



Universidad de Sevilla
Escuela Politécnica Superior de Sevilla



Trabajo Fin de Grado
Grado en Ingeniería Eléctrica

Simulación mediante *Matlab* de las ecuaciones de funcionamiento de un motor asíncrono y de su control vectorial

Autor:
Alejandro Pareja Lechuga

Tutor:
Vicente Simón Sempere
Profesor Titular de Universidad

Dpto. de Ingeniería Eléctrica
Escuela Politécnica Superior
Universidad de Sevilla
Junio 2019

RESUMEN

Este trabajo de fin de grado (TFG) analiza el comportamiento dinámico de la máquina asíncrona en su funcionamiento como motor.

En primer lugar, se obtiene el modelo válido para el régimen transitorio, basado en las transformaciones de Clarke y Park (modelo $d-q$), que permiten conocer la respuesta tanto dinámica como estacionaria del motor.

Una vez conocido el modelo $d-q$ de la máquina, se aborda el estudio del control Tensión-frecuencia (V/f), clasificado dentro del Control Escalar, y el método de Control Vectorial Indirecto.

Finalmente, se implementan los métodos de control mediante la herramienta *Simulink* de *Matlab*, que permite estudiar, gráfica y analíticamente, la respuesta de la máquina.

ÍNDICE

Resumen	I
Índice de la Memoria	III-V
Memoria	1-80
Bibliografía	81

ÍNDICE DE LA MEMORIA

1. INTRODUCCIÓN	1
1.1 Antecedentes	1
1.2 Objeto del TFG.....	1
2. TEORÍA MÁQUINA ASÍNCRONA.....	2
2.1 Constitución.....	2
2.3 Circuito equivalente	4
2.4 Balance de potencias	5
2.5 Potencia y par	6
2.6 Rendimiento	8
2.7 Par máximo	9
3. MODELO MÁQUINA ASÍNCRONA GENERALIZADA. MODELO D-Q	11
3.1 Equivalencia entre un devanado trifásico y otro bifásico. Transformación de Clarke	12
3.2 Conversión de ejes estáticos a ejes dinámicos. Transformación de Park.....	14
3.3 Ecuaciones de la máquina bifásica	17
3.4 Modelo d-q máquina asíncrona	19
3.5 Expresión del Par motor.....	21
4. IMPLEMENTACIÓN EN <i>Simulink</i> : BLOQUES MODELO MÁQUINA ASÍNCRONA..	22
4.1 Diagrama de bloques: MODELO d-q MÁQUINA ASÍNCRONA.....	23
4.2 Diagrama de bloques: Transformada Clarke (3/2).....	24
4.3 Diagrama de bloques: Transformada Park (2/2)	25
4.4 Diagrama de bloques: Máquina modelo d-q.....	26
4.5 Diagrama de bloques: Obtención del Par motor	28
4.6 Diagrama de bloques: Transformada Inversa	28
4.7 Diagrama de bloques: Transformada Park Inversa	28
4.8 Diagrama de bloques: Transformada Clarke Inversa	29

5. TEORÍA CONTROL ESCALAR	33
5.1 Procedimiento para la modificación simultánea de la tensión y la frecuencia, conocido como control Tensión/Frecuencia (V/f): Control Escalar	34
5.2 Comportamiento del motor para valores por debajo de la frecuencia nominal. ...	37
5.3 Comportamiento del motor para valores por encima de la frecuencia nominal. ...	39
5.4 Diagrama de bloques empleado en el control tensión frecuencia	40
6. IMPLEMENTACIÓN EN <i>Simulink</i> : BLOQUES DEL MODELO CONTROL TENSIÓN FRECUENCIA (V/F)	41
6.1 Diagrama de bloques: Modelo convertidor	42
6.2 Diagrama de bloques: Modelo Control Escalar sin ajuste. Ley V/f	44
6.3 Modelo Control Escalar con ajuste. Ley v/f	46
7. TEORÍA CONTROL VECTORIAL	50
7.1 Introducción	50
7.2 Principio del control vectorial.	50
7.3 Desacoplamiento de variables basado en el flujo rotórico.	52
7.4 Estimación indirecta del vector de referencia. Control indirecto	53
8. IMPLEMENTACIÓN EN <i>Simulink</i> : BLOQUES MODELO CONTROL VECTORIAL ..	55
8.1 Diagrama de bloques: Reguladores PI	56
8.2 Diagrama de bloques: Constante de máquina	57
8.3 Diagrama de bloques: Transformada directa (3/2)	57
9. SIMULACIONES	59
9.1 Simulaciones aplicando arranque directo	62
9.2 Simulaciones aplicando control V/f sin ajuste de <i>boost</i> de tensión	63
9.3 Simulaciones aplicando control V/f con ajuste de <i>boost</i> de tensión	68
9.4 Simulaciones aplicando control vectorial	71
10. ANÁLISIS Y COMPARACIÓN DE RESULTADOS	74
10.1 Comparativa Arranque Directo vs Control V/f	74
10.2 Comparativa ajuste <i>boost</i> de tensión	74
10.3 Comparativa Arranque directo vs Control Vectorial	76
10.4 Comparativa Control V/f vs Control Vectorial	77

11. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS.....	80
BIBLIOGRAFÍA.....	82

MEMORIA

1. INTRODUCCIÓN

1.1 Antecedentes

Los avances en el ámbito de la electrónica de potencia y la informática han permitido que el modelado y la simulación estén cada vez más presentes en la fase de diseño de cualquier máquina eléctrica, sobre todo aquellas que están destinadas a la tracción eléctrica, pues es fundamental conocer el comportamiento de esta para obtener un correcto funcionamiento.

Además, la necesidad de reducir costes en fases de diseño y prototipo de máquinas eléctricas y convertidores, hacen muy interesante el conocimiento de herramientas de modelado como *Simulink*.

1.2 Objeto del TFG

La finalidad de este TFG es obtener un mayor conocimiento del funcionamiento de las máquinas eléctricas controladas mediante convertidores electrónicos.

En el caso que afronta este trabajo, de carácter académico, el objetivo es desarrollar las ecuaciones del modelo dinámico tomando como entradas fuentes de tensión, pues la extensa bibliografía que trata el control vectorial lo hace partiendo de convertidores actuando como fuentes de intensidad. Esto último no es real ya que lo que se utiliza son convertidores actuando como fuentes de tensión controladas en intensidad.

2. TEORÍA MÁQUINA ASÍNCRONA

La máquina asíncrona es una maquina eléctrica rotativa destinada a funcionar con corriente alterna que está basada en el concepto del campo magnético giratorio. Como toda máquina rotativa, puede funcionar como motor y como generador.

2.1 Constitución

La máquina asíncrona o de inducción consta de una parte móvil (rotor) y de una parte fija (estator), separadas por un pequeño espacio de aire denominado entrehierro.



Figura 1. Máquina asíncrona. Rotor jaula de ardilla

El **estator** está formado por un conjunto de chapas magnéticas apiladas y aisladas entre sí para disminuir las pérdidas por corrientes parásitas. En él se practican una serie de ranuras uniformemente distribuidas donde se alojan los conductores del devanado o bobinado estatórico.

El **rotor** está formado por un conjunto de chapas magnéticas apiladas a modo de cilindro en él se practican una serie de ranuras distribuidas uniformemente y en las que se alojan los conductores del devanado rotórico.

Industrialmente la ejecución más extendida es la de rotor de jaula de ardilla, en el que se encastran barras conductoras (generalmente de aluminio o de cobre) en las ranuras y se cortocircuitan sus extremos, adoptando la forma de jaula.

2.2 Principio de funcionamiento

Si las bobinas del estátor se alimentan desde un sistema trifásico de tensiones equilibrado, en ellas se genera un sistema de corrientes equilibrado.

Según el teorema de Ferraris, estas corrientes producen un campo magnético giratorio en el entrehierro. La velocidad angular de dicho campo magnético giratorio, denominada velocidad de sincronismo, es:

$$n_e = \frac{60 \cdot f}{p}$$

Donde, n_e se mide en revoluciones por minuto (rpm), f es la frecuencia (Hertzios) de la fuente de alimentación y p es el número de pares de polos de la máquina.

Según la ley de Faraday, este campo magnético giratorio induce en cada uno de los conductores del rotor una fuerza electromotriz sinusoidal.

Estas fuerzas electromotrices originarán la circulación de corrientes sinusoidales por cada uno de dichos conductores.

A su vez, estas corrientes rotóricas crean otro campo magnético que gira con respecto al rotor a la velocidad de deslizamiento $n_e - n$ y con respecto al estátor a la velocidad de sincronismo n_e .

Los campos magnéticos giratorios estatórico y rotórico dan lugar a un único campo magnético giratorio en el entrehierro cuya acción sobre las corrientes rotóricas origina un par motor que tiende a hacer girar al eje del motor.

Si el par motor es superior al par resistente, el rotor girará siguiendo al campo magnético resultante a una velocidad inferior a la de sincronismo, ya que si alcanzase dicha velocidad no se inducirían fuerzas electromotrices en el rotor y en consecuencia el par motor sería nulo.

Concepto de deslizamiento:

El rotor siempre gira a velocidades ligeramente inferiores a la de sincronismo, razón por la cual a esta máquina se le denomina también asíncrona. En este sentido, se define el concepto de deslizamiento como:

$$s = \frac{n_e - n_r}{n_e} \quad (1)$$

El deslizamiento es 1 cuando el motor está parado ($n_r = 0$)

El deslizamiento es 0 cuando gira a la velocidad de sincronismo (n_e).

Esta última situación nunca ocurre en el funcionamiento real como motor ya que entonces el campo que atravesaría al rotor sería constante y no habría inducción de fuerzas electromotrices rotóricas. Como consecuencia no aparecerían corrientes rotóricas y el par sería nulo.

De esta forma el motor se frenaría por acción del par resistente de carga o de las pérdidas mecánicas (rozamiento y ventilación).

2.3 Circuito equivalente

El modelado de la máquina asíncrona resulta útil para analizar su comportamiento bajo diversos regímenes de carga.

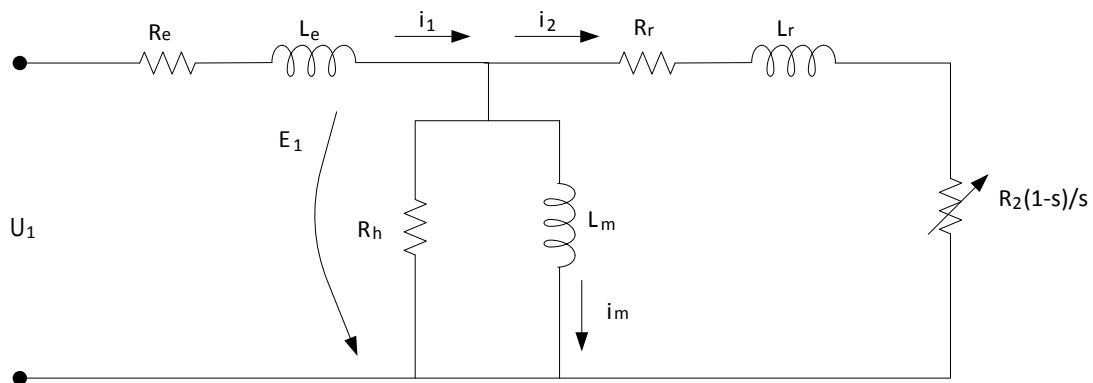


Figura 2. Circuito equivalente real por fase de la máquina asíncrona.

El circuito de la figura es el equivalente de la máquina asíncrona por fase.

Donde; U_1 = Tensión de alimentación de fase

R_e = Resistencia estatórica

L_e = Inductancia estatórica

L_m = Inductancia mutua

R_r = Resistencia rotórica

L_r = Inductancia rotórica

$\frac{R_2(1-s)}{s}$ = Resistencia de carga

R_e, R_r - Modelan las pérdidas por calentamiento en los devanados.

L_e, L_r - Modelan el flujo de dispersión en los devanados.

L_m - Modela el efecto del flujo útil en el entrehierro.

Por norma general se añade una resistencia en paralelo a L_m , que modela las pérdidas en el hierro, R_h . Aunque en este circuito se incluye, ya que es un circuito genérico, estas pérdidas no se tendrán en cuenta para el modelo desarrollado en este TFG.

2.4 Balance de potencias

En un motor asíncrono hay una transformación de energía eléctrica en mecánica, que se transmite del estator al rotor, a través del entrehierro, y el proceso de conversión esta, inevitablemente, ligado con las pérdidas en las distintas partes que componen la máquina. A continuación se analizará el balance de energía que se produce en el funcionamiento del motor.

Si la tensión de alimentación por fase es U_1 , la intensidad I_1 , y el desfase entre estas es φ_1 , la potencia que la máquina absorbe de la red es:

$$P_1 = 3 U_1 I_1 \cos \varphi_1 \quad (2)$$

Esta potencia llega al estator, una parte se transforma en calor por efecto Joule en sus devanados cuyo valor es:

$$P_{Je} = 3 R_1 I_1^2 \quad (3)$$

Y la otra parte se pierde en el hierro, es decir, las pérdidas por histéresis que se producen en el núcleo y a las corrientes de Foucault.

De esta forma la potencia transmitida al rotor será:

$$P_{tr} = P_1 - P_J \quad (4)$$

En el rotor aparecen unas pérdidas adicionales debidas al efecto Joule:

$$P_{Jr} = 3 R_2' I_2'^2 \quad (5)$$

Generalmente, las pérdidas Joule en el rotor son despreciables debido al pequeño valor de la frecuencia rotórica, f_r , por lo que la potencia disponible en el eje será:

$$P_r = P_{tr} - P_{Jr} \quad (6)$$

A esta potencia se le denomina potencia mecánica interna, P_r , siendo su expresión:

$$P_r = 3 I_r'^2 R_c' = 3 I_r'^2 R_2' \left(\frac{1-s}{s} \right) \quad (7)$$

La potencia mecánica interna (P_r) se emplea en vencer rozamientos internos de la máquina, es decir, pérdidas mecánicas, P_m , y en mover la carga mecánica externa. Por lo que la potencia útil de la máquina será:

$$P_u = P_r - P_m = 3 I_2^2 \left(\frac{1-s}{s} \right) \quad (8)$$

Mediante el diagrama de la figura 3 puede verse el flujo de potencia que se produce en el motor.

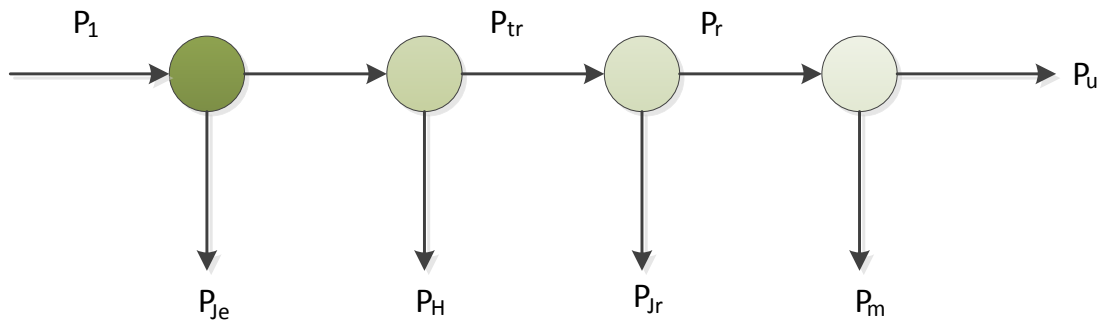


Figura 3. Diagrama de balance de potencias motor asíncrono

2.5 Potencia y par

Partiendo del circuito del circuito equivalente aproximado de la máquina asíncrona, figura 4, y de las expresiones de la potencia vistas en el apartado anterior, se obtendrán las expresiones del par.

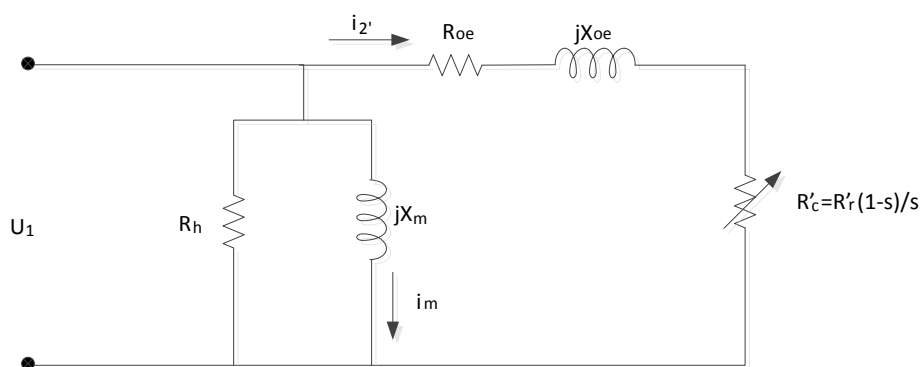


Figura 4. Circuito equivalente aproximado por fase de la máquina asíncrona referido al devanado estático

Consideraciones al circuito equivalente:

$$R_{oe} = R_1 + R_2$$

$$X_{oe} = X_1 + X_2$$

Al emplear el circuito equivalente aproximado, se toma la simplificación de $U_1 = E_1$

Aplicando Kirchhoff de tensiones en el circuito de la figura 4, se obtiene la siguiente expresión la intensidad rotórica,

$$I'_2 = \frac{E_1}{\sqrt{(R_{oe} + R'_c)^2 + (jX_{oe})^2}} \quad (9)$$

La expresión general del par es:

$$T = \frac{P_r}{2\pi n_r} \quad (10)$$

Combinando (7), (9) y (10), la potencia mecánica interna puede escribirse como,

$$P_r = \frac{3 E_1^2 R'_c}{(R_{oe} + R'_c)^2 + (jX_{oe})^2} \quad (11)$$

Introduciendo (11) en (10), haciendo $n_r = n_e(1 - s)$, según (1), y operando, la expresión del par con la que vamos a trabajar será:

$$T = \frac{3p}{2\pi f_1} \frac{E_1^2}{(R_2/s)^2 + (\omega_1 L_2)^2} \frac{R_2}{s} \quad (12)$$

Si representamos el par frente al deslizamiento, tendremos la gráfica clásica de Par-deslizamiento, que permite observar la evolución del par, figura 5.

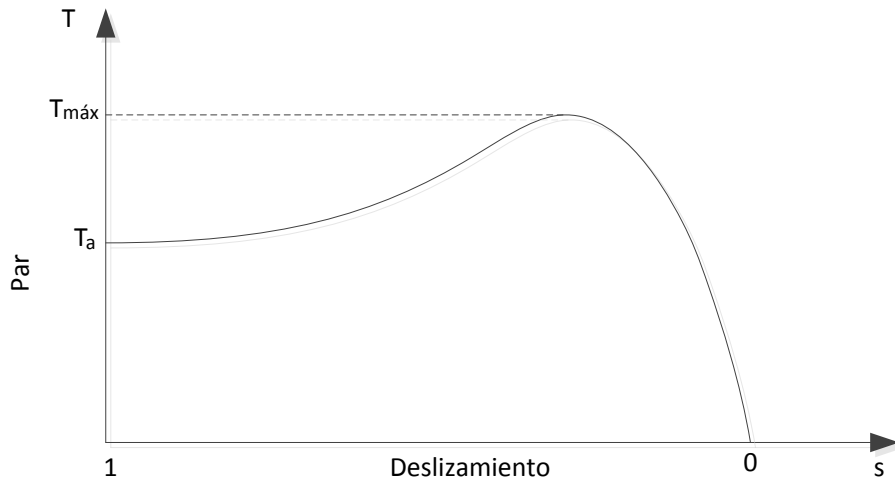


Figura 5. Gráfica Par-deslizamiento

2.6 Rendimiento

El rendimiento se define como el cociente entre la potencia útil y la potencia absorbida, es decir, es un valor entorno a la unidad que nos aporta una idea del aprovechamiento energético de la máquina.

$$\eta = \frac{P_u}{P_1} \quad (13)$$

Si desarrollamos esta expresión:

$$\eta = \frac{3 I_2^2 R_2 \left(\frac{1-s}{s} \right)}{3 I_2^2 \left(R_2 + R_2 \left(\frac{1-s}{s} \right) \right)} = \frac{\left(\frac{R_2 - s}{s} \right)}{R_2 + \left(\frac{R_2 - s}{s} \right)} = 1 - s \quad (14)$$

Como vemos, para un rendimiento alto es necesario que el deslizamiento sea lo más bajo posible.

2.7 Par máximo

El valor máximo del par desarrollado se alcanza de forma natural cuando se alcanza el 80% de la velocidad de sincronismo. Para obtener el máximo de la función se recurre a la derivada de la expresión del par respecto al deslizamiento,

$$\frac{dT}{ds} = 0, \quad s_{Tmáx} = \pm \frac{R_2}{\sqrt{(R_1)^2 + (\omega_1 L_2)^2}} \quad (15)$$

Como vemos el par máximo depende de la resistencia rotórica, R_2 , esto permite mantener el par máximo a partir de la variación de esta resistencia, procedimiento exclusivo en motores con devanado rotórico accesible (anillos rozantes).

Introduciendo (15) en (12), la expresión del par máximo entonces es:

$$T_{máx} = \frac{3p}{2\pi f_1} \frac{E_1^2}{\omega_1 L_2} = \frac{3p E_1^2}{4\pi^2 f_1^2 L_2} \quad (16)$$

Ahora, si recordamos la expresión del flujo mutuo,

$$\Phi_m = I_m L_m \quad (17)$$

Y retomamos del circuito aproximado de la figura 4, la expresión de la intensidad de magnetización I_m ,

$$\bar{I}_m = \frac{\bar{E}_1}{j\omega_1 L_m} = \frac{\bar{E}_1}{j2\pi f_1 L_m} \rightarrow |I_m| = \frac{|E_1|}{2\pi f_1 L_m} \quad (18)$$

Introduciendo (18) en (17), se obtendrá,

$$|\Phi| = \frac{|E_1|}{2\pi f_1} \rightarrow |\Phi|^2 = \frac{|E_1|^2}{4\pi^2 f_1^2} \quad (19)$$

De esta forma la expresión del par máximo quedará,

$$T_{m\acute{a}x} = \frac{3p}{4\pi^2 L_2} \left(\frac{E_1}{f_1} \right)^2 \quad (20)$$

Por tanto vemos que el par máximo es directamente proporcional al cuadrado del flujo.

De forma natural, la tensión y la frecuencia no pueden ser modificadas, ya que ambas dependen de la red, esta impone de forma constante la tensión y la frecuencia, sin embargo, en los métodos que se verán más adelante estas constantes pasarán a ser variables con el fin de conseguir el funcionamiento deseado del motor.

3. MODELO DE GENERAL DE LA MÁQUINA ASÍNCRONA. MODELO D-Q

Para estudiar el régimen transitorio de la máquina asíncrona, sería necesario emplear las ecuaciones de cada una de las bobinas del estator y el rotor en régimen temporal. Además, las ecuaciones de acoplamiento magnético entre bobinas y, por supuesto, la expresión del par electromagnético.

Todas estas ecuaciones forman un sistema de ecuaciones diferenciales, no lineales y con coeficientes no constantes, esto complica su resolución numérica y analítica.

Este problema nos lleva a encontrar un modelo más simple que el modelo con seis bobinas.

Como se verá en los apartados sucesivos, el modelo $d - q$ del motor de inducción, será lineal e invariante en el tiempo y de orden reducido, permitiendo, mediante su implementación en software de cálculo, la obtención de las variables de forma rápida y sencilla.

El desarrollo del modelo $d - q$ se realizará partiendo de las tensiones trifásicas de consigna, modelo que no es muy común en la bibliografía que trata el control de motores. La transformación directa, que se verá en los siguientes apartados, 3.1 y 3.2, se realiza realmente en la propia máquina, como se ve en la figura 6. Por lo que, en primer lugar, se estudiará la transformación directa.

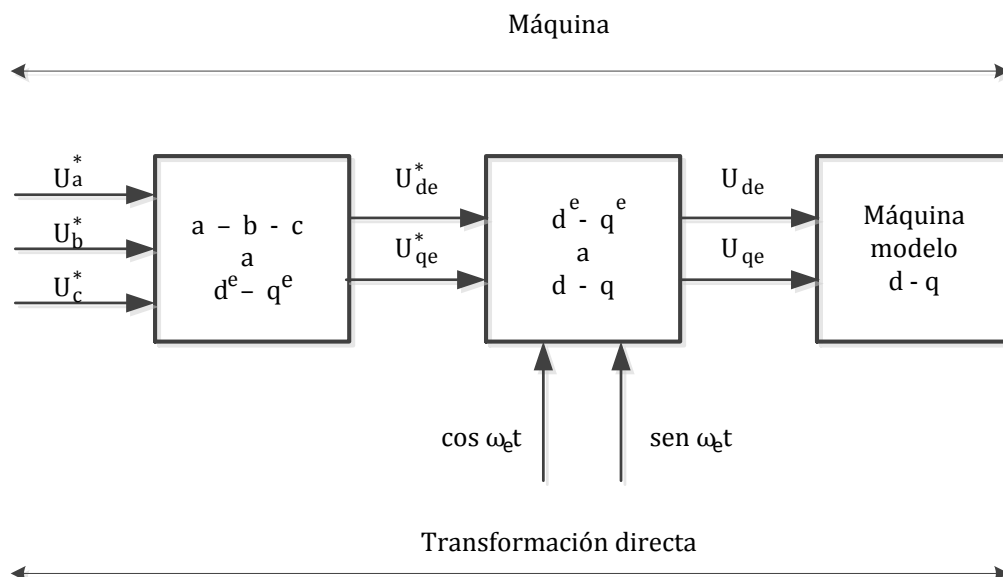


Figura 6. Transformación directa. Modelo d-q

3.1 Equivalencia entre un devanado trifásico y otro bifásico. Transformación de Clarke

Como introducción a la transformación de Clarke, es necesario indicar que esta transformación puede realizarse de dos formas. Una primera forma, en la que la amplitud de la variable de partida se mantiene constante antes y después de la transformación, y una segunda forma en la que la potencia se mantiene constante. A la primera forma se le denomina "método de amplitud constante" y al segundo "método de potencia constante". En este estudio se empleará el primer método.

Para este estudio es necesario admitir que la densidad de flujo generado por cada bobina posee una distribución senoidal lo largo del entrehierro de la máquina. Además, se supondrá que no hay saturación magnética y que es posible aplicar el Principio de Superposición.

