

UNIVERSIDAD NACIONAL DE MISIONES

FACULTAD DE INGENIERÍA

Carrera:

INGENIERÍA ELECTRÓNICA

Asignatura:

Investigación

INFORME

Tema:

Estrategias de control para bombas monofásicas comerciales con paneles fotovoltaicos para irrigación de huertas rurales.

Autor:

ROJAS, Juan Gabriel.

Profesores responsables:

BOTTERÓN, Fernando.

AGUIRRE, Gabriel Y.

Oberá-Misiones

2019

INTRODUCCIÓN

El presente informe presenta el estudio y diseño de un sistema de control para un motor monofásico. Se busca una solución sencilla y de bajo costo para el control tanto del torque como de la velocidad de la bomba, usando estrategias de control indirectas, siendo las variables controladas la corriente y tensión de estator en el bobinado principal.

La aplicación de este estudio es el control de una bomba de agua monofásica, siendo la fuente de energía un arreglo de paneles fotovoltaicos, y el uso de la misma la irrigación de plantaciones en comunidades aisladas que sufren de cortes intermitentes de energía eléctrica de la red.

MODELADO DE UN MOTOR MONOFÁSICO

Se conoce como máquina de inducción de dos fases, a una máquina que presenta dos fases o bobinados en cuadratura espacial entre sí, como se puede apreciar en la figura 1, obtenida de [1]. Si se alimentan ambos bobinados con una sola fuente senoidal, se conocen como máquinas de inducción monofásicas. Sin embargo, si no existe desfase entre el voltaje de ambos bobinados, se genera un campo magnético que varía en forma lineal, es decir, no es un campo rotante, y, por lo tanto, necesitaría un torque externo inicial para que el rotor comience a girar y la máquina comience a funcionar como motor.

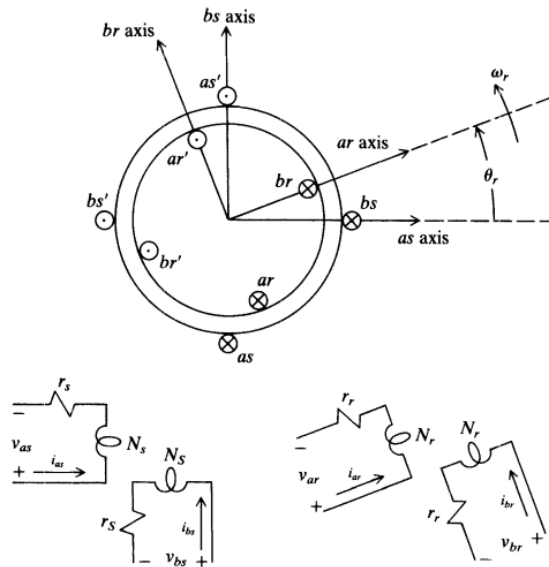


Fig. 1 - Esquema básico de una máquina de inducción de dos fases.

Existen varios métodos para suplir la necesidad de un torque externo de arranque, entre los cuales se encuentran hacer ambos bobinados asimétricos, de forma que la corriente en los mismos, y, por lo tanto, los campos magnéticos generados, presenten un desfase entre sí, hasta agregar un capacitor en serie con alguno de los bobinados para obtener el mismo efecto.

A continuación, se presenta de [2] una clasificación básica de los diferentes tipos de motores

Tipos de motores monofásicos:

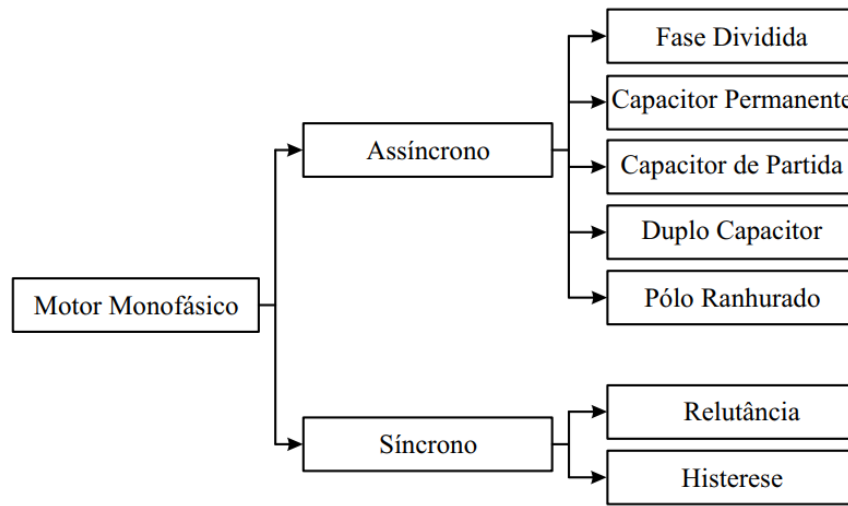


Fig. 2 - Clasificación de motores monogásicos.

Descripción:

- Motor de fase dividida: El motor usa dos bobinados asimétricos (diferente número de espiras) desplazados 90° eléctricos entre sí, para obtener un torque de arranque. Como los bobinados tienen diferentes números de espiras, la diferencia en reactancia genera el desfase entre campos magnéticos. Al llegar a 75 % de la velocidad nominal, se abre una llave centrífuga para desconectar el bobinado secundario.

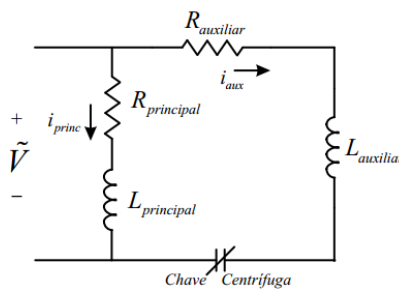


Fig. 3 - Motor de fase dividida.

- Motor con capacitor de partida: Usa una construcción similar al anterior, pero aumenta el desfase del campo magnético agregando un capacitor en la rama del bobinado auxiliar.

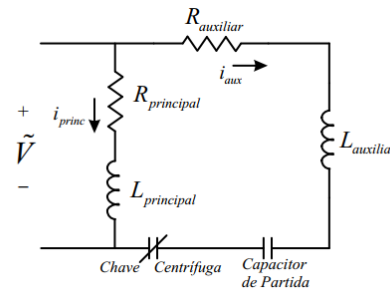


Fig. 4 - Motor con capacitor de partida.

- Motor con capacitor permanente: Siguiendo el principio de desfase el campo magnético con ayuda de un capacitor, este tipo de motores usa dos bobinados simétricos, agregando dicho capacitor en serie con uno de los mismos. Dado los bobinados iguales, el capacitor controla el torque de arranque y funcionamiento, que es, en general, bajo. Tiene la característica de poder cambiar la dirección de marcha al cambiar la rama en la cual se agrega el capacitor permanente.

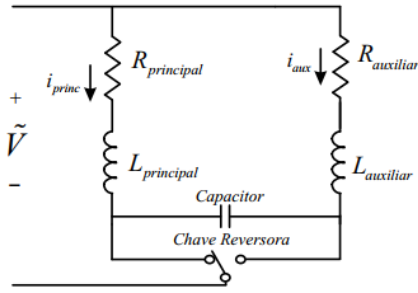


Fig. 5 - Motor con capacitor permanente.

- Motor con doble capacitor: Su estructura es similar al anterior, pero además se agrega en paralelo con el capacitor permanente, un capacitor auxiliar que ayuda a aumentar el torque de arranque. El mismo se desconecta con una llave centrífuga al acercarse a la velocidad nominal.

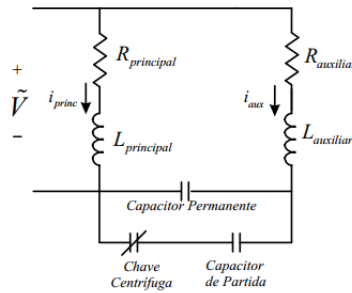


Fig. 6 - Motor con doble capacitor.

- Motor de polo sobra: Usa bobinados en cortocircuito en el estator, para generar una sobra en el campo magnético, generando por medio de la diferencia de amplitud del mismo un campo rotante.

Modelo de una máquina de inducción monofásico de jaula de ardilla.

Se presenta el modelo de motor de jaula de ardilla (es decir, los voltajes de rotor están cortocircuitados), obtenido de [2], siguiendo el esquema eléctrico de la figura 7. Para aplicar este modelo a un motor de jaula de ardilla comercial, se considera que el eje “q” se corresponde con el bobinado principal, mientras que el eje “d” se corresponde con el auxiliar.

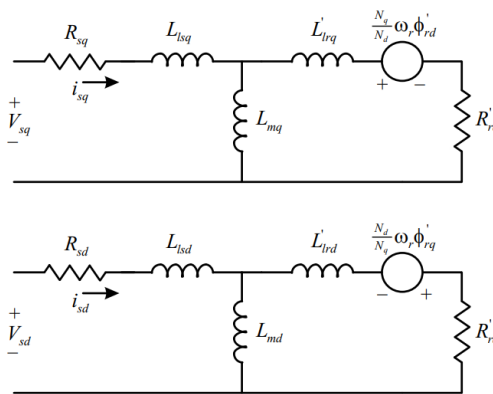


Fig. 7 - Esquema eléctrico de un motor de inducción de dos fases.

Para este modelo se toman las siguientes consideraciones:

- El entrehierro entre rotor y estator es uniforme.
- Las ranuras de estator están uniformemente distribuidas.
- Las resistencias de los bobinados no varían con temperatura y no se considera el efecto piel (*skin*).

Siguiendo esto, las ecuaciones de voltaje estatórico están dadas por:

$$v_{sd}^s = r_{sd} i_{sd}^s + \frac{d\Phi_{sd}^s}{dt} \quad (1.)$$

$$v_{sq}^s = r_{sq} i_{sq}^s + \frac{d\Phi_{sq}^s}{dt} \quad (2.)$$

Donde el superíndice “s” indica que las magnitudes usan un marco de referencia en el estator, r_{sd} y r_{sq} se corresponden a las resistencias estatóricas, Φ_{sd}^s y Φ_{sq}^s a los flujos estatóricos, y v_{sd}^s , v_{sq}^s , i_{sd}^s e i_{sq}^s son los voltajes y corrientes estatóricos respectivamente.

Se presentan, además, las ecuaciones de rotor, siendo todas las magnitudes con apostrofe referenciadas al estator usando la relación de vueltas entre estator y rotor.

$$0 = r_r' i_{rd}^{rs} + \frac{d\Phi_{rd}^{rs}}{dt} + \frac{N_q}{N_d} \omega_r \Phi_{rq}^{rs} \quad (3.)$$

$$0 = r_r' i_{rq}^{rs} + \frac{d\Phi_{rq}^{rs}}{dt} - \frac{N_d}{N_q} \omega_r \Phi_{rd}^{rs} \quad (4.)$$

Las ecuaciones de flujo están dadas por:

$$\Phi_{sd}^s = l_{sd} i_{sd}^s + l_{md} i_{rd}^s \quad (5.)$$

$$\Phi_{sq}^s = l_{sq} i_{sq}^s + l_{mq} i_{rq}^s \quad (6.)$$

$$\Phi_{rd}^{rs} = l_{rd}' i_{rd}^{rs} + l_{md} i_{sd}^s \quad (7.)$$

$$\Phi_{rq}^{rs} = l_{rq}' i_{rq}^{rs} + l_{mq} i_{sq}^s \quad (8.)$$

Siendo: $l_{sq} = l_{mq} + l_{lsq}$, $l_{sd} = l_{md} + l_{lsd}$, $l_{rq}' = l_{lrq}' + l_{mq}$, y $l_{rd}' = l_{lrd}' + l_{md}$.

