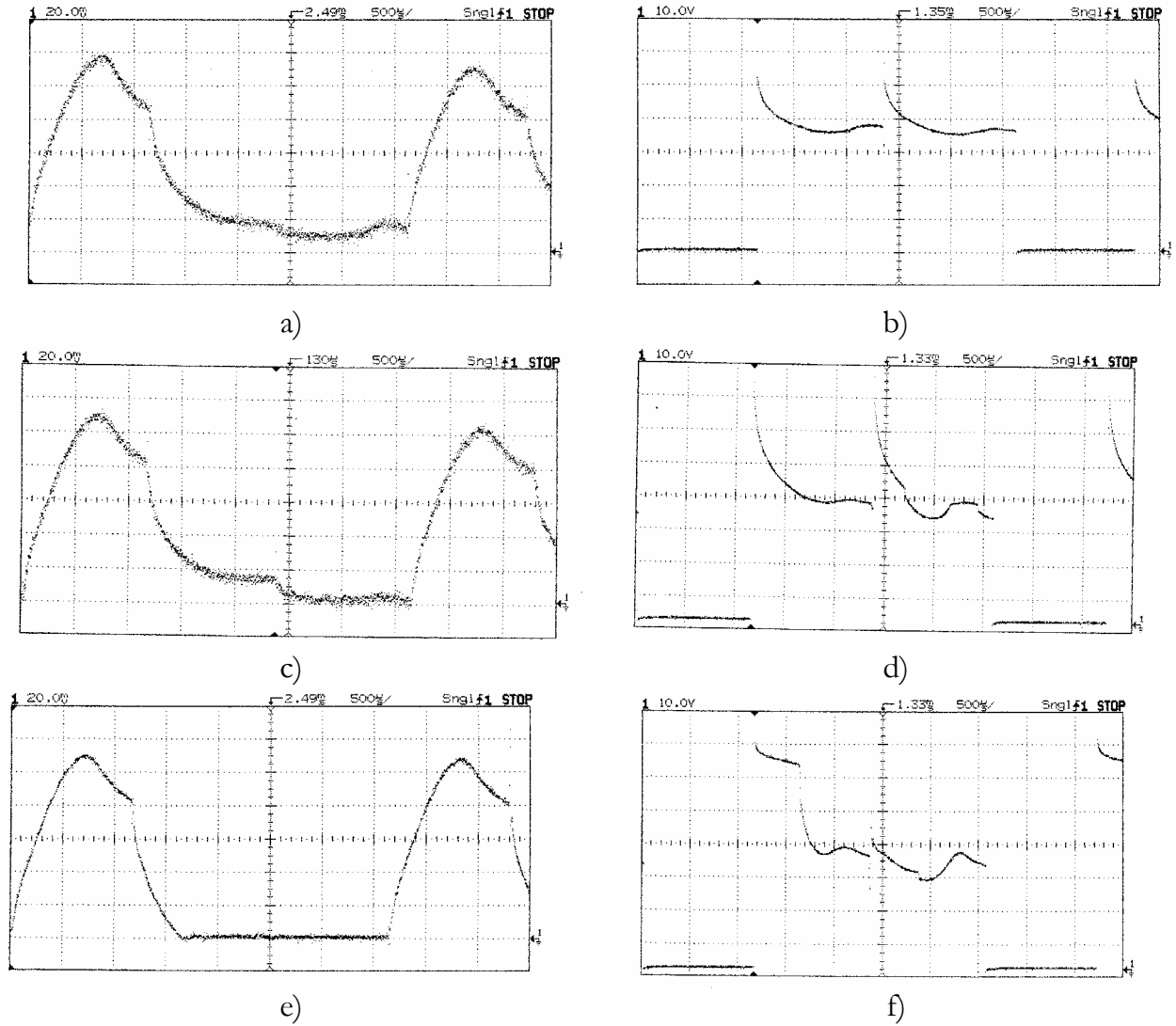


Figura A2-11. FASE A. Resultats experimentals ($1\text{mV} = 4\text{ mA}$).

$N = 2101\text{ min}^{-1}$, $R_d = 47\ \Omega$, (a) Corrent (b) Tensió en borns del interruptor
 $N = 2105\text{ min}^{-1}$, $R_d = 100\ \Omega$, (c) Corrent (d) Tensió en borns del interruptor
 $N = 2098\text{ min}^{-1}$, Zener 30 V, (e) Corrent (f) Tensió en borns del interruptor

A2.4. Modelització de l'accionament unipolar SR 12/8 en l'entorn Matlab-Simulink.

Simulink és una eina gràfica de simulació lligada a l'entorn de Matlab (programa d'anàlisi numèric dotat d'un potent generador de gràfics). Simulink destaca per la capacitat de modelar de forma òptima el comportament dinàmic en sistemes no lineals i integrar-se en sistemes multifuncionals [SCH94].

S'ha modelat un accionament SR trifàsic, amb i sense captador de posició rotòrica. L'accionament està orientat per aplicacions de petita potència i utilitza un convertidor unipolar. Les característiques del motor s'han donat prèviament en la taula II. La figura A2-12 mostra el model amb sensors de posició i la figura A2-13 el cas sense sensors.

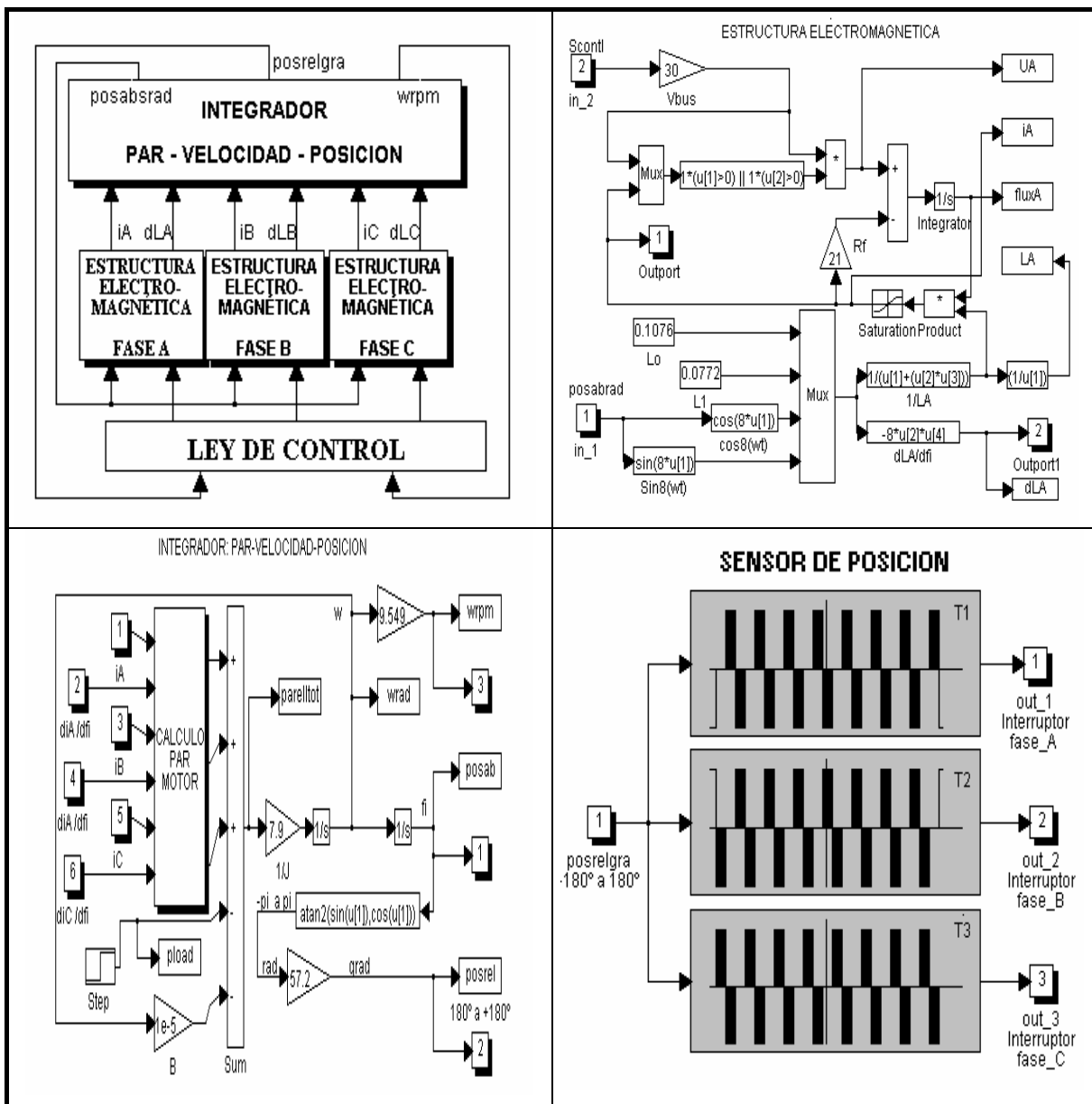


Figura A2-12.- Modelització amb captadors de posició

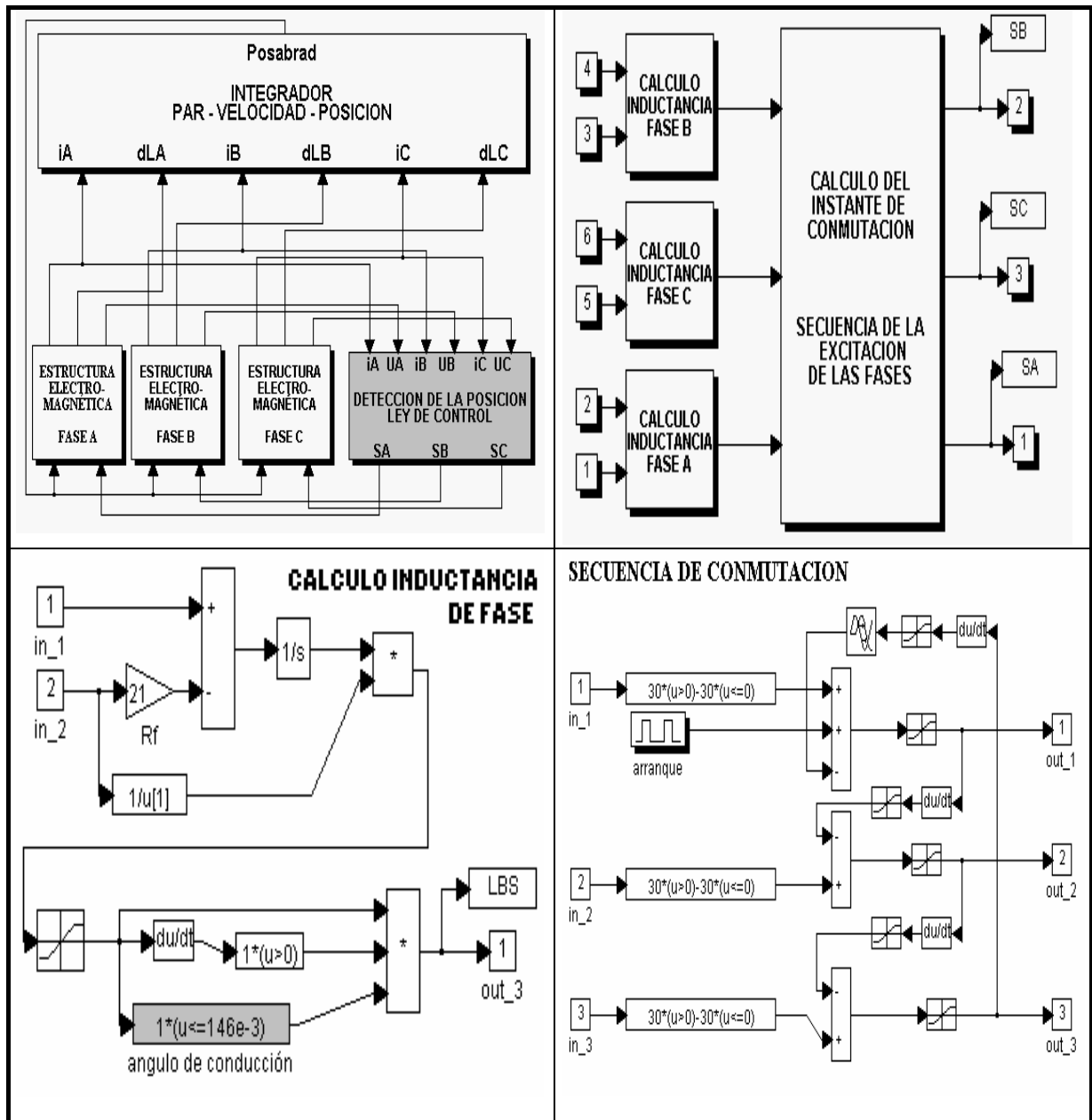


Figura A2-13.- Modelització sense sensors de posició

En la figura A2-14 es mostra el corrent de fase per simulació (amb sense captadores), i els valors experimentals. S'observa un bon comportament del model, ajustant-se satisfactòriament a les mesures experimentals.