Tomando estas hipótesis de partida, el fasor espacial de inducción, \vec{B} , generado por el sistema trifásico se podrá suponer generado por el sistema bifásico de dos ejes ortogonales x e y .

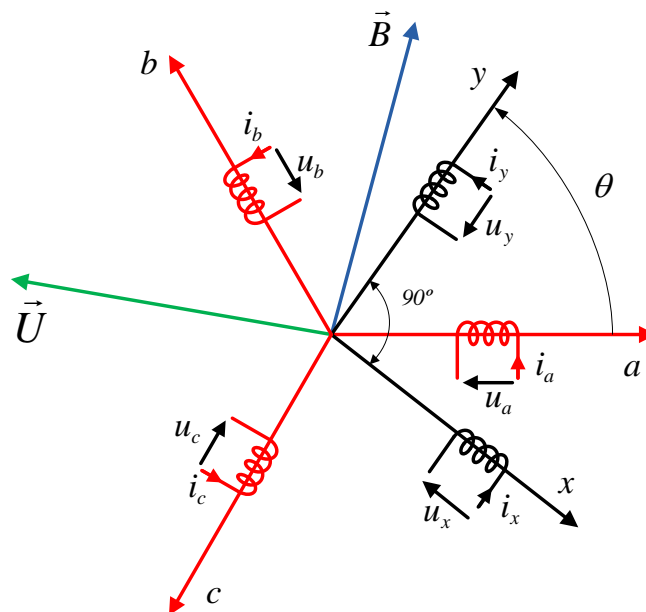


Figura 7. Diagrama fasorial de la transformación trifásica a bifásica.

El sistema trifásico de referencia $a - b - c$, se ha tomado de forma que el sentido de giro del vector ωe sea antihorario si la frecuencia es positiva.

Como se aprecia en la figura 7, las componentes de \vec{B} en el sistema xy se relacionan con las componentes del sistema $a - b - c$ mediante las siguientes expresiones:

$$\vec{B} = \vec{B}_x + \vec{B}_y \quad (21)$$

$$B(\alpha) = B_x(\alpha) + B_y(\alpha) \quad (22)$$

Donde,

$$\vec{B}_x(\alpha) = B_{a \max} \sin(\theta) + B_{b \max} \sin(\theta) + B_{c \max} \sin(\theta) \quad (23)$$

$$\vec{B}_y(\alpha) = B_{a \max} \cos(\theta) + B_{b \max} \cos(\theta) + B_{c \max} \cos(\theta) \quad (24)$$

Como las inducciones son proporcionales a las intensidades que recorren las bobinas, las expresiones anteriores pueden escribirse como:

$$\begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \sin(\theta - 120) & \sin(\theta + 120) \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - 120) & \cos(\theta + 120) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (25)$$

Al hacer coincidir el eje a con el eje x , resulta, ($\theta = 90$),

$$\begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (26)$$

Tomando alimentación trifásica a tres hilos, alimentación que se presenta en el trabajo que nos ocupa, se tendrá $i_a + i_b + i_c = 0$, por lo que la transformada inversa quedará,

$$[i_{abc}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} [i_{xy}] \quad (27)$$

La expresión anterior puede extrapolarse al fasor de tensión, \vec{U} ya que cumple las mismas condiciones que el fasor de inducción, \vec{B} .

La expresión para la transformación de Clarke empleando la tensión es:

$$[u_{xy}] = [C][u_{abc}] \quad (28)$$

Donde,
$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Y su inversa,

$$[u_{abc}] = [C]^{-1}[u_{xy}] \quad (29)$$

Donde,
$$[C]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Cumpléndose, $[C]^{-1} = [C]^T$

Estas son las expresiones que se emplearán en el modelo, (28 y 29).

La descomposición de un sistema trifásico en otro bifásico equivalente permite una simplificación en el estudio de las máquinas eléctricas y también en su control, lo que permite emplear algoritmos de control más simples.

3.2 Conversión de ejes estáticos a ejes dinámicos. Transformación de Park

Esta transformación matemática permite relacionar las variables eléctricas de la máquina real con otra cuyos ejes de referencia son ortogonales y giran en sincronismo con los fasores de flujo, intensidad y tensiones de la máquina a la velocidad angular eléctrica ω_e .

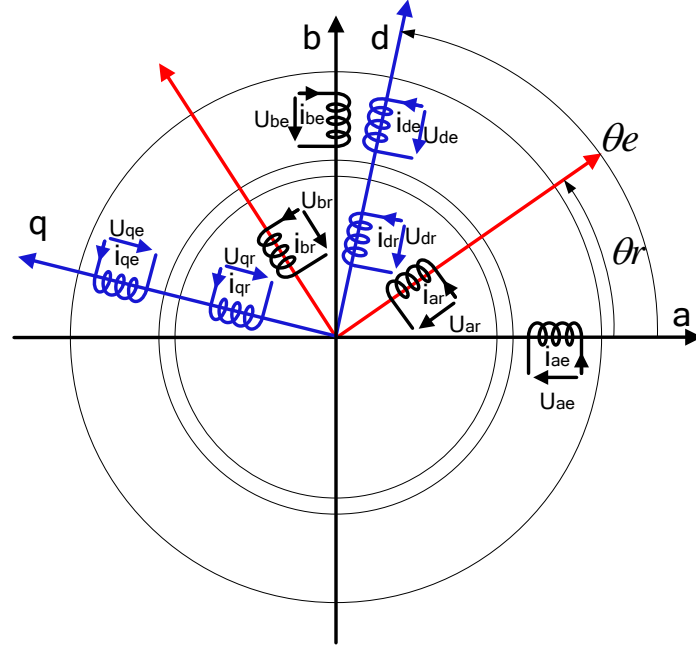


Figura 8. Diagrama fasorial de la transformación bifásica estática a bifásica dinámica. Modelo d-q

Como se aprecia en la figura 8 las intensidades en los ejes dq pueden expresarse a partir de las intensidades xy .

$$\begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) & 0 & 0 \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\theta_e - \theta_r) & \sin(\theta_e - \theta_r) \\ 0 & 0 & -\sin(\theta_e - \theta_r) & \cos(\theta_e - \theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{xe} \\ i_{ye} \\ i_{xr} \\ i_{yr} \end{bmatrix} \quad (30)$$

En forma matricial,

$$[i_{dq}] = [P][i_{xy}] \quad (31)$$

Obteniéndose la transformación inversa como,

$$\begin{bmatrix} i_{xe} \\ i_{ye} \\ i_{xr} \\ i_{yr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) & 0 & 0 \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\theta_e - \theta_r) & \sin(\theta_e - \theta_r) \\ 0 & 0 & \sin(\theta_e - \theta_r) & \cos(\theta_e - \theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (33)$$

En forma matricial,

$$[i_{xy}] = [P]^{-1} [i_{dq}] \quad (34)$$

Cumpliéndose,

$$[P]^{-1} = [P]^T \quad (35)$$

Según se vio en 3.1, las relaciones anteriores son válidas para el fasor de tensión, \vec{U} , en lugar del fasor de intensidad, \vec{I} o inducción, \vec{B} , por esto, estas expresiones serán las empleadas en el modelo para máquina asíncrona tratada en este TFG.

3.3 Ecuaciones de la máquina bifásica

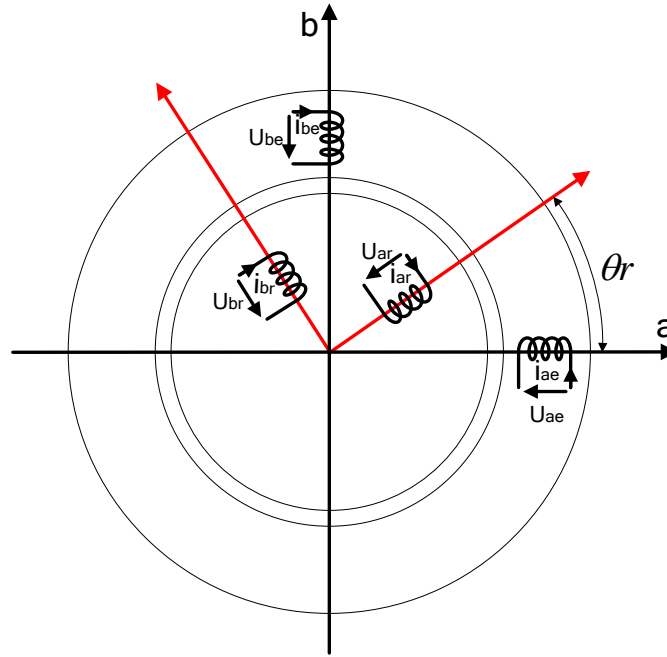


Figura 9. Modelo motor bifásico

A continuación se introducirán las ecuaciones de la máquina bifásica, que junto con las transformadas de Clarke y Park, permitirán obtener el modelo $d - q$ de la máquina asíncrona.

$$u_{ae} = i_{ae}R_{ae} + \frac{d\Phi_{ae}}{dt} \quad (36)$$

$$u_{be} = i_{be}R_{be} + \frac{d\Phi_{be}}{dt} \quad (37)$$

$$u_{ar} = i_{ar}R_{ar} + \frac{d\Phi_{ar}}{dt} \quad (38)$$

$$u_{br} = i_{br}R_{br} + \frac{d\Phi_{br}}{dt} \quad (39)$$

Donde,

$$\Phi_{ae} = \Phi_{ae,ae} + \Phi_{ae,be} + \Phi_{ae,ar} + \Phi_{ae,br} \quad (40)$$

$$\Phi_{be} = \Phi_{be,ae} + \Phi_{be,be} + \Phi_{be,ar} + \Phi_{be,br} \quad (41)$$

$$\Phi_{ar} = \Phi_{ar,ae} + \Phi_{ar,be} + \Phi_{ar,ar} + \Phi_{ar,br} \quad (42)$$

$$\Phi_{br} = \Phi_{br,ae} + \Phi_{br,be} + \Phi_{br,ar} + \Phi_{br,br} \quad (43)$$

Siendo las inductancias $L_{ij} = \frac{\Phi_{ij}}{i_j}$

Para $i = j$, se tienen las inductancias de estator y rotor respectivamente, L_e y L_r .

Para $i \neq j$ la inductancia toma el valor de $L_m \cos(\theta)$, por esto, la inductancia para el flujo concatenado entre dos bobinas del mismo devanado es nula, $\theta = 90^\circ$.

Por otra parte, la inductancia para el flujo concatenado entre bobinas de distinto devanado, es también $L_m \cos(\theta)$, siendo $L_m \cos(90 + \theta_r)$ ó $L_m \cos(90 - \theta_r)$, que aplicando el coseno de la suma o la diferencia resultará $-L_m \sin(\theta_r)$ ó $L_m \sin(\theta_r)$.

Por tanto, la forma matricial de las ecuaciones 36 a 39 es,

$$\begin{bmatrix} u_{ae} \\ u_{be} \\ u_{ar} \\ u_{br} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_e & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_e & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ae} \\ i_{be} \\ i_{ar} \\ i_{br} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_e & 0 & L_m \cos(\theta_r) & -L_m \sin(\theta_r) \\ 0 & L_e & L_m \sin(\theta_r) & L_m \cos(\theta_r) \\ L_m \cos(\theta_r) & L_m \sin(\theta_r) & L_r & 0 \\ -L_m \sin(\theta_r) & L_m \cos(\theta_r) & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ae} \\ i_{be} \\ i_{ar} \\ i_{br} \end{bmatrix} \quad (44)$$

Su forma compacta será,

$$\begin{aligned} [u_{ab}] &= [R_{ab}][i_{ab}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ab}][i_{ab}] \} = \\ &= [R_{ab}][i_{ab}] + [L_{ab}] \frac{d}{dt} [i_{ab}] = \\ &= [R_{ab}][i_{ab}] + [L_{ab}] \frac{d}{dt} [i_{ab}] + \left\{ \frac{d}{d\theta_r} [L_{ab}] \frac{d\theta_r}{dt} \right\} [i_{ab}] = \end{aligned}$$

$$= [R_{ab}][i_{ab}] + [L_{ab}] \frac{d}{dt} [i_{ab}] + [G_{ab}] \omega_r [i_{ab}] \quad (45)$$

Siendo, $[G_{ab}] = \frac{d}{d\theta_r} [L_{ab}]$ la matriz de conductancias variables y $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$, la velocidad angular rotórica.

3.4 Modelo d-q máquina asíncrona

A continuación se obtendrán las relaciones entre las tensiones e intensidades de las bobinas de los ejes d-q, en base a las relaciones ya desarrolladas en el apartado 3.3 para los ejes a-b.

$$\begin{aligned} [u_{dq}] &= [C][R_{ab}][C]^{-1}[i_{dq}] + [C] \frac{d}{dt} \{ [L_{ab}][C]^{-1}[i_{dq}] \} = \\ &= [C][R_{ab}][C]^{-1}[i_{dq}] + [C][L_{ab}][C]^{-1} \frac{d}{dt} [i_{dq}] + [C] \frac{d}{dt} \{ [L_{ab}][C]^{-1} \} [i_{dq}] \end{aligned} \quad (46)$$

Desarrollando,

$$[R_{dq}] = [C][R_{ab}][C]^{-1} = \begin{bmatrix} R_e & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_e & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (47)$$

$$[L_{dq}] = [C][L_{ab}][C]^{-1} = \begin{bmatrix} L_e & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_e & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (48)$$

$$\begin{aligned} [G_{dq}] &= [C] \frac{d}{dt} \{ [L_{ab}][C]^{-1} \} = \\ &= \begin{bmatrix} 0 & -L_e \omega_e & 0 & -L_m \omega_e \\ L_e \omega_e & 0 & L_m \omega_e & 0 \\ 0 & L_m(\omega_e - \omega_r) & 0 & -L_r(\omega_e - \omega_r) \\ L_m(\omega_e - \omega_r) & 0 & L_r(\omega_e - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (49)$$

Donde, $\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt}$ y $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$

Aplicando la transformada de Laplace resulta finalmente el siguiente sistema de ecuaciones en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} u_{de} \\ u_{qe} \\ u_{dr} \\ u_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_e + sL_e & -L_e\omega_e & sL_m & -L_m\omega_e \\ L_e\omega_e & R_e + sL_e & L_m\omega_e & sL_m \\ sL_m & -L_m(\omega_e - \omega_r) & R_r + sL_m & -L_r(\omega_e - \omega_r) \\ L_m(\omega_e - \omega_r) & sL_m & L_r(\omega_e - \omega_r) & R_r + sL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (50)$$

Este sistema puede ser representado mediante dos circuitos equivalentes: uno para el eje directo y otro para el eje en cuadratura. Figura 10.

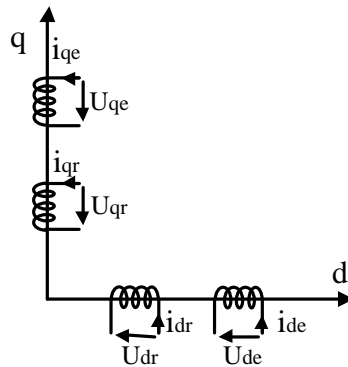


Figura 10. Representación ejes d-q

Al girar el sistema de referencia en sincronismo con los fasores de la máquina, las magnitudes se transforman en constantes en régimen permanente.

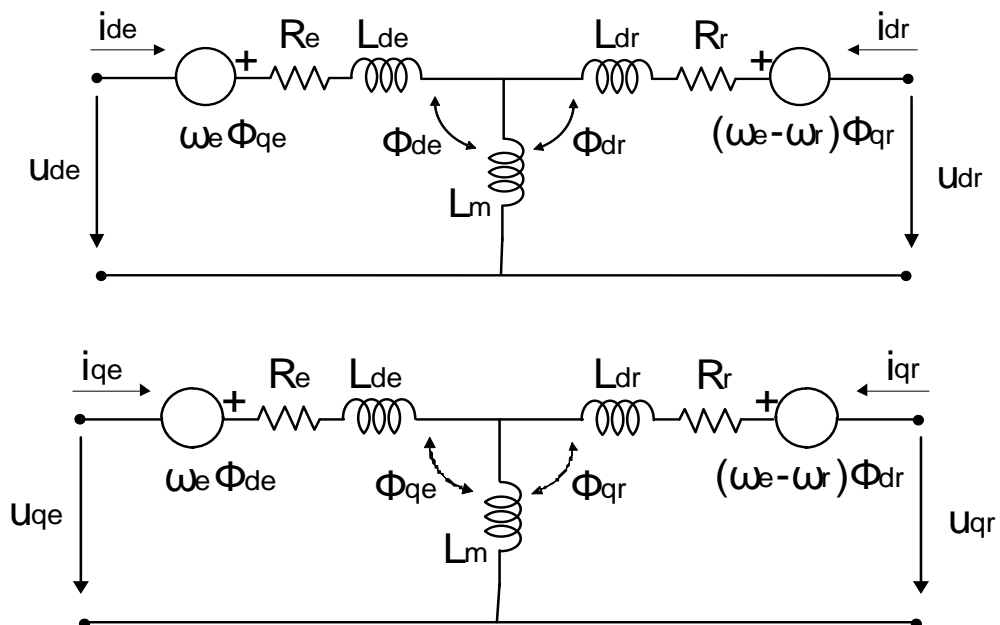


Figura 11. Circuitos equivalente eje directo y cuadratura

$L_{de}(L_{dr}) = \text{Inductancia de dispersión del estator (rotor)}$. En los circuitos equivalentes se tomará.

$$L_e = L_{de} + L_m \quad (51)$$

$$L_r = L_{dr} + L_m \quad (52)$$

3.5 Expresión del Par motor

El par motor puede expresarse en función de la variable a controlar, en este trabajo se implementará la expresión desarrollada a continuación.

Partiendo de la expresión general del par:

$$T = \frac{1}{2} [i_{ab}]^T \frac{d}{d\theta_r} [L_{ab}] [i_{ab}] \quad (53)$$

Y expresada en función de los ejes d-q:

$$\begin{aligned} T &= \frac{1}{2} \{[C]^{-1} [i_{dq}]\}^T \frac{d}{d\theta_r} \{[C]^{-1} [L_{dq}] [C] [C]^{-1} [i_{dq}]\} = \\ &= \frac{1}{2} \{[C]^{-1} [i_{dq}]\}^T \frac{d}{d\theta_r} \{[C]^{-1} [L_{dq}] [i_{dq}]\} \end{aligned} \quad (54)$$

Desarrollando, quedará:

$$T = \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2}\right) L_m (i_{qe} i_{dr} - i_{de} i_{qr}) \quad (55)$$

Donde p , es el número de polos de la máquina.

También para el desarrollo del modelo se tendrá en cuenta la ecuación de equilibrio de momentos, en este caso en el dominio de Laplace:

$$T_m(s) - T_L(s) = sJ\omega_r \quad (56)$$

4. IMPLEMENTACIÓN EN *Simulink* DE LOS BLOQUES DEL MODELO DE LA MÁQUINA ASÍNCRONA

La implementación en el entorno *Simulink* de la máquina asínrona se ha realizado siguiendo el modelo visto en el apartado 3 de este TFG.

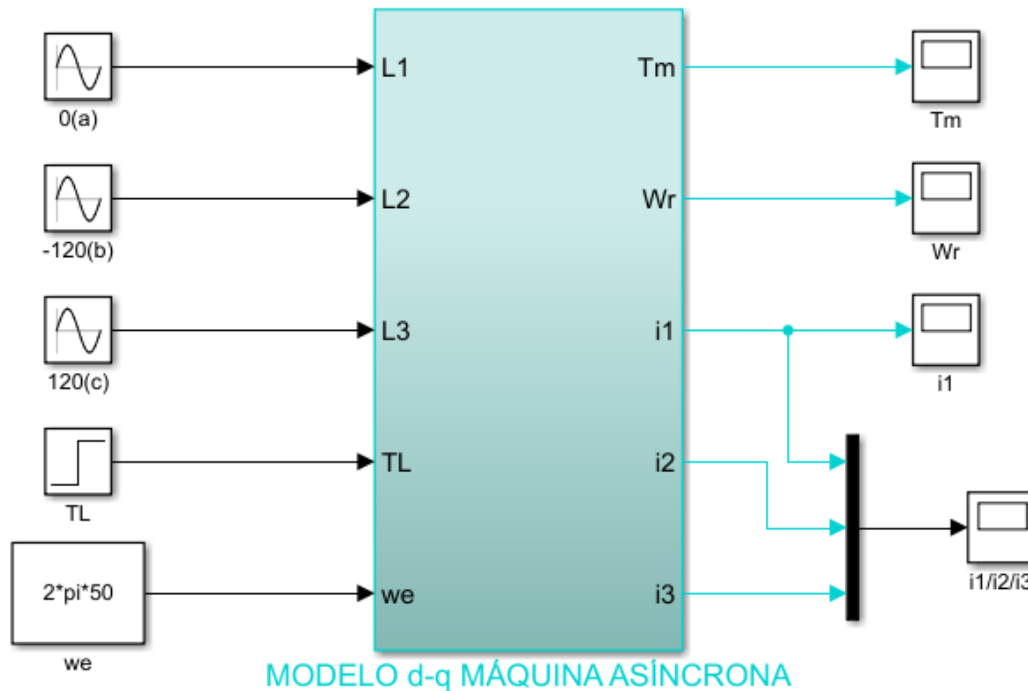


Figura 12. Bloque modelo d-q máquina asínrona

Las salidas del modelo: par, velocidad e intensidad, son aquellas que nos interesan para el estudio de la máquina, estas dependen únicamente de la tensión de alimentación al igual que ocurre en la realidad.

Respecto las entradas T_L y ω_e , la primera es necesaria para aplicar al motor un par resistente, la segunda, ω_e , se aplica al modelo para evitar complicarlo y ralentizar las simulaciones.

Esta interface se ha conseguido mediante un bloque de tipo *subsystem*.

Este *subsystem* albergará al resto de bloques para hacer las transformadas, tanto directas como inversas, así como el modelo $d - q$ del motor.

A continuación se mostrarán cada bloque y la referencia a las relaciones matemáticas empleadas para su elaboración en este trabajo para evitar la redundancia.

4.1 Diagrama de bloques general del modelo d-q de la máquina asíncrona

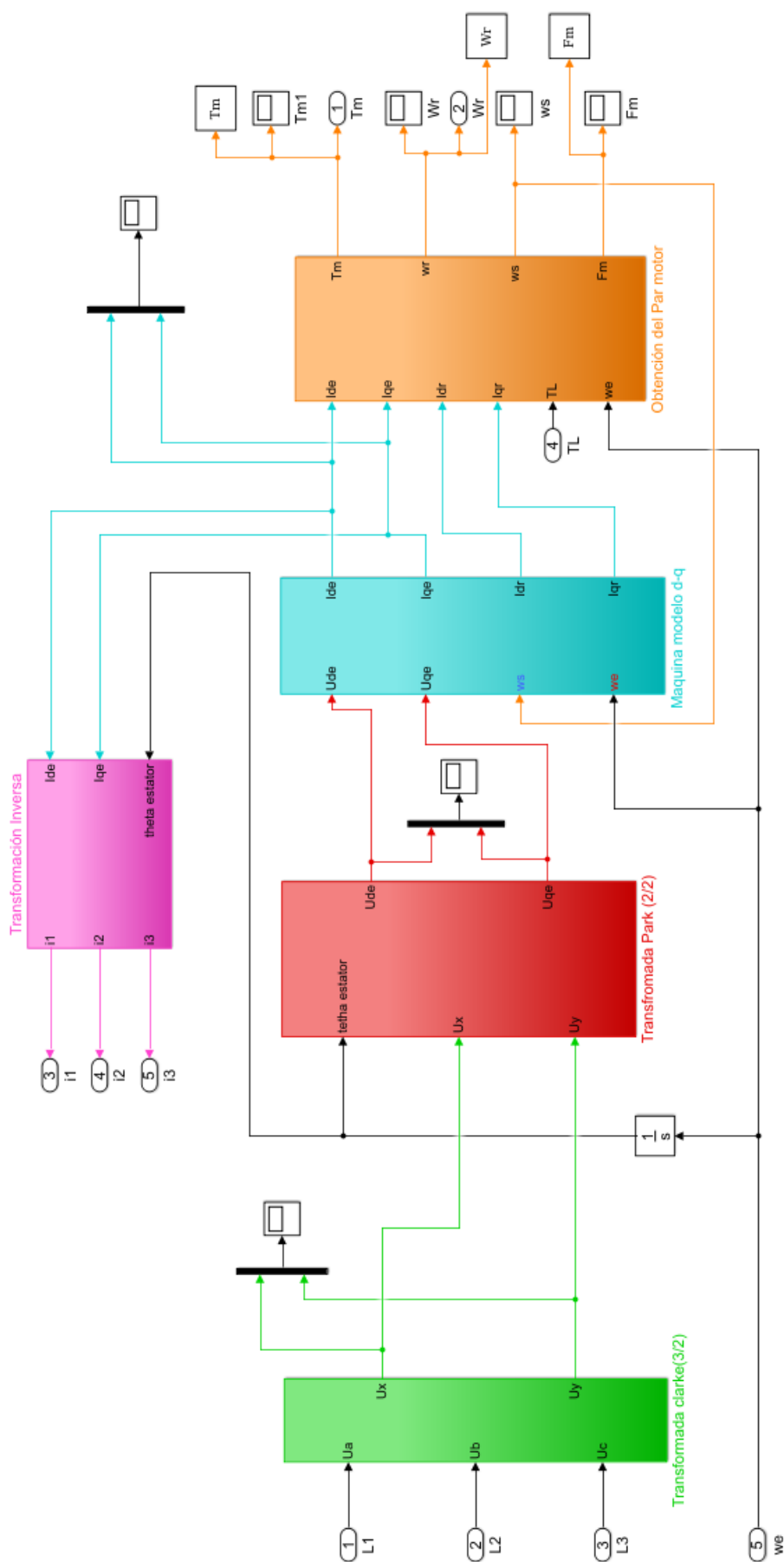


Figura 13. Diagrama de bloques de MODELO d-q MÁQUINA ASÍNCRONA

4.2 Diagrama de bloques de la transformada directa de Clarke (3/2)

Este bloque alberga las ecuaciones de la transformada directa de Clarke, transformación de tres ejes estáticos a dos ejes estáticos, según la expresión 28, apartado 3.1.