El torque eléctrico generado en el motor está dado por:

$$T_e = p(l_{mq} i_{sq}^s i_{rd}^{rs} - l_{md} i_{sd}^s i_{rq}^{rs}) \quad (9.)$$

De las ecuaciones anteriores se puede obtener un modelo en espacio de estados, que se presenta a continuación.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sq}^s \\ i_{sd}^s \\ i_{rq}^{rs} \\ i_{rd}^{rs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{sq} L_{rq}'}{a1} & -p\omega_r \frac{1}{n} \frac{L_{mq} L_{md}}{a1} & \frac{R_{rq}' L_{mq}}{a1} & -p\omega_r \frac{1}{n} \frac{L_{rd}' L_{mq}}{a1} \\ p\omega_r n \frac{L_{md} L_{mq}}{a2} & -\frac{L_{rd}' R_{sq}}{a2} & p\omega_r n \frac{L_{rq} L_{md}}{a2} & \frac{R_{rd}' L_{md}}{a2} \\ \frac{L_{mq} R_{sq}}{a1} & p\omega_r \frac{1}{n} \frac{L_{sq} L_{md}}{a1} & -\frac{L_{sq} R_{rq}'}{a1} & p\omega_r \frac{1}{n} \frac{L_{sq} L_{rd}'}{a1} \\ -p\omega_r n \frac{L_{sd} L_{mq}}{a2} & \frac{L_{md} R_{sd}}{a2} & -p\omega_r n \frac{L_{sq} L_{rq}'}{a2} & -\frac{L_{sd} R_{rd}'}{a2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sq}^s \\ i_{sd}^s \\ i_{rq}^{rs} \\ i_{rd}^{rs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_{rq}'}{a1} & 0 \\ 0 & \frac{L_{rd}'}{a2} \\ -\frac{L_{mq}}{a1} & 0 \\ 0 & -\frac{L_{md}}{a2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sq}^s \\ V_{sd}^s \end{bmatrix} \quad (10.)$$

Donde:

$$a1 = L_{sq}L'_{rq} - L_{mq}^2 \quad (11.)$$

$$a2 = L'_{rd}L_{sq} - L_{md}^2 \quad (12.)$$

Y “ p ” es el número de pares de polos del motor.

Modelo mecánico

Partiendo de la ecuación del torque en el eje:

$$T_m = T_e - \tau_d = J \frac{d\omega_r}{dt} + B_n \omega_r \quad (13.)$$

Donde T_m es el torque mecánico, τ_d es un disturbio en el torque, J es el momento de inercia y B_n es el coeficiente de fricción.

La posición angular se puede obtener de:

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_r$$

Se pueden escribir las siguientes ecuaciones de estado:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_r \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B_n}{J} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \omega_r \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot T_e \quad (14.)$$

Y, por último, la salida será:

$$y = [0 \quad 1] \cdot \begin{bmatrix} \omega_r \\ \theta \end{bmatrix} \quad (15.)$$

REVISIÓN BIBLIOGRÁFICA

Determination of Single Phase Induction Motor Parameters [4]

Los autores presentan cuatro métodos para determinación de los parámetros del motor de inducción monofásico. Definen el campo magnético dentro del motor como dos campos de igual magnitud y contrarios, lo que no permite el arranque del motor. Al hacer girar el rotor, el campo contrario generado por las corrientes rotóricas hace que uno de los campos estatóricos comience a dominar sobre el otro, actuando con realimentación positiva para aumentar la velocidad en el sentido de giro inicial.

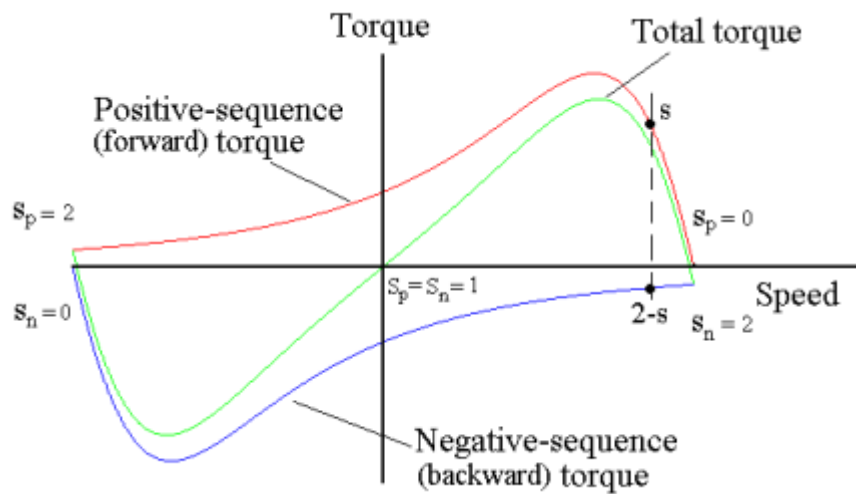


Fig. 8 - Torque inicial y secuencias para motor de inducción monofásico.

Presentan además tres tipos de configuraciones posibles para los bobinados del motor:

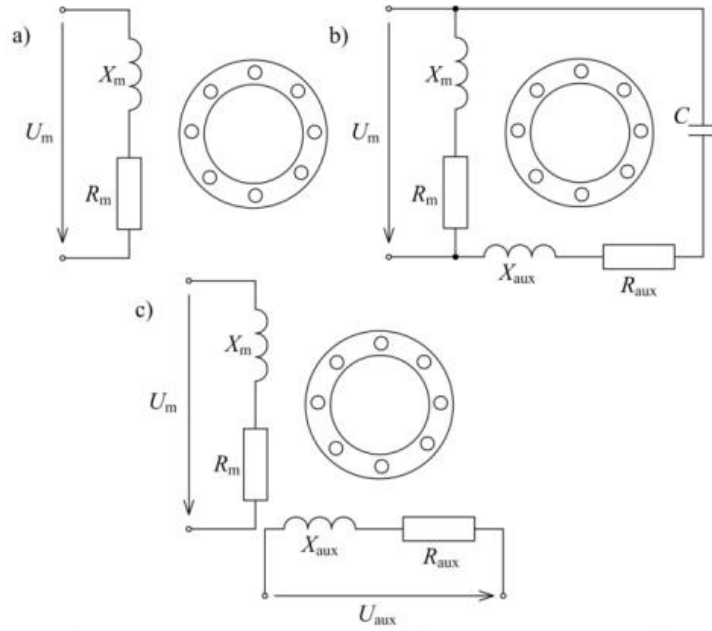


Fig. 9 - Posibles configuraciones de un motor monofásico.

- a) Bobinado primario solo: no se fabrican, puesto que necesitarían un torque externo para hacerlo arrancar.
- b) Bobinado asimétrico con capacitor de arranque: presenta la desventaja de un campo magnético elíptico en lugar de circular, lo que produce vibraciones en el eje.
- c) Bobinados simétricos.

Modelo propuesto: Los autores proponen modelar el motor en estado estacionario, tomando los parámetros de rotor como dos componentes del campo, directo (subíndice “p”) e inverso (subíndice “n”).

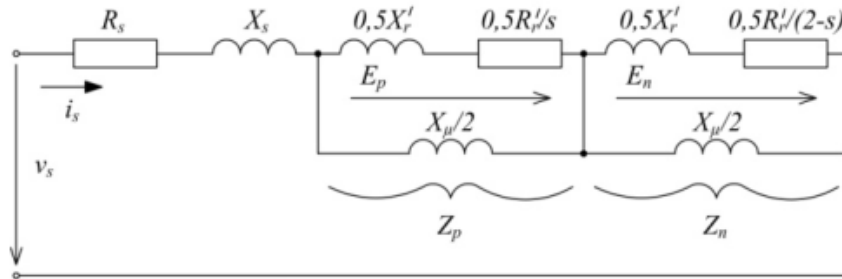


Fig. 10 - Modelo propuesto para cada bobinado del motor monofásico.

Las impedancias directas e inversas del rotor, se pueden calcular como:

$$Z_{rp} = 0,5X'_r + \frac{0,5R'_r}{s} \quad (16.)$$

$$Z_{rn} = 0,5X'_r + \frac{0,5R'_r}{2-s} \quad (17.)$$

Donde X'_r y R'_r son reactancias y resistencias rotoricas referidas al estator.

Dado que se encuentran en paralelo con una reactancia magnetizante X_m , la impedancia rotorica total vista desde el estator para ambas componentes está dada por las siguientes ecuaciones:

$$Z_p = \frac{Z_{rp} \cdot 0,5X_m}{Z_{rp} + 0,5X_m} \quad (18.)$$

$$Z_n = \frac{Z_{rn} \cdot 0,5X_m}{Z_{rn} + 0,5X_m} \quad (19.)$$

Sumándole la impedancia del estator, $Z_s = R_s + jX_s$, se obtiene la impedancia de entrada del motor. A partir de esta impedancia es posible obtener la corriente del motor, I_s , y dividirla en sus secuencias positivas y negativas:

$$I_{rp} = \frac{Z_p I_s}{Z_{rp}} \quad (20.)$$

$$I_{rn} = \frac{Z_n I_s}{Z_{rn}} \quad (21.)$$

El torque se define como la diferencia de sus componentes para el campo de secuencia positiva y negativa:

$$T = \frac{p}{\omega} \left(I_{rp}^2 \cdot \frac{0,5R'_r}{s} - I_{rn}^2 \cdot \frac{0,5R'_r}{2-s} \right) \quad (22.)$$

Métodos de determinación de parámetros

Como se pudo observar, es necesario conocer una serie de parámetros del motor para su correcta simulación, $R'_r, X'_r, X_m, R_s, X_s$. Para obtenerlos, se proponen los siguientes métodos:

- *Método clásico:* Derivado del método para motores trifásicos, de motor en vacío y rotor bloqueado. Primero, se mide resistencia de ambos bobinados usando una corriente continua y la ley de Ohms. Luego, se realiza un ensayo de rotor bloqueado, alimentando solamente el bobinado principal, y se detectan todos los elementos de la rama principal, R'_r, X'_r, R_s, X_s , considerando que la corriente magnetizante es despreciable, y por lo tanto X_μ es lo suficientemente grande como para despreciarla. Se lleva a cabo entonces el ensayo sin carga para obtener la reactancia magnetizante. Se considera que $s = 0$, por lo que se desprecia Z_p como si fuese infinita.

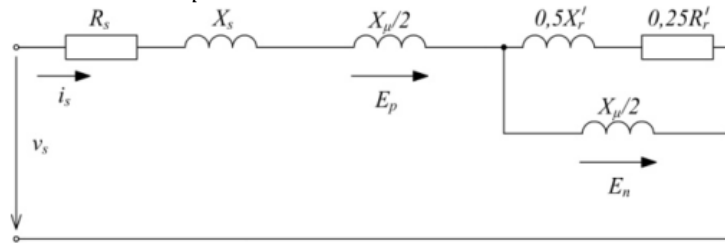


Fig. 11 - Ensayo de vacío.

Se mide tensión, corriente y potencia activa. Con esto último se obtiene la corriente activa, restándola de la total para obtener la corriente magnetizante I_μ . La reactancia magnetizante se obtiene de la siguiente expresión:

$$X_\mu = \frac{2E_p}{I_\mu} \quad (23.)$$

- *Método de Suhr:* se basa en medir la tensión inducida en la fase auxiliar, y permite la obtención más precisa de X_μ . La resistencia es medida de la misma forma que el método anterior, sin embargo, para las reactancias, se conecta al motor en vacío otro wattímetro de forma tal que la corriente sobre el mismo sea la corriente sin carga del bobinado principal I_{NL} , y que la tensión medida sea la aplicada sobre el bobinado auxiliar. Se mide entonces potencia reactiva Q, calculando la reactancia total como:

$$X_Q = Q/I_{NL}^2 \quad (24.)$$

Se determina la reactancia en vacío X_0 con el wattímetro principal, lo que da como resultado:

$$X_Q + X_0 = X_s + X_\mu \quad (25.)$$

Obteniendo X_s del ensayo de rotor bloqueado, se puede calcular X_μ .

- *Método de las dos fases:* Este método supone alimentar el bobinado auxiliar, cumpliendo con la condición de que la fuerza magnetomotriz, o MMF, de ambos bobinados deben ser iguales, y las corrientes deben estar desplazadas por 90° . Cumpliendo esta condición, el campo de secuencia negativa se elimina, dejando el siguiente circuito equivalente:

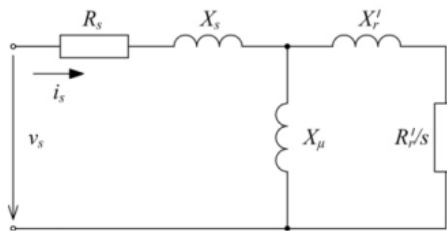


Fig. 12 - Ensayo del método de las dos fases.

Es sencillo obtener los parámetros siguiendo los métodos aplicables a motores trifásicos.

- *Método de elementos finitos:* Se usa una simulación en elementos finitos, sin embargo, se necesita conocer todas las características físicas del motor.

Luego de los métodos de obtención de parámetros, se presentan resultados experimentales, y los autores agregan el modelo de simulación.

Single Phase Induction Motor Drives- A Literature Survey [5]

Este paper muestra una serie de topologías de convertidores para control de motores monofásicos. La mayoría se usa en control similar a V/f, pero el autor aclara que ese tipo de control no es exactamente igual que el usado en motores trifásicos, porque bajar la velocidad a torque constante hace que aumente el deslizamiento.