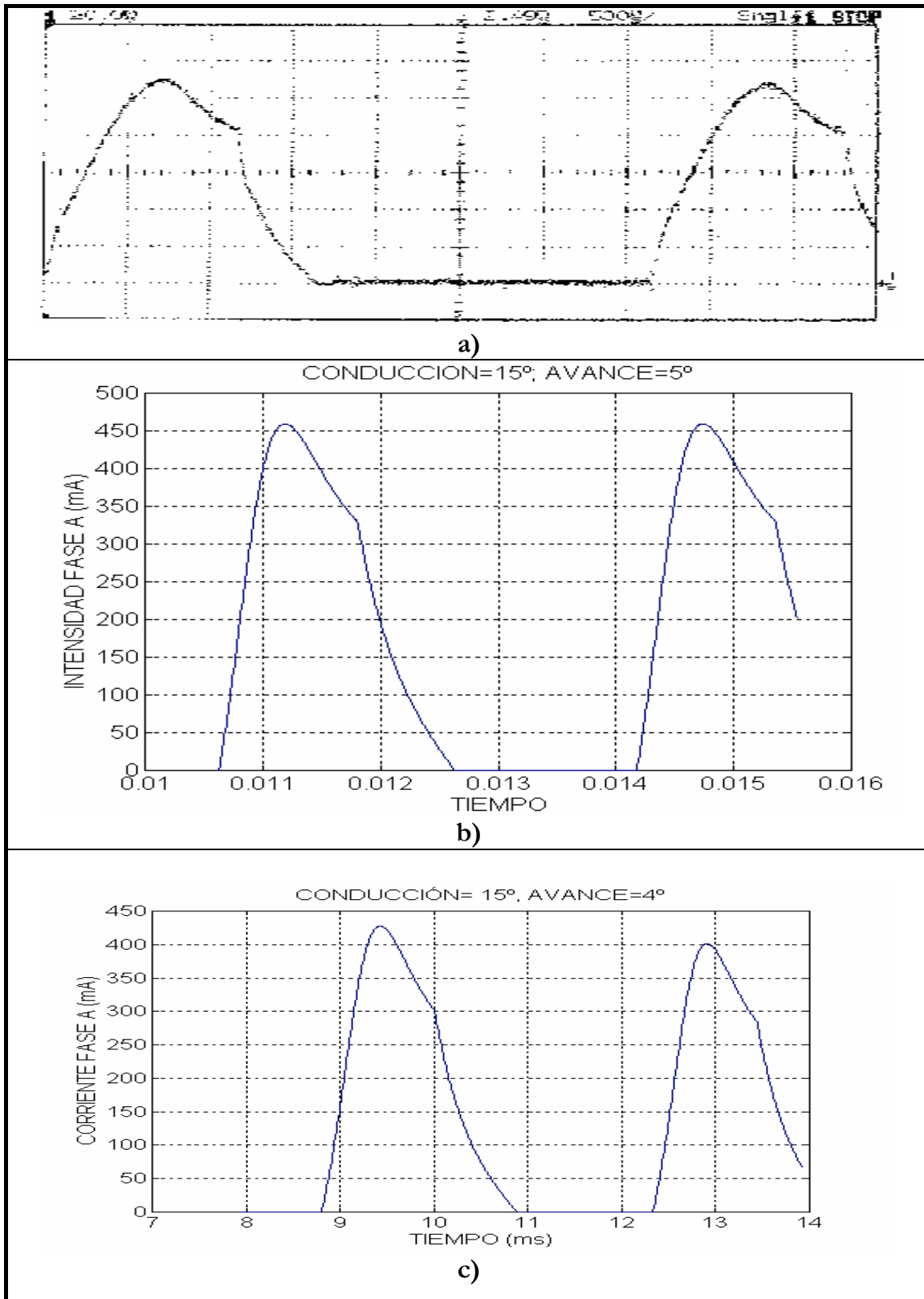


Figura A2-14. Corrent de la fase A per a 2100 s^{-1}

- a) mesura experimental ($1\text{mV}=4\text{mA}$),
- b) simulació amb sensors de posició,
- c) simulació sense sensors de posició.

A2.4.1. Programa srmsenso.m (SRM, 3 fases,-12/8 amb sensors de posició)

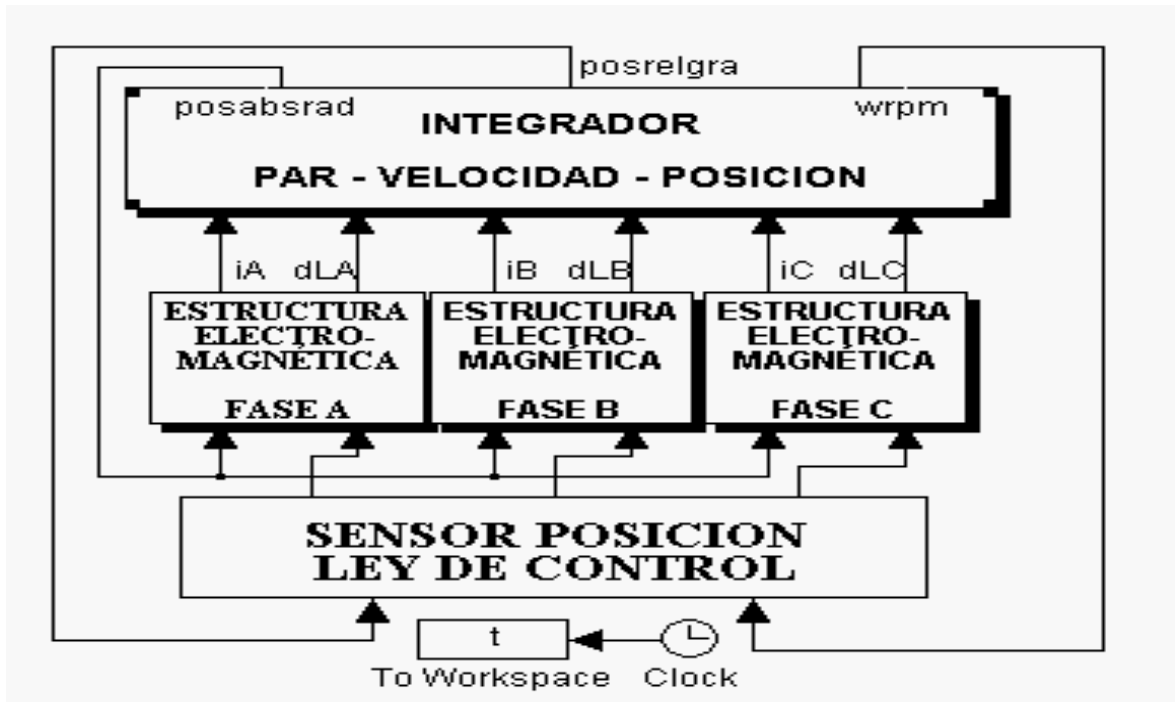


Figura A2-15. Diagrama general de blocs

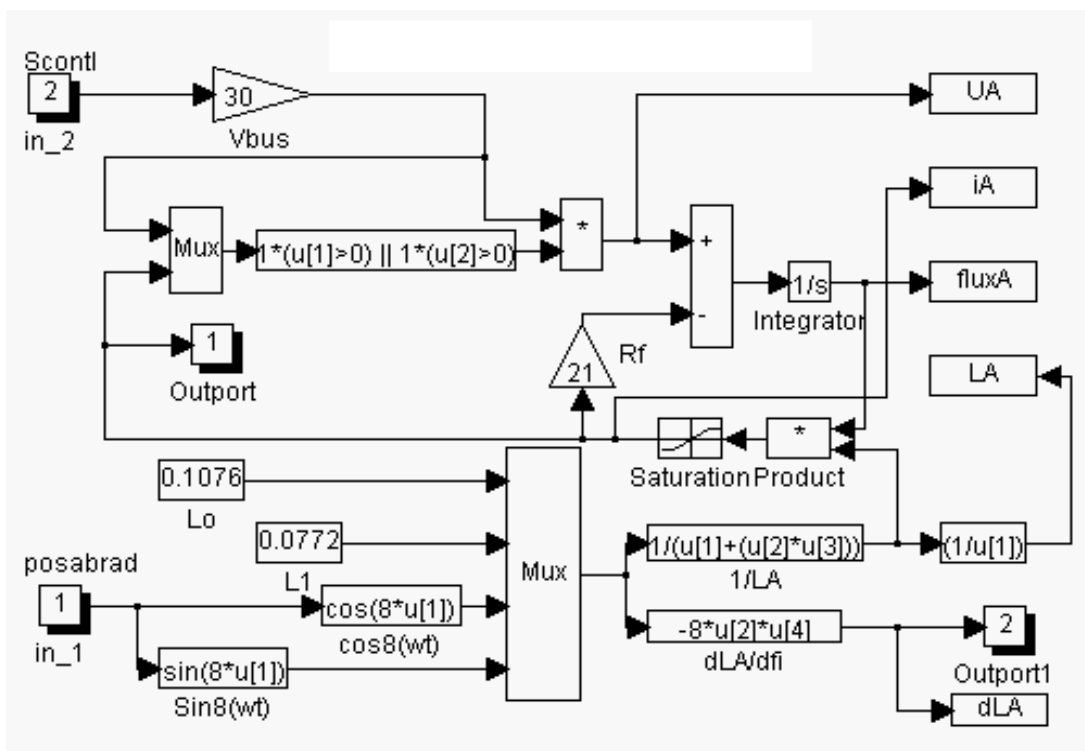


Figura A2-16. Convertidor estàtic + Estructura electromagnètica (fase A)

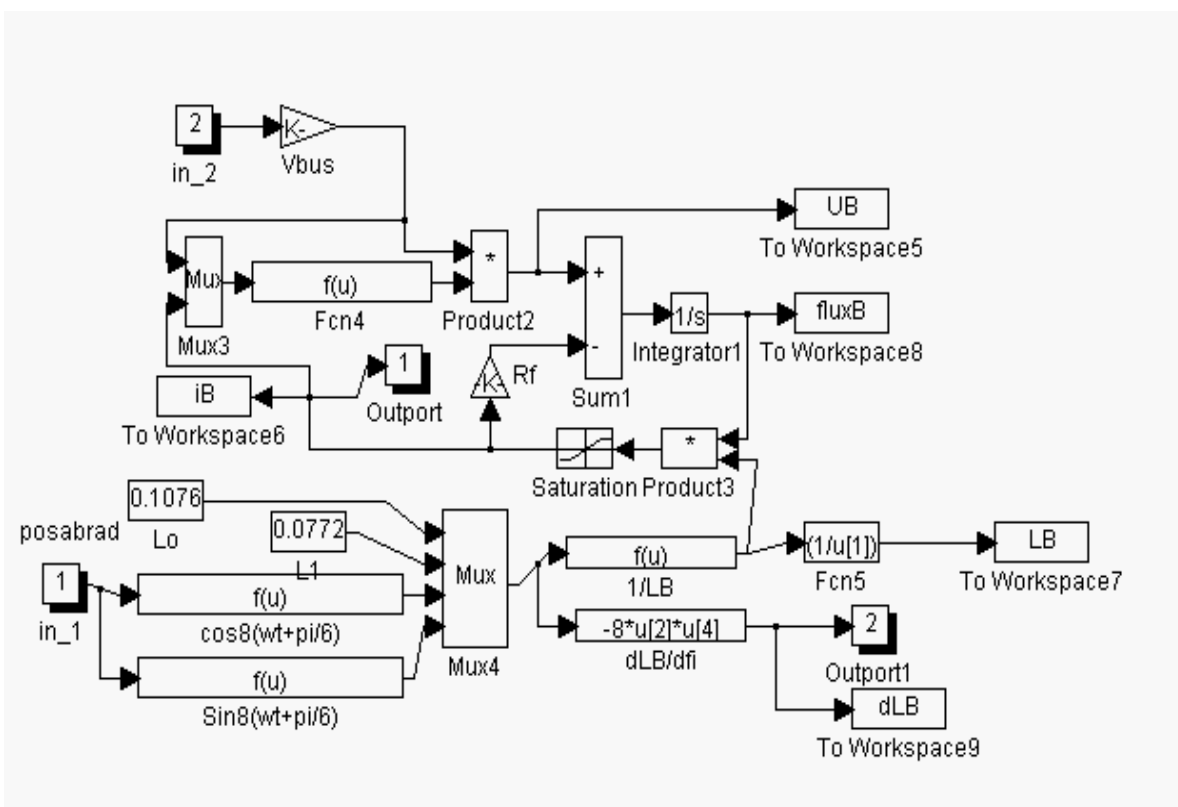


Figura A2-17. Convertidor estàtic + Estructura electromagnètica (fase B)

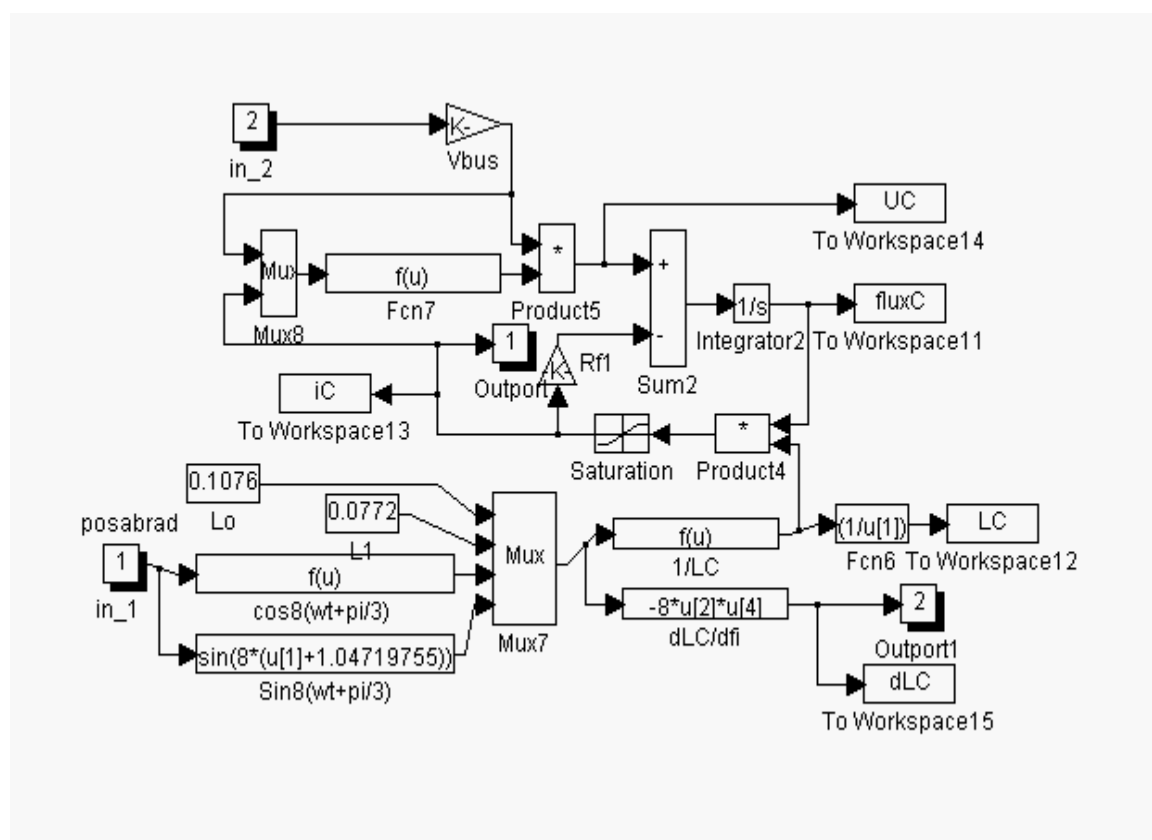


Figura A2-18. Convertidor estàtic + Estructura electromagnètica (fase C)