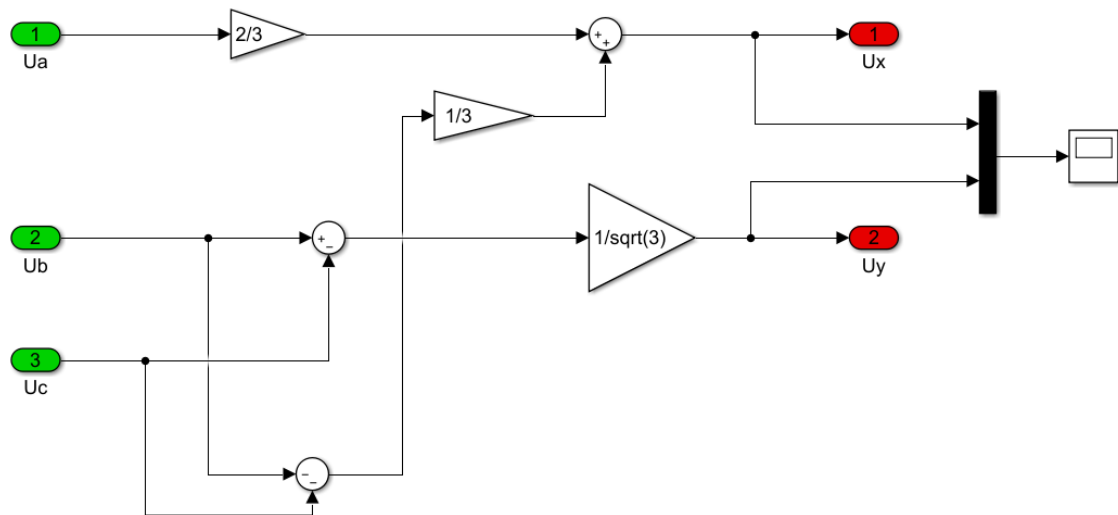


Figura 14. Diagrama bloques Transformada Clarke (3/2)

4.3 Diagrama de bloques de la transformada directa de Park (2/2)

Este bloque alberga las ecuaciones de la transformada directa de Park, transformación de dos ejes estáticos a dos ejes dinámicos, según la expresión 31, apartado 3.2.

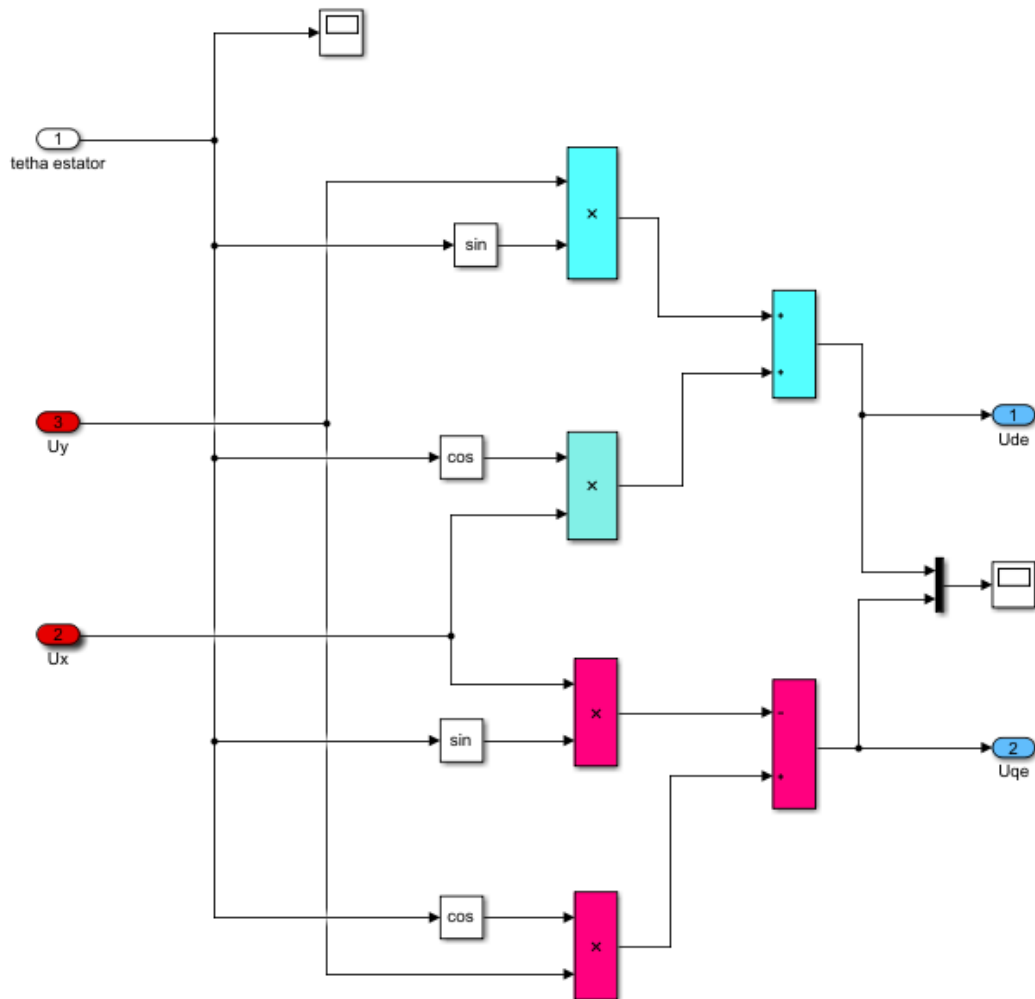


Figura 15. Diagrama bloques Transformada Park (2/2)

4.4 Modelo d-q máquina asíncrona. Diagrama de bloques

Para el desarrollo del modelo d-q con entradas de tensión, se han realizado los cálculos a partir de la matriz obtenida en el apartado 3, que se muestra en este mismo apartado.

De esta matriz, de orden cuatro, se obtienen las intensidades, i_{de} , i_{qe} , i_{dr} e i_{qr} , intensidades de ejes directo y cuadratura de estator y rotor correspondientemente.

Esta operación da lugar al diagrama de bloques de la figura 16, que corresponde a las ecuaciones del modelo d-q de la máquina asíncrona basado en entradas de tensión.

Este modelo no es usual en la extensa bibliografía que trata el control vectorial, sin embargo, en este TFG se ha obtenido para ser empleado como un modelo general de la máquina asíncrona, el cual permita conocer tanto el régimen transitorio y estacionario.

$$\begin{bmatrix} u_{de} \\ u_{qe} \\ u_{dr} \\ u_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_e + sL_e & -L_e\omega_e & sL_m & -L_m\omega_e \\ L_e\omega_e & R_e + sL_e & L_m\omega_e & sL_m \\ sL_m & -L_m(\omega_e - \omega_r) & R_r + sL_m & -L_r(\omega_e - \omega_r) \\ L_m(\omega_e - \omega_r) & sL_m & L_r(\omega_e - \omega_r) & R_r + sL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}$$

Despejando las intensidades i_{de} , i_{qe} , i_{dr} e i_{qr} , se obtiene las siguientes expresiones:

$$i_{dr} = \frac{1}{R_r + sL_r} [-i_{de}sL_m + i_{qe}L_m(\omega_e - \omega_r) + i_{qr}L_r(\omega_e - \omega_r)] \quad (57)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{R_r + sL_r} [-i_{de}L_m(\omega_e - \omega_r) - i_{qe}sL_m - i_{dr}L_r(\omega_e - \omega_r)] \quad (58)$$

$$i_{qe} = \frac{1}{R_e + sL_e} [u_{qe} - i_{de}L_e\omega_e - i_{dr}L_m\omega_e - i_{qr}sL_m] \quad (59)$$

$$i_{de} = \frac{1}{R_e + sL_e} [u_{de} + i_{qe}L_e\omega_e - i_{dr}sL_m + i_{qr}L_m\omega_e] \quad (60)$$

Donde, $\omega_s = \omega_e - \omega_r$, en el diagrama de bloques.

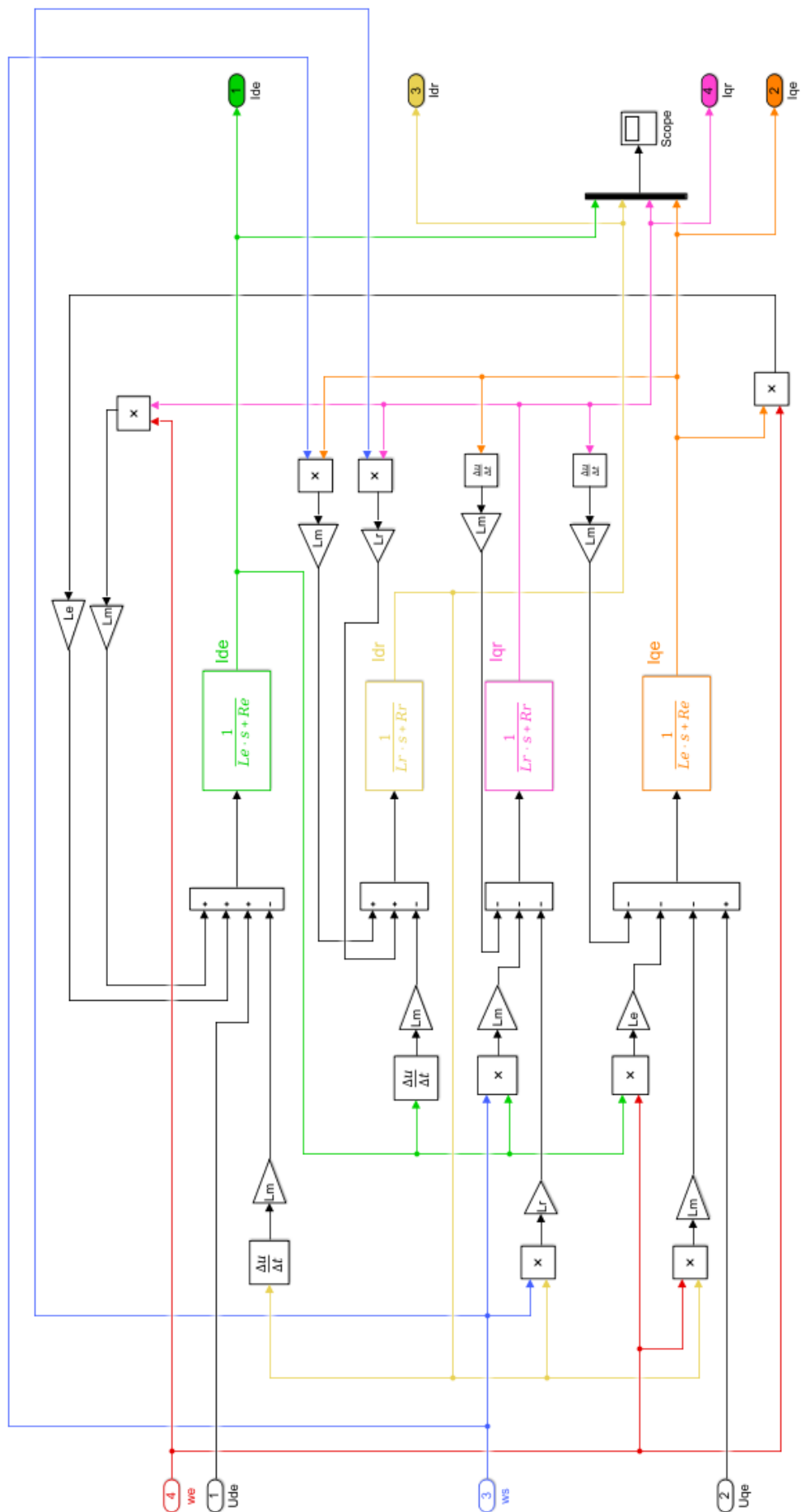


Figura 16. Diagrama bloques ecuaciones máquina asíncrona modelo d-q

4.5 Diagrama de bloques para la obtención del par motor

Este bloque alberga la ecuación del par desarrollado por el motor, según la expresión 55 y 56, apartado 3.5.

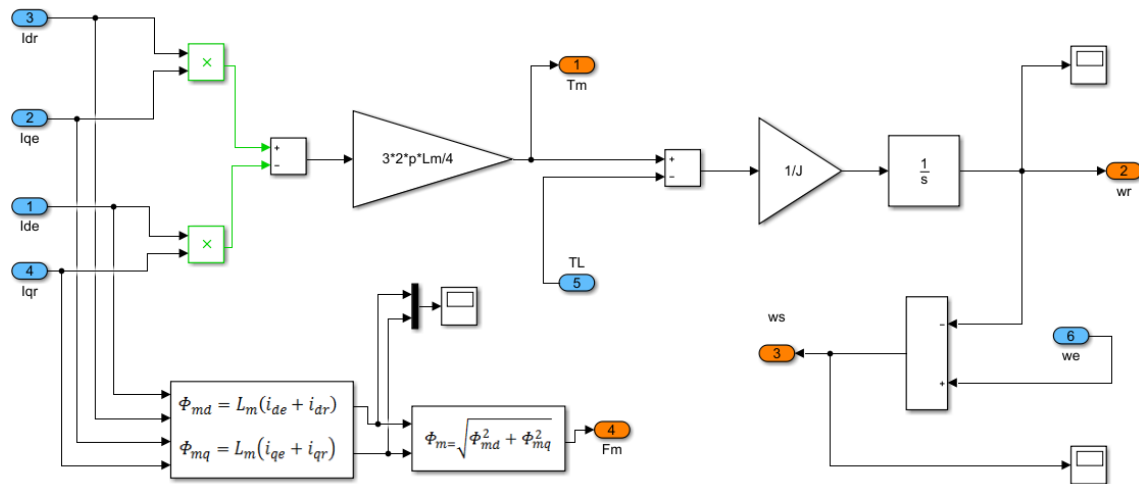


Figura 17. Diagrama bloques: Obtención del par motor

4.6 Diagrama de bloques de la transformada inversa

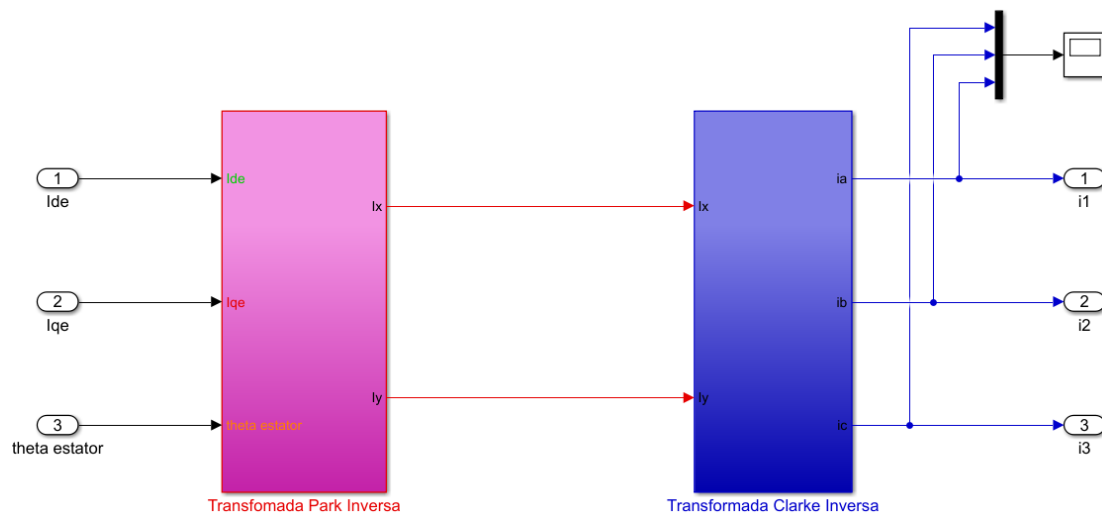


Figura 18. Diagrama bloques Transformada Inversa

4.7 Diagrama de bloques correspondiente a la transformación de Park inversa

Este bloque alberga las ecuaciones de la transformada inversa de Park, dos ejes dinámicos a dos ejes estáticos, según la expresión 34, apartado 3.2.

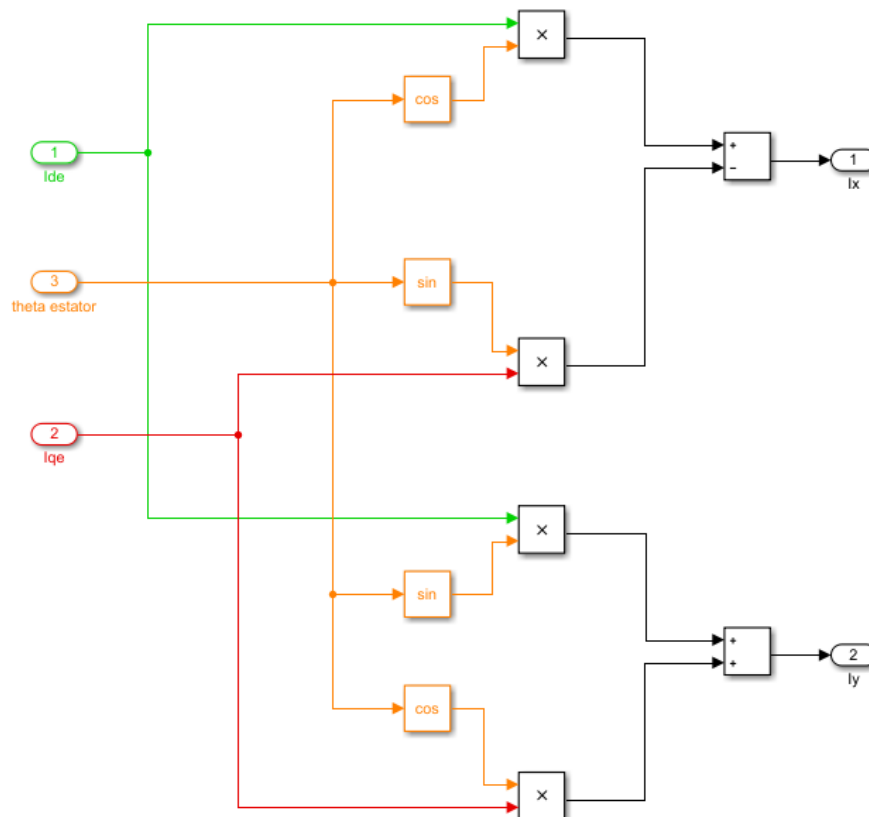


Figura 19. Diagrama bloques Transformada Park Inversa

4.8 Diagrama de bloques correspondiente a la transformada de Clarke inversa

Este bloque alberga las ecuaciones de la transformada inversa de Clarke, dos ejes estáticos a tres ejes estáticos, según la expresión 27, apartado 3.1.

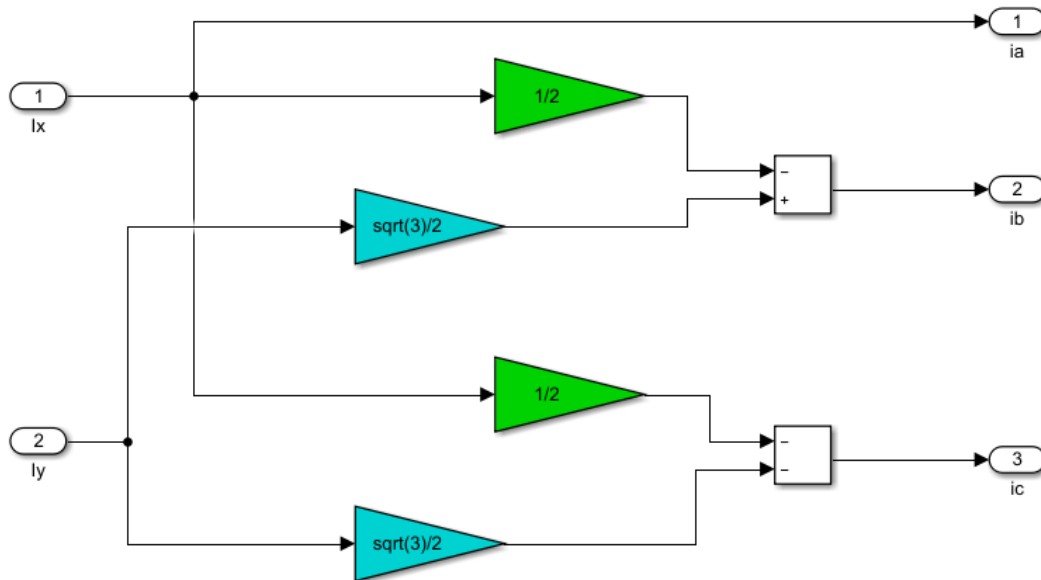


Figura 20. Diagrama bloques Transformada Clarke Inversa

4.9 Simulación del modelo obtenido para la máquina asíncrona.

La respuesta obtenida del motor se ha realizado en condiciones de arranque directo, aplicándose un par resistente $T_L=45$ Nm en $t=0.5$ s . De esta forma se apreciará la respuesta del motor ante una entrada de tipo escalón tras el arranque.

Se muestran el par, la velocidad, la intensidad y el flujo.

Los datos de la máquina empleados en todas las simulaciones son los que aparecen en las tablas 1, 2 y 3.

Tiempo de simulación $t=1$ s.

DATOS MOTOR			
Potencia(kW)	7	Intensidad nominal (A)	16,33
Tensión(V)	380	Intensidad de arranque (A)	83,45
Frecuencia(Hz)	50	Intensidad de vacío (A)	9,8
Par nominal(Nm)	44,5	Desliz. Nominal	5,11
Polos/RPM	4/1500	RPM nominal	1415

Tabla 1. Datos del motor

Circuito equivalente		
Re (ohm)	0,717	
Rr (ohm)	0,984	
Rm (ohm)	139,35	
Xe=Xr (ohm)	1,057	Potencia perdidas mecánicas (W)
Xm (ohm)	22,891	1000
Le=Lr (mH)	3,3365	
Lm (mH)	72,864	

Tabla 2. Datos circuito equivalente

Inductancia directa estática (mH)	$L_{de} = 0.0034$
Inductancia directa rotórica (mH)	$L_{dr} = 0.0034$
Inductancia mutua (mH)	$L_m = 0.0729$
Inductancia estática (mH)	$L_e = L_{de} + L_m = 0.0763$
Inductancia rotórica (mH)	$L_r = L_{dr} + L_m = 0.0763$
Resistencia estática (ohm)	$R_e = 0.7170$
Resistencia rotórica (ohm)	$R_r = 0.9840$
Número de pares de polos	$p = 2$
Momento de inercia rotor (kg m ²)	$J = 0.05$
Par de carga (Nm)	$T_L = 45$

Tabla 3. Tabla de parámetros para el modelo en Matlab

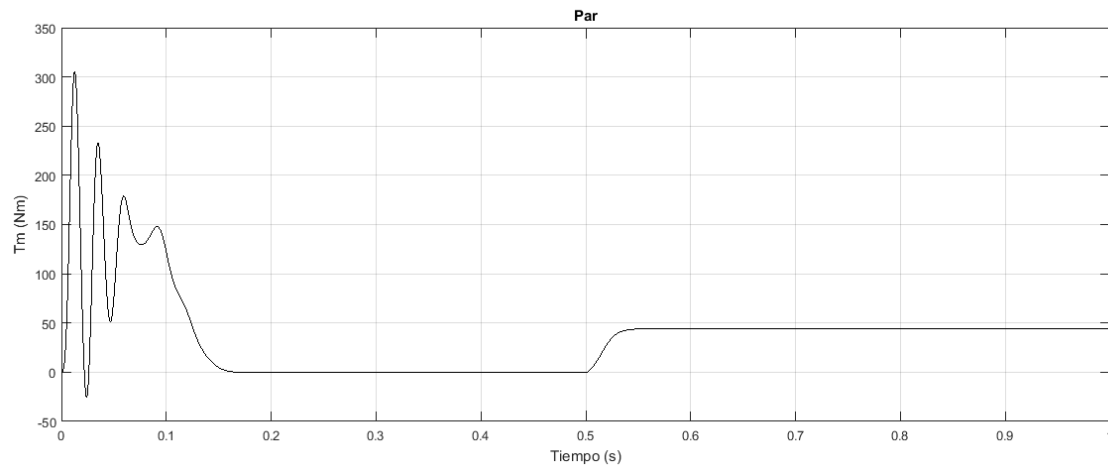


Figura 21. Respuesta de Par (T_m) para una entrada de tipo escalón ($T_L=45$ Nm) en $t= 0.5s$

Tras un transitorio en el que se alcanza el par máximo, el par se anula hasta que se aplica la carga T_L , provocando que el par motor generado sea igual a la carga.

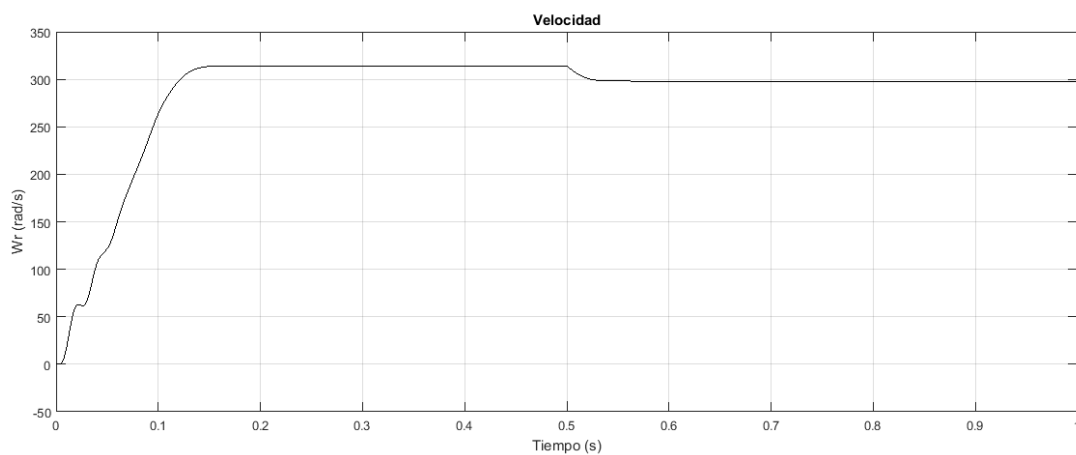


Figura 22. Respuesta de velocidad (ω_r) para una entrada de tipo escalón ($T_L=45$ Nm) en $t= 0.5s$

El motor alcanza su velocidad en vacío, al aplicarse la carga T_L , la velocidad desarrollada por la máquina (ω_r) se reduce hasta su velocidad nominal. Esto puede comprobarse si se analiza la expresión del par motor, ecuación 56.