- AC Chopper: Se usan 4 interruptores (electrónicos, tipo IGBT) para cortar una señal senoidal (de ahí el nombre *chopper*), usando control por voltaje para cambiar la velocidad del motor. Tiene la desventaja de funcionar en un rango pequeño de velocidades, generar una gran cantidad de armónicos debido a la conmutación en diferentes secciones de la onda de red, y de necesitar un capacitor de supresión y snubbers.

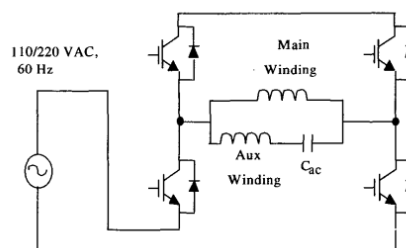


Fig. 13 - AC chopper.

- Cicloconvertidores: Modificando la topología anterior, que permitía modificar la tensión eficaz sobre el motor, se puede controlar también la frecuencia de la forma de onda. Para ello, se corta la senoidal de red de forma tal que las nuevas secciones creen una forma de onda de frecuencia menor. Dado que el motor filtra los armónicos de alta frecuencia, se puede decir que el mismo “ve” una senoidal de frecuencia menor, y por lo tanto funciona a menor velocidad. Sigue compartiendo las mismas desventajas de la topología anterior, además de requerir más componentes.

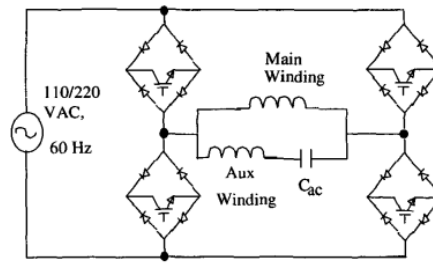


Fig. 14 - Cicloconvertidores.

- *Inversor PWM de puente completo, con rectificador completo o de media onda:* Funcionando como inversor a partir de una fuente de tensión continua (obtenida rectificando la señal de red), permite modifica tensión y corriente sin mucho problema.

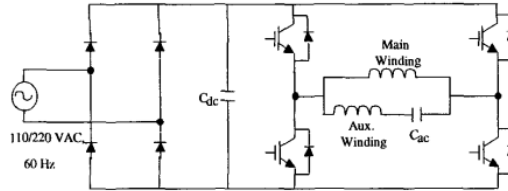


Fig. 15 - Inversor de puente completo con rectificador de onda completa.

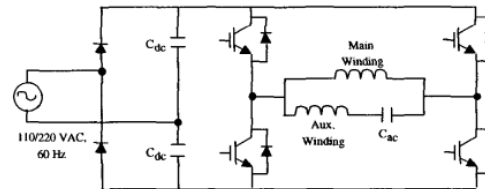


Fig. 16 - Inversor de puente completo con rectificador de media onda.

Usando rectificadores de media onda, se necesitan capacitores más grandes, y la inyección de armónicos a la red eléctrica es mucho mayor. Sin embargo, permite trabajar con el doble de tensión en la barra de continua.

- *Rectificador de media onda, con inversor PWM de medio puente:* se debe tener cuidado en mantener la tensión del punto medio de la barra de continua.

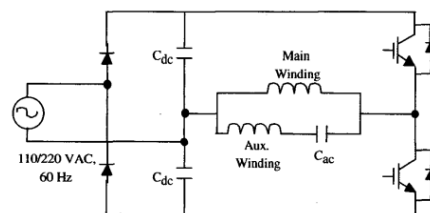


Fig. 17 - Rectificador de media onda con inversor PWM de medio puente.

- *Rectificador de media onda controlado con inversor PWM de puente completo y de medio puente:* Se puede utilizar el rectificador controlado para controlar la corriente obtenida de la red, limitar la inyección de armónicos, y aumentar el factor de potencia. Además, tiene capacidad regenerativa.

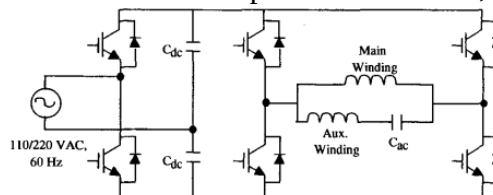


Fig. 18 - Rectificador de media onda controlado con inversor PWM de puente completo.

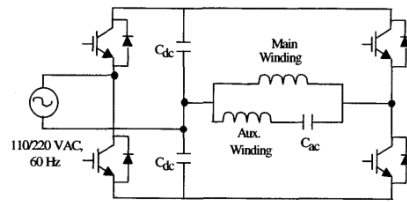


Fig. 19 - Rectificador de media onda controlado con inversor de medio puente.

En su versión de inversor con medio puente, se usan menos componentes, pero presenta la necesidad de mantener un control de la tensión media sobre el motor.

- **Inversor PWM de puente completo y de medio puente en dos fases:** En la primera variación, se aplica un inversor de puente completo en cada fase del motor, permitiendo un control preciso de torque y velocidad. Es posible aplicar control de campo orientado con esta topología. La desventaja es el uso de un gran número de componentes.

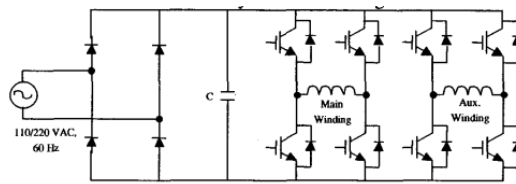


Fig. 20 - Inversor PWM de puente completo.

En su segunda variación, se usan inversores de medio puente, reduciendo la cantidad de componentes. Sin embargo, al igual que otras topologías de medio puente, se debe controlar el balance en los capacitores de la barra de continua, además de que la tensión máxima sobre cada bobinado es igual a la mitad de la tensión obtenida en el rectificador.

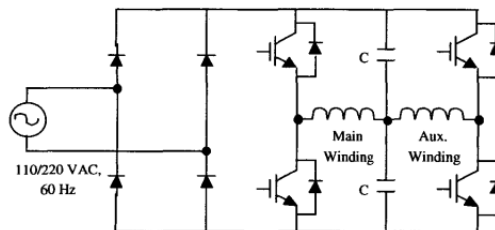


Fig. 21 - Inversor PWM de medio puente en ambas fases.

- **Inversor PWM de puente semi completo en dos fases:** A la topología anterior, se le agrega una pierna más en el inversor PWM. Se elimina la necesidad de una barra de continua partida y su balanceo, pero se agrega la complejidad de control, siendo necesario un control en espacio vectorial o SVPWM.

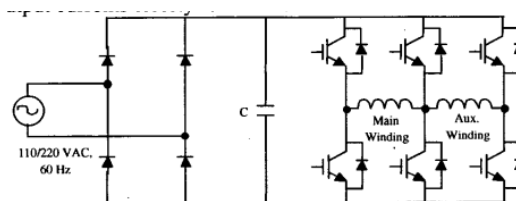


Fig. 22 - Inversor PWM semicompleto en ambas fases.

- **Inversor PWM de medio puente con rectificador controlado:** En esta topología también es posible el uso de SVPWM, además de permitir el control de la corriente obtenida de la red, y, por lo tanto, del factor de potencia.

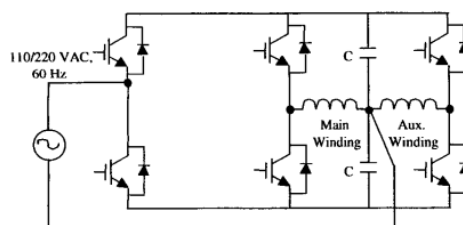


Fig. 23 - Inversor PWM de medio puente con rectificador controlado.

Los autores presentan a continuación una serie de simulaciones, y luego, un cuadro comparativo de las topologías mencionadas.

Characteristics	AC/AC Chopper	Cycloconverter		Single Phase PWM inv.						Two Phase PWM inv.			
		Conventional.	Non-conventional	Half Bridge inverter		Full Bridge inverter				Balanced		Unbalanced	
						Double DC-link voltage		Rated DC-link voltage					
Number of devices	4S + 4Ds	4S + 16Ds	1S + 4Ds	2S + 4Ds	4S + 4Ds	4S + 6D	6S + 6D	4S + 8Ds	6S + 8Ds	6S + 10D	8S + 10D	4S+ 8Ds	6S+ 8Ds
DC-Link Capacitor	Not used	Not used	Not used	Very large	Very large	Very large	Very large	Large	Large	Large	Large	Very large	Very large
Power factor	Good	Good	Good	Good	Best	Good	Best	Good	Best	Good	Best	Good	Best
Speed variation	Very small	Inter.* range	Inter. Range	wide range	wide range	wide range	Wide range	wide range	wide range	wide range	Wide range	wide range	wide range
Performance	Good	Good	Poor	Better	Better	Better	Better	Better	Better	Best	Best	Best	Best
Cost	Low	Low	Lowest	Med.	High	Med.	High	Med.	High	High	Highest	High	Highest
Control Compl*	Simple	Inter.	Simplest	Inter.	Co.*	Inter.	Co.	Inter.	Co.	Co.	More Co.	Co.	More Co.
Efficiency	?	High	Low	High	High	High	High	High	High	Highest	Highest	Highest	Highest

Tabla 1 - Comparativa entre topologías presentadas.

Cierran con la conclusión de que a baja velocidad se pueden usar topologías que siguen el control V/f. Sin embargo, para una mayor eficiencia y un rango de control de velocidad mayor, es necesario usar inversores de alto rendimiento, con estrategias de control más complejas como SVPWM para el inversor, y control de campo orientado para el motor.

Rotor-Flux-Oriented Control of a Single-Phase Induction Motor Drive [6]

Se presenta una investigación sobre control vectorial de un motor de inducción monofásico, aplicando una topología de rectificador controlado, con inversor de medio puente para el control de las dos fases.

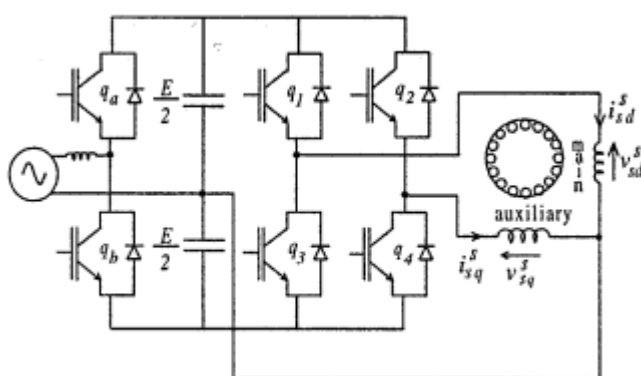


Fig. 24 - Topología seleccionada.

Presenta el esquema, y desarrolla el control vectorial de flujo de rotor. El motor se considera una máquina de dos fases, desbalanceada (o asimétrica). Se busca que este sistema sirva para casos donde ya se posee el motor, y se necesite un sistema de control barato, con solo un empaquetado de interruptores y un microcontrolador de propósito general.

Presenta una versión resumida del modelo de la tesis (se basan en el mismo libro), donde no hace un despeje para obtención de las corrientes:

Modelo de la máquina

El modelo usado es igual al descrito anteriormente. Se aclara que, a diferencia de las máquinas simétricas, en una asimétrica, no hay definición estándar del modelo vectorial, dado que, como se ve en la ecuación de torque electromecánico, aun cuando las corrientes de los ejes dq tienen la misma amplitud y un desfase de 90°, existe un término de torque alterno, dado por las diferentes inductancias mutuas presentes.

Modelo de flujo

El informe presenta el desarrollo para eliminar ese término alterno. Comienza por reescribir el torque electromagnético en función de los flujos de rotor:

$$T_e = \frac{P}{l_r} (m_{srq} i_{sq}^s \Phi_{rd}^s - m_{srq} i_{sd}^s \Phi_{rq}^s) \quad (26.)$$

Se suponen variables auxiliares tal que $i_{sd}^s = i_{sd1}^s$ y $i_{sq}^s = k i_{sq1}^s$ donde $k = m_{srd}/m_{srq}$, y sustituyendo en la expresión anterior, se obtiene:

$$T_e = \frac{P}{l_r} m_{srd} (i_{sq1}^s \Phi_{rd}^s - i_{sd1}^s \Phi_{rq}^s) \quad (27.)$$

En esta expresión no existiría término oscilante en estado estacionario. Luego se deriva un modelo vectorial del flujo, en un marco de referencia arbitrario que los autores llaman “a”. Resumiendo, obtienen las dos siguientes ecuaciones importantes:

$$\frac{d\Phi_r^a}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \Phi_r^a - j(\omega_a - \omega_r) \Phi_r^a + \frac{1}{\tau_r} m_{srd} i_{s1}^a \quad (28.)$$

$$T_e = \frac{P}{l_r} m_{srd} (i_{sq1}^a \Phi_{rd}^a - i_{sd1}^a \Phi_{rq}^a) \quad (29.)$$

Considerando $\tau_r = l_r/r_r$.