A2.4.2. Resultats de la simulació

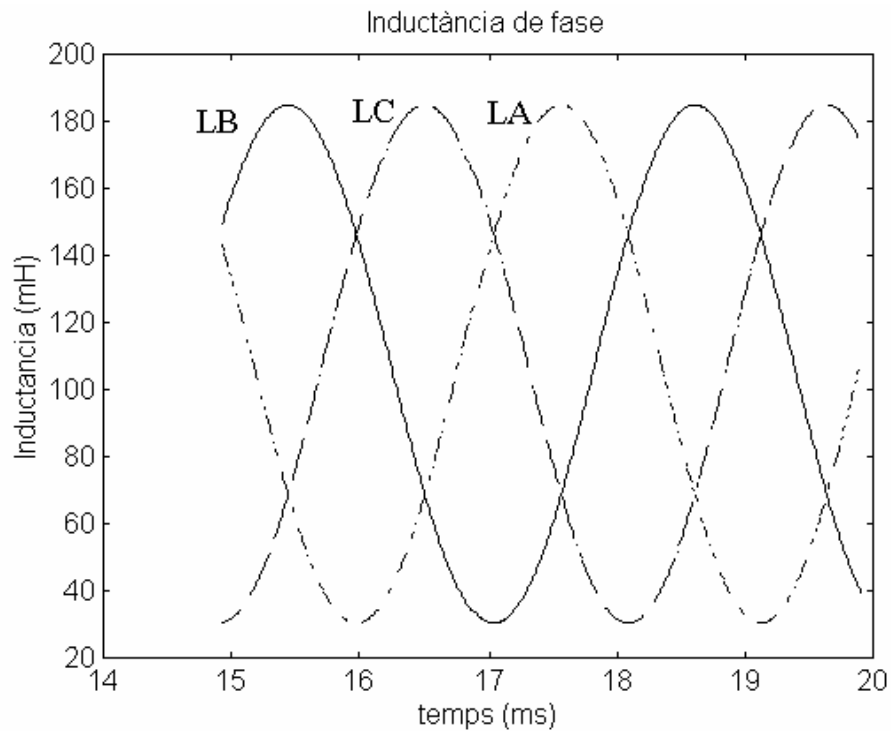


Figura A2-19. Inductància de fase a partir de mesures experimentals ajustades.

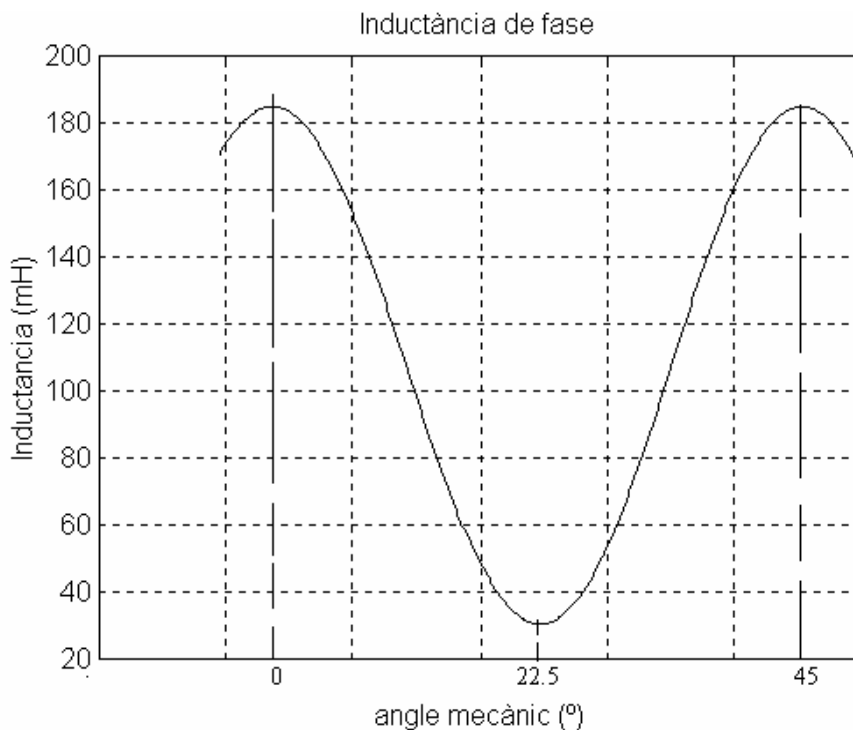


Figura A2-20. Inductància de una fase. Eix d'abscisses en graus mecànics (una volta del motor, 360° mecànics, representen 8 cicles elèctrics. Cada cicle són 45° mecànics (360° elèctrics)

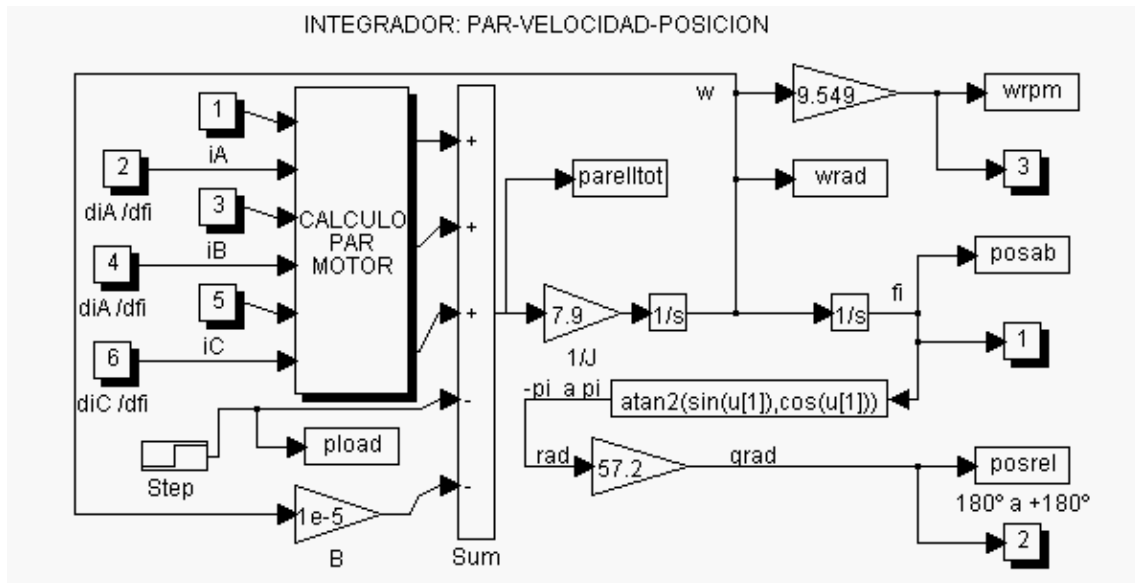


Figura A2-21. Equacions mecàniques. Obtenció de velocitat i posició.

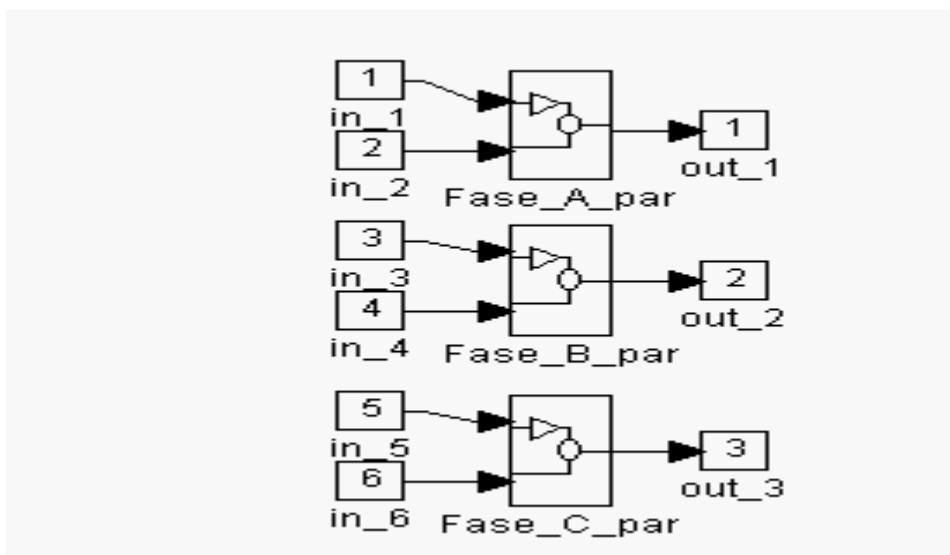


Figura A2-22. Càlcul del parell motor.

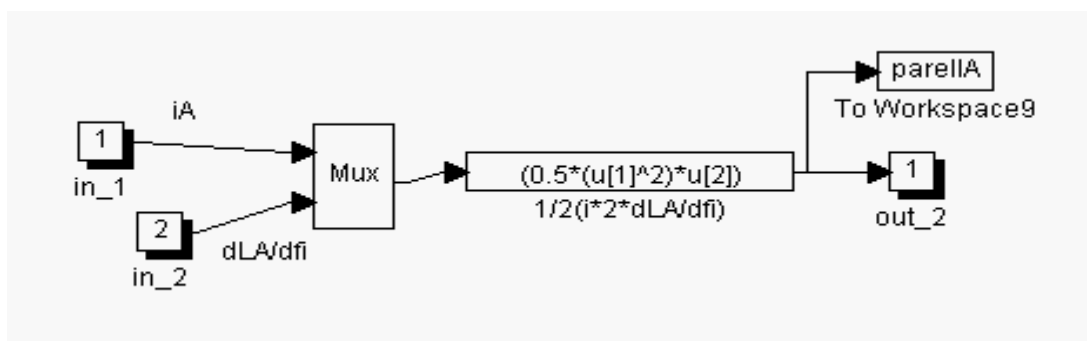


Figura A2-23. Fase_A_par (càlcul del parell motor generat per la fase A, a partir de el corrent de fase iA i la variació dLA/dfi)

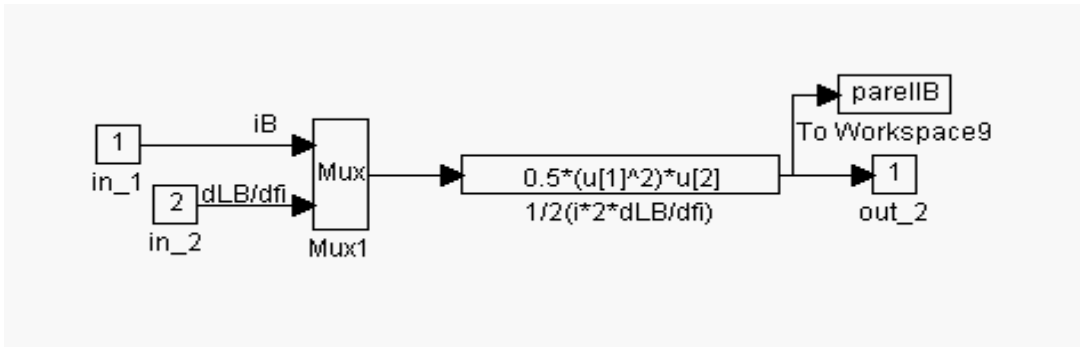


Figura A2-24.Fase_B_par (càlcul del parell motor generat per la fase B, a partir de el corrent de fase iB i la variació dLB/dfi)

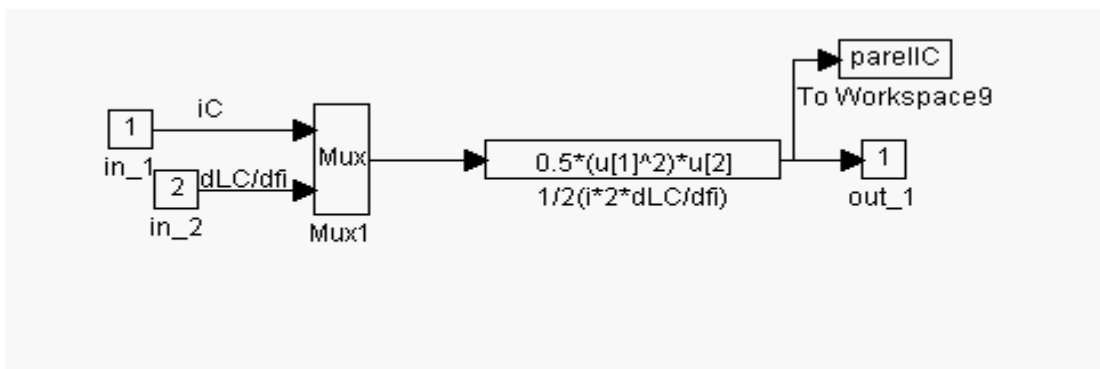


Figura A2-25.Fase_C_par (càlcul del parell motor generat per la fase C, a partir de el corrent de fase iC i la variació dLC/dfi)