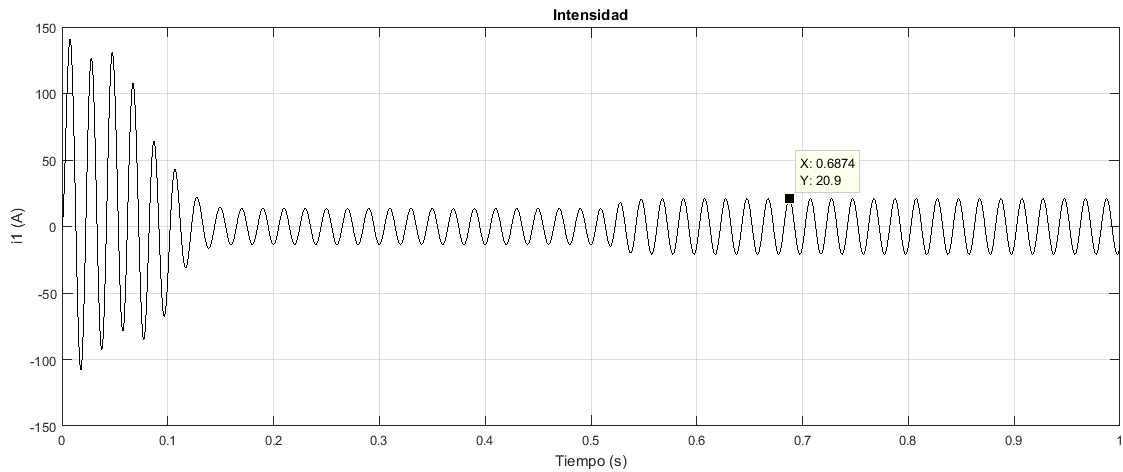


Figura 23. Respuesta de la intensidad (i_1) para una entrada de tipo escalón ($T_L=45$ Nm) en $t= 0.5s$

Tras el régimen transitorio la máquina absorbe la intensidad de vacío, que es la intensidad de magnetización de la máquina, ya que no hay carga.

En $t=0.5s$, se aprecia que la intensidad aumenta debido a la componente de potencia activa que absorbe la máquina, debido al par resistente aplicado. Además, si se analizan las intensidades de la máquina se podrá comprobar que el desfase entre tensión e intensidad de la misma fase difiere del estado de vacío a carga.

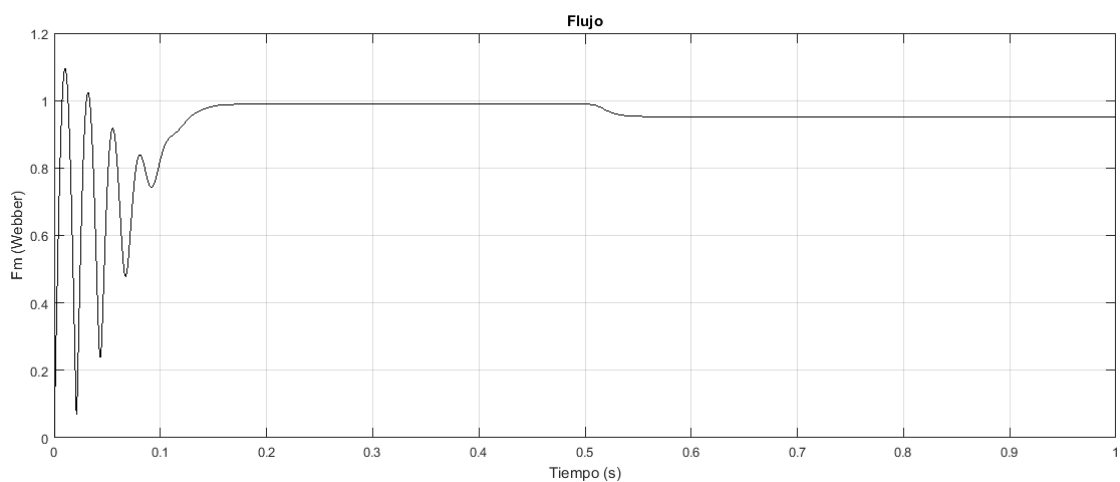


Figura 24. Respuesta del flujo (F_m) para una entrada de tipo escalón ($T_L=45$ Nm) en $t= 0.5s$

Debido a la aplicación de carga se produce un aumento del consumo de intensidad, provocándose una caída de tensión en el estator y con ello una disminución de la tensión inducida. Según, $|\Phi| = \frac{|E_1|}{2\pi f_1}$, disminuirá el flujo.

5. TEORÍA DEL CONTROL ESCALAR

El Control Escalar es un método para controlar la velocidad de un motor mediante la variación de la tensión y la frecuencia de alimentación.

Dentro del Control Escalar, según la magnitud a controlar, hay varios tipos:

- Variación de la tensión estatórica:
- Regulación de velocidad mediante la resistencia estatórica.
- Regulación de velocidad mediante la resistencia rotórica.
- Procedimiento para la modificación simultánea de la tensión y la frecuencia, conocido como control Tensión/Frecuencia (V/f).

Este último tipo de control será el estudiado en este trabajo.

5.1 Procedimiento para la modificación simultánea de la tensión y la frecuencia, conocido como control Tensión/Frecuencia (V/f): Control Escalar.

Para conocer el procedimiento Tensión/frecuencia, se analizará cómo afecta la variación de estas magnitudes a las variables críticas de la máquina como son el par motor desarrollado de la máquina y el flujo magnético. La primera variable nos permite conocer como es el comportamiento mecánico de la máquina y, como se verá a continuación, la segunda está directamente relacionada con la primera.

Partiendo de la definición del deslizamiento, $s = \frac{n_e - n_r}{n_e}$, se observa que la frecuencia de alimentación, f_1 , está directamente relacionada con la velocidad rotórica, n_r .

Por otra parte, según la expresión de la fuerza electromotriz inducida (f_{em}), o tensión inducida, expresión (62), si reducimos f_1 , aumentará el flujo, provocándose la saturación del circuito magnético.

Recordemos que al saturarse el circuito magnético, se pierde el funcionamiento correcto de la máquina, produciéndose un aumento de temperatura en el bobinado de la máquina, cuyas consecuencias son el deterioro y la posterior destrucción de este.

Para evitar la saturación del circuito magnético, deberá variarse el valor E_1/f_1 proporcionalmente, es decir, E_1 y f_1 debe variar simultáneamente ya que el término $1/4K_f N_e$ se toma como constante.

$$s = \frac{n_e - n_r}{n_e} \rightarrow n_r = n_e(1 - s) = \frac{60f_1}{p}(1 - s) \rightarrow f_1 \leftrightarrow n_r \quad (61)$$

$$E_1 = 4K_f N_e \Phi f_1 \rightarrow \Phi = \frac{1}{4K_f N_e} \frac{E_1}{f_1} \quad (62)$$

Partiendo del circuito equivalente por fase de la máquina, figura 21, podemos ver que al ser constante el término E_1/f_1 , la corriente de magnetización también lo es, (I_m), ya que son directamente proporcionales.

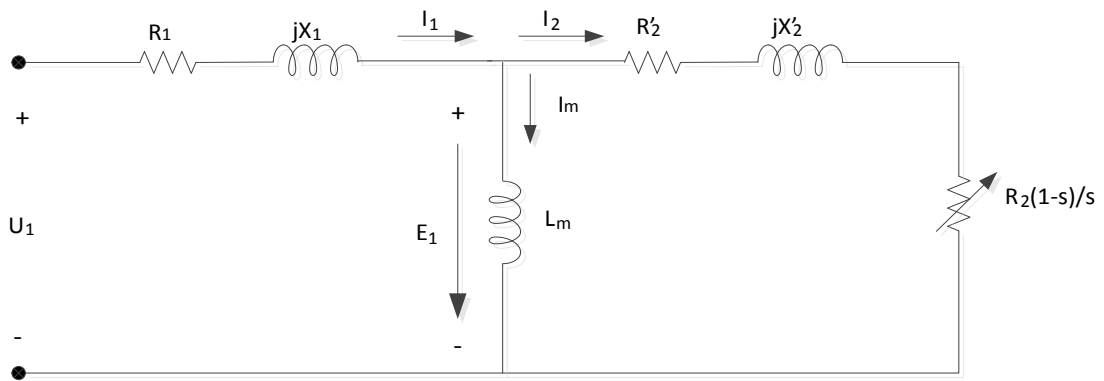


Figura 21. Circuito equivalente máquina asíncrona

$$I_m = \frac{E_1}{2\pi f_1 L_m} = \frac{1}{2\pi L_m} \frac{E_1}{f_1} \quad (63)$$

La expresión para el par desarrollado por la máquina asíncrona es:

$$T = \frac{P_{\text{útil}}}{\frac{2\pi}{60} n_r} = \frac{P_r}{\frac{2\pi}{60} n_e (1 - s)} = \frac{3I_2'^2 R_2' \frac{(1-s)}{s}}{\frac{2\pi}{60} n_e (1 - s)} = \frac{3I_2'^2 R_2' \frac{1}{s}}{\frac{2\pi}{60} n_e} \quad (64)$$

Obteniendo de (64) la intensidad queda:

$$I'_2 = \frac{E_1}{\sqrt{\left(R'_2 + R'_2 \left(\frac{1-s}{s}\right)\right)^2 + X'^2_2}} = \frac{E_1}{\sqrt{\left(\frac{R'_2}{s}\right)^2 + X'^2_2}} \quad (65)$$

Introduciendo (65) en (64),

$$T = \frac{3pE_1R'_2}{2\pi f_1(R'_2 + X'_2s)} \quad (66)$$

Y realizando la derivada respecto del deslizamiento de (66) e igualando a cero, se obtendrá el valor del deslizamiento para el par máximo.

$$\frac{dT}{ds} = 0; \quad s_{Tm\acute{a}x} = \pm \frac{R'_2}{X'_2} \quad (67)$$

La expresión del deslizamiento para el par máximo difiere a la calculada en el apartado 2.7, ya que allí se empleó el circuito equivalente.

Introduciendo (67) en (66) queda, finalmente, el par máximo desarrollado,

$$T_{m\acute{a}x} = \frac{3p}{8\pi^2 L'_2} \left(\frac{E_1}{f_1}\right)^2 \quad (68)$$

5.2 Comportamiento del motor para valores por debajo de la frecuencia nominal.

Partiendo de la expresión obtenida para el par máximo, (68), veremos el comportamiento par-velocidad para frecuencias por debajo de la nominal.

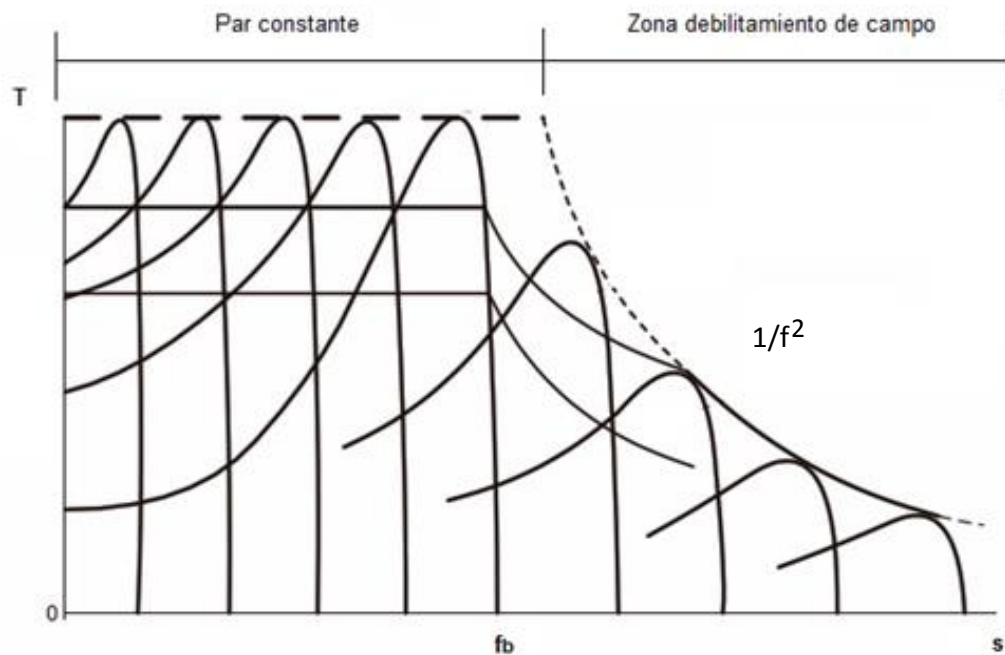


Figura 22. Gráfica Par-deslizamiento a distintas frecuencias

Tal y como se aprecia en la gráfica Par-deslizamiento, figura 22, manteniendo el término $(E_1/f_1)^2$ constante, para cualquier frecuencia de funcionamiento por debajo de la frecuencia base o nominal (f_b), el par máximo desarrollado se mantiene constante, este comportamiento de la curva par velocidad es ideal para cargas con par constante, ya que según la expresión del rendimiento en función del deslizamiento (69), al no variar este, el rendimiento tampoco varía.

$$\eta = 1 - s \quad (69)$$

Una vez conocido el comportamiento mecánico, se analizará cómo afecta la variación de tensión y frecuencia al flujo magnético, con valores de frecuencia por debajo de la frecuencia base.

Partiendo de la expresión del flujo, (62), y de las tensiones del circuito de la figura 21, se obtiene la siguiente expresión para el flujo, en valor absoluto;

$$\Phi = \frac{1}{4K_f N_e} \left| \frac{U_1}{f_1} - \frac{R_1 I_1}{f_1} - \frac{X_1 I_1}{f_1} \right| \quad (70)$$

Si $f_1 = f_{nominal}$. Los términos $\frac{R_1 I_1}{f_1} - \frac{X_1 I_1}{f_1}$ son despreciables frente a $\frac{U_1}{f_1}$ y no afectan al flujo. Sin embargo, para frecuencias bajas, el término $\frac{R_1 I_1}{f_1}$ se hace mayor y ya no es despreciable. Esto supone, por su carácter, una caída de tensión a frecuencias bajas, que debe ser compensada de alguna forma.

Para mantener el flujo constante a frecuencias bajas, puesto que lo único realmente accesible en la máquina es su tensión de alimentación, esta se incrementa para compensar la caída de tensión, y así mantener el flujo constante. A este incremento de tensión a frecuencias bajas es lo que se denomina como *boost* de tensión, cuyo valor máximo será el treinta por ciento del valor máximo de la tensión de alimentación, $V_1 = U_1 \sqrt{2}$.

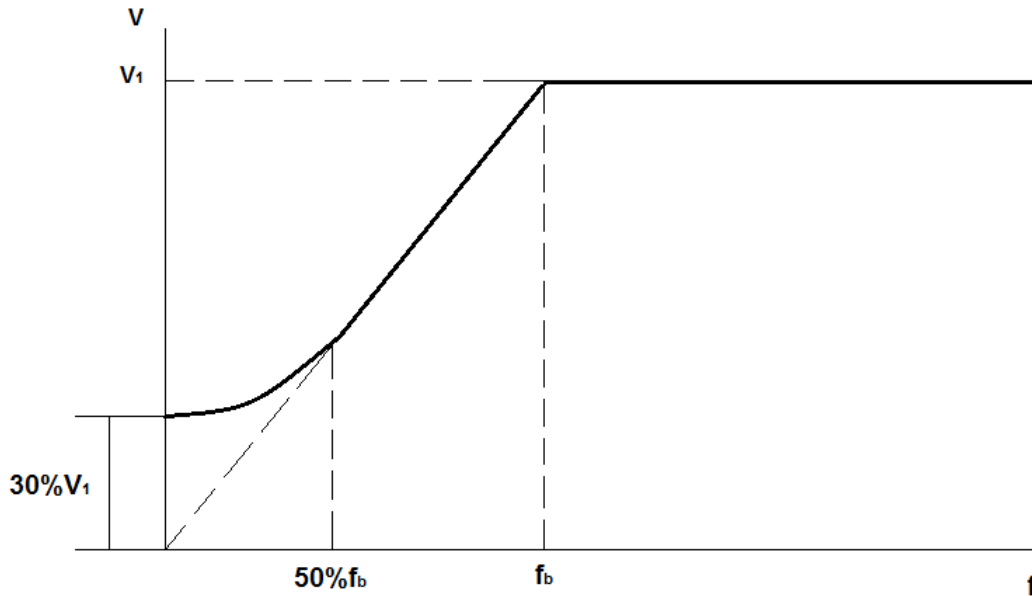


Figura 23. Gráfica ley Tensión-frecuencia.

5.3 Comportamiento del motor para valores por encima de la frecuencia nominal.

A continuación se analizará el comportamiento para un valor de tensión constante, que será tensión nominal del motor, y para valores por encima de la frecuencia nominal.

Como se explicó anteriormente la variación de la tensión y la frecuencia debe ser simultánea, pero hay un punto en el que la tensión no puede incrementar su valor, debido a que la máquina está fabricada para un valor de tensión determinado, es decir, no puede superarse su tensión nominal.

Por otra parte la frecuencia sí que puede aumentar, y con ello superar la frecuencia nominal de la máquina.

Volviendo a la expresión 68, en el término $(E_1/f_1)^2$, E_1 se mantiene constante, cuyo valor será la tensión nominal, y el valor f_1 irá aumentando. El resultado es la expresión 71, dando lugar a una gráfica de par cuyo valor va decreciendo con el cuadrado de la frecuencia, es decir una función hiperbólica.

$$T_{m\acute{a}x} = \frac{3p}{8\pi^2 L'_2} \left(\frac{E_1}{f_1} \right)^2 = A \cdot \frac{1}{(f_1)^2} \quad (71)$$

Al aumentarse f_1 , se provoca una disminución del flujo magnético. Lo que se traduce en una reducción del par máximo.

Esta zona es interesante pues permite trabajar a velocidades por encima de la nominal manteniendo la potencia desarrollada constante, sin embargo, el par alcanzado disminuye.

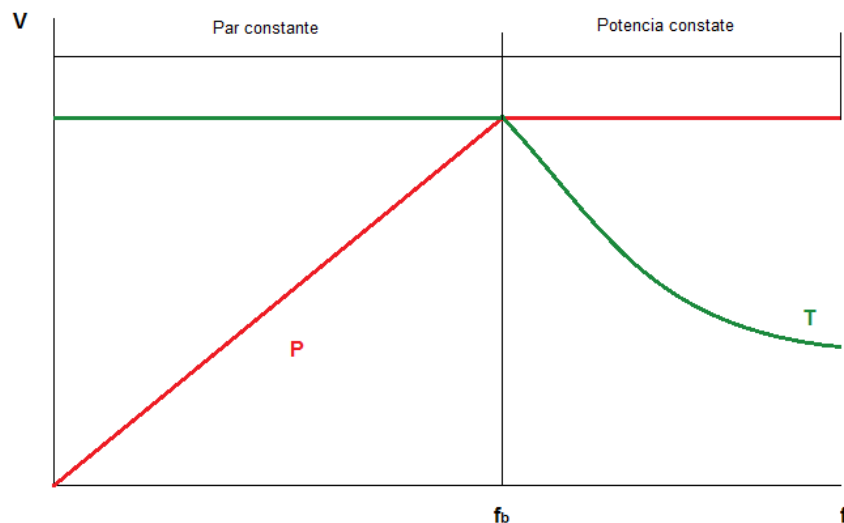


Figura 24. Gráfica tensión-frecuencia. Comportamiento par constante/potencia constante.

5.4 Diagrama de bloques teórico empleado en el control tensión frecuencia.

Este diagrama de bloques corresponde al modelo de control escalar en lazo abierto, es decir, sin tener en cuenta la velocidad que realmente está alcanzando la máquina.

- La red entra al módulo de potencia del equipo siendo rectificada y manteniéndose la tensión de alimentación al módulo inversor por un bus de corriente continua, formado por condensadores.
- Al imponer la frecuencia de consigna, el generador de funciones impone al módulo inversor las consignas de tensión y frecuencia necesarias, U_1 f_1 , para el que motor alcance la velocidad de consigna.

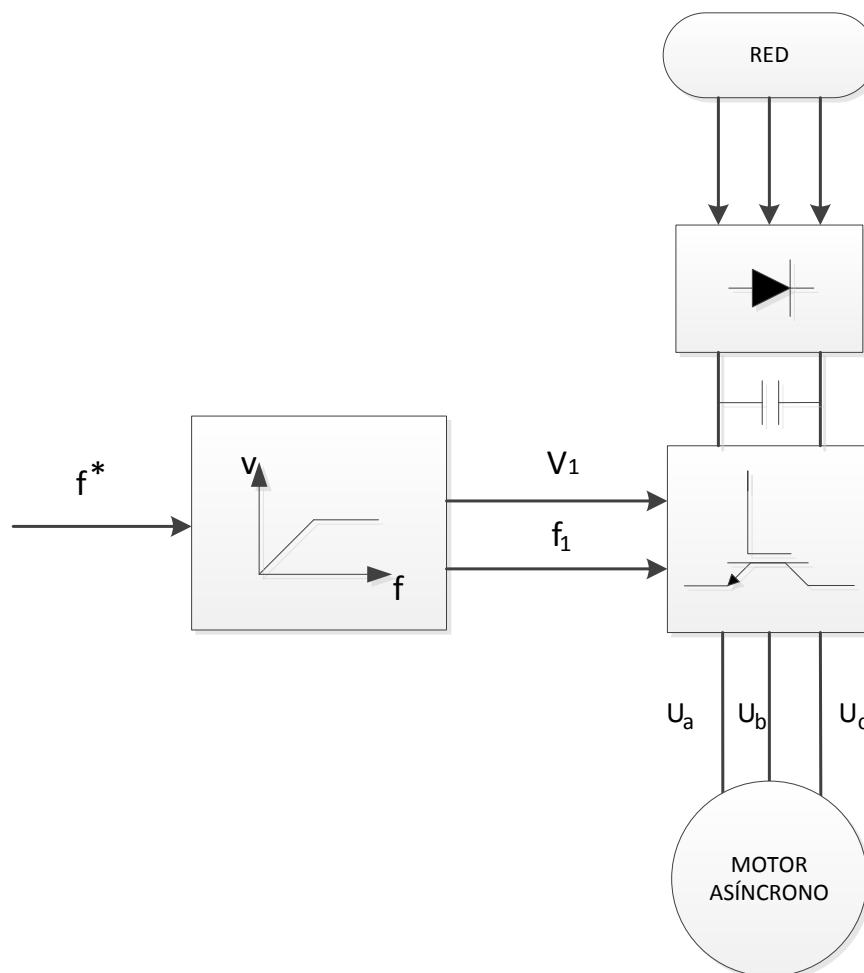


Figura 25. Diagrama de bloques método de control Tensión/frecuencia.

6. IMPLEMENTACIÓN EN *Simulink* DE LOS BLOQUES DEL MODELO DE CONTROL TENSIÓN FRECUENCIA (V/F) DE LA MÁQUINA ASÍNCRONA

En el modelado del control escalar se han tenido en cuenta dos modelos. Un primer modelo sin ajuste del *boost* de tensión y un segundo modelo con este incremento de tensión ajustado. Esto permitirá visualizar el efecto del ajuste del *boost* de tensión, muy necesario a frecuencias bajas.

El diagrama de bloques para el control escalar es el mismo para ambos modelos, la única diferencia entre ellos está en el bloque en el que se implementa la relación V/f, generador de funciones, el cual se verá en cada apartado.

Por otra parte, en este modelo se ha realizado un control en lazo abierto, es decir, no hay realimentación la cual permita ajustar la velocidad del motor. Esta aplicación no se ha implementado ya que el objeto de este TFG no es de aplicación si no de analizar el comportamiento del motor bajo un método de control u otro.

El diagrama de bloques general es el que aparece en la figura 26.

Como se aprecia en la figura 26, para este modelo se emplea el modelo d-q visto en el apartado 3. Además, se emplea un bloque para modelar el comportamiento del convertidor y otro que modela la ley tensión/frecuencia, los cuales se verán a continuación.

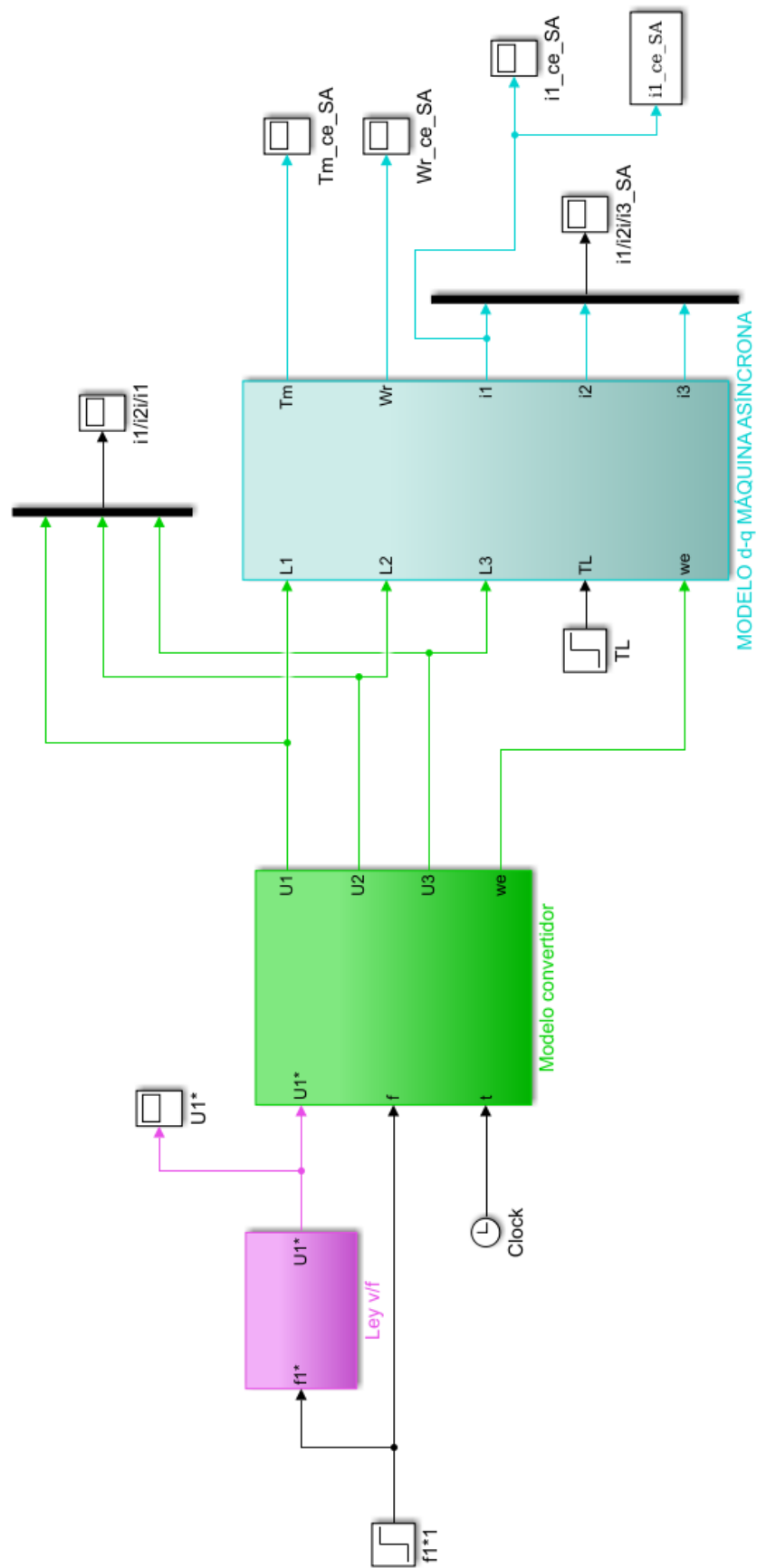


Figura 26. Diagrama bloques Control Tensión-Frecuencia (V/f)

6.1 Diagrama de bloques correspondiente al convertidor

Como vemos las salidas del convertidor dependen de la frecuencia, la tensión y el tiempo. Este bloque genera las tres tensiones y la frecuencia (ω_e) necesarias para el modelo del motor.