Control orientado al flujo

Basado en el modelo de flujo de rotor anterior, tomando como marco de referencia el flujo del rotor (superíndice “e”), deriva las siguientes dos ecuaciones, separando términos reales y complejos:

$$\frac{m_{srd}}{\tau_r} i_{sd1}^e = \frac{\Phi_r}{\tau_r} + \frac{d\Phi_r}{dt} \quad (30.)$$

$$\frac{m_{srd}}{\tau_r} i_{sq1}^e = \omega_{sl} \Phi_r \quad (31.)$$

Donde Φ_r es la amplitud del flujo de rotor, $\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$ es la frecuencia de deslizamiento, y $\omega_e = d\delta_e/dt$ y δ_e son la frecuencia y posición del flujo del rotor vistos desde el estator.

Reescribiendo una vez más la expresión del torque, se puede obtener:

$$T_e = \frac{P}{l_r} m_{srd} \Phi_r i_{sq1}^e \quad (32.)$$

Se puede ver cómo es posible controlar el torque electromagnético con la variable auxiliar de corriente, o, viceversa, como a partir de un valor deseado de torque, se puede obtener la corriente necesaria.

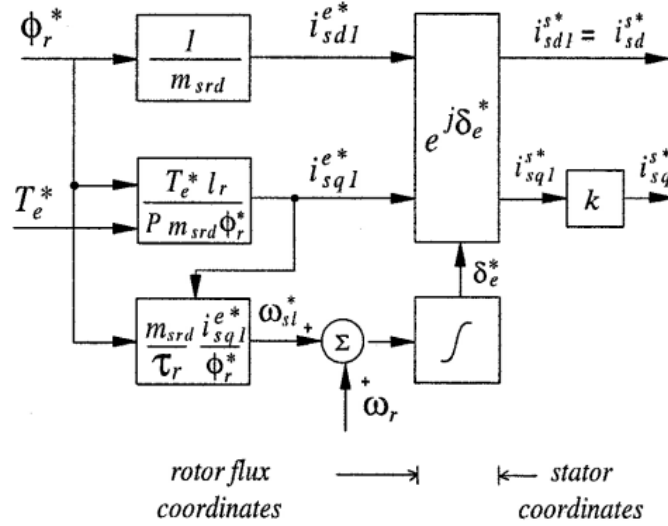


Fig. 25 – Generación de corrientes de referencia para eje directo y en cuadratura.

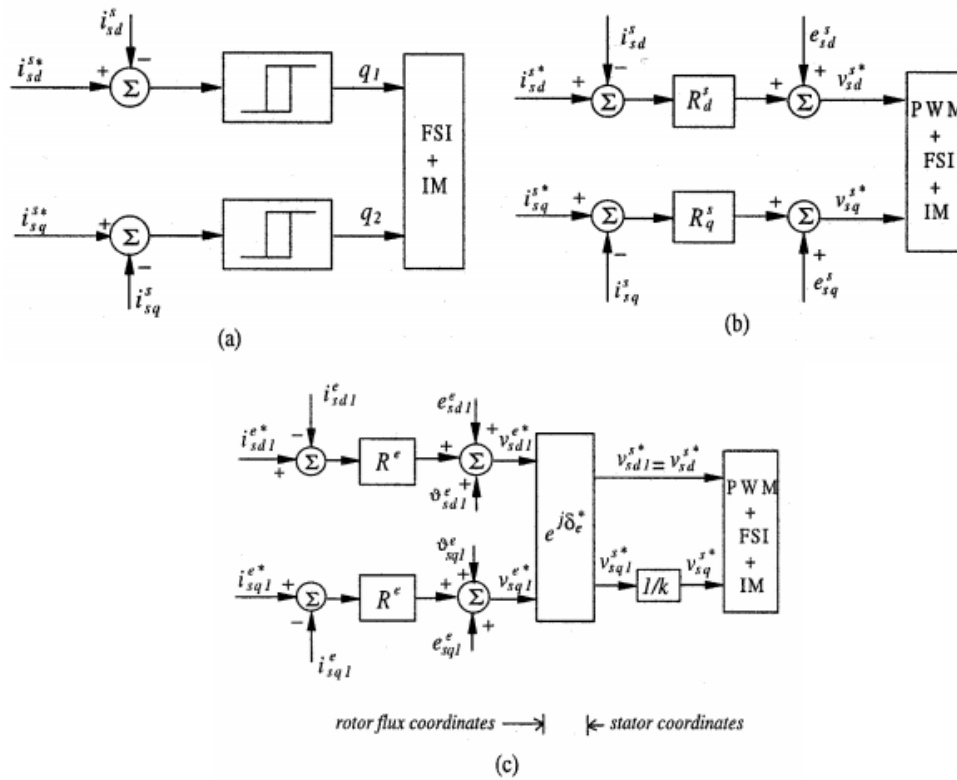
El bloque $e^{j\delta_e^*}$ realiza la transformación entre el marco de referencia sincrónico y el del estator, obteniendo las corrientes a proveer a la máquina.

Control de corriente

La estrategia de control de torque por corriente necesita un lazo de control de corriente interno. El informe plantea las ecuaciones de tensión para ambos ejes, realizando un planteo con variables auxiliares y factor de compensación similar al usado para las corrientes para obtener ecuaciones en coordenadas sincrónicas (de modo que se puedan comparar corrientes de referencia y medidas).

Propone entonces, 3 tipos de control diferentes. El primero es control por histéresis, que sería el más sencillo, apropiado para implementación analógica. Luego se plantea el uso de control PI. Dada la asimetría de la máquina, es más fácil plantear dicho control en coordenadas de estator. Es decir, una vez obtenidas las referencias en coordenadas sincrónicas, y transformadas a valores en coordenadas de estator, se implementa un controlador PI para cada eje.

Otra posibilidad se basa en usar las ecuaciones de tensión en coordenadas sincrónicas. Dado que ambas ecuaciones son simétricas, el controlador es igual para ambos ejes.



Current controller block diagrams. (a) Hysteresis. (b) Stationary. (c) Synchronous.

Fig. 26 - Diferentes estrategias de control en diagramas de bloque.

Las fuerzas contraelectromotrices y tensiones residuales se tratan como perturbaciones y se suman en modo *feedforward* a la salida de los controladores.

La publicación continúa describiendo el controlador del inversor PWM en espacio vectorial. Se obvia esta sección.

Resultados de simulación y experimentales, y conclusiones

Como resultados de simulación, se ve como la compensación de corriente elimina la componente oscilante del torque electromagnético en estado estacionario.

Los resultados de simulación implican que usar controladores en marco de referencia sincrónico, disminuye notablemente el error, a menos de 3 %, teniendo o no en cuenta el efecto de las fuerzas contraelectromotrices. Mientras que el uso de controladores en marco del estator genera errores que van del 9 % con compensación de las fuerzas contraelectromotrices, al 50 % cuando no se aplica dicha compensación.

Esto se debe a que, en el marco sincrónico, las perturbaciones son valores constantes y por lo tanto el integrador actúa de forma de eliminarlas.

Esos resultados se validan de forma experimental.

De las conclusiones cabe destacar el mejor rendimiento del controlador en referencia sincrónica.

Single Phase Induction Motor Drives with Direct Torque Control [7]

En la publicación anterior se presentó el control de motor monofásico de campo orientado indirecto, o IFOC. Esta publicación presenta una alternativa, denominada Control de Torque Directo, o DTC.

A diferencia del IFOC, DTC no necesita el valor de velocidad ni de posición del rotor para controlar el torque o el flujo. Como se verá a continuación, tampoco es necesario controladores de corriente, lo que permitiría reducir el costo para sistemas donde la velocidad no necesita ser controlada.

La topología planteada es igual a la usada anteriormente.

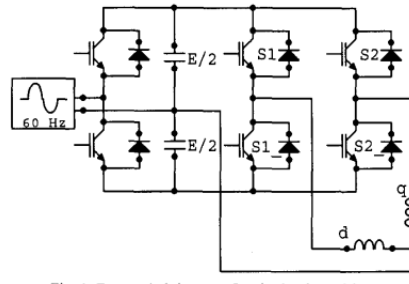


Fig. 27 - Topología seleccionada.

Esquemas de control

Se plantean las mismas ecuaciones del modelo de motor vistas anteriormente en el marco de referencia estatórico, y en un marco arbitrario, y se hace un resumen del IFOC. Dado que ya se vio anteriormente, se pasa al control DTC.

DTC con histéresis: Derivado del control de máquinas trifásicas, si se considera que la jaula de ardilla de un motor monofásico se comporta de forma similar al de uno trifásico, acelerar el vector de flujo de estator debería tener el mismo efecto de aumentar el torque.

En el marco de referencia estacionario, el voltaje de estator cumple la siguiente ecuación:

$$\frac{d}{dt} \vec{\lambda}_s = \vec{v}_s - R_s \vec{i}_s \quad (33.)$$

Si la caída resistiva es baja comparado con el vector de voltaje activo en el inversor, entonces la variación de flujo de estator está impuesta por el vector de voltaje.

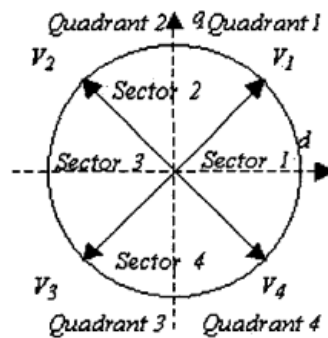


Fig. 28 - Vectores de voltaje del inversor.

Existen 4 posibles vectores, según la topología de inversor elegida, por lo que la elección del vector para corregir el flujo y torque se dará según la siguiente tabla, donde i es el sector en donde el vector de flujo de estator se encuentra localizado:

Flux error ($\lambda_s^* - \lambda_s$)	Torque error ($T_e^* - T_e$)	Voltage vector chosen
> 0	> 0	V_i
> 0	< 0	V_{i-1} , if $i > 1$ V_4 , if $i = 1$
< 0	> 0	V_{i+1} , if $i < 4$ V_1 , if $i = 4$
< 0	< 0	V_{i+2} , if $i < 3$ V_{i-2} , if $i > 2$

Es decir, cada vez que se detecta un terminado error en el torque o flujo, se aplica, por medio de los vectores de voltaje, una acción correctiva.

Puede existir un problema si el vector de flujo de estator está cerca del borde de un sector. La componente de voltaje en cuadratura con el vector puede ser muy pequeña como para disminuir el error en torque (este problema no existe en motores trifásicos).

Hay dos formas de solucionar ese problema:

- Definir el plano dq como los cuatro cuadrantes, y se imponen reglas para dar prioridad al flujo o al torque del motor. Por ejemplo: si la magnitud del error de flujo es más grande que algún limite, se aplica el vector de voltaje que asegure la reducción del error, y si el error de flujo está dentro de la banda de histéresis, el vector de voltaje seleccionado debe asegurar la aceleración del flujo para disminuir el error en torque. Estas reglas se presentan en la siguiente tabla:

Flux error ($\lambda_s^* - \lambda_s$)	Torque error ($T_e^* - T_e$)	Voltage vector Chosen
$\epsilon_\lambda > h$	Don't care	V_i
$\epsilon_\lambda < -h$		V_{i+2} , if $i < 3$ V_{i-2} , if $i > 2$
$-h < \epsilon_\lambda < h$	> 0	V_{i+1} , if $i < 4$ V_1 , if $i = 4$
	< 0	V_{i-1} , if $i > 1$ V_4 , if $i = 1$

- Otra posibilidad es usar las reglas de la primera tabla, excepto cuando se detecta un error de torque durante dos periodos de muestreo consecutivos, en cuyo caso se puede usar la segunda tabla.

DTO de Campo Orientado: En un marco de referencia sobre el flujo de estator, las ecuaciones de voltaje se transforman en:

$$v_{sd} = R'_{sd}i_{sd} + R'_{sm}i_{sq} + \frac{d\lambda_s}{dt} \quad (34.)$$

$$v_{sq} = R'_{sq}i_{sq} + R'_{sm}i_{sd} + \omega_e \lambda_s \quad (35.)$$

Se ve que la primera ecuación, el eje d, se puede usar para controlar el flujo, mientras que la segunda ecuación, el eje q, se puede usar para acelerar el flujo, y por lo tanto, controlar el torque.

Es un esquema de campo orientado porque pone el modelo dq sobre un marco de referencia del flujo de estator, pero no requiere de velocidad ni de posición como en IFOC.