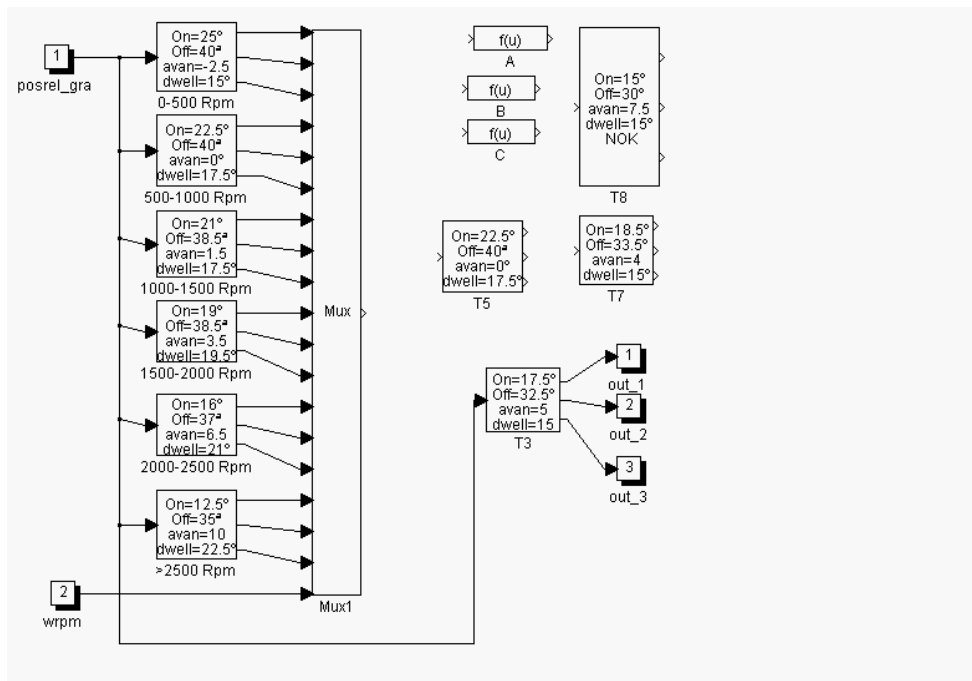


Figura A2-26. Captador de posició (per a diferents criteris d'angles d'encesa i apagament en funció de la velocitat)

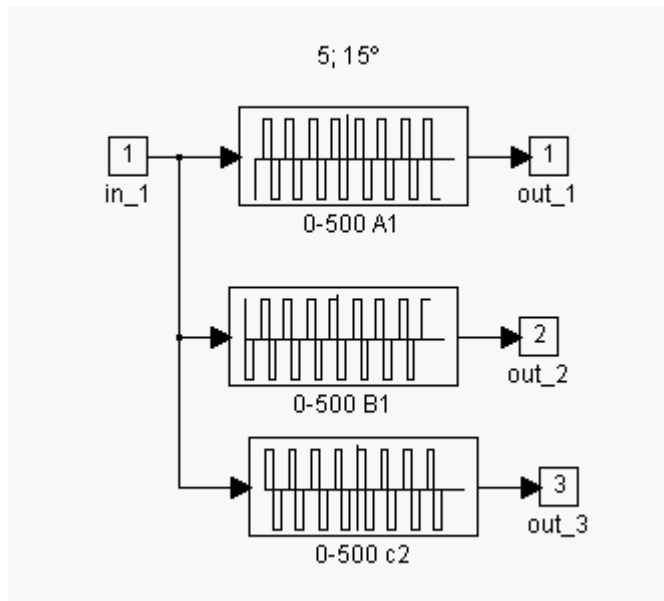


Figura A2-27. Model del captador de posició (pel cas d'avanç de fase 5° i durada de la conducció 15° , respecte un màxim de $22,5$)

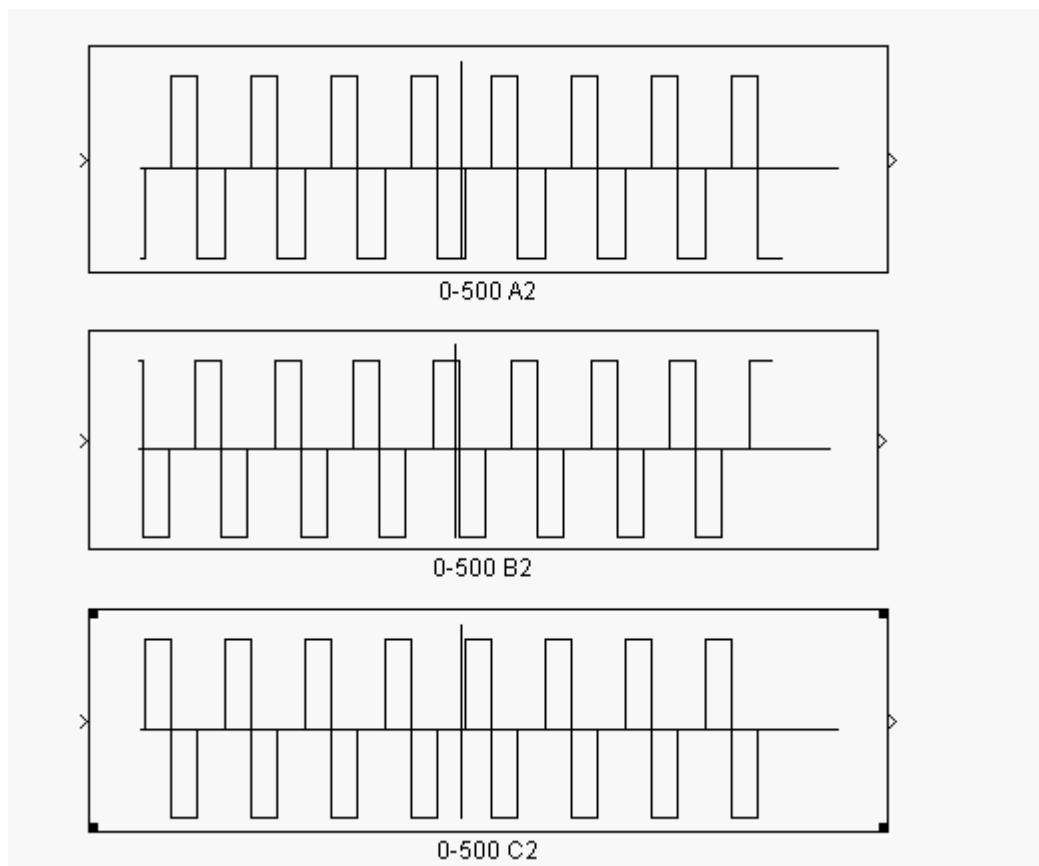


Figura A2-28. Detall de la taula del model del captador de posició de la figura 25 (eix ordenades: excitació de la fase; eix absccisses: posició relativa -180 a 180°)

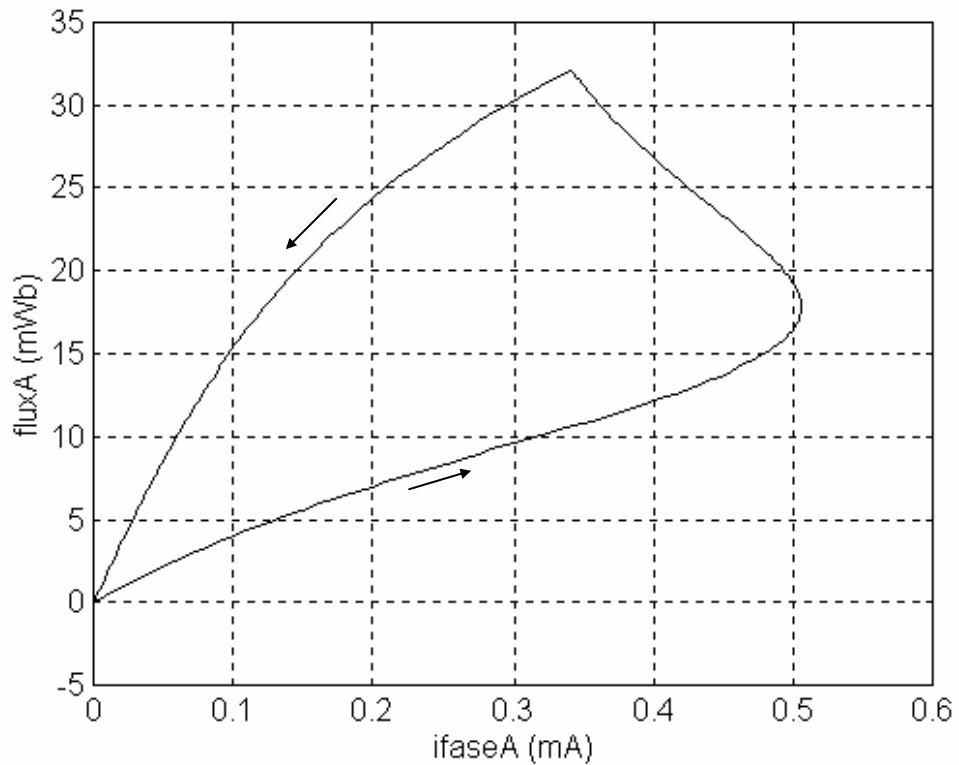


Figura A2-29. Comportament del SRM alimentat amb un convertidor unipolar (control amb un únic pols, angle de conducció 15° , avançament de fase 5°). Trajectòria Flux concatenat per una fase-intensitat de la fase.

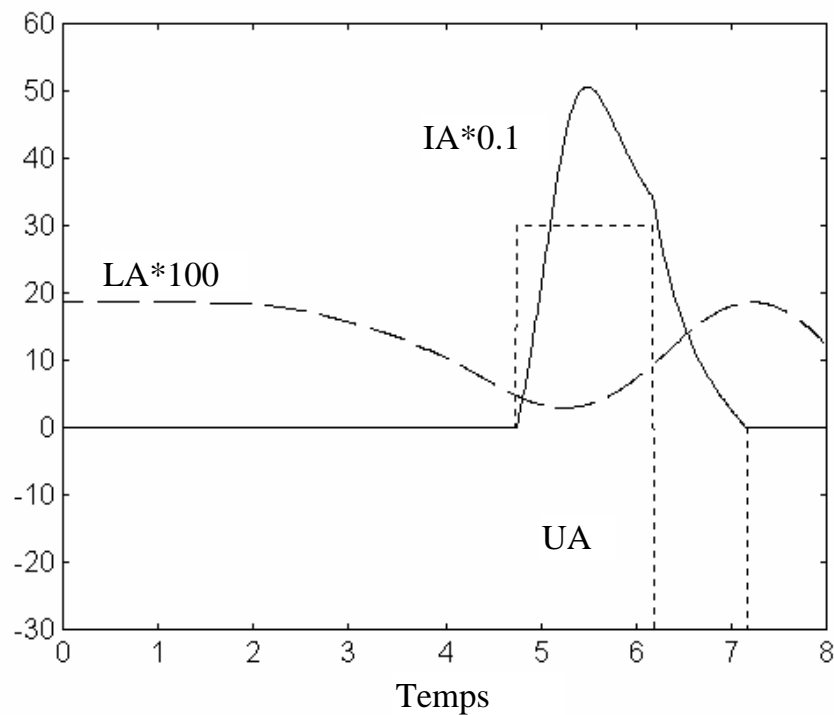


Figura A2-30. Corrent de fase i_A en $\text{mA} \cdot 0.1$, Tensió de fase en V, Inductància de fase en $\text{mH} \cdot 0.1$, temps en ms en les condicions de la figura 29.

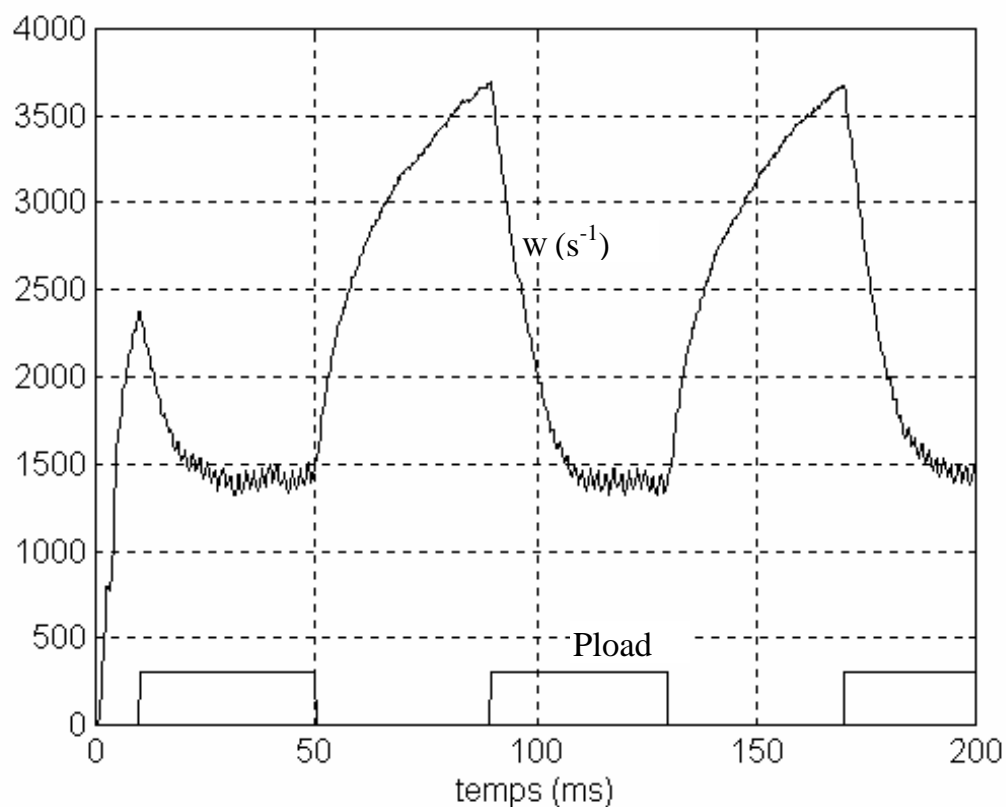


Figura A2-31. Velocitat angular $w(s^{-1})$, parell resistent*10 (P_{load}) en mNm ,