Para las tres tensiones, el bloque es una función tipo seno, $U(t) = U_x \sin((2\pi f t + \alpha))$.

Por otra parte, para ω_e , se parte de su expresión: $\omega_e = 2\pi f$

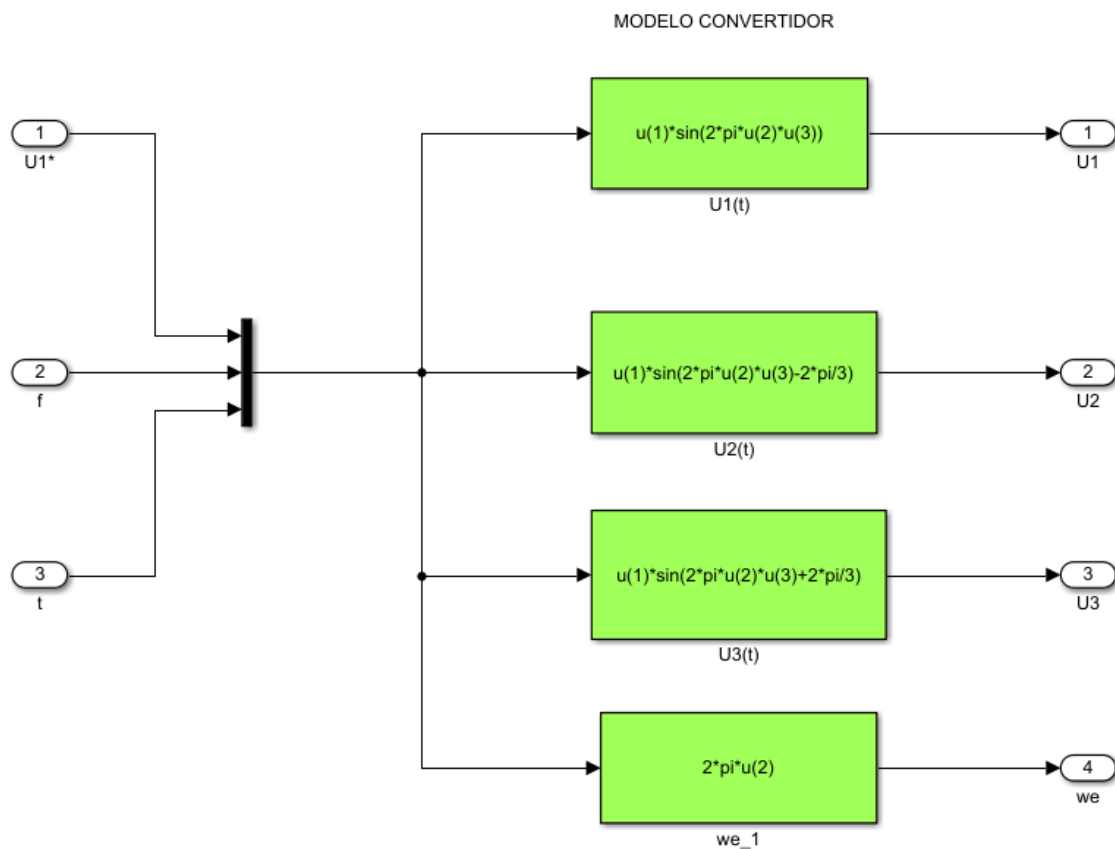


Figura 27. Diagrama bloques Control Tensión-Frecuencia (V/f)

6.2 Modelo de Control Escalar sin ajuste. Ley V/f. Diagrama de bloques

Para realizar este diagrama de bloques se ha definido la ley v/f mediante una función a trozos, definida a continuación:

$$U_1^*(f^*) = \begin{cases} fm & ; \quad 0 < f^* < 50 \\ U_1 & ; \quad f^* > 50 \end{cases}$$

Donde $m = 230\sqrt{2}/50 = 325.27/50 = 6,50$

La función anterior corresponde a la siguiente relación tensión frecuencia, figura 28.

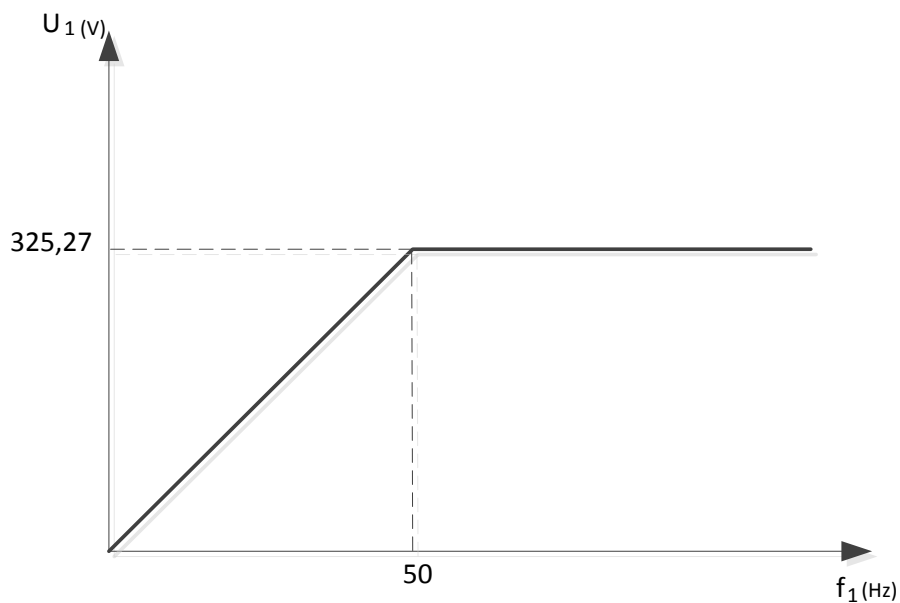


Figura 28. Ley Tensión-Frecuencia sin ajuste de *boost* de tensión

Como se verá en el apartado 9 y se demostró teóricamente en el apartado 5 de este trabajo, el ajuste del *boost* de tensión es necesario para conseguir una respuesta adecuada del motor.

Su implementación en Simulink se ha realizado mediante la definición de la función indicada en este apartado.

Mediante la comparación de la frecuencia de entrada, f^* , con la frecuencia base de 50Hz, se aplica una función u otra.

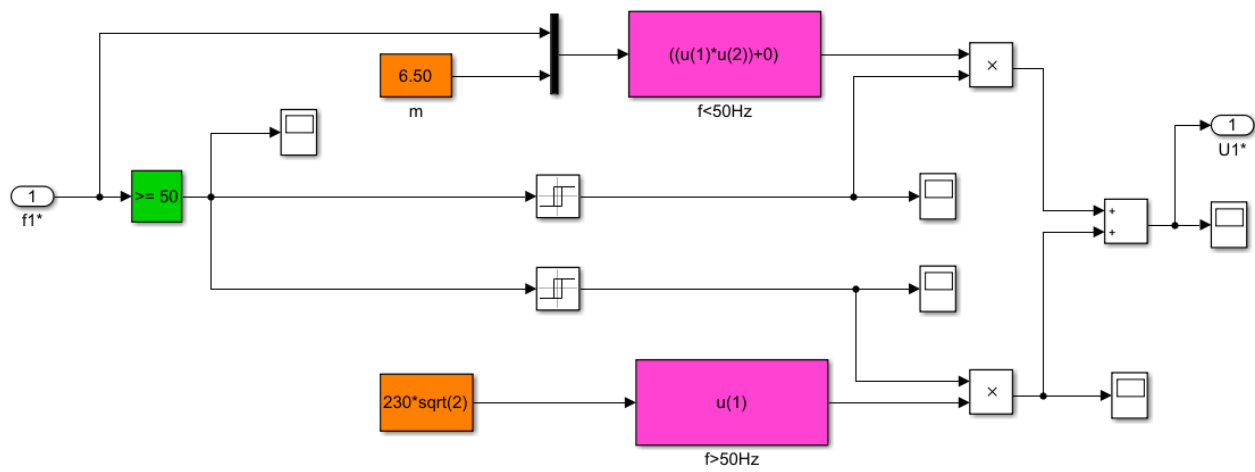


Figura 29. Diagrama bloques Ley Tensión-Frecuencia sin ajuste de *boost* de tensión

6.3 Modelo Control Escalar con ajuste. Ley v/f

El ajuste del boost de tensión es experimental, la única restricción es que este incremento de tensión no puede superar el 30% de la tensión nominal.

Tras realizar el ajuste, para esta máquina el *boost* de tensión queda en el 10%, es decir, a bajas frecuencias se aplica una tensión de 32,52 V.

Por tanto, ley tensión frecuencia para este caso será:

$$U_1^*(f^*) = \begin{cases} fm + 32.52 & ; \quad 0 < f^* < 50 \\ U_1 & ; \quad f^* > 50 \end{cases}$$

Donde $m = \frac{230\sqrt{2}-32,52}{50} = (325.27 - 32.52)/50 = 5.9$

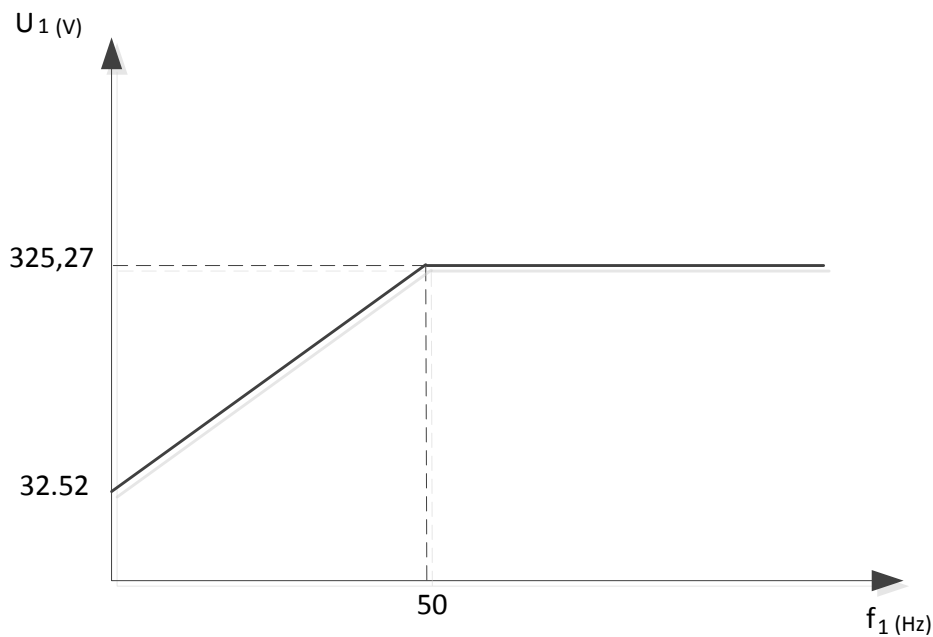


Figura 30. Ley Tensión-Frecuencia con *boost* de tensión ajustado

El diagrama de bloques en este caso quedará, como aparece en la figura 31.

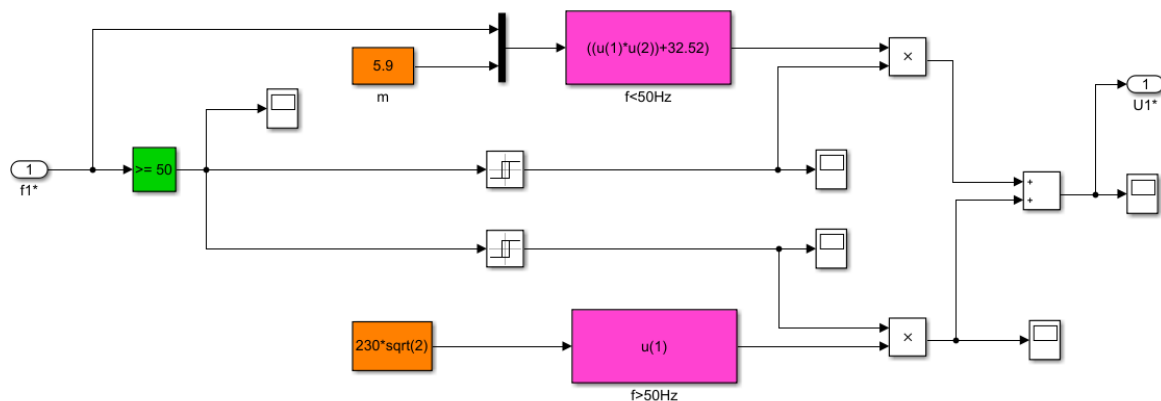


Figura 31. Diagrama bloques Ley Tensión-Frecuencia con *boost* de tensión ajustado

6.4 Simulación del modelo obtenido para el control V/f de la máquina asíncrona.

A continuación se mostrarán las respuestas de par, velocidad, intensidad y flujo para las condiciones de frecuencia 25 Hz con ajuste de boost de tensión, aplicándole a la máquina un par resistente de $T_L=45$ Nm.

El resto de simulaciones podrán visualizarse en el apartado 9.

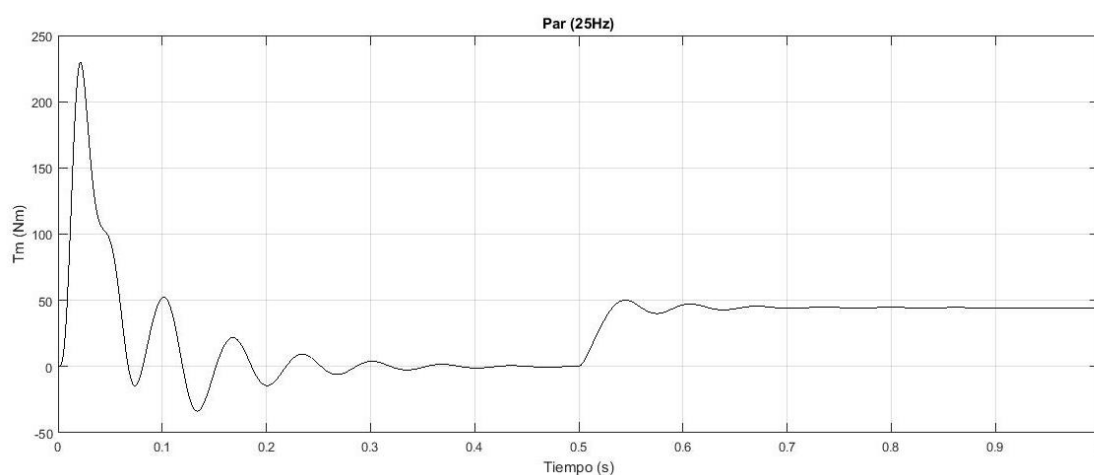


Figura 32. Respuesta de Par (T_m) para una entrada de tipo escalón ($T_L=45$ Nm) en $t=0.5$ s. Control V/f

Aunque se obtiene una respuesta más lenta en inestable del sistema, la máquina se estabiliza alcanzando el par aplicado.

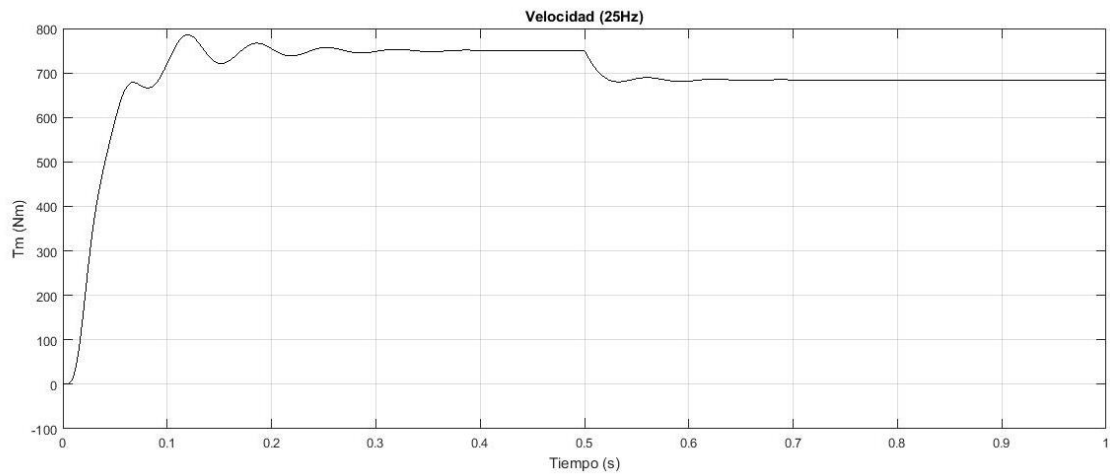


Figura 33. Respuesta de velocidad (ω_r) para una entrada de tipo escalón ($T_L=45$ Nm) en $t= 0.5$ s. Control V/f

Como vemos, se alcanza la velocidad de consigna a 25 Hz (750 RPM). Cuando se aplica el par resistente la velocidad sufre una disminución según la expresión 56.

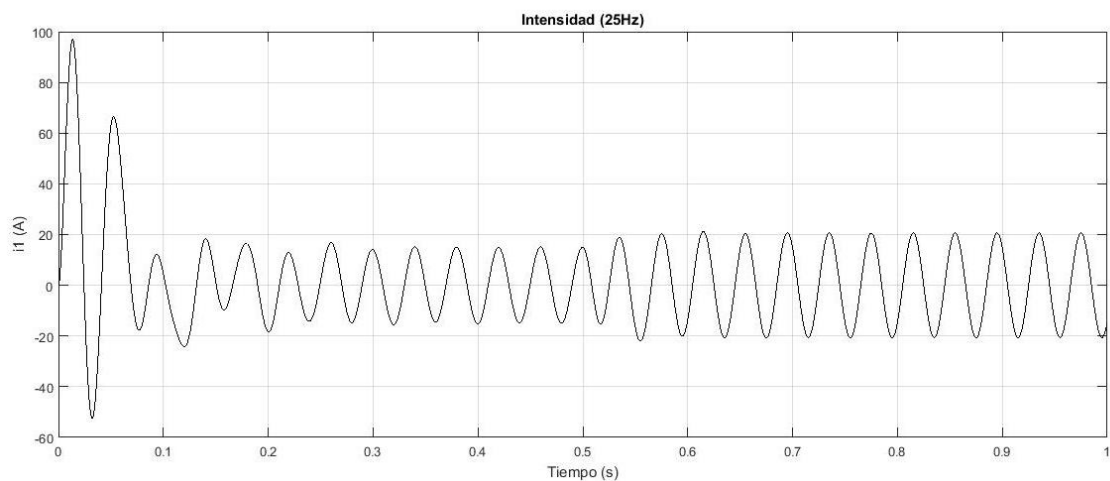


Figura 34. Respuesta de la intensidad (i_1) para una entrada de tipo escalón ($T_L=45$ Nm) en $t= 0.5$ s. Control V/f

Se aprecia el consumo de intensidad de vacío y de la intensidad en carga.

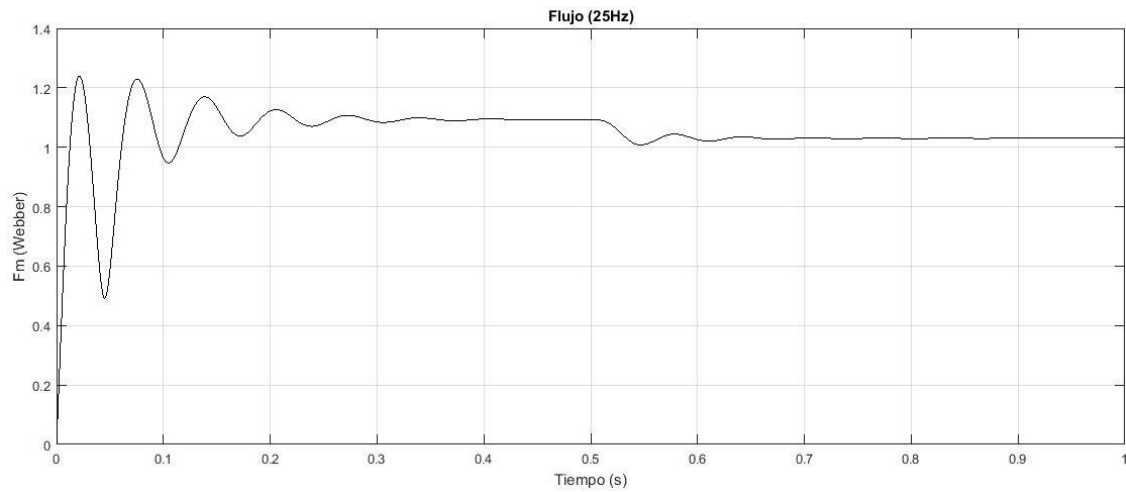


Figura 35. Respuesta del flujo (F_m) para una entrada de tipo escalón ($T_L=45$ Nm) en $t= 0.5s$. Control V/f.

A frecuencias por debajo de la nominal (50 Hz), el boost de tensión permite compensar la caída de tensión, manteniendo el flujo en un valor adecuado para el correcto funcionamiento del motor.

7. TEORÍA DEL CONTROL VECTORIAL

7.1 Introducción

El control vectorial es el procedimiento empleado para controlar motores de corriente alterna basándose en el control de motores de corriente continua, en los que el control del flujo y de la intensidad se realiza de forma independiente.

En el motor de continua, el par es proporcional a la intensidad de inducido, por lo que las variables mecánicas y eléctricas están directamente relacionadas.

En el motor de alterna las variables eléctricas que determinan el par son la intensidad y su frecuencia, y las variables mecánicas la velocidad y la posición rotórica.

Este método, parte de las transformaciones matemáticas que se tratan en el apartado 3, permitiendo emplear un modelo más simple que el obtenido mediante las ecuaciones de seis, modelo trifásico, o cuatro bobinas, equivalente bifásico, del motor de corriente alterna, cuyos modelos son no lineales y variantes en el tiempo.

El modelo más simple con el que se trabajará en el control vectorial se denomina modelo $d - q$. Este modelo es lineal e invariante en el tiempo y de orden reducido, aunque presenta el inconveniente del acoplamiento entre variable del eje directo, d , y transversal, q .

Para llevar a cabo el método será necesario desacoplar las variables entre ejes, consiguiéndose:

- Cada eje dependerá sólo de sus entradas.
- Se reducirá el número de elementos que intervienen en el control de cualquier variable.

7.2 Principio del control vectorial.

En este TFG el control se realizará sobre las tensiones, ya que son las variables que realmente se pueden manejar, (generalmente en gran parte de la bibliografía de control vectorial se parte de la intensidad).

Como se aprecia en la figura 36, lo que se encuentra a la derecha de la línea discontinua es un modelo ficticio de la máquina de CA modelada en el sistema $d - q$, las transformaciones $a - b - c$ a $d - q$ estacionarios (Clarke) y $d - q$ estacionario a $d - q$ giratorios (Park) se realizan en el propio motor. El modelo de la máquina $d - q$ es el que aparece en el apartado 3, modelo de cuatro bobinas ficticias que giran a la velocidad de la frecuencia estatórica ω_e .

Para realizar un control sobre U_{de} y U_{qe} se debe realizar la transformación inversa, tal como aparece a la izquierda de la línea discontinua, siendo necesario conocer el valor angular que forman el eje directo y una posición arbitraria de la máquina, $\theta = \omega t$.

La velocidad angular del eje directo será igual a la eléctrica ω_e , pero el ángulo vendrá determinado por la estrategia de control, para este trabajo será hacer coincidir con el fasor de flujo rotórico.

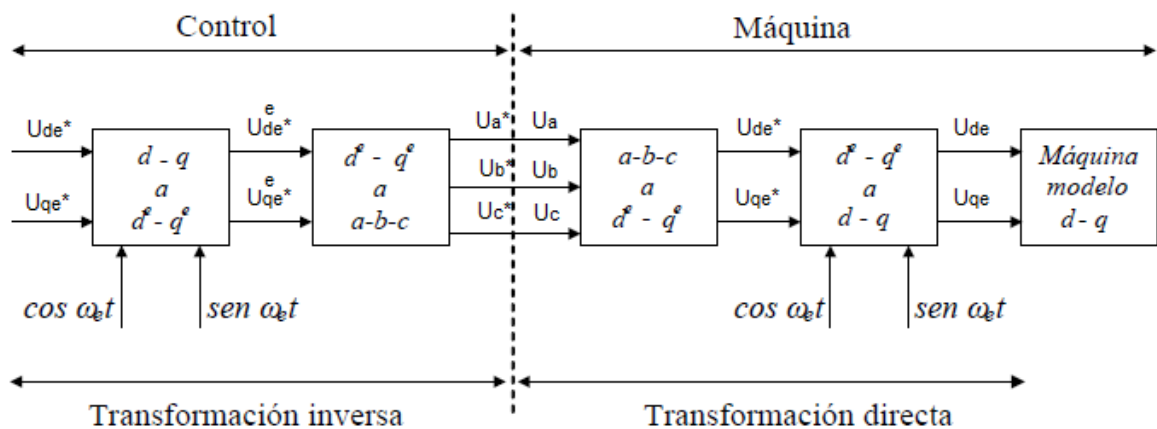


Figura 36. Modelo del control vectorial y la máquina en su representación d-q

La finalidad del control vectorial es controlar de forma independiente el flujo y la intensidad que genera par, al igual que en un motor de corriente continua de excitación independiente.