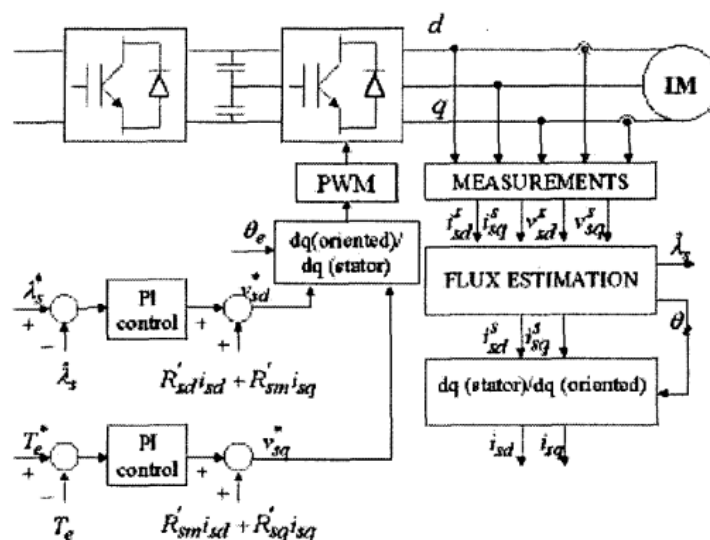


Fig. 29 - DTC de campo orientado.

Estimación de flujo

De la misma forma que en motores trifásicos, se puede estimar el flujo de estator a partir de las ecuaciones de voltaje:

$$\lambda_{sd} = \int (v_{sd} - R_s i_{sd}) dt \quad (36.)$$

$$\lambda_{sq} = \int (v_{sq} - R_s i_{sq}) dt \quad (37.)$$

Este integrador tiene la ventaja de no necesitar la señal de velocidad, pero puede tener problemas de inestabilidad por integrar offsets o derivaciones.

Control del inversor PWM

Dado que se requieren sintetizar determinados vectores de voltaje, se necesita una estrategia de control del PWM. En la publicación se usó una estrategia escalar.

Con la topología seleccionada, el eje d del voltaje de estator depende solamente del estado de los interruptores S1 y S1_, de la pierna 1. Considerando que ambos son complementarios, entonces el valor medio de voltaje del eje d del estator durante un periodo conmutación es:

$$\overline{V_{sd}} = \frac{E}{s} (2\tau_1 - 1) \quad (38.)$$

Donde τ_1 es el ciclo de trabajo del interruptor S1. De manera similar, para el eje q:

$$\overline{V_{sq}} = \frac{E}{s} (2\tau_2 - 1) \quad (39.)$$

Realizando un simple despeje, se puede obtener los ciclos de trabajo para generar los vectores de voltaje requeridos:

$$\tau_1 = \frac{1}{2} + \frac{v_{sd}^*}{E} \text{ y } \tau_2 = \frac{1}{2} + \frac{v_{sq}^*}{E} \quad (40.)$$

SIMULACIÓN EN SIMULINK Y PSIM

Para la simulación y diseño de controladores se hizo uso de un motor de $\frac{3}{4}$ hp, 110 V 60 Hz, 2 pares de polos. Con los siguientes parámetros:

$r_{sq} = 1,1 \Omega$	$l_{md} = 74,8 \text{ mH}$
$r_{sd} = 3,8 \Omega$	$r'_{rq} = 1,8186 \Omega$
$l_{lsq} = 3,44 \text{ mH}$	$r'_{rd} = 3,4092 \Omega$
$l_{lsd} = 7,42 \text{ mH}$	$l'_{lrq} = 3,44 \text{ mH}$
$l_{mq} = 34,88 \text{ mH}$	$l'_{lrd} = 7,42 \text{ mH}$

Para ambas respuestas, se alimenta solamente el bobinado principal, dando un pulso de torque en el eje para iniciar la rotación del mismo.

Simulink

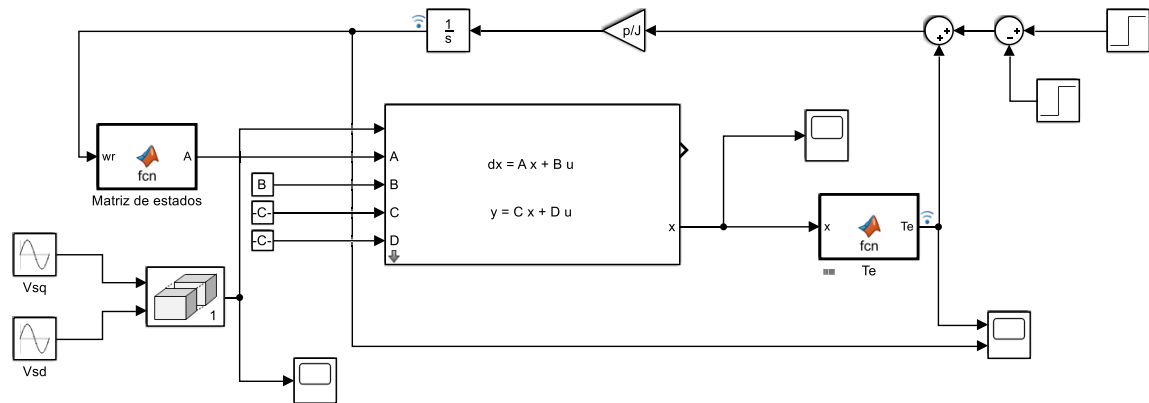


Fig. 30 - Diagrama de bloques Simulink

Respuesta de velocidad y torque eléctrico:

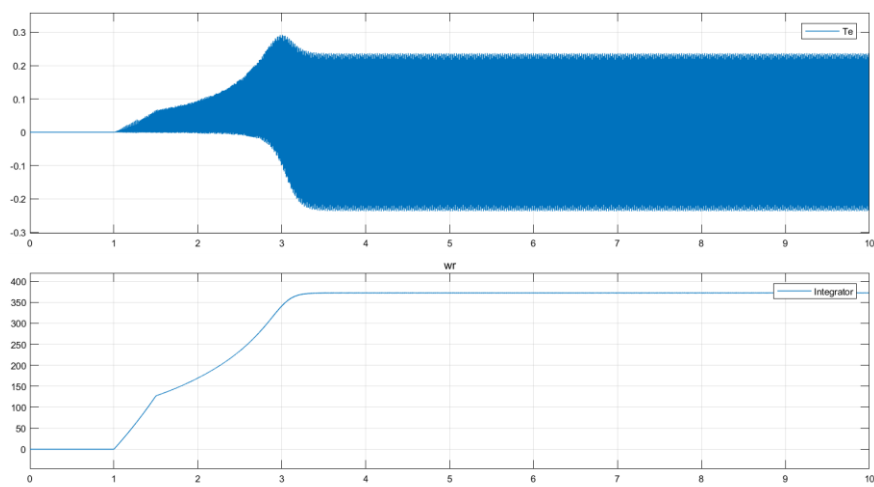


Fig. 31 - Respuesta de Torque eléctrico y Velocidad angular eléctrica

Corriente de estator:

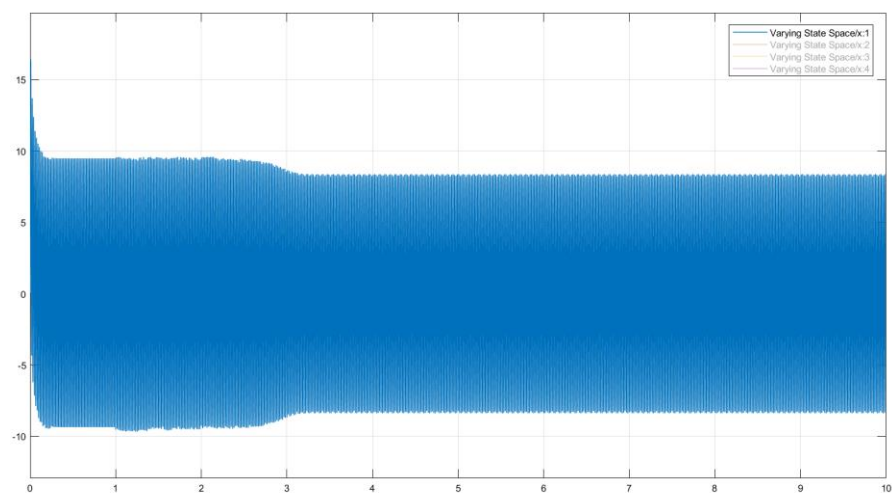


Fig. 32 - Corriente de estator.

PSIM

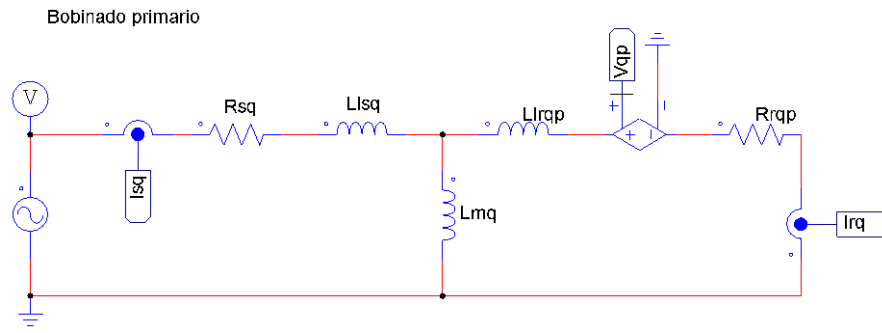


Fig. 33 - Modelo bobinado primario en PSIM.

Bobinado secundario (Se desprecia la rama de estator)

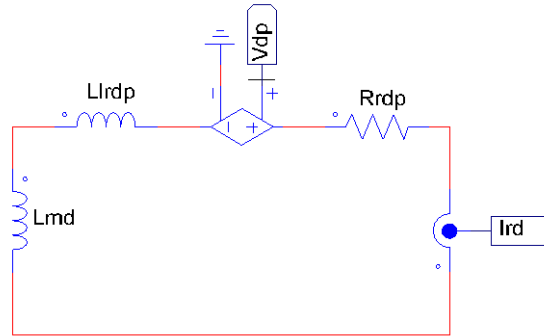


Fig. 34 - Modelo bobinado rotórico secundario en PSIM.

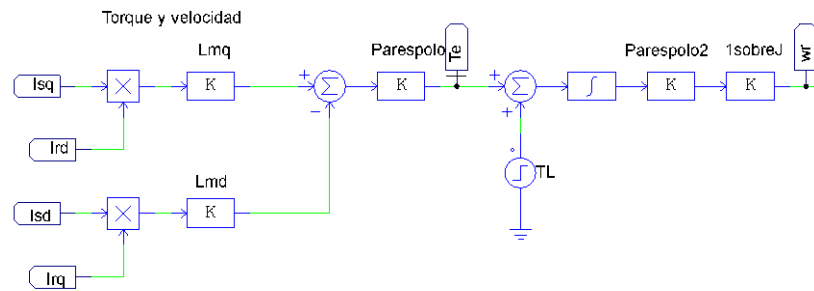


Fig. 35 - Cálculo de torque y velocidad.

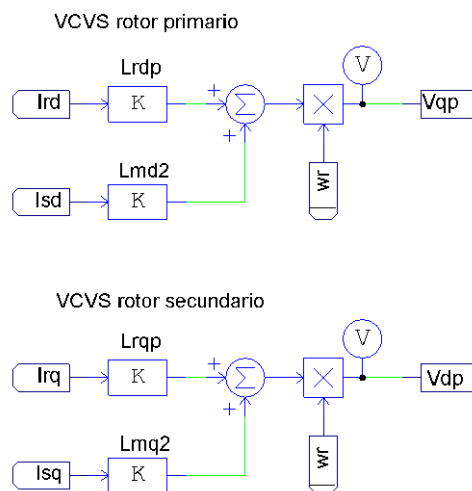


Fig. 36 - Cálculo de fuentes de voltaje controladas por voltaje.

Respuesta de velocidad y torque eléctrico:

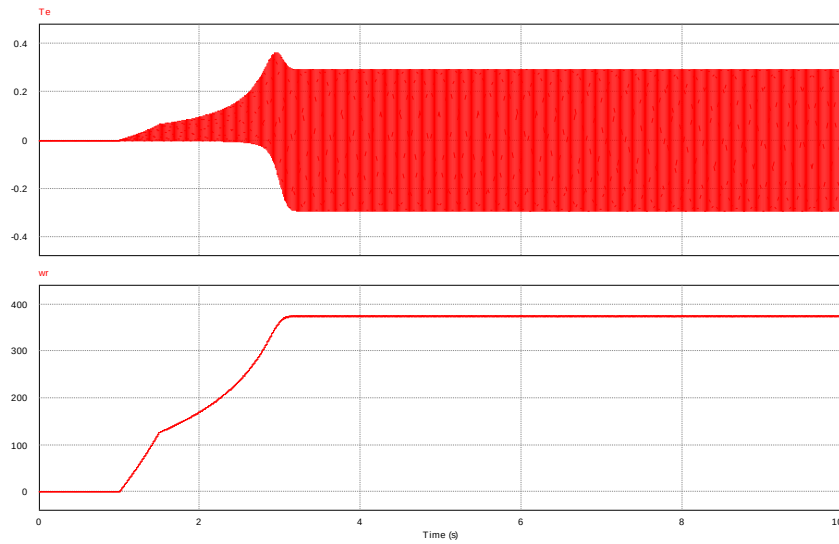


Fig. 37 - Respuesta de Torque electrico y Velocidad en PSIM.