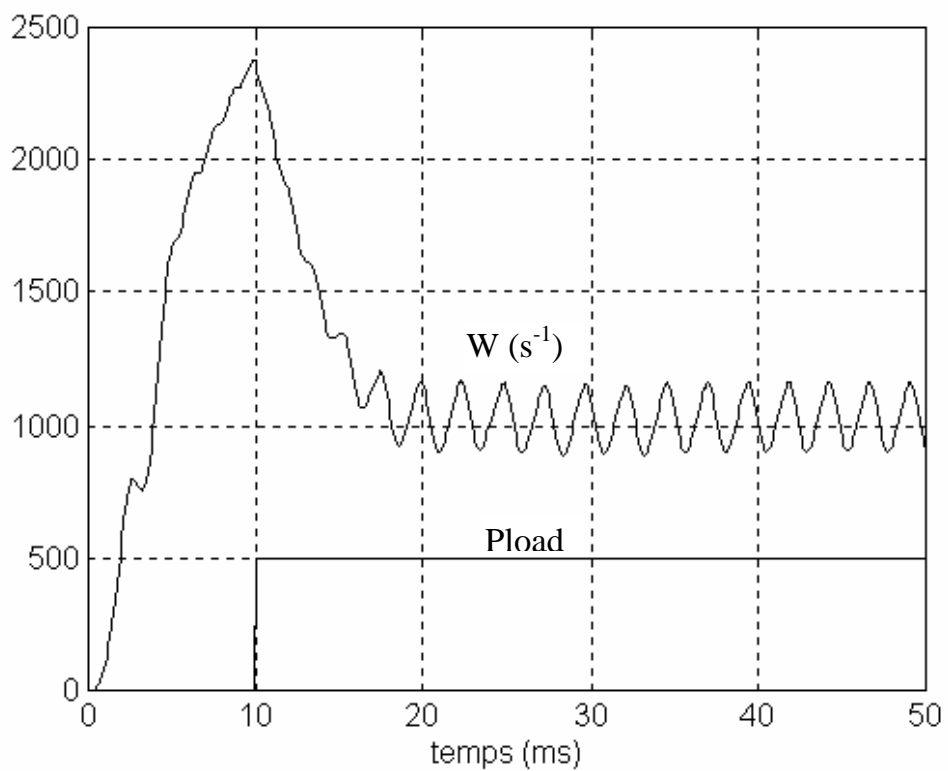


Figura A2-32. Velocitat angular $w (s^{-1})$, parell resistent*10 (P_{load}) en mNm .

A2.5. Modelització de l'accionament Miller en l'entorn Pspice.

A2.5.1. Esquema general de blocs.

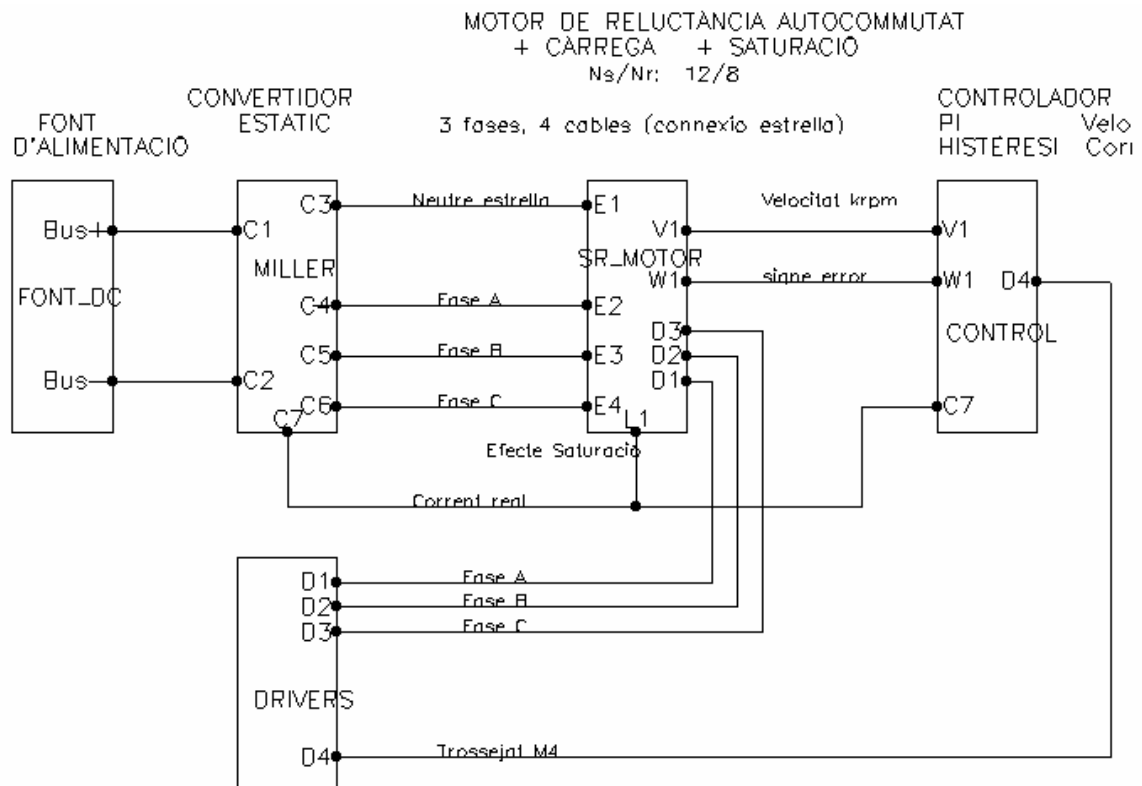


Figura A2-33. Esquema general de blocs.

<u>PARAMETERS:</u>		<u>PARAMETERS:</u>		
Vbus	24	Pi6	0.5236	
Rsens	100m	Pi3	1.0472	
<u>PARAMETERS:</u>		<u>PARAMETERS:</u>		
Nr	8	r1	10k	
Rfase	21	r2	3.3meg	
<u>PARAMETERS:</u>		<u>PARAMETERS:</u>		
J	12.7E-6	12.7e-6	kgm2	
B	2E-6		Nm/rpm	
F	100E-6		Nm	
<u>PARAMETERS:</u>		<u>PARAMETERS:</u>		
Nref	1	krpm	tfNref	20m
tdNref	0		pwNref	40m
trNref	10m		perNref	70m
<u>PARAMETERS:</u>		<u>PARAMETERS:</u>		
Kw2	15E-9	15E-9	Nm/rpm2	
<u>PARAMETERS:</u>		<u>PARAMETERS:</u>		
TPARref	10m	tfPARref	10m	
tdPARref	0m	pwPARref	50m	
trPARref	1ms	perPARref	100m	

Figura A2-34. Inicialitzacions.

A2.5.2. Alimentació.

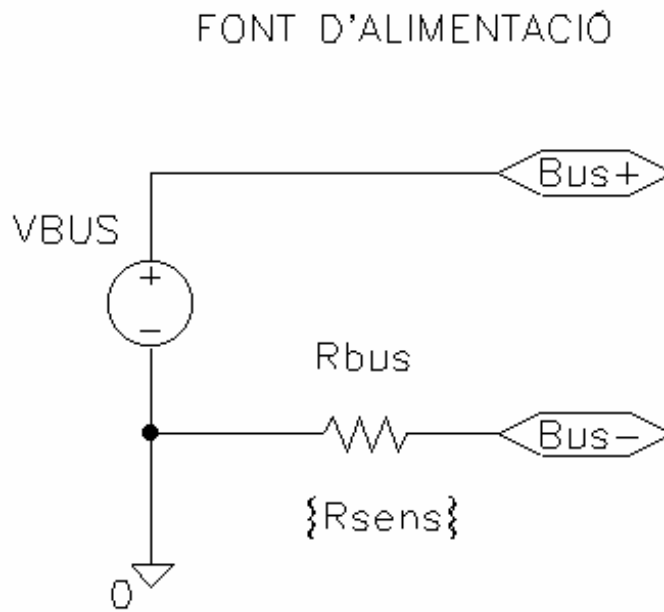


Figura A2-35. Font d'alimentació CC.

A2.5.3. Convertidor estàtic.

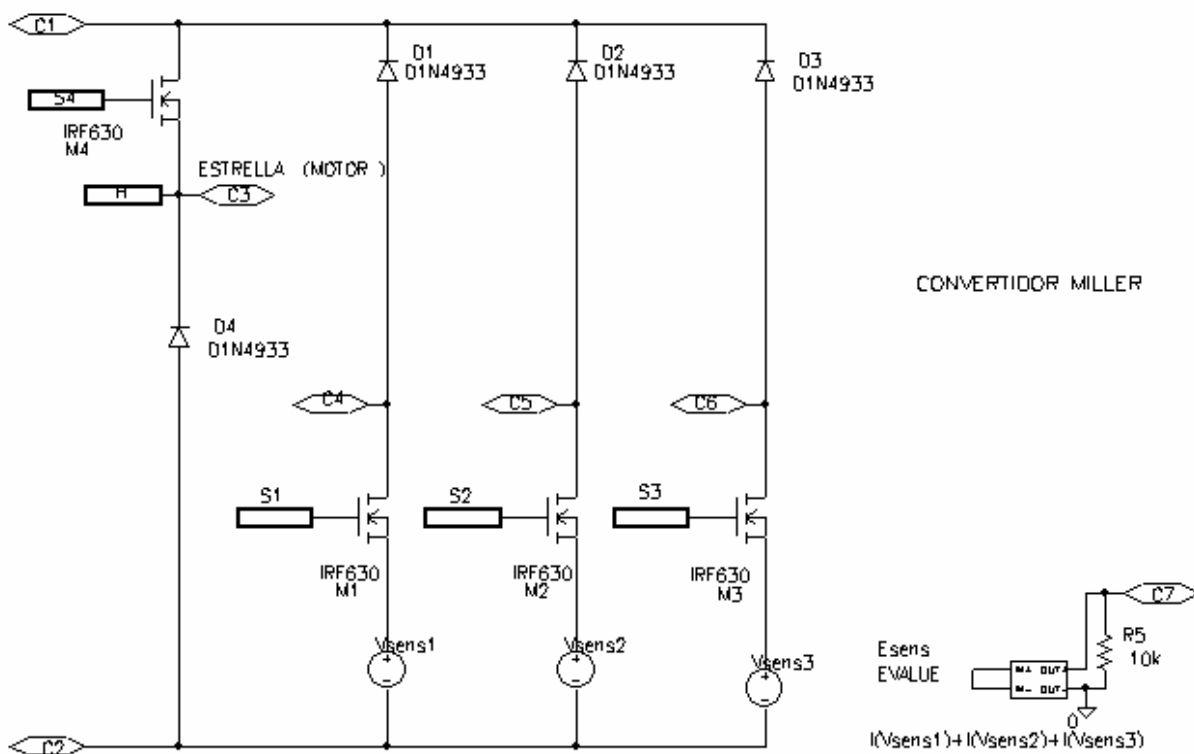


Figura A2-36. Convertidor Miller. Amb sensor de corrent.

A2.5.4. Modelització completa del SRM.

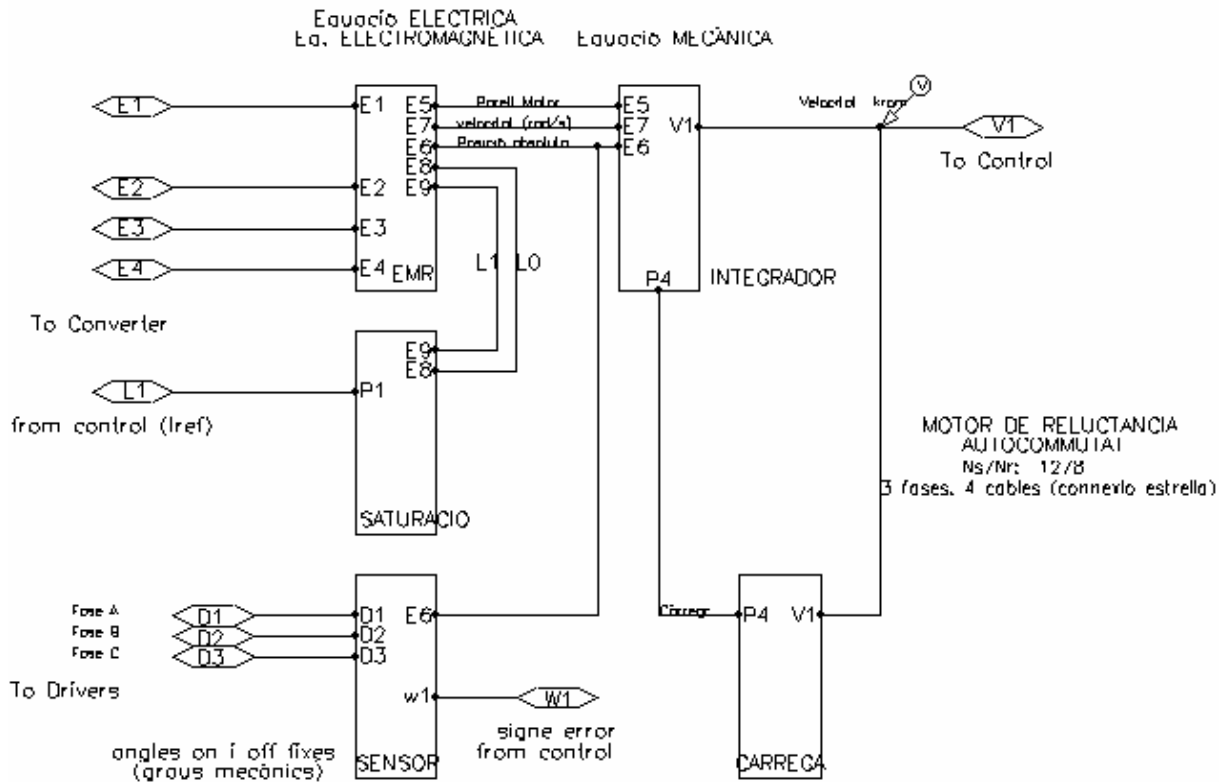


Figura A2-37. Model complet del 12/8 SRM.