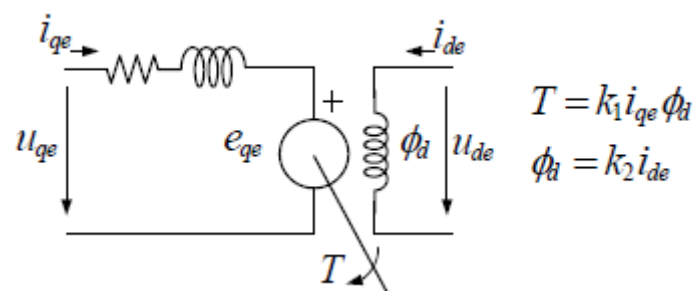
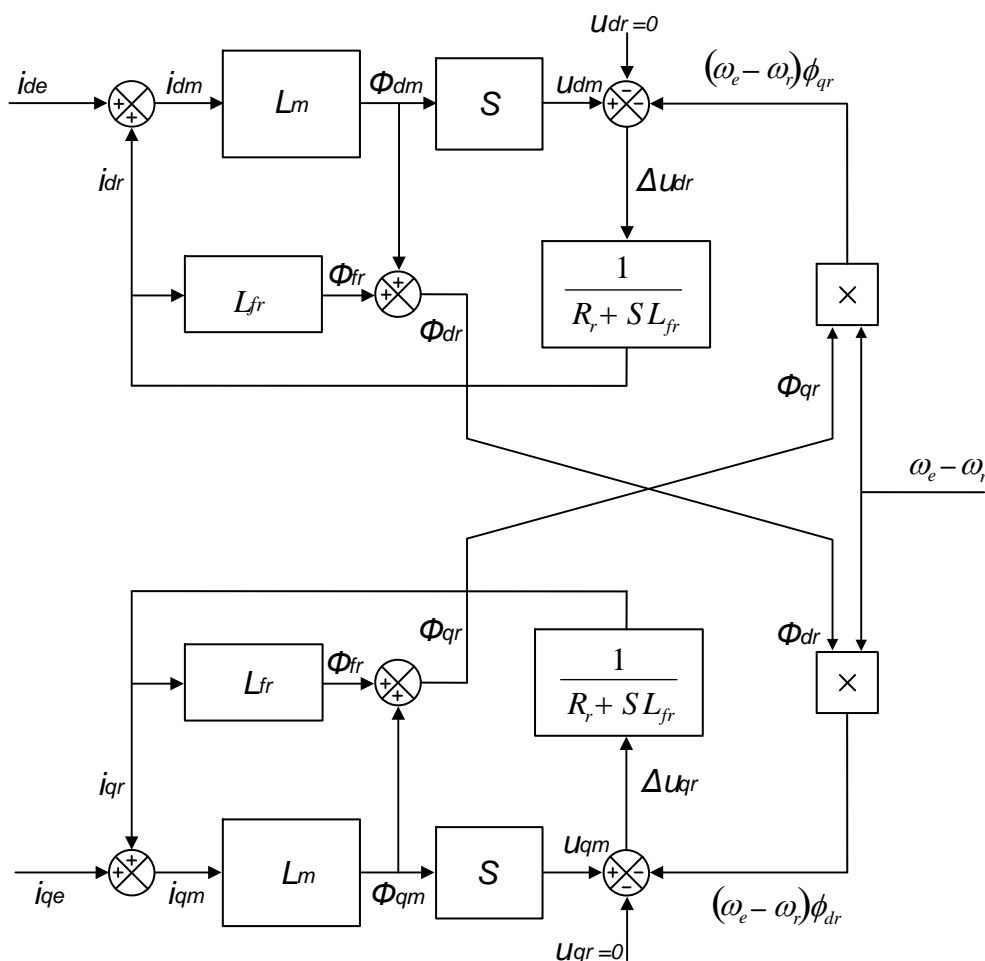


Figura 37. Modelo d-q representado como un motor CC de excitación independiente.

Para ello, inicialmente será necesario separar las variables entre los ejes $d - q$.

Según el diagrama de bloques de la figura 38, se aprecia que las variables que inducen al acoplamiento entre ejes son las del flujo rotórico Φ_{dr} y Φ_{qr} . Para eliminar el acoplamiento puede orientarse uno de los ejes y así eliminar una de las dos componentes.



Alejandro Pareja Lechuga – TFG

Haciendo, $\Phi_{qr} = 0$, el valor de par en función de los flujos y de las intensidades estáticas, es:

$$T = \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) \frac{L_m}{L_r} i_{qe} \Phi_{dr} \quad (72)$$

En esta expresión, el valor de i_{qe} es impuesto por el convertidor y Φ_{dr} puede determinarse con ayuda del diagrama de bloques mencionado en este mismo apartado, siendo su expresión:

$$\Phi_{dr} = \frac{L_m}{s \frac{L_r}{L_m} + 1} i_{de} \quad (73)$$

De esta forma el acoplamiento entre ejes desaparece al haber eliminado la señal Φ_{qr} del eje d al eje q. Una ventaja de tomar esta solución es que Φ_{dr} no afecta a i_{qe} que viene impuesta por el convertidor.

Una vez obtenida la condición de desacoplo, será necesario obtener el vector de referencia.

7.4 Estimación indirecta del vector de referencia. Control indirecto

Este método de estimación no depende de las variables eléctricas por lo que se evitan fuentes de error y perturbaciones eléctricas.

Recordando la condición del apartado anterior para el desacoplo de variables, $\Phi_{qr} = 0$, operamos en el diagrama de bloques de desacoplo de ejes obteniendo:

$$\Phi_{qr} = i_{qr} L_{fr} + \Phi_{qm} = 0 \quad (74)$$

Desarrollando esta expresión en función de i_{qe} y $(\omega_e - \omega_r) \Phi_{dr}$, se obtiene:

$$\Phi_{qr} = i_{qe} \frac{L_m R_r}{s L_r + R_r} - (\omega_e - \omega_r) \Phi_{dr} \frac{L_r}{s L_r + R_r} = 0 \quad (75)$$

Tomando $\omega_{sl} = (\omega_e - \omega_r)$ resulta,

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_r}{L_r \Phi_{dr}} i_{qe} \quad (76)$$

Esta es la condición para el desacoplamiento de ejes, denominada constante de máquina.

En esta expresión todas las variables son conocidas y constantes.

El diagrama de bloques resultante para el control indirecto es el siguiente, figura 39.

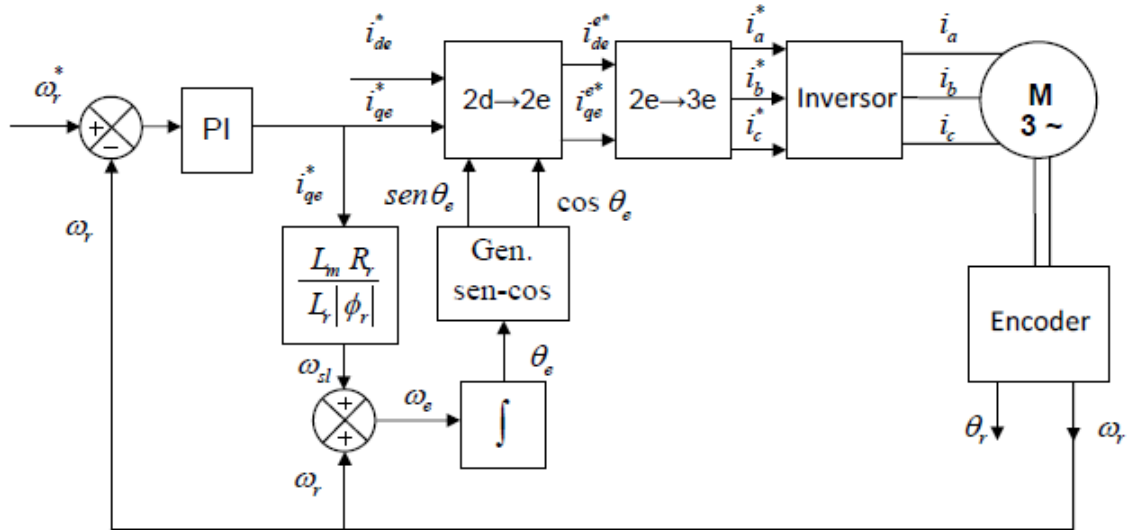


Figura 39. Control vectorial. Método indirecto.

La variable manipulada por el convertidor es θ_e , o mejor sus componentes sobre los ejes d y q , $\sin \theta_e$, $\cos \theta_e$. El ángulo θ_e se obtiene por integración de ω_e y las componentes trigonométricas a partir de un generador de funciones.

8. IMPLEMENTACIÓN EN Simulink DEL CONTROL VECTORIAL INDIRECTO

Tal y como se vio en el apartado 7 el control vectorial de este trabajo está basado en el método indirecto, a continuación se mostrarán los diagramas de bloques para implementar este método de control.

En este apartado se obviará el bloque de la máquina, pues ya se ha tratado en apartados anteriores.

Este diagrama de bloques permite implementar el diagrama de control de la figura 36 del apartado 7.4.

Una vez alimentado el motor, se obtiene la velocidad estatórica, ω_e , a partir de la velocidad rotórica, ω_r , y de deslizamiento, ω_{sl} . Además, se obtiene el ángulo estatórico, θ_e , necesario para la conversión de las intensidades trifásicas del motor. Estas se transforman a ejes $d - q$ para ser comparadas con las intensidades de referencia I_{de}^* e I_{qe}^* .

A su vez, la velocidad rotórica es comparada con la rotórica de referencia, aquella que se quiere alcanzar⁽¹⁾, generándose I_{qe}^* .

Tras la comparación de las intensidades d-q, se generan las tensiones U_{de} , U_{qe} , que se transformarán en U_1, U_2, U_3 , mediante el bloque de la transformada inversa, que serán el sistema trifásico de tensiones que alimentará a la máquina⁽²⁾.

Notas del apartado 6:

(1) El método de control vectorial de este trabajo se ha desarrollado para una velocidad de consigna hasta la velocidad nominal, no para valores por encima de esta, ya que no se ha desarrollado la parte de debilitamiento de campo que se requiere para funcionamiento por encima de la velocidad nominal.

(2) En este modelo no se ha realizado modelo para un convertidor ya que se ha tomado como un convertidor ideal, el cual genera el sistema trifásico de tensiones que se impone mediante las consignas. De esta forma se evitan errores y se reduce el tiempo de simulación.

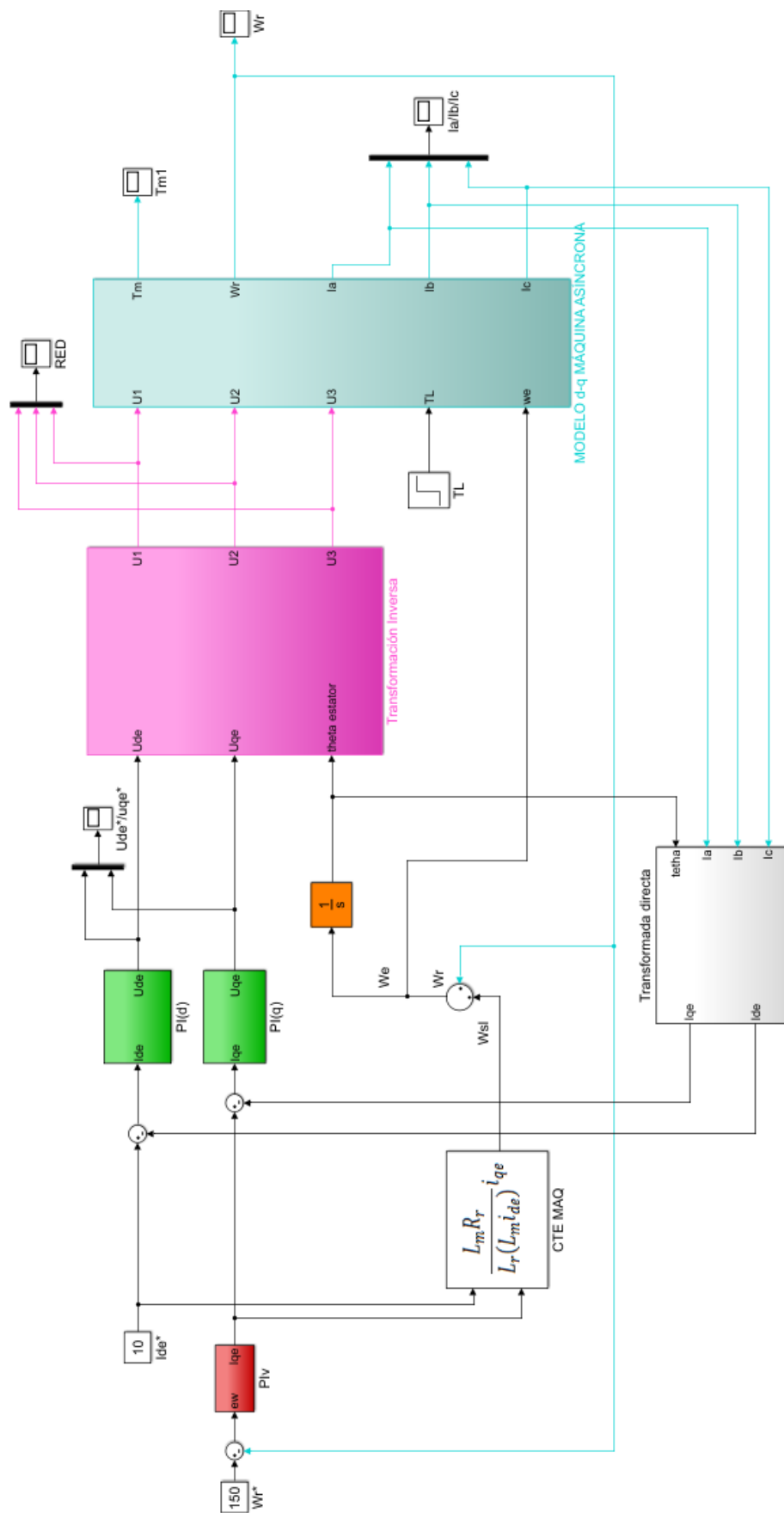


Figura 40. Diagrama bloques control vectorial

8.1 Diagrama de bloques: Reguladores PI

Los tres reguladores PI, regulador de velocidad, PI_v , regulador eje d , $PI_{(d)}$ y regulador eje q , $PI_{(q)}$, poseen los mismos valores para las constantes proporcional e integral, (PI). Permiten una respuesta rápida del sistema sin excesivo sobrepaso de la señal de consigna y sin error en régimen permanente. Estos reguladores se han ajustado de forma empírica, ya que no es objeto de este trabajo entrar en procesos de ajuste de reguladores.

Se deja una figura de uno de los reguladores.

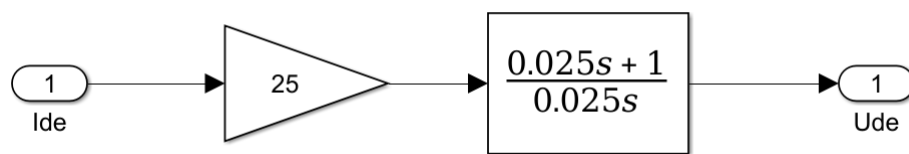


Figura 41. Regulador $PI(d)$

8.2 Diagrama de bloques: Constante de máquina

Este bloque implementa la constante de máquina, permite desacoplar los ejes d - q para manejar las intensidades de forma independiente. Como se vio en la parte teórica, la intensidad directa varía el flujo (par) y la intensidad de cuadratura la velocidad.

Internamente, el bloque dispone de la ecuación que se aprecia en su interface.

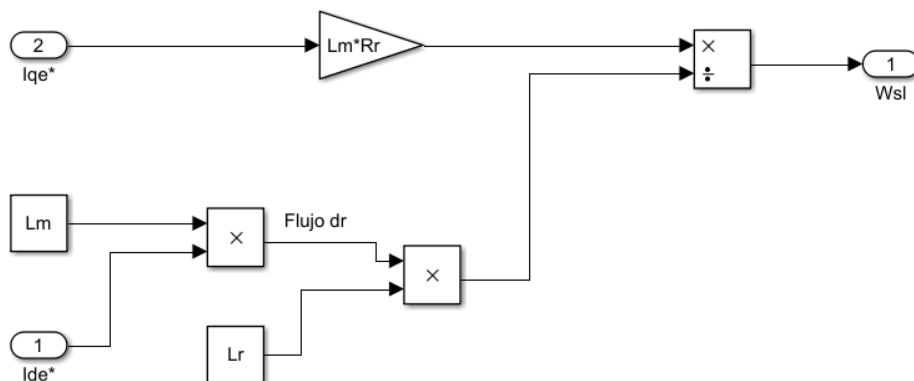


Figura 42. Bloque constante de máquina

8.3 Diagrama de bloques: Transformada directa (3/2)

En este bloque se ha empleado el de la librería de *Simulink*. Esta transformación permite emplear el modelo $d - q$ de la máquina como un modelo cerrado y demostrar su uso en el control vectorial.

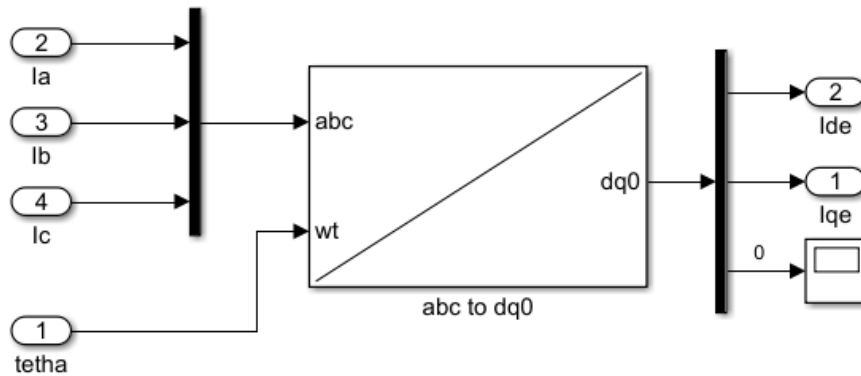


Figura 43. Bloque transformación de tres ejes estáticos (abc) a dos ejes dinámicos (dq)

8.4 Simulación del modelo obtenido para el control vectorial indirecto de la máquina asíncrona.

Las respuestas de par, velocidad, intensidad y flujo correspondientes al modelo del control vectorial desarrollado para una frecuencia de 25Hz son las siguientes:

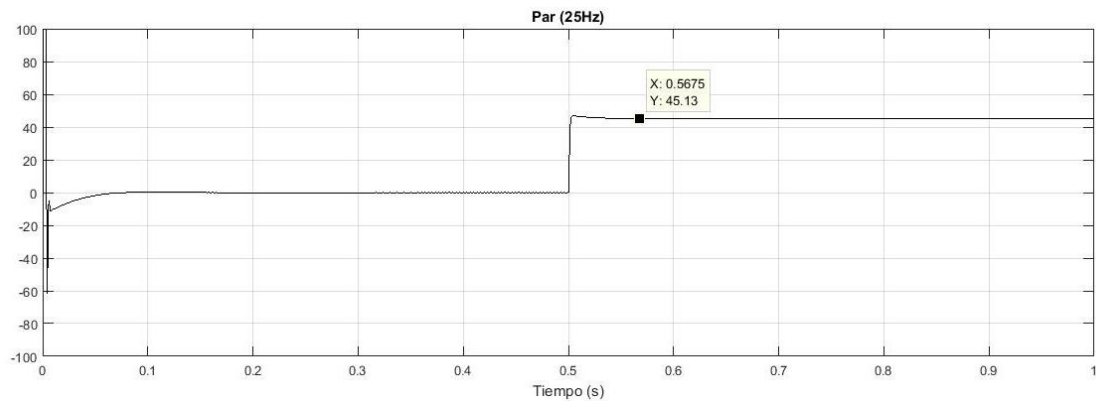


Figura 44. Respuesta de Par (T_m) para una entrada de tipo escalón ($T_L=45\text{ Nm}$) en $t= 0.5s$. Control Vectorial

Como vemos la respuesta de la máquina gobernada mediante el control vectorial es mucho más rápida que mediante el control escalar, y por supuesto, que mediante arranque directo. Prácticamente no desarrolla par hasta que la máquina no lo necesita realmente. Por ello este control es empleado en aplicaciones de precisión.

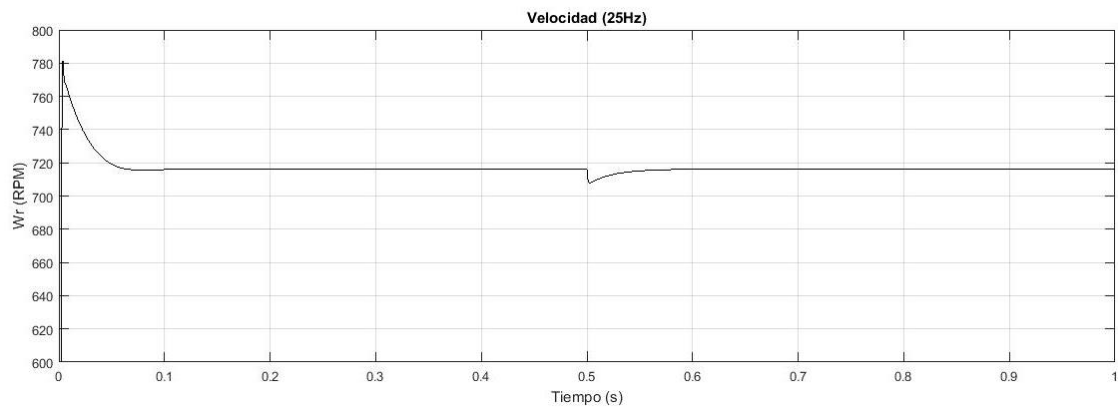


Figura 45. Respuesta de velocidad (ω_r) para una entrada de tipo escalón ($T_L=45$ Nm) en $t= 0.5s$. Control Vectorial

Alcanza la velocidad de consigna de forma rápida y la mantiene, aunque momentáneamente se vea reducida por la aplicación del par resistente.

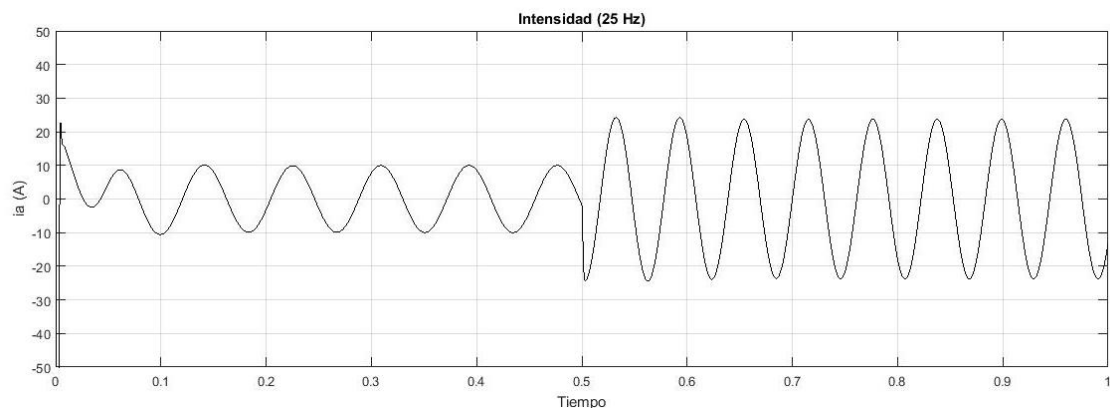


Figura 46. Respuesta de la intensidad (i_1) para una entrada de tipo escalón ($T_L=45$ Nm) en $t= 0.5s$. Control Vectorial

En vacío el equipo de variación de frecuencia (convertidor) aportará la intensidad de vacío, es decir, la intensidad de magnetización de la máquina, a una amplitud y frecuencia determinada. En este caso la frecuencia es acorde a lo que realmente necesita la máquina, manteniendo el deslizamiento en su valor óptimo, no como ocurre en el arranque directo a 50Hz.

En carga se entrega a la máquina la amplitud de intensidad necesaria para que haga frente a la carga aplicada a una frecuencia distinta a la anterior y superior, esto es debido a que la frecuencia de alimentación f_e , se impone mediante el convertidor y no la red. Esta frecuencia es calculada mediante el convertidor a partir de la constante de máquina que depende de los valores de la máquina y

de la intensidad de cuadratura, I_{qe} , (intensidad activa), por lo que al haber un aumento de I_{qe} , se produce un aumento de la frecuencia de alimentación.

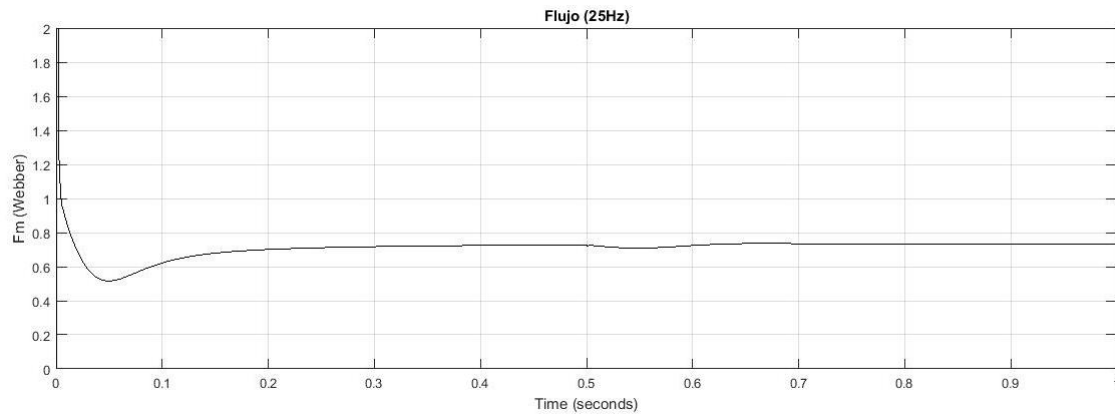


Figura 47. Respuesta del flujo (F_m) para una entrada de tipo escalón ($T_L=45$ Nm) en $t= 0.5s$. Control Vectorial

Como vemos el flujo de la máquina se mantiene constante, aunque se aplique un par resistente, además, el flujo se mantiene en un valor más bajo que si se controlase la máquina mediante otros medios. Esto se debe a que mediante el control vectorial, se permite variar la tensión y la frecuencia de forma que se obtenga un flujo para un correcto funcionamiento de la máquina sin provocar saturación.