Corriente de estator:

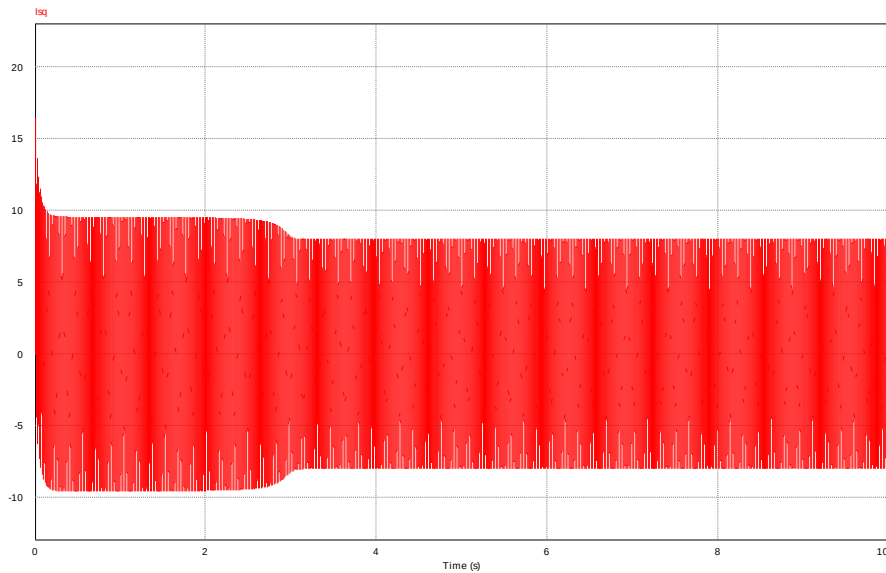


Fig. 38 - Corriente de estator.

Comparando las gráficas se puede concluir que ambos modelos concuerdan.

DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL

Control de corriente:

Partiendo del requisito de controlar el torque eléctrico máximo del motor, suponiendo que el bobinado auxiliar se encuentra desconectado y se trabaja solamente con el principal, se puede ver que la expresión (9) se reduce a $T_e = P(l_{mq}i_{sq}^s i_{rd}^s)$. Por lo tanto, para controlar de forma indirecta el torque, se hace un control de corriente de estator en el bobinado principal.

Para este control, es necesario medir la corriente del bobinado auxiliar, que se usa para generar la señal de error comparándola con la corriente de referencia. Esta señal de error se alimenta al controlador propuesto, que a su vez controla el inversor alimentando el motor. El esquema propuesto se presenta a continuación:

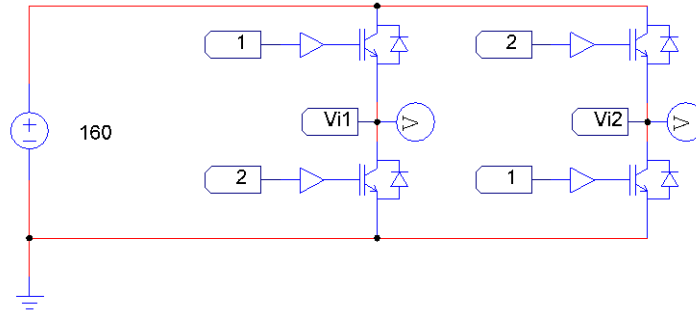


Fig. 39 - Inversor para alimentación del motor.

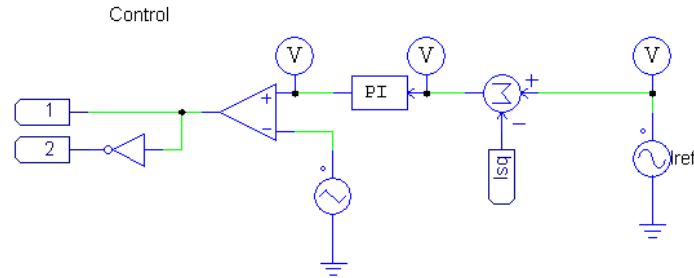


Fig. 40 - Esquema de control simplificado.

Se elige, en un principio, un controlador sencillo, como es un PI o Proporcional-Integral. En tiempo continuo, el controlador presenta la expresión:

$$G_c(s) = \frac{K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right)}{s} \quad (41.)$$

Observando el esquema eléctrico del bobinado principal, de la Fig. 33, se puede ver que, a rotor bloqueado, el circuito se reduce a un circuito RL. Dicha simplificación se usa para el proyecto de las ganancias del controlador, considerando como perturbación a la interacción de la fuerza contraelectromotriz cuando el rotor está girando.

La expresión genérica de la función de transferencia $I_s(s)/V_s(s)$ para rotor bloqueado es:

$$G(s) = \frac{I_s(s)}{V_s(s)} = \frac{(l_{mq} + l'_{lrq})s + r'_{rq}}{a1 \cdot s^2 + a2 \cdot s + r_{sq} \cdot r'_{rq}} \quad (42.)$$

$$\text{Donde } a1 = l_{lsq} \cdot l'_{lrq} + l_{lsq} \cdot l_{mq} + l'_{lrq} \cdot l_{mq}$$

$$a2 = r_{sq} \cdot l_{lsq} + r_{sq} \cdot l_{mq} + r'_{rq} \cdot l_{mq} + r'_{rq} \cdot l_{lsq}$$

Además, hay que tener en cuenta la ganancia del actuador, en este caso, el inversor. El comparador trabaja con una señal de diente de sierra de 2 V pico a pico, y el inversor se alimenta con un voltaje de continua de 160 V (ligeramente superior al pico de una senoidal de 110 V eficaces). Por lo tanto, la ganancia del actuador es:

$$K_A = \frac{V_{DC}}{\frac{V_{tr(p-p)}}{2}} = 160 \quad (43.)$$

Reemplazando los valores de los parámetros del motor usado, se obtiene la siguiente función:

$$G_p(s) = K_A \cdot \frac{I_s(s)}{V_s(s)} = \frac{8,688 \cdot s + 528}{0,002303 \cdot s^2 + 0,2433 \cdot s + 3,894} \quad (44.)$$

Respuesta a un escalón unitario:

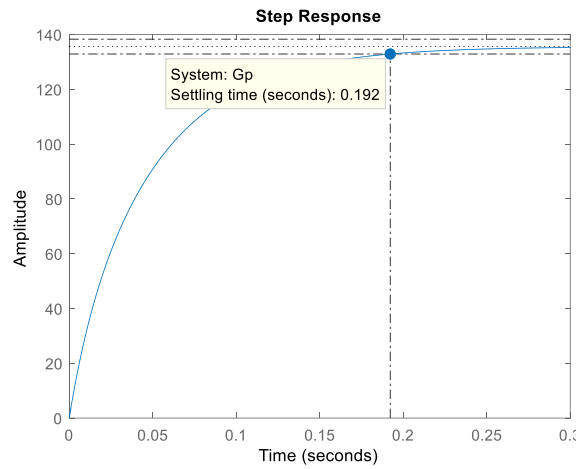


Fig. 41 - Respuesta al escalón del sistema sin compensar a lazo abierto.

Mapa de polos y ceros:

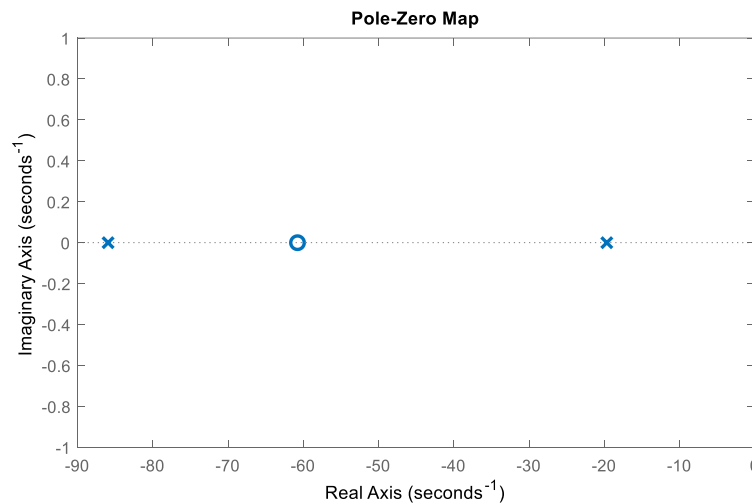


Fig. 42 - Mapa de polos y ceros de la planta.

Los polos se encuentran en $p_1 = -19,6712 \text{ rad/s}$ y $p_2 = -85,9429 \text{ rad/s}$, mientras que el cero se encuentra en $z = -60,7735 \text{ rad/s}$.

Para el proyecto del controlador PI dado en la expresión (41), se elige una cancelación polo cero, cancelando la dinámica más lenta de la planta, es decir, el polo p_1 , y manteniendo la ganancia K_p unitaria. De este modo, la expresión del controlador se presenta en (45):

$$G_c(s) = \frac{(s + 19,6712)}{s} \quad (45.)$$

Resultado de simulación:

Respuesta al escalón del sistema compensado a lazo cerrado:

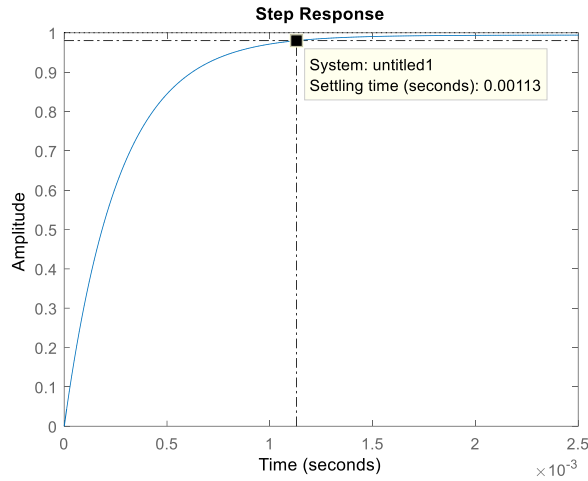


Fig. 43 - Respuesta al escalón del sistema compensado.

Se puede observar como se redujo en dos órdenes de magnitud el tiempo de subida respecto al de la planta sin compensar.

Análisis de estabilidad:

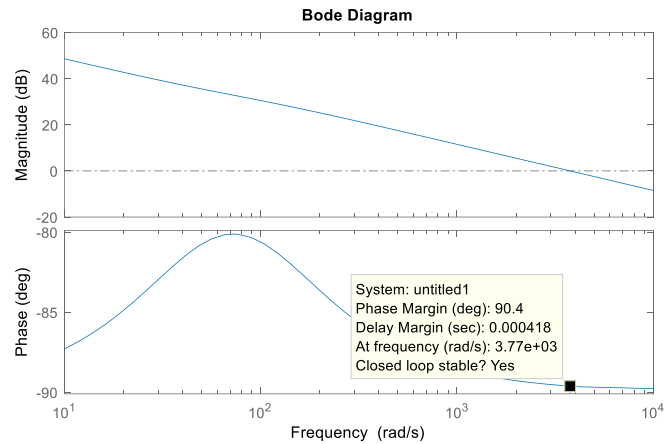


Fig. 44 - Diagrama de Bode a lazo abierto del sistema compensado.

El sistema presenta una buena estabilidad, con un margen de ganancia infinito, y un margen de fase de más de 90°.

Respuesta a una señal senoidal:

El motor simulado es de $\frac{3}{4}$ HP, aproximadamente 560 W de potencia, trabajando a $V_{AC} = 110$ V, la corriente nominal del motor es de 5,1 A eficaces, lo que se traduce a una señal senoidal con un valor de pico de 7,2 A. Para analizar el sistema en condiciones similares a las de funcionamiento, se simula la respuesta con una referencia $I_{ref} = 7 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot t)$.