A2.5.5. Equació electromagnètica del 12/8 SRM.

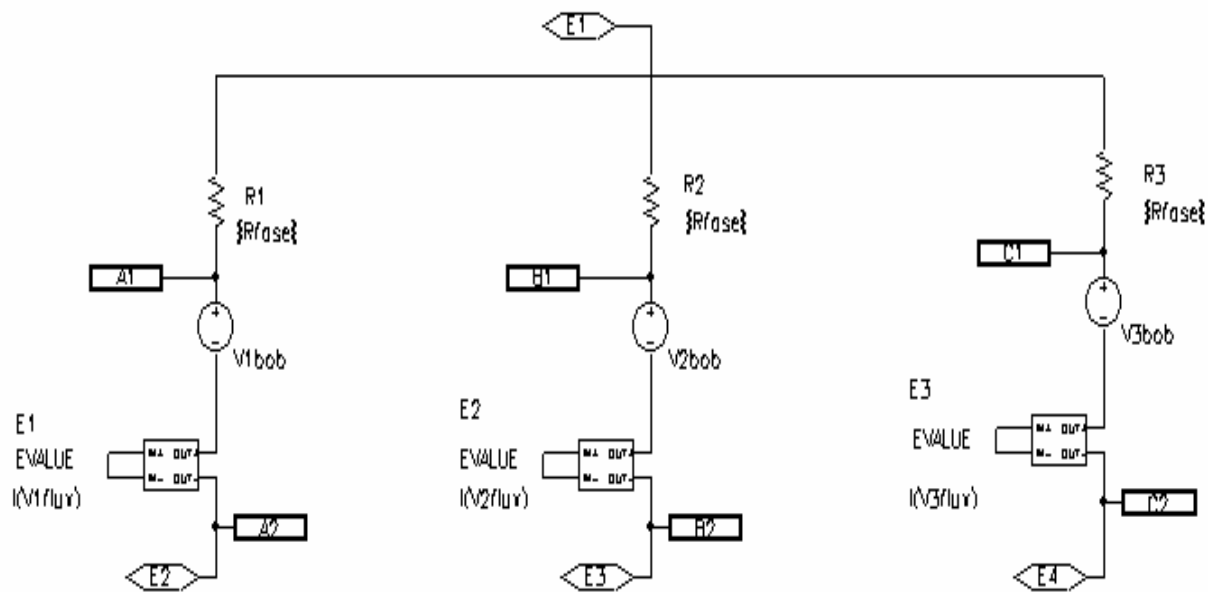


Figura A2-38. Equació electromagnètica (1ª part) del 12/8 SRM.

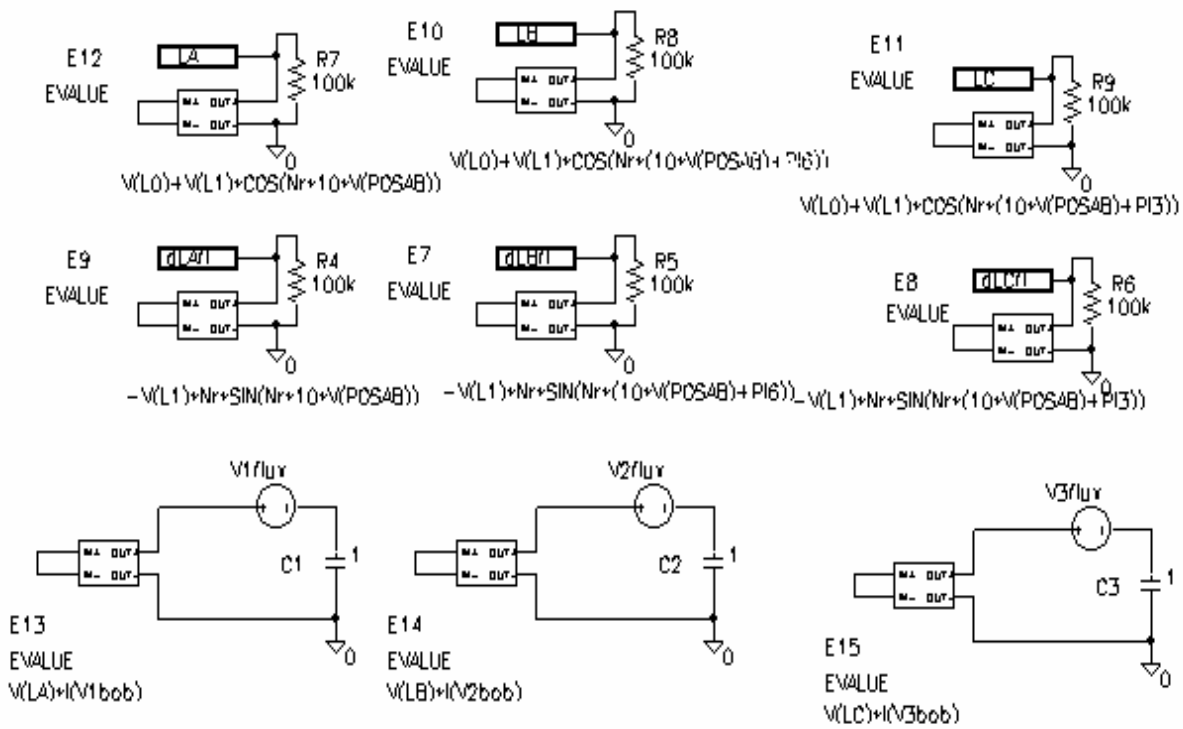


Figura A2-39. Equació electromagnètica (2ª part) del 12/8 SRM.

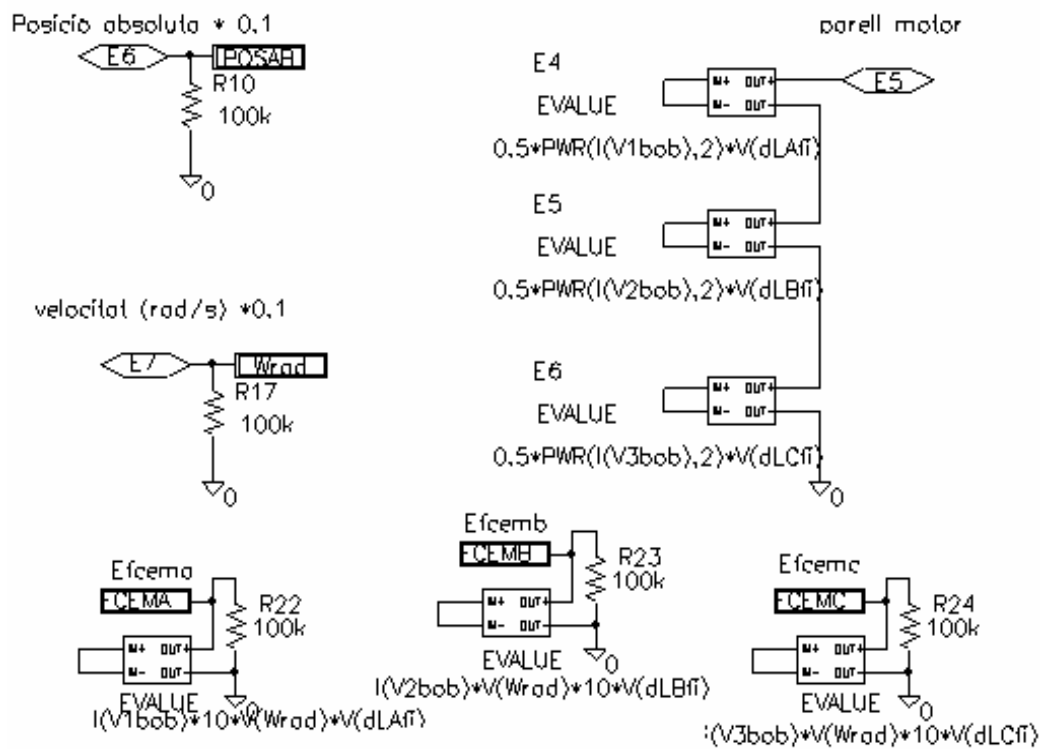


Figura A2-40. Equació electromagnètica (3ª part) del 12/8 SRM.

A2.5.6. Equació Mecànica.

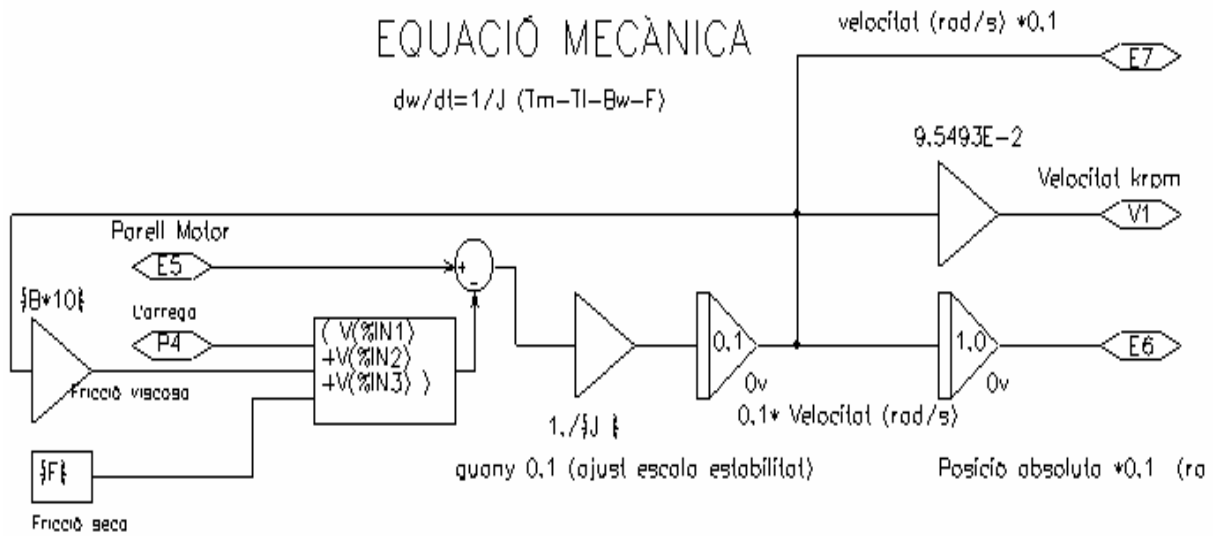
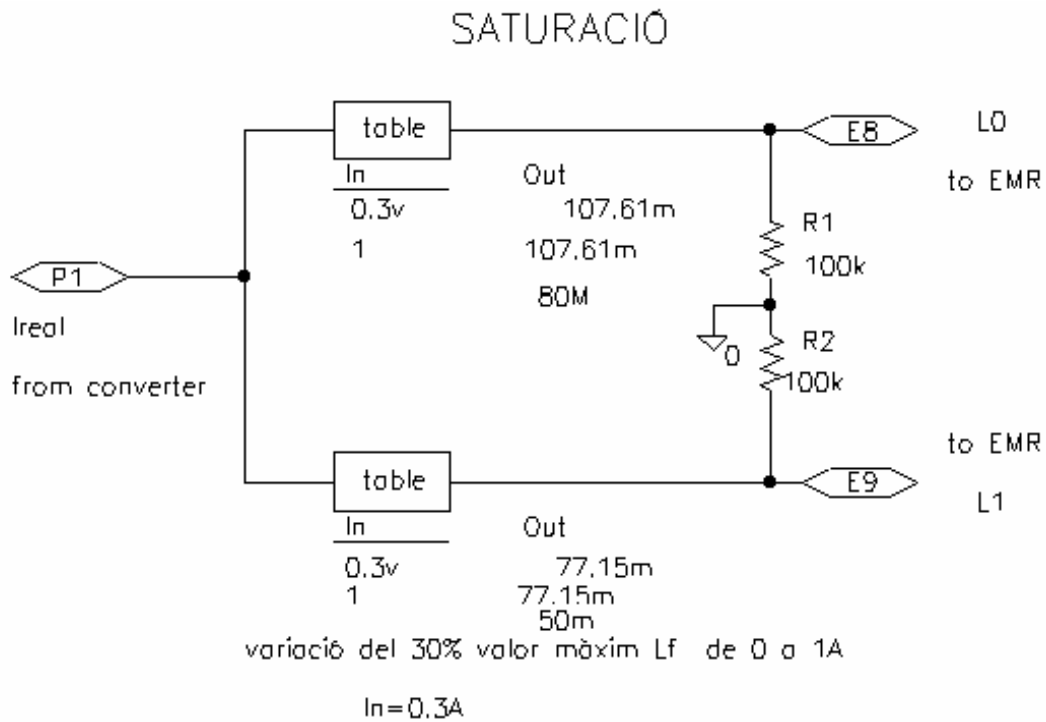


Figura A2-41. Equació mecànica.

A2.5.7. Saturació magnètica.