9. SIMULACIONES

En este apartado se expondrán las simulaciones de cada modelo, realizando la simulación del modelo de la máquina asíncrona aplicando un arranque directo, aplicando el método de control V/f sin ajuste y con ajuste del *boost* de tensión y, finalmente, aplicando el método de control vectorial.

De cada modelo, se obtendrán las respuestas de par, velocidad, intensidad y flujo, puesto que son las magnitudes que nos proporcionarán el comportamiento de la máquina.

El tiempo de simulación es 1 segundo, a mitad de simulación se aplica un par de carga igual al nominal.

9.1 Simulación aplicando arranque directo.

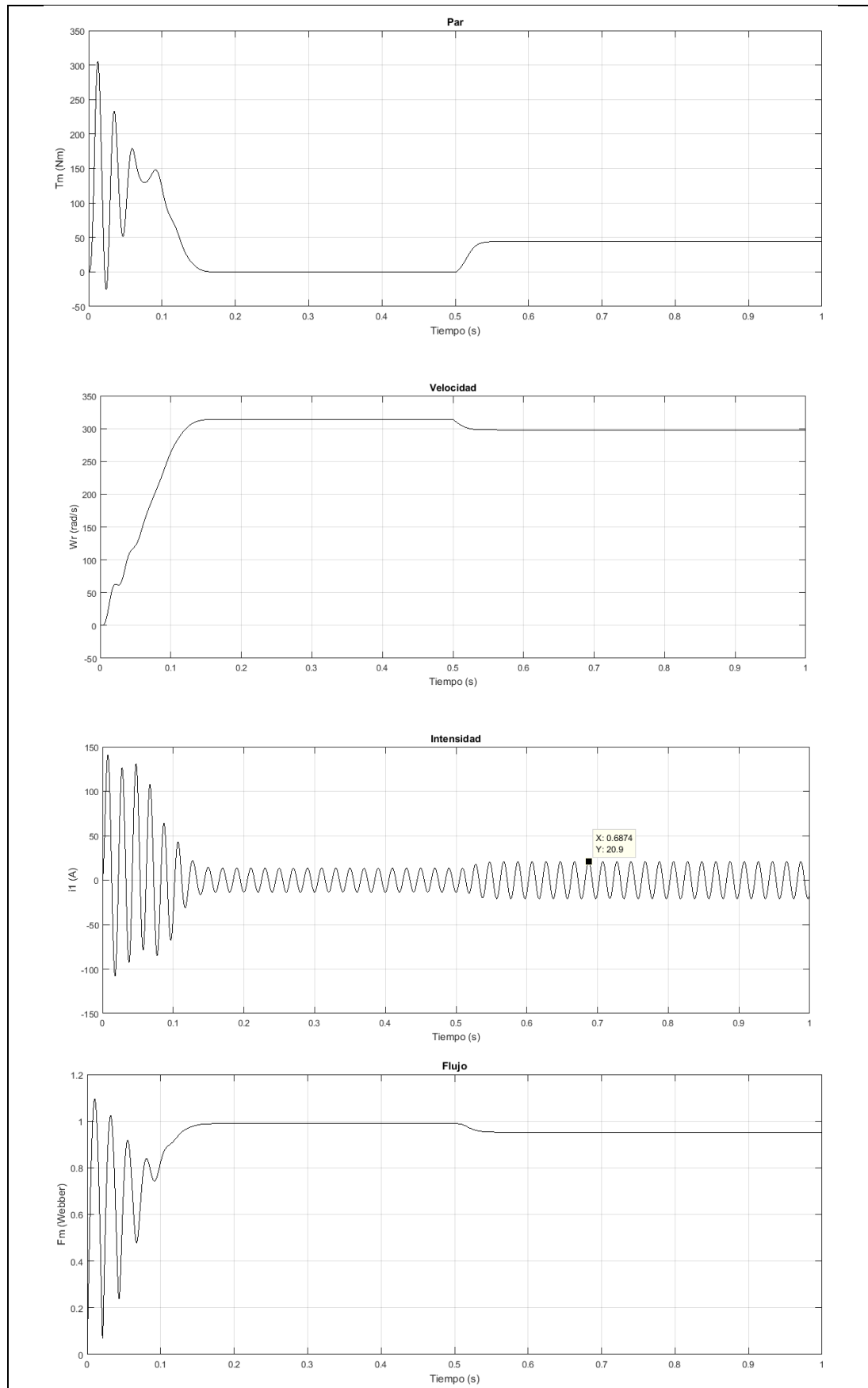


Figura 48. Respuesta de par, velocidad, intensidad y flujo de la máquina controlada mediante V/f, sin ajuste de boost, para un par resistente de tipo escalón ($T_L=45$ Nm) en $t=0.5$ s. Arranque Directo.

9.2 Simulación aplicando control V/f sin ajuste de *boost* de tensión.

Como el fin es analizar la respuesta del motor, se realizarán simulaciones a la frecuencia de 50Hz, frecuencia nominal, a la frecuencia de 25Hz, 50% de la frecuencia nominal, y a la frecuencia de 5Hz donde el motor se encuentra en un régimen de funcionamiento más comprometido.

Se aplicará el par nominal como una entrada de tipo escalón a la mitad del tiempo de simulación.

De esta forma puede analizarse el efecto del *boost* de tensión.

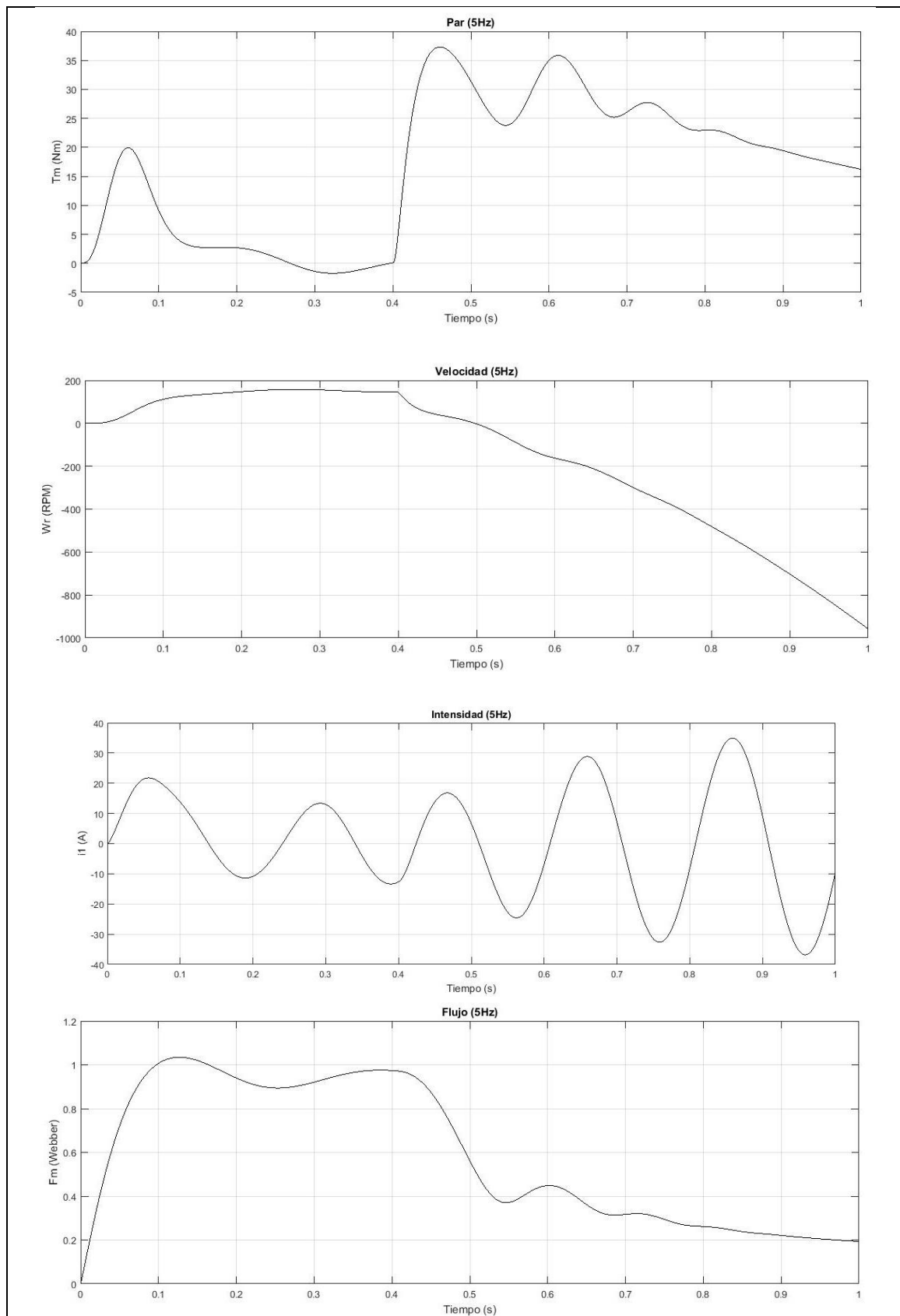


Figura 49. Respuesta de par, velocidad, intensidad y flujo de la máquina controlada mediante V/f, sin ajuste de boost, para un par resistente de tipo escalón ($T_L=45$ Nm) en $t=0.5$ s. A 5 Hz.

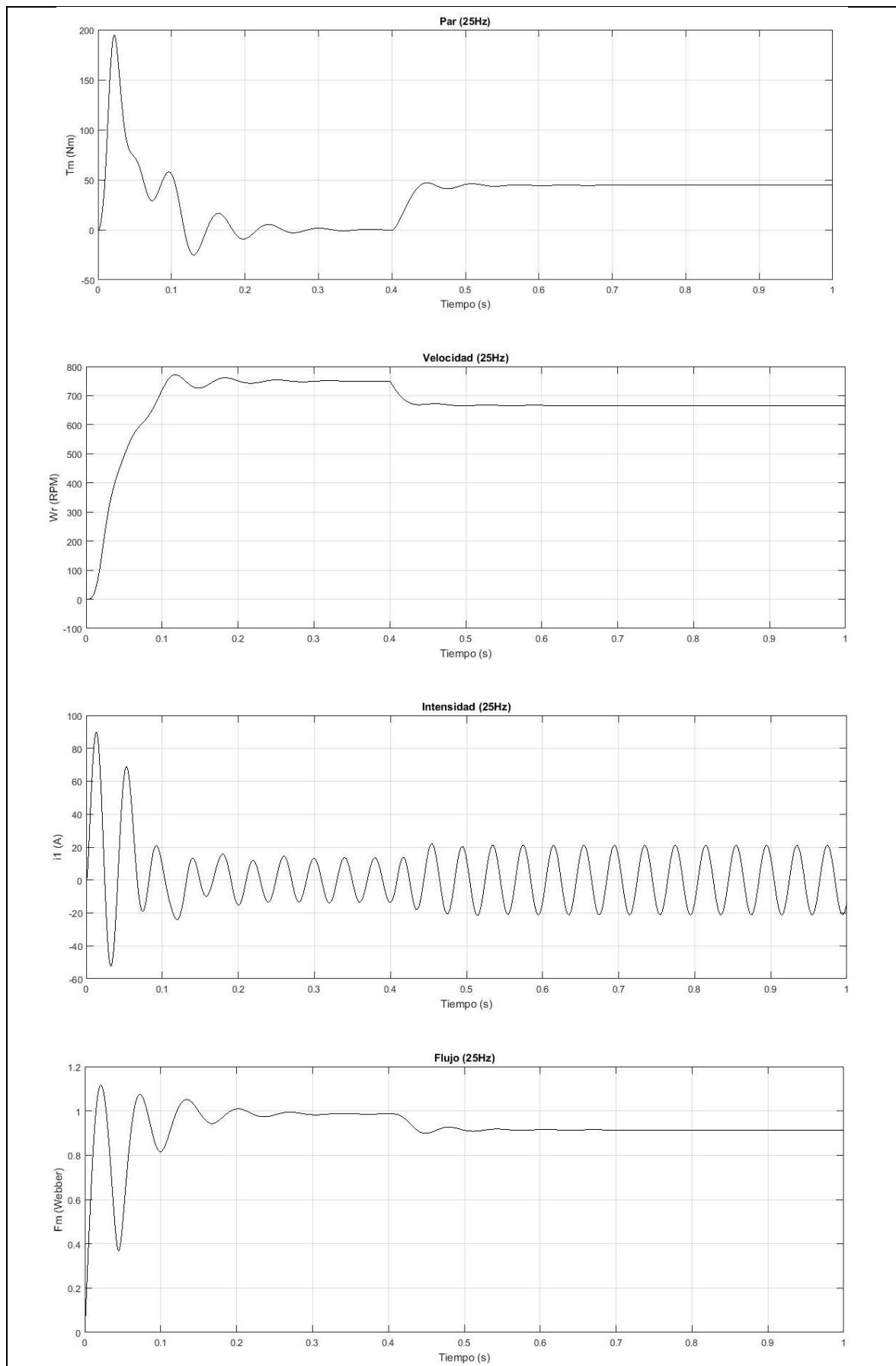


Figura 50. Respuesta de par, velocidad, intensidad y flujo de la máquina controlada mediante V/f, sin ajuste de boost, para un par resistente de tipo escalón ($T_L=45$ Nm) en $t=0.5$ s. A 25 Hz.

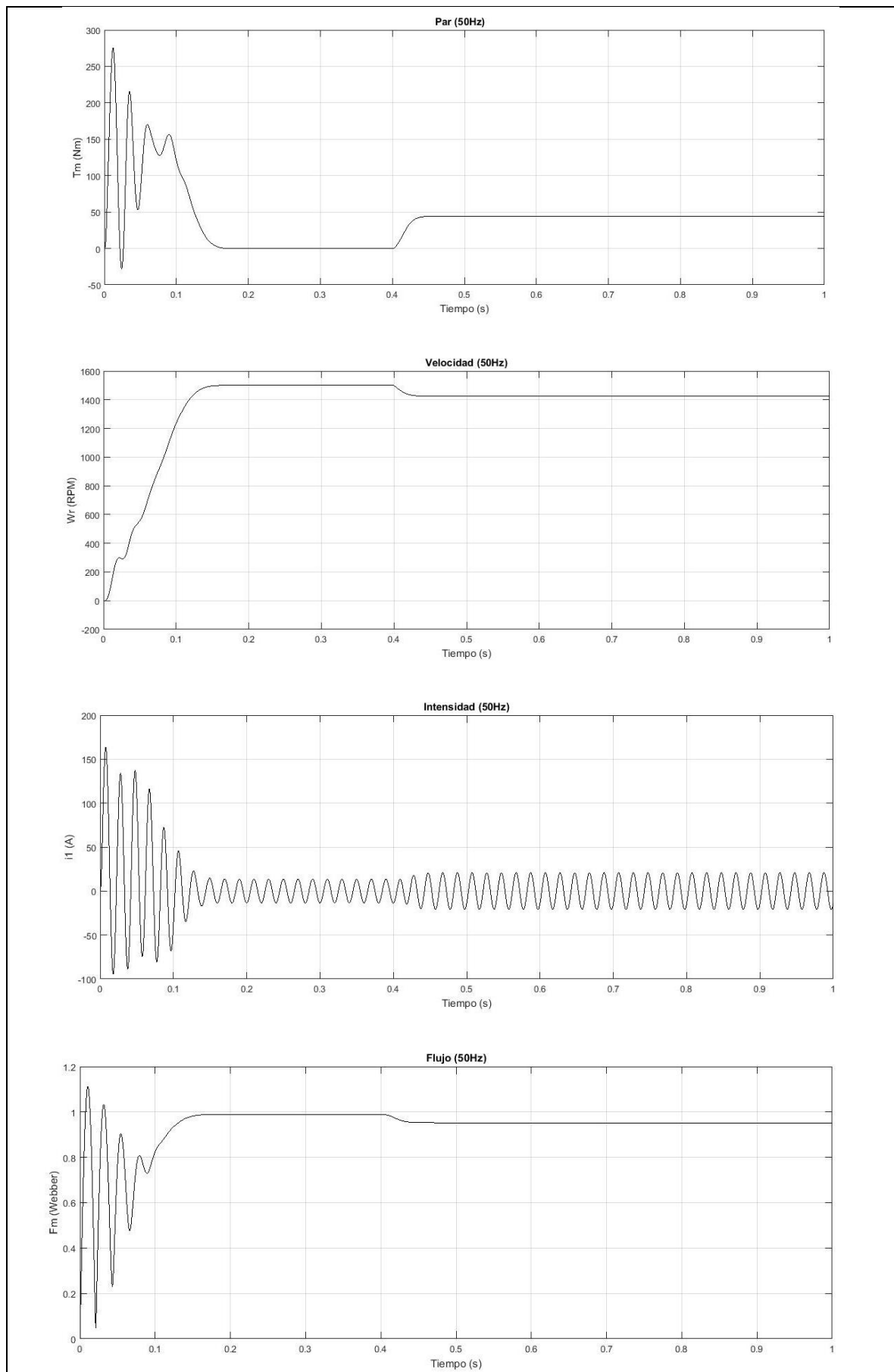


Figura 51. Respuesta de par, velocidad, intensidad y flujo de la máquina controlada mediante V/f, sin ajuste de boost, para un par resistente de tipo escalón ($T_L=45$ Nm) en $t=0.5$ s. A 50 Hz.

9.3 Simulaciones aplicando control V/f con ajuste de *boost* de tensión

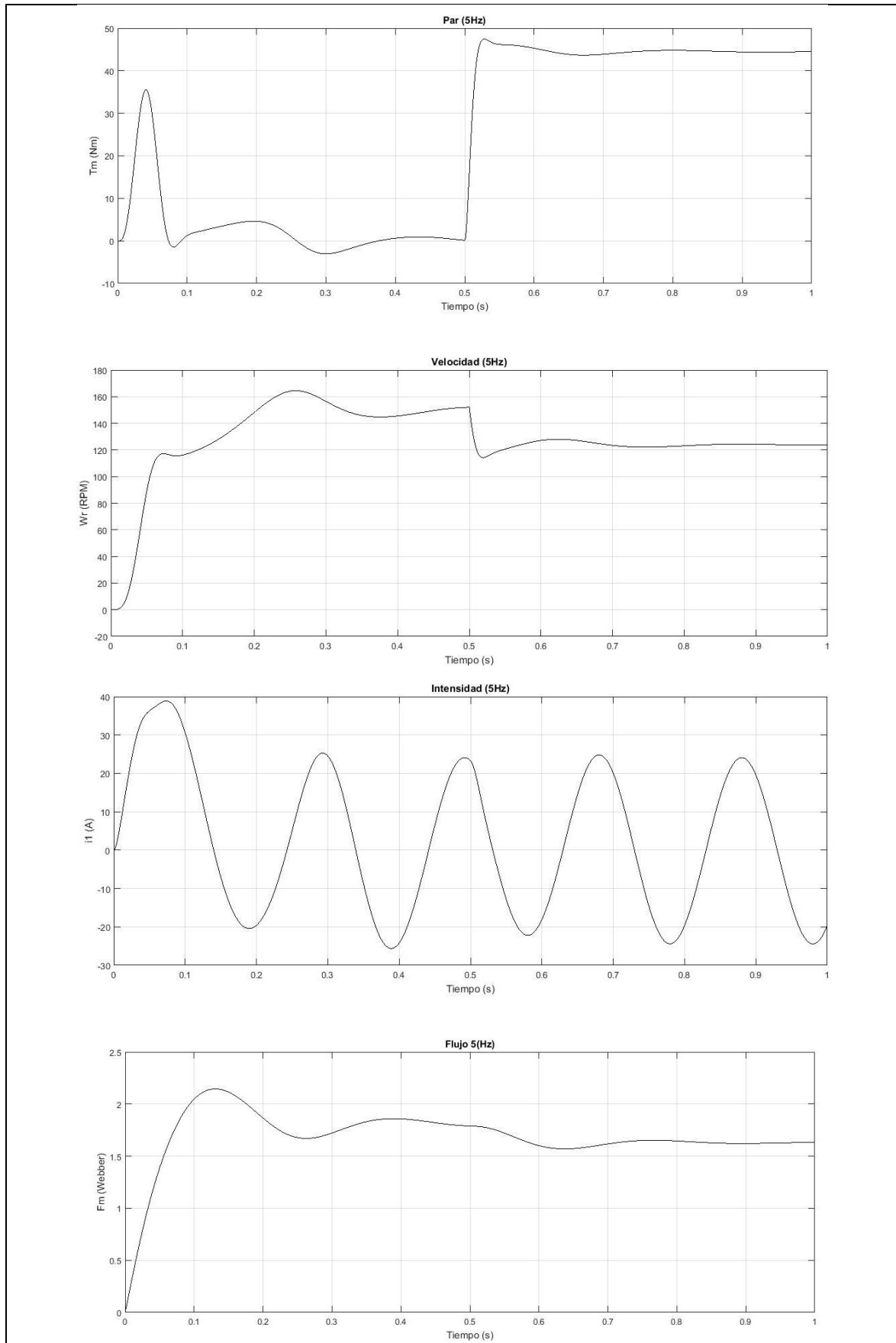


Figura 52. Respuesta de par, velocidad, intensidad y flujo de la máquina controlada mediante V/f, con ajuste de boost, para un par resistente de tipo escalón ($T_L=45$ Nm) en $t=0.5$ s. A 5 Hz.

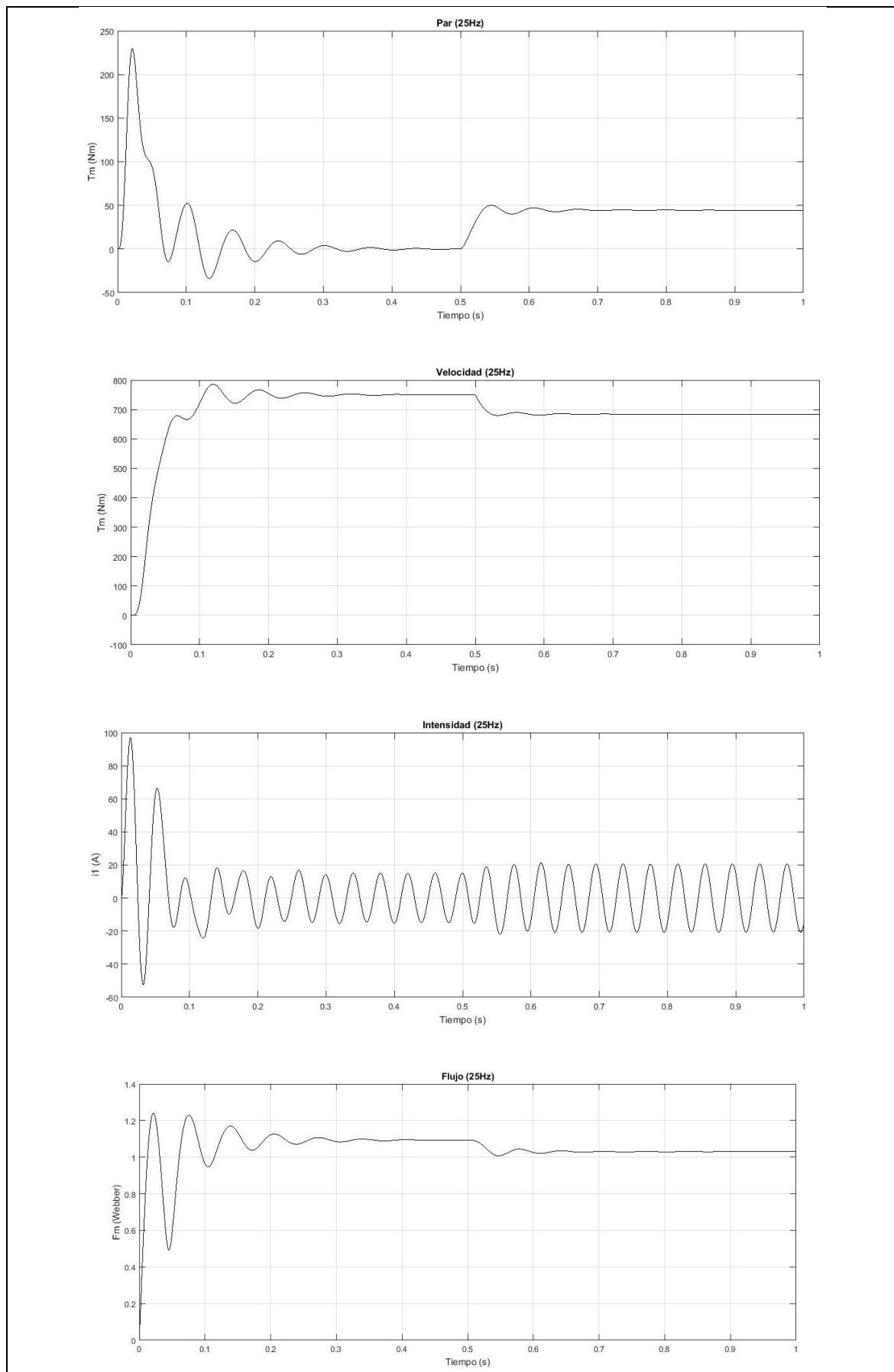


Figura 53. Respuesta de par, velocidad, intensidad y flujo de la máquina controlada mediante V/f, con ajuste de boost, para un par resistente de tipo escalón ($T_L=45$ Nm) en $t=0.5$ s. A 25 Hz.