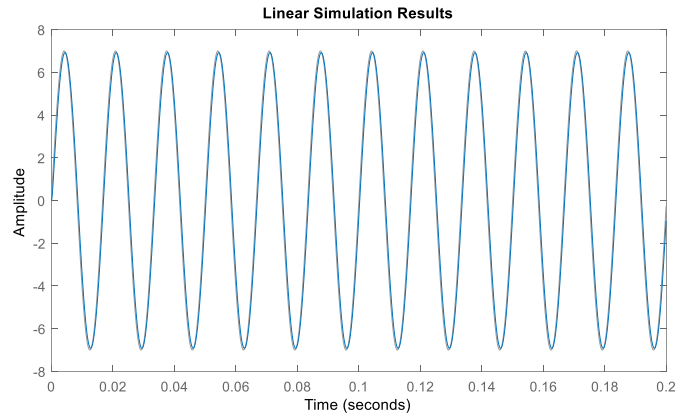


Fig. 45 - Seguimiento de referencia del sistema compensado con PI.

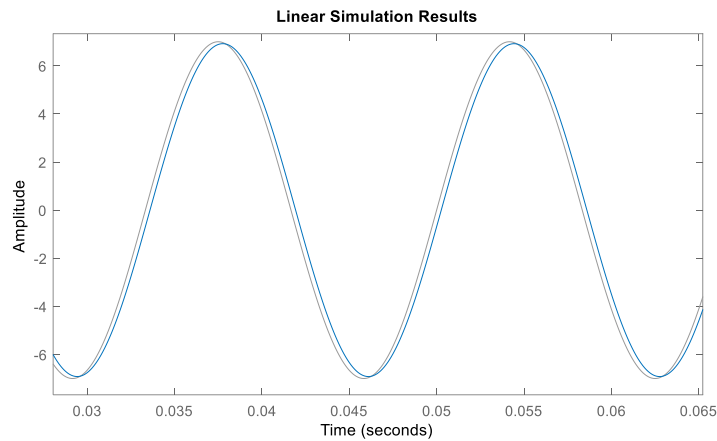


Fig. 46 - Referencia y salida del sistema compensado.

Se puede observar como el sistema presenta un error pequeño en fase y magnitud. Graficando solo el error, se obtiene:

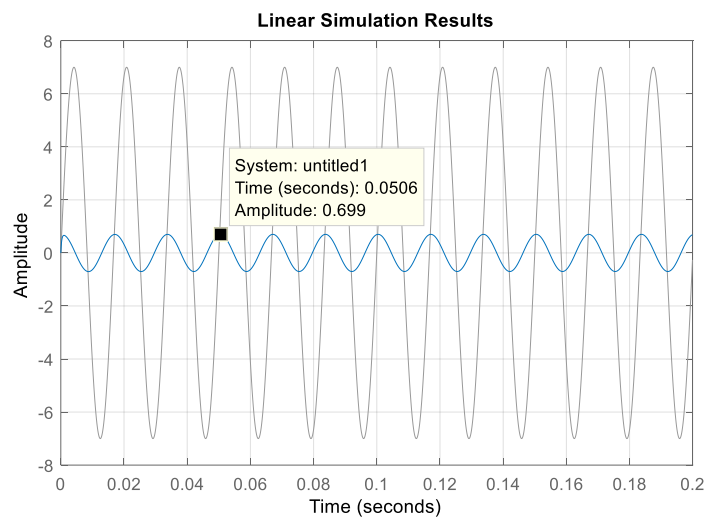


Fig. 47 - Error respecto a una referencia senoidal.

El valor máximo del error es de 0,7 A, por lo que el controlador diseñado se considera aceptable.

Simulación en PSIM

Hasta el momento, se simuló la respuesta del sistema compensado en Matlab, con la condición de rotor frenado. Ahora se procede a simular la respuesta en PSIM. Las condiciones de esta simulación son:

- Se energiza solamente el bobinado principal, por lo que el rotor permanecerá frenado hasta que se aplique un torque de arranque.
- En $t = 1 \text{ s}$ se aplica un torque inicial durante $0,5 \text{ s}$ para que el rotor comience a girar.
- En $t = 7 \text{ s}$ se aplica una carga de $T = 0,05 \text{ Nm}$.

Resultados:

Seguimiento de la referencia:

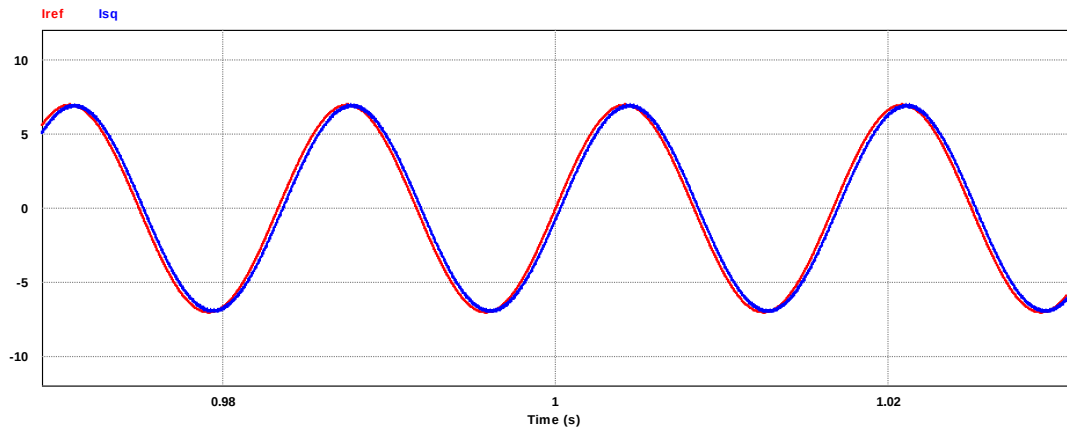


Fig. 48 - Efecto del arranque del motor en el seguimiento de la referencia.

Se puede ver como el arranque no genera una perturbación en la respuesta.

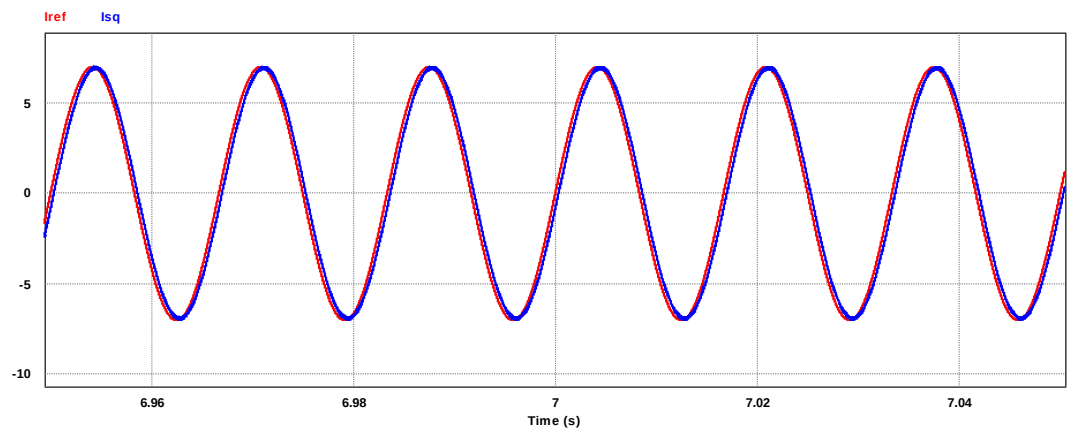


Fig. 49 - Efecto de carga en el eje sobre la corriente del estator.

Tampoco se aprecia una diferencia importante al aplicar un torque de carga en el eje del motor.

Velocidad del motor:

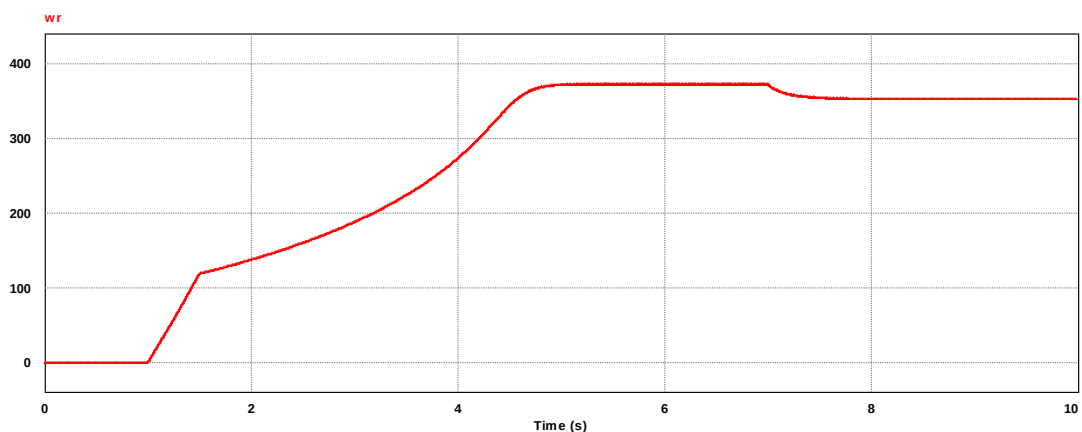
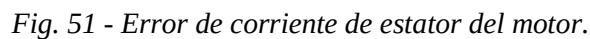
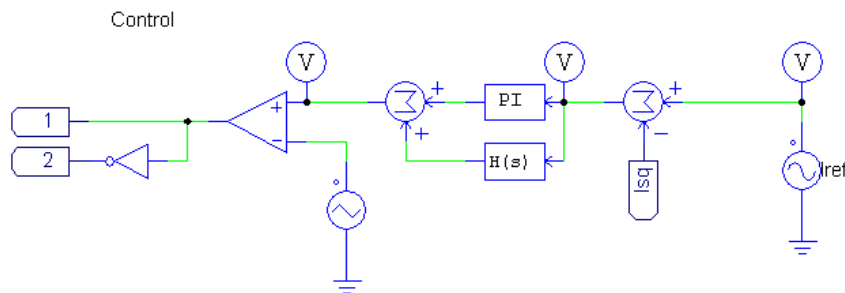


Fig. 50 - Velocidad del motor siguiendo una referencia de corriente senoidal.

Error:



Controlador usando Modelo Interno

$$G_{cmi}(s) = \frac{k_i s}{s^2 + \omega_c^2} = \frac{k_i s}{s^2 + 142129} \quad (46.)$$


Seguimiento de referencia:

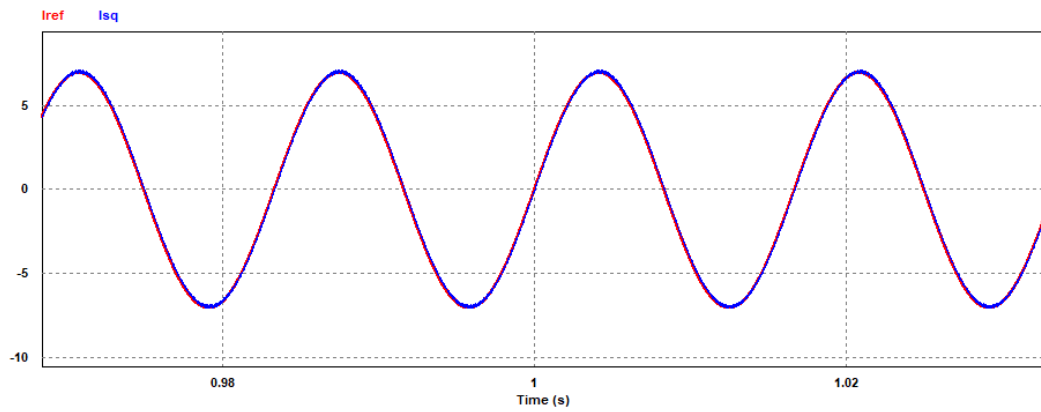


Fig. 53 - Efecto del arranque en seguimiento de referencia con controlador resonante.

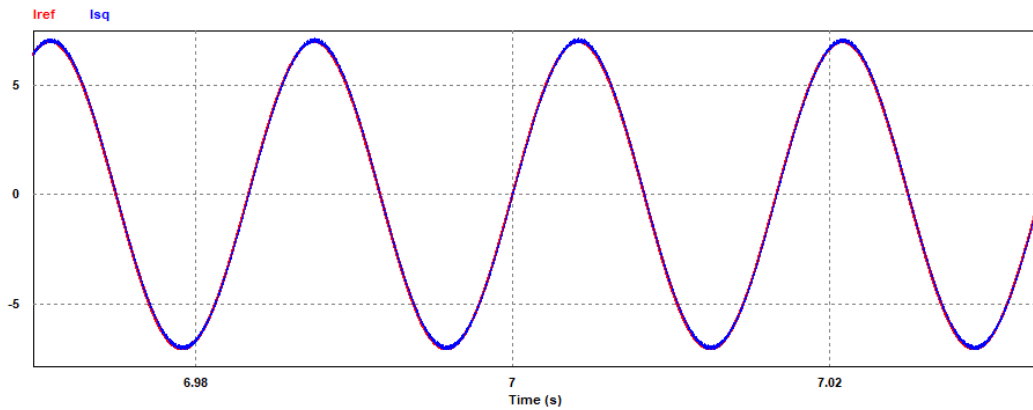


Fig. 54 - Efecto de torque de carga con controlador resonante.