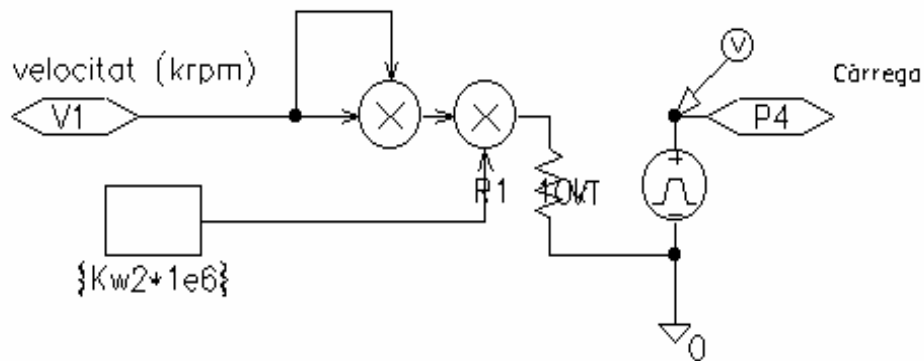


Variació de L0 i L1 en funció del corrent

Figura A2-42. Efectes de la saturació.

A2.5.8. Model de càrrega.

parell depenent del quadrat de la velocitat



parell pulsional o constant

Figura A2-43. Càrrega depenen de la velocitat de gir (funció quadràtica).

A2.5.9. Sensor de posició.

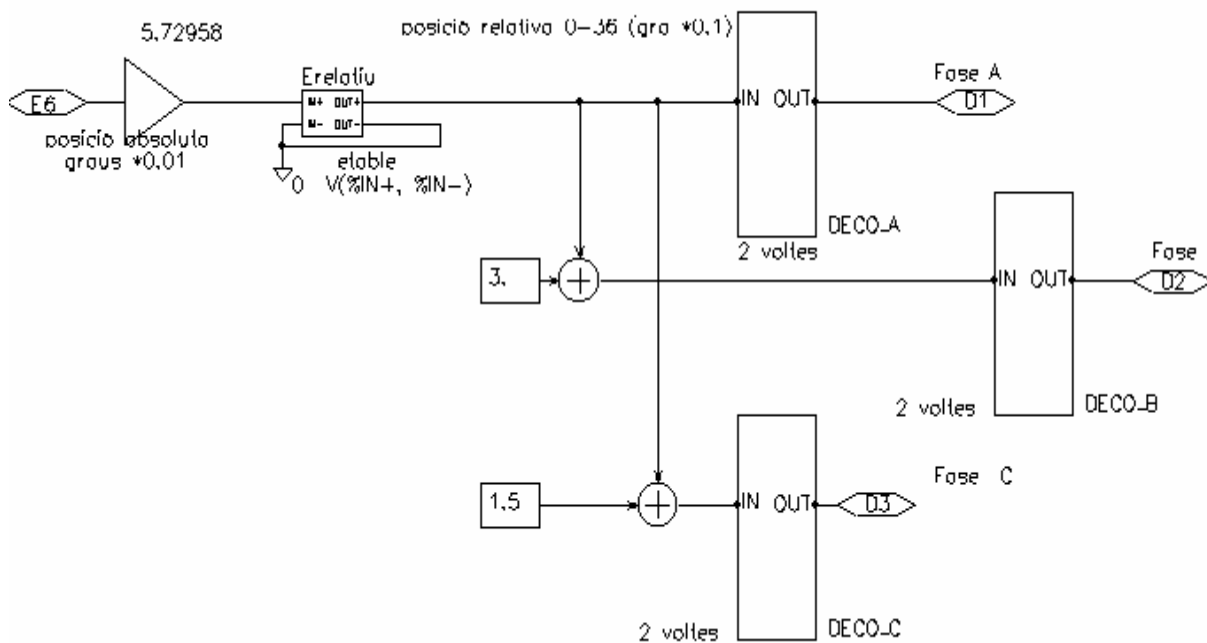


Figura A2-44. Captador de posició rotòrica.

A2.5.10. Regulació de la velocitat.

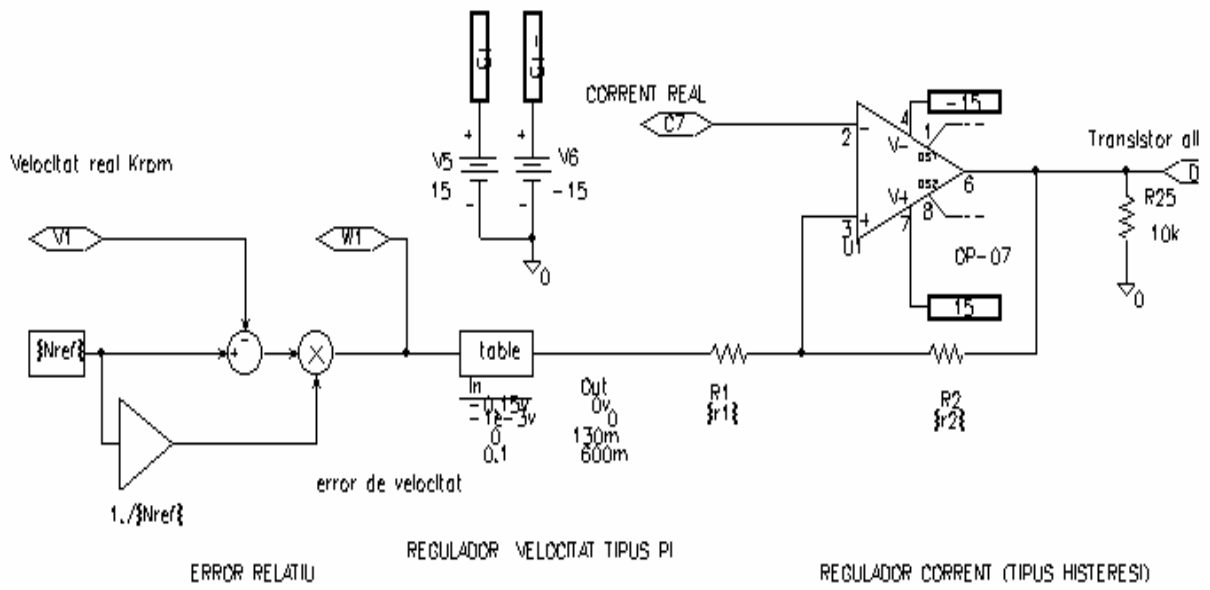


Figura A2-45.Regulador.

A2.5.11. Drivers.

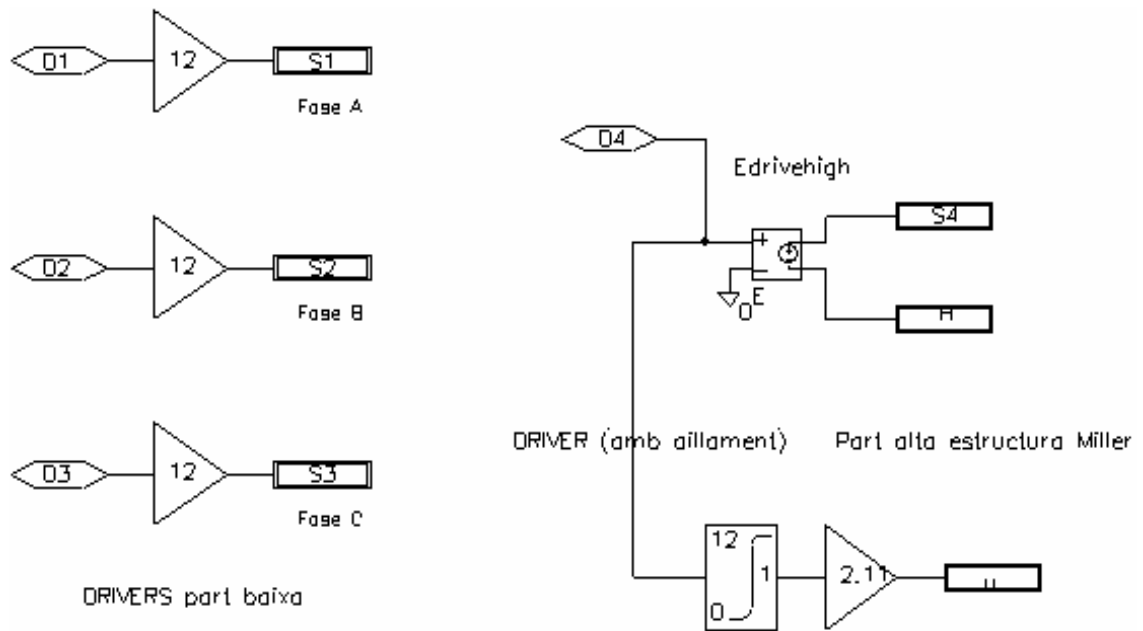


Figura A2-46.Drivers (transistors de fase i transistor de trossejat).

A2.5.12. Resultats de la simulació.

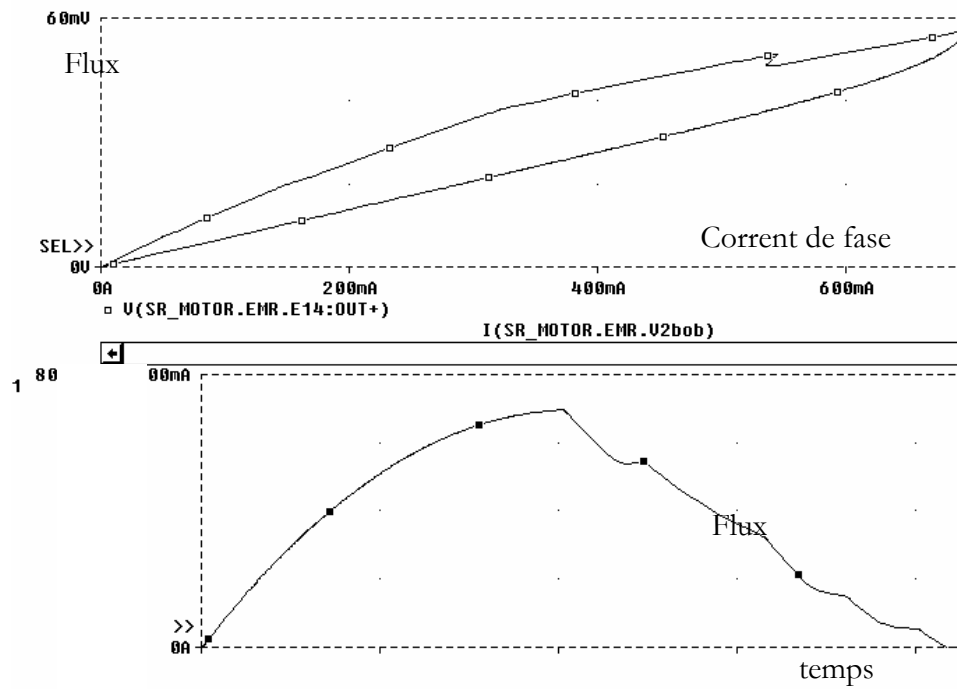


Figura A2-47. Flux concatenat en funció del corrent de fase.

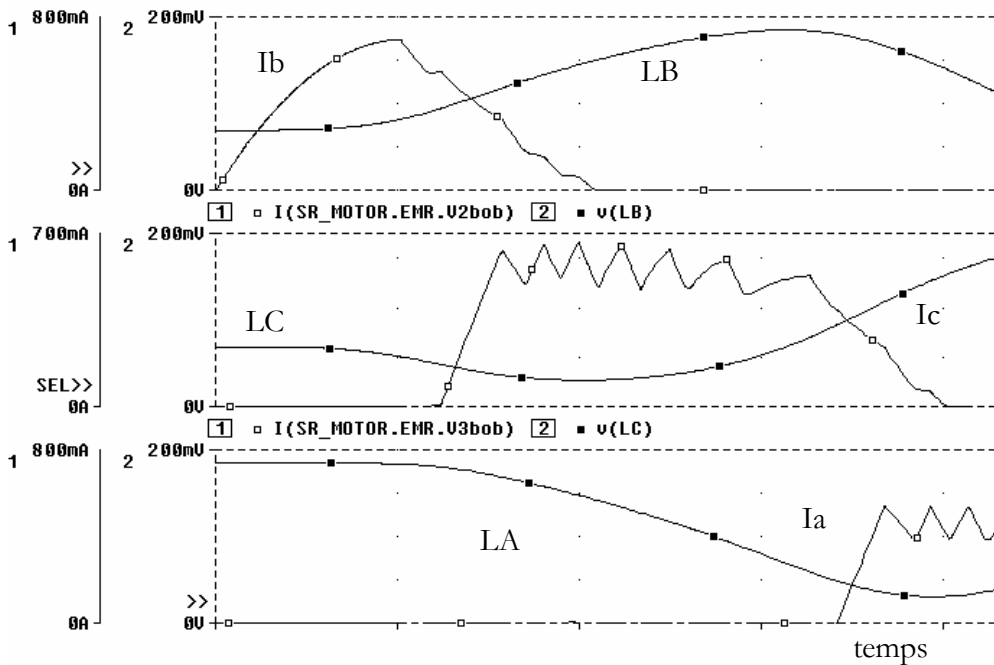


Figura A2-48. Inductància i corrent per cada una de les fases.