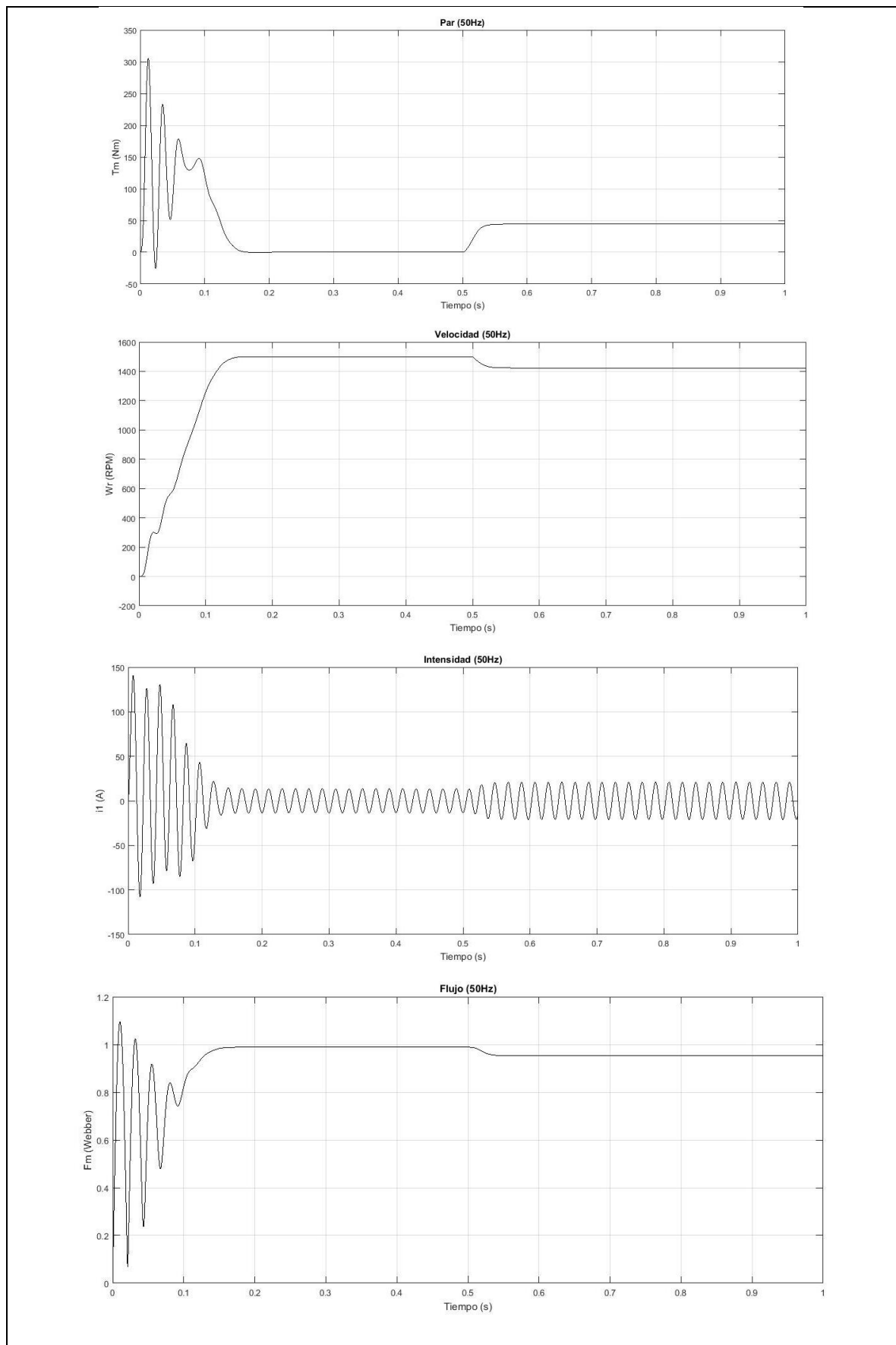


Figura 54. Respuesta de par, velocidad, intensidad y flujo de la máquina controlada mediante V/f, con ajuste de boost, para un par resistente de tipo escalón a ($T_L=45$ Nm) en $t=0.5$ s. A 50 Hz.

9.4 Simulaciones aplicando control vectorial

Al igual que para el control v/f se realizarán simulaciones a 5, 25 y 50 Hz.

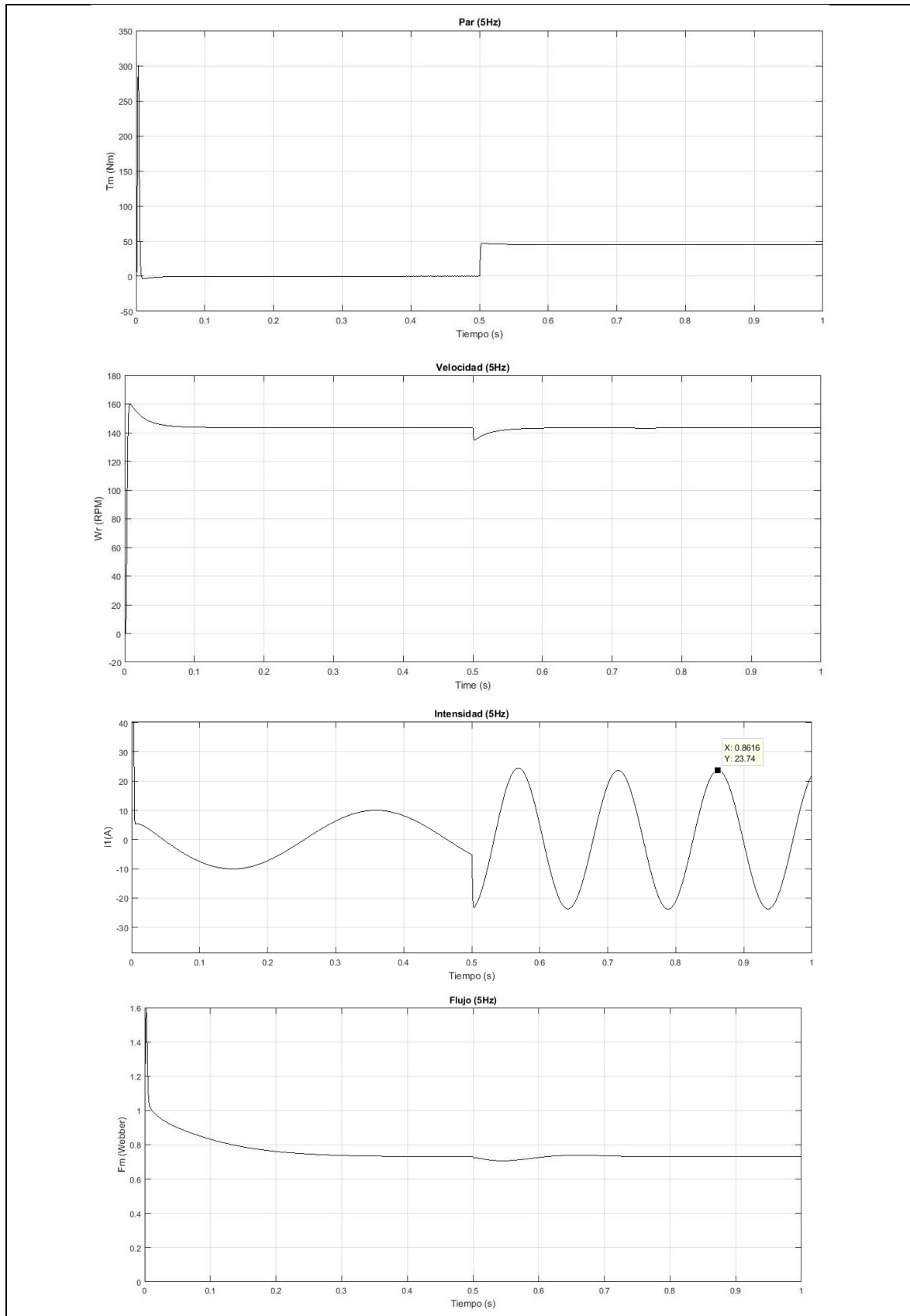


Figura 55. Respuesta de par, velocidad, intensidad y flujo de la máquina controlada mediante control vectorial para un par resistente de tipo escalón ($T_L=45$ Nm) en $t=0.5$ s. A 5 Hz.

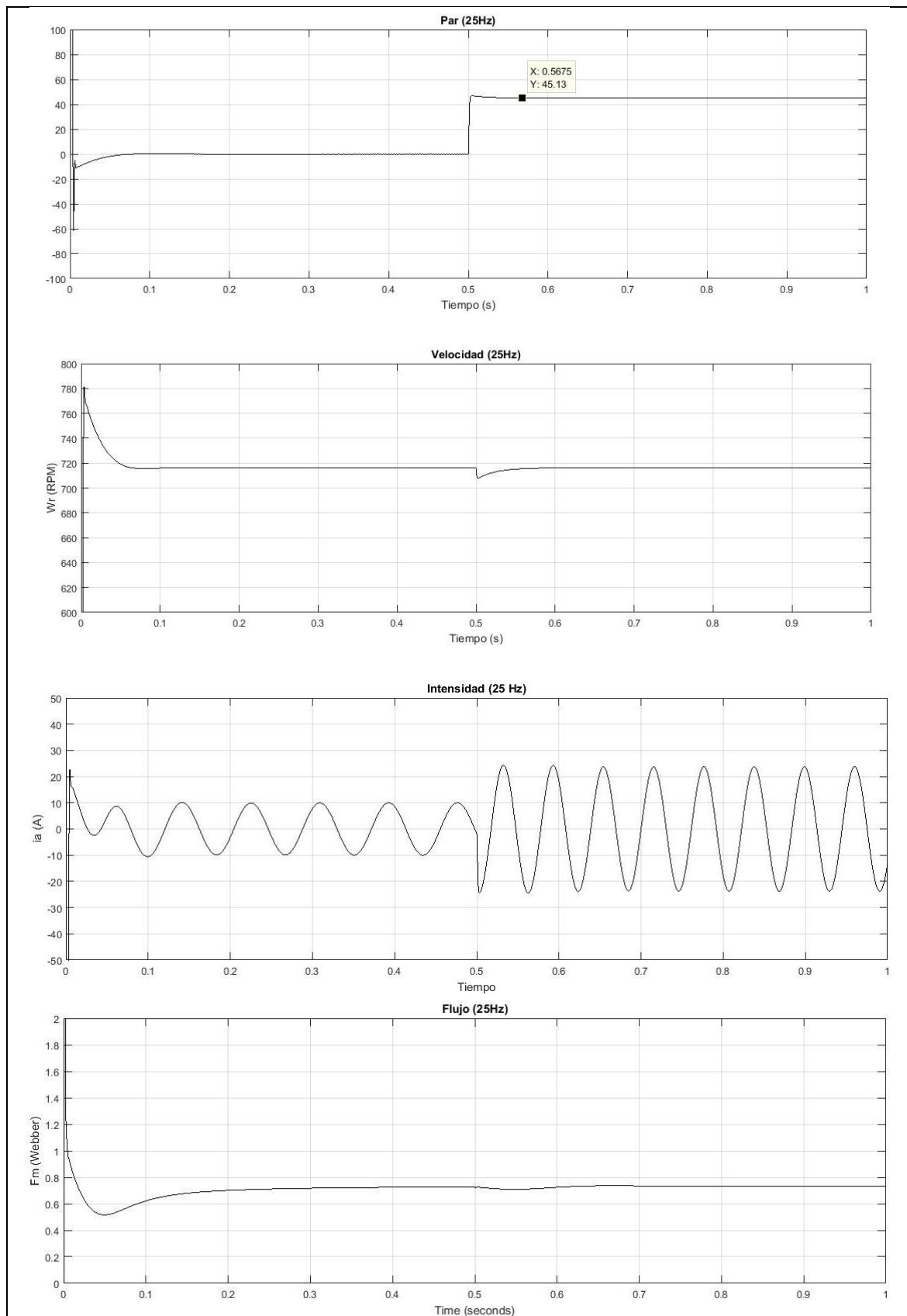


Figura 56. Respuesta de par, velocidad, intensidad y flujo de la máquina controlada mediante control vectorial para un par resistente de tipo escalón a ($T_L=45$ Nm) en $t = 0.5$ s. A 25 Hz.

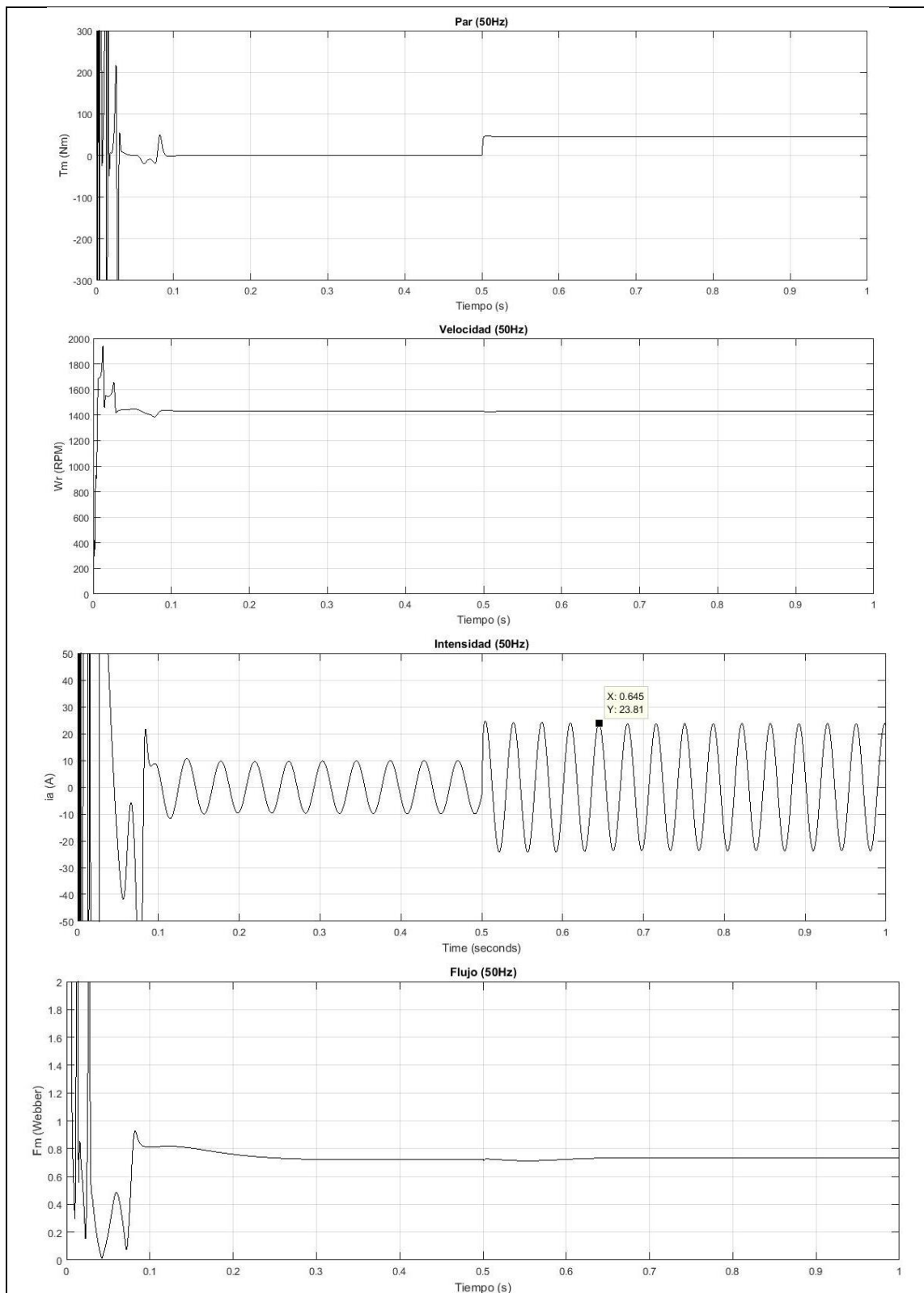


Figura 57. Respuesta de par, velocidad, intensidad y flujo de la máquina controlada mediante control vectorial para un par resistente de tipo escalón ($T_L=45$ Nm) en $t = 0.5$ s. A 50 Hz

10. ANÁLISIS Y COMPARACIÓN DE RESULTADOS

En este apartado se analizarán los resultados obtenidos en el apartado 9 y se compararán los métodos de control de control escalar (V/f) y control vectorial con el arranque directo y ambos métodos de control entre sí.

Además se comparará el Control V/f con y sin *boost* de tensión.

10.1 Comparativa Arranque Directo vs Control V/f

En esta comparativa se analizará el control V/f (con boost ajustado), con frecuencia de consigna a 50Hz, ya que el arranque directo se ha realizado como si fuese un arranque real a la frecuencia de la red.

Como se puede apreciar en las gráficas de Par (T_m), Velocidad (ω_r), Intensidad (i_1) y Flujo (F_m), para la frecuencia de consigna de 50Hz, las respuestas son idénticas, ya que, la tensión y la frecuencia impuestas son las mismas, por lo que no se aprecian diferencias. Ver figuras 51 y 54.

10.2 Comparativa ajuste *boost* de tensión.

En este apartado se comparará el control tensión-frecuencia con y sin ajuste del *boost* de tensión. Se analizará el funcionamiento en el punto más comprometido, a la frecuencia de 5 Hz, ya que a 25 y 50 Hz las repuesta es idéntica.

Variable	Control V/f sin boost (5 Hz)	Control V/f con boost (5 Hz)
Par (Tm)	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig. 49 - Incapaz de establecerse. - No alcanza el par nominal. - No mantiene el par, disminuye. - Oscilante. 	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig. 52 - En vacío el par alcanza el par máximo (5Hz) y oscila hasta anularse. - En carga, $t=0.5s$, alcanza el par nominal 44.5Nm de forma rápida y sin oscilaciones.
Velocidad (Wr)	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig. 49 - Alcanza la velocidad de consigna en vacío. - En carga se desploma y provoca el cambio del sentido de giro, velocidad negativa. 	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig. 52 - En vacío, respuesta oscilante y lenta en torno al valor de consigna (150 RPM). - En carga, $t=0.5$, se establece a la velocidad de consigna
Intensidad (i1)	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig. 49 - En vacío mantiene el valor en torno 20A, en carga aumenta el consumo por encima de los 30A, consumo, excesivo, peligro de deterioro/destrucción. 	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig. 52 - Se mantiene en vacío y en carga, 24A aprox.
Flujo (Fm)	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig. 49 - En vacío oscila entorno 1Wb. En carga disminuye hasta prácticamente anularse. 	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig. 52 - Respuesta lenta y con poca oscilación en vacío. Se establece en 1,6 Wb cuando se requiere el par nominal.

10.3 Comparativa Arranque directo vs Control Vectorial

Al igual que con el control V/f, la comparativa será con la frecuencia de consigna a 50Hz.

Ahora, si habrá diferencias, pues al haber un ajuste mediante reguladores PI, puede conseguirse un tiempo de establecimiento menor, esto se traduce en una respuesta más rápida.

Variable	Arranque Directo (50 Hz)	Control Vectorial (50 Hz)
Par (Tm)	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig. 48 - Respuesta al par de carga lenta, tiempo en alcanzar par nominal 0.5s. - Transitorio suave. 	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig. 57 - Respuesta rápida, tiempo en alcanzar par nominal 0.1s. - Presenta transitorio más violento.
Velocidad (Wr)	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig. 48 - Sufre disminución de velocidad por aplicación de par de carga. - Establecimiento lento. - Disminuye a velocidad nominal. 	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig. 57 - No sufre prácticamente variación de velocidad por aplicación de par de carga. - Establecimiento rápido. - Mantiene velocidad nominal.
Intensidad (i1)	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig. 48 - Funcionamiento en vacío (10A), funcionamiento en carga (20,9A). - Transitorio suave. 	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig. 57 - Funcionamiento en vacío (10A), funcionamiento en carga (23A). - Intensidad con transitorio agresivo.
Flujo (Fm)	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig. 48 - Alcanza el valor de 1 Wb en vacío, disminuye a 0.9 Wb en carga. - Transitorio suave 	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig. 57 - Se mantiene por debajo de 0.8 Wb, manteniéndose aunque se aplique par de carga. - Transitorio violento.

10.4 Comparativa Control V/f vs Control Vectorial

Esta comparativa se realizará para las frecuencias de consigna, 5, 25 y 50Hz, entre el control V/f con boost ajustado y Control Vectorial.

5 Hz		
Variable	Control V/f	Control Vectorial
Par (Tm)	- Visto en 10.2. Fig.52	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig.55 - Respuesta muy rápida y estable. - Apenas posee sobrepaso sobre la señal de consigna.
Velocidad (Wr)	- Visto en 10.2. Fig.52	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig.55 - Respuesta muy rápida y estable. - Posee sobrepaso sobre la señal de consigna. - Tras recibir la carga restablece rápido la velocidad de consigna.
Intensidad (i1)	- Visto en 10.2. Fig.52	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig.55 - Hay diferencia entre vacío y carga en amplitud y frecuencia. - Debido al aumento de par y velocidad (aumento del deslizamiento), la frecuencia debe aumentar para mantener el funcionamiento del motor.
Flujo (Fm)	- Visto en 10.2. Fig.52	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig.55 - Tras un transitorio agresivo y rápido se establece en torno a 0.7 Wb. - No hay oscilaciones.

25 Hz		
Variable	Control V/f	Control Vectorial
Par (Tm)	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig.53 - En vacío alcanza el par máximo y se anula tras oscilaciones. - En t=0.5, alcanza el par de carga, respuesta típica de sistema subamortiguado. No posee error en régimen permanente. 	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig.56 - En vacío, tras un transitorio más agresivo que con 5Hz, se anula el par. - En t=0.5, el par obtiene el valor nominal de forma rápida y sin apenas sobrepaso.
Velocidad (Wr)	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig.53 - En vacío alcanza la velocidad de consigna (750RPM) tras oscilaciones, en t=0.4, se establece. - En t=0.5, disminuye la velocidad por efecto de la carga. 	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig.56 - Alcanza de forma rápida y sin oscilaciones el valor de la velocidad de consigna (750 RPM). - Se recupera al aplicarse el par de carga.
Intensidad (i1)	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig.53 - Hay diferencia entre la intensidad cuando el motor está en vacío y en carga, sin embargo, esta dentro de la velocidad nominal. 	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig.56 - Hay diferencia entre vacío y carga en amplitud y frecuencia. - Debido al aumento de par y velocidad (aumento del deslizamiento), la frecuencia debe aumentar para mantener el funcionamiento del motor.
Flujo (Fm)	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig.53 - Respuesta de características similares a la velocidad. En vacío, el valor del flujo es de 1,15 Wb, en carga disminuye a 1,1 Wb. - Mantiene el valor del flujo. - No satura el circuito magnético. 	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig.56 - Tras un transitorio breve, se mantiene en un valor constante por encima de 0.7 Wb.

50 Hz		
Variable	Control V/f	Control Vectorial
Par (Tm)	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig.54 - Respuesta al par de carga lenta, tiempo en alcanzar par nominal 0.5s. - Transitorio suave. 	<ul style="list-style-type: none"> - Idem 10.3. Fig.57
Velocidad (Wr)	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig.54 - Sufre disminución de velocidad por aplicación de par de carga. - Establecimiento lento. - Disminuye a velocidad nominal. 	<ul style="list-style-type: none"> - Idem 10.3. Fig.57
Intensidad (i1)	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig.54 - Funcionamiento en vacío (10A), funcionamiento en carga (20,9A). - Transitorio suave. 	<ul style="list-style-type: none"> - Idem 10.3. Fig.57
Flujo (Fm)	<ul style="list-style-type: none"> - Ver fig.54 - Alcaza el valor de 1 Wb en vacío, disminuye a 0.9 Wb en carga. - Transitorio suave 	<ul style="list-style-type: none"> - Idem 10.3. Fig.57

11. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

El desarrollo de un modelo simple de la máquina asíncrona nos ha permitido conocer la respuesta de esta en su funcionamiento como motor.

Sobre este modelo se han simulado distintos tipos arranque: arranque directo, arranque mediante convertidor control V/f y control vectorial. Esto nos ha permitido obtener resultados de interés relativos a la respuesta del motor y compararla, para entender cómo es el comportamiento de la máquina.

En la comparación entre **control escalar con y sin boost de tensión** se ha comprobado el efecto del aumento de la tensión a frecuencias bajas.

Al disminuirse la frecuencia de alimentación debe aumentarse la tensión sobre el valor teórico para mantener el flujo constante, tal y como se vio en el apartado 5.2. Si no se aumenta la tensión en bornes de la máquina, la caída de tensión en el estator crece debido a un mayor consumo de intensidad, provocando una disminución de la tensión inducida y con ello una disminución del flujo, lo que provoca pérdida de par y velocidad, y un aumento de la intensidad absorbida. Esto se aprecia en el apartado 9.2 figura 49.

En referencia a la comparativa entre los métodos de control, **control V/f** y **control vectorial**, hay dos diferencias significativas entre ambos, una es la rapidez de respuesta, esto es porque el control vectorial se ha realizado en lazo cerrado, lo que ha permitido una regulación de los controladores PI con la que se consigue una mejor respuesta.

La otra diferencia es la saturación del circuito magnético, el control vectorial permite una mejor respuesta del motor permitiendo que el flujo necesario sea menor, lo que se traduce en menor saturación del circuito magnético, esto es, menores pérdidas por calentamiento y menor deterioro de la máquina, lo que se traduce en ahorro energético y aumento de la vida útil de la máquina.

En definitiva, los resultados de este trabajo nos inclinarían a emplear el control vectorial, ya que posee ventajas sobre el control escalar, menor consumo, respuesta rápida y aumento de vida útil, sin embargo, este método es más complejo y caro, por lo que sería necesario analizar las necesidades de nuestra aplicación, velocidad de respuesta y coste, para decidimos por un método de control u otro.

Líneas futuras

Como continuación a este TFG pueden realizarse las siguientes modificaciones o variaciones en virtud de mejorar el modelo y así conseguir una respuesta del sistema más real y con mayor utilidad:

- **Implementar Control V/f en bucle cerrado:**

Ya que el objetivo principal de este TFG no es conocer exactamente la respuesta de la máquina bajo este método de control, podría implementarse el control escalar en lazo cerrado, lo que permitiría conocer exactamente el comportamiento del motor bajo este método de control.

- **Implementar modelo del convertidor mediante Space Vector:**

En este TFG se ha tomado el convertidor ideal, por lo que otra línea interesante sería la implementación del convertidor mediante algoritmo Space Vector.

- **Implementar algoritmo para respuesta del sistema en caso de aplicar un sistema trifásico desequilibrado:**

En el modelo del motor no es posible obtener la respuesta ante un sistema trifásico desequilibrado ya que como entrada se aplica la frecuencia estatórica (ω_e), es decir, esta no es obtenida a partir del sistema trifásico de tensiones equilibrado si no que se impone directamente. Como interés al estudio de la repuesta de la máquina a un sistema trifásico desequilibrado se incluye aquí esta posible mejora.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Bimal, K Bose, "Modern power electronics and AC drives" 2nd Edition.
- [2] Fraile Mora, Jesús, "Máquinas eléctricas".
- [3] Gómez Alós, Milagros, Bachiller Soler, Alfonso, Ortega Gómez, Guillermo, "Problemas resueltos de máquinas eléctricas".
- [4] Krause, Paul C, "Analaysis of electric machinery"