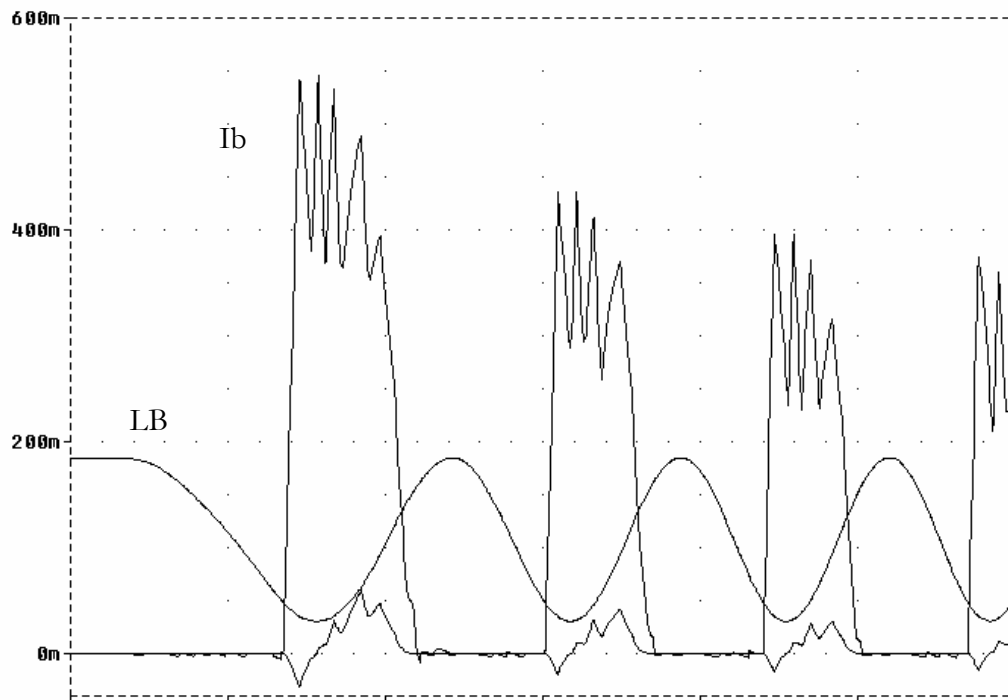


Figura A2-49. Inductància i corrent per la fase B.

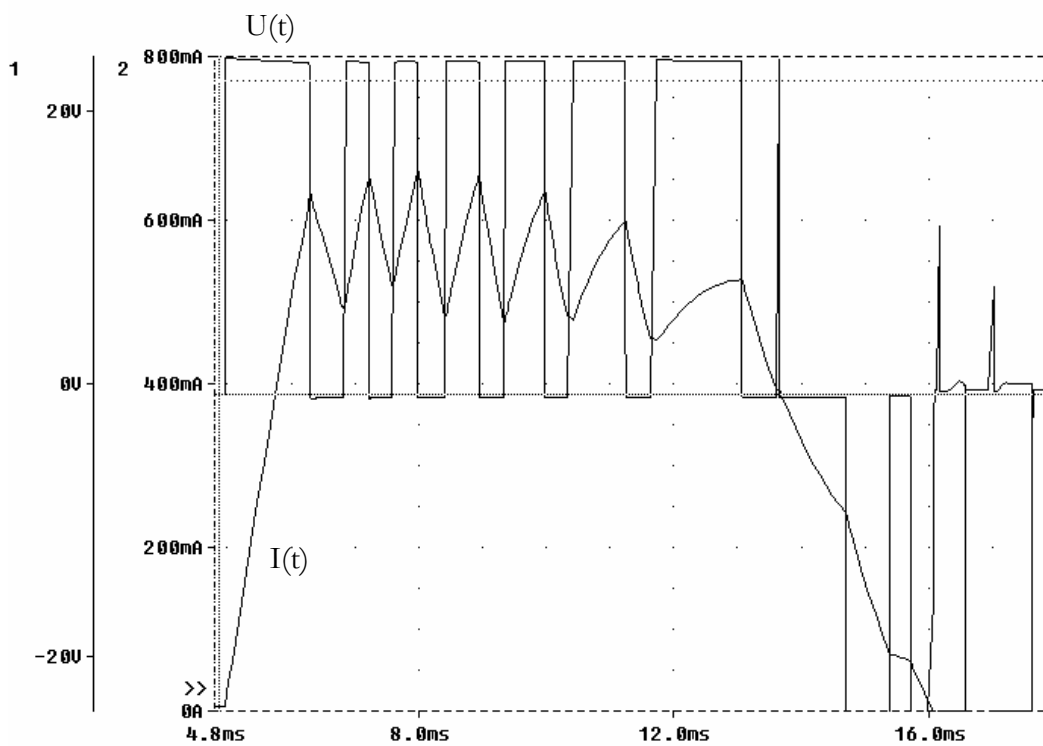


Figura A2-50. Tensió i corrent de la fase B.

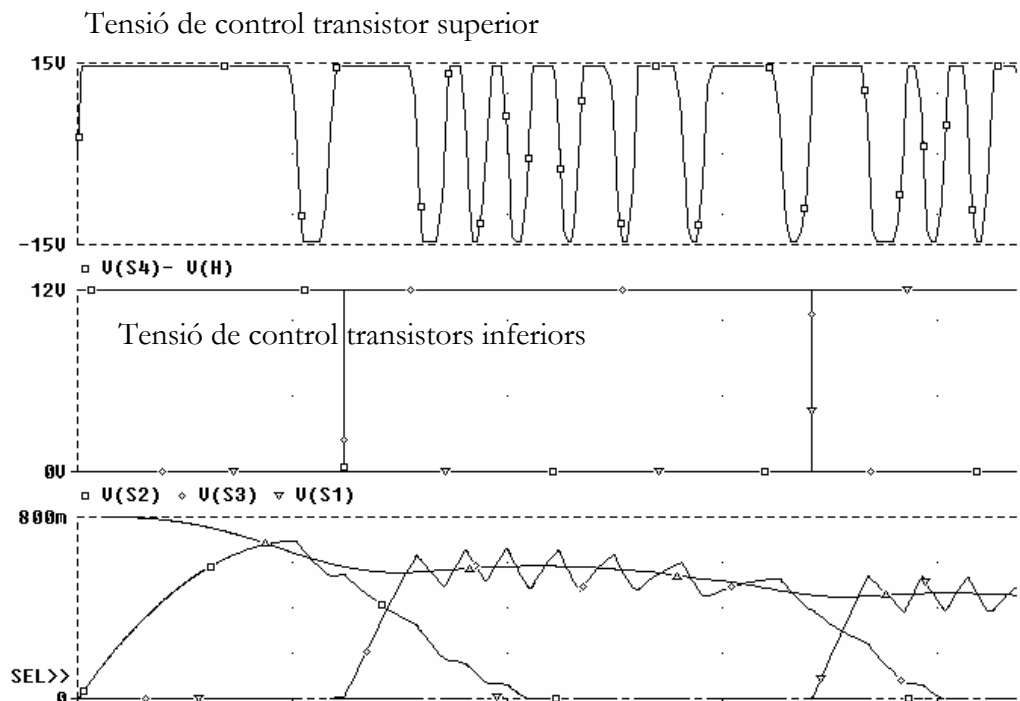


Figura A2-51. Senyals de control per a la commutació de les fases (S2, S3 i S1). Regulació del corrent (S4-H), corrent de referència i corrent resultant.

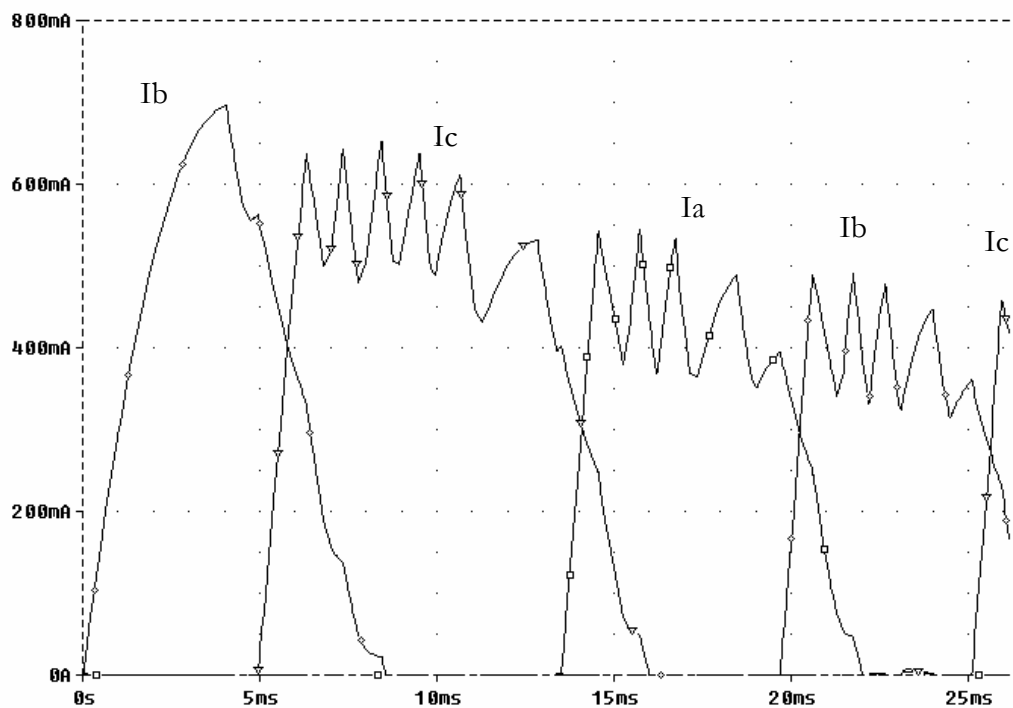


Figura A2-52. Corrent de les tres fases durant l'arrancada.

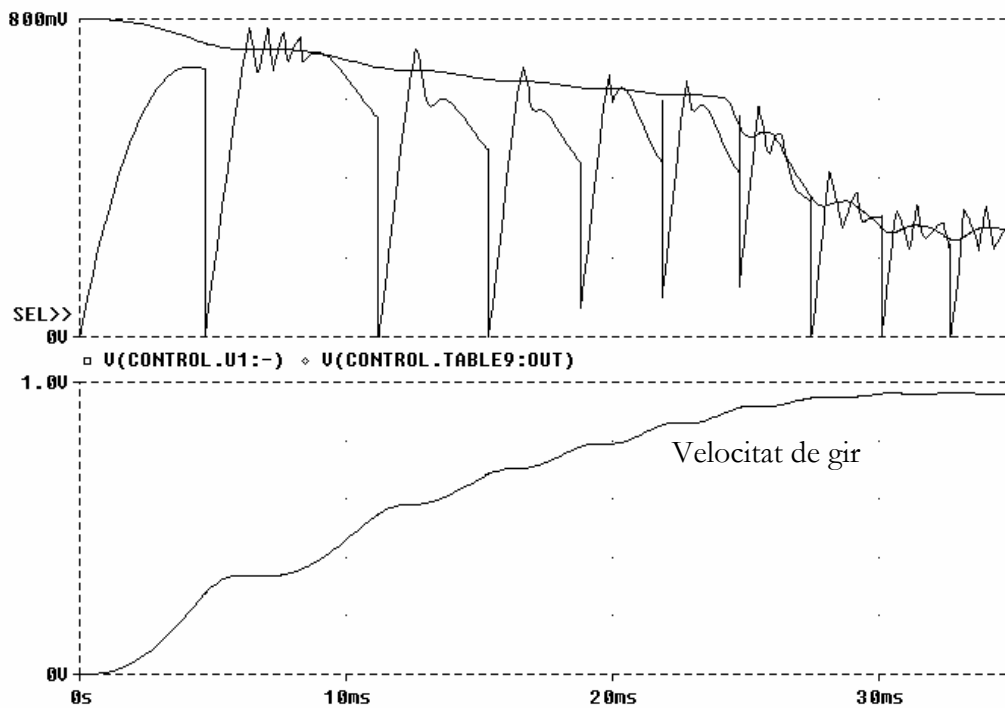


Figura A2-53. Corrent d'acceleració i velocitat de gir.

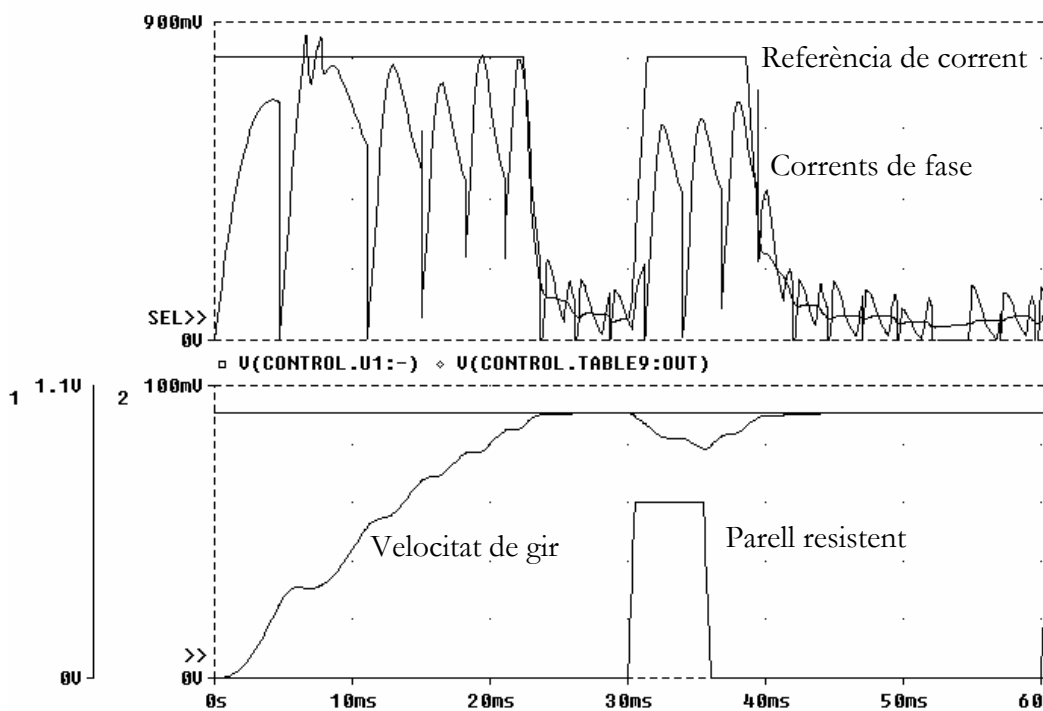


Figura A2-54. Corrent, velocitat de gir i parell resistent (canvi sobtats en graó).

Referències.

- [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.
- [Pspice]** Microsim Design Lab. Manuals d'usuari versió 6.1.
- [Simulink]** MathWorks Inc. Manuals d'usuari v 4.2.