Se aprecia como el controlador resonante elimina la diferencia de fase entre la salida y la referencia. Los efectos de arranque y perturbación no son visibles.

Velocidad:

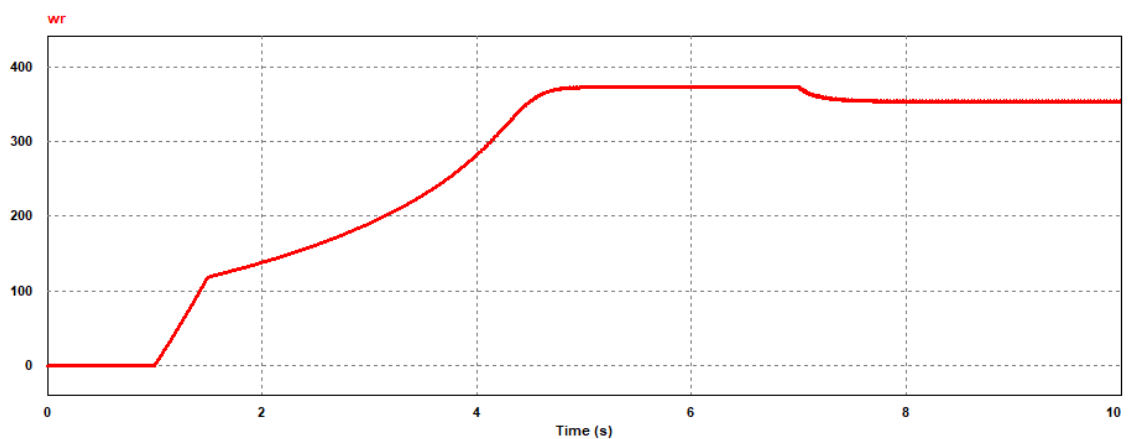


Fig. 55 – Evolución de la velocidad del motor con controlador resonante.

El perfil de velocidad también se mantiene igual al visto anteriormente.

Error:

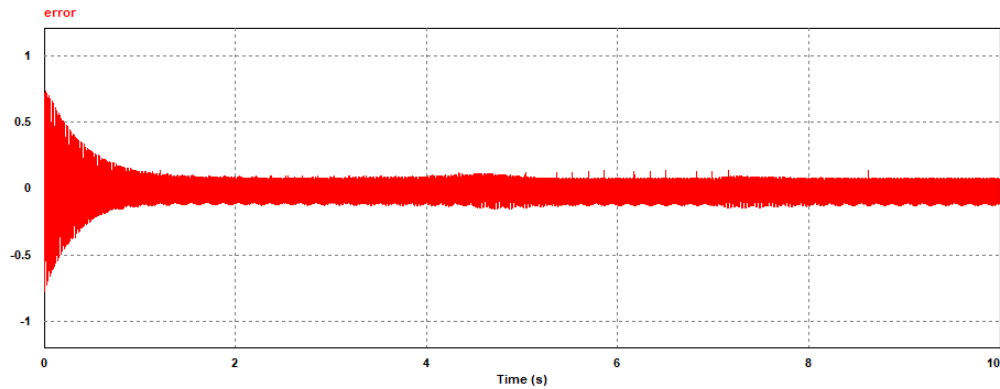


Fig. 56 - Evolución del error de corriente con controlador resonante.

Se puede ver como el error disminuye notablemente respecto al sistema compensado con un controlador PI, llegando a disminuir por debajo de los 100 mA.

Se puede concluir que el controlador PI+Resonante presenta un buen desempeño en los resultados de simulación. Sin embargo, se deberá comprobar más adelante si se mantiene dicho desempeño al cerrar el lazo de control de velocidad del motor, puesto que el mismo posiblemente modifique la frecuencia de la corriente, afectando el desempeño del control resonante.

Efecto de alimentar el bobinado auxiliar

Hasta el momento, se trabajó suponiendo que el inversor alimentaba solamente el bobinado principal, por lo que siempre fue necesario un torque de arranque. Ahora, se procede a energizar también el bobinado secundario del modelo, agregando en serie con el mismo un capacitor permanente con un valor de $C = 5 \mu F$.

Como se estudió anteriormente, el mismo debería ayudar a crear un campo rotante en el estator, lo que haría que el motor arranque sin torque externo.

Para esta simulación, se mantiene la referencia de corriente usada anteriormente, pero se elimina cualquier torque externo, para analizar el funcionamiento del motor en vacío.

Resultados:

Seguimiento de referencia:

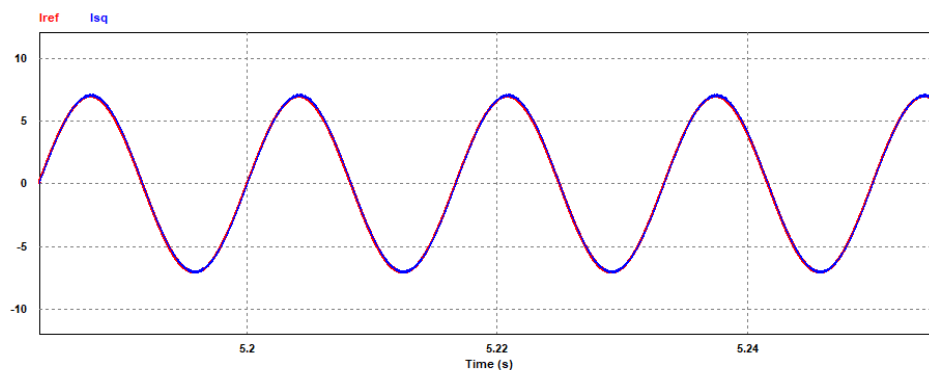


Fig. 57 - Seguimiento de referencia del motor en vacío al alimentar bobinado auxiliar.

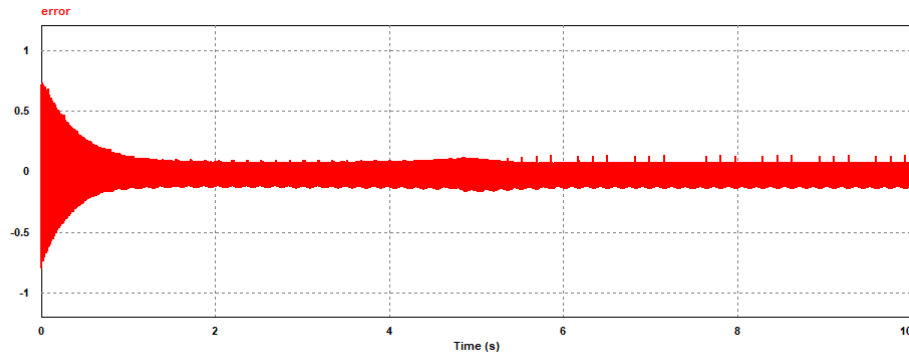


Fig. 58 - Error de corriente con motor en vacío alimentando bobinado auxiliar.

Se puede ver como el seguimiento de la referencia se mantiene igual que cuando no se alimentaba el bobinado secundario.

Velocidad:

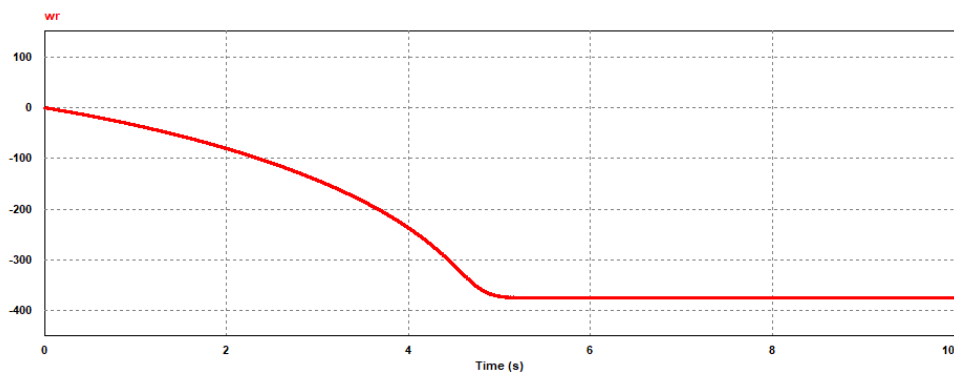


Fig. 59 - Velocidad del motor alimentando el bobinado auxiliar.

Como era de esperarse, al alimentar el bobinado auxiliar, el motor arranca por si mismo. Esto es una suma del efecto de bobinados asimétricos, y el capacitor permanente utilizado.

Cabe destacar el sentido de giro del motor. Debido a que no se alimenta cada bobinado por separado, no es posible controlar la diferencia de fase entre ambos, por lo que tampoco es posible controlar el sentido de giro.

Dado que no hay ningún efecto indeseable sobre el comportamiento del motor y del controlador, en adelante, todas las simulaciones se realizarán con el bobinado auxiliar energizado, y se tendrá en cuenta el sentido de giro al mostrar los resultados.

CONTROL DE VELOCIDAD

Dado que la aplicación deseada del control de motor estudiado es bombeo de agua, se puede suponer en primera instancia que el flujo de agua saliente de la bomba será proporcional a la velocidad angular del eje del motor. Por esto, una vez validado por simulación el control de corriente, se analiza la posibilidad de controlar dicha velocidad.

Teniendo en cuenta que la velocidad máxima teórica del motor, o velocidad de sincronismo está dada por:

$$n = \frac{60f}{p} (1 - s) \quad (47.)$$

Donde f es la frecuencia eléctrica, y s el deslizamiento.

La estrategia de control más simple empleada usualmente es el control escalar, donde se mantiene la relación de voltaje de estator y frecuencia eléctrica V_s/f constante a velocidades menores a la nominal del motor, y se varía solo la frecuencia a velocidades mayores para mantener la potencia constante.

Sin embargo, la entrada del sistema es un voltaje senoidal entregado por el inversor, con la expresión $V_{AC} = V_p \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$. Dicha señal tiene solo dos grados de libertad, el voltaje V_p y la frecuencia f .

Como el voltaje V_p es controlador por la referencia de corriente, de modo que el motor reciba el voltaje necesario para mantener el pico de corriente de la referencia, el control de velocidad se limita al uso de la variable libre restante, la frecuencia eléctrica, por lo que no es posible un control vectorial como tal.

Se propone el estudio de un esquema en donde el lazo de velocidad afecta solamente a la frecuencia de la corriente, manteniendo su valor de pico constante. De este modo, dado que la velocidad de sincronismo es dependiente de la frecuencia eléctrica, sería posible, dentro de ciertos límites, controlar la velocidad del motor.

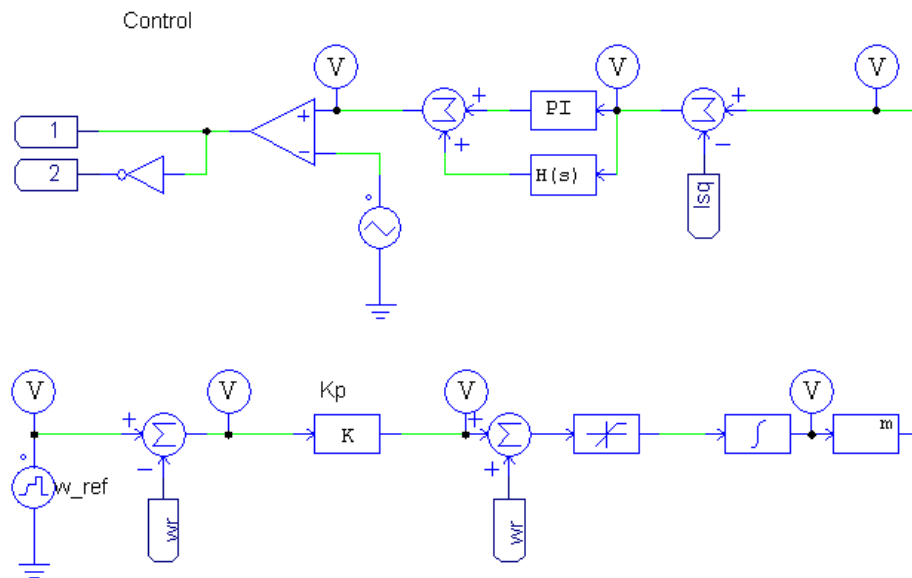


Fig. 60 - Esquema de control de velocidad manipulando la frecuencia de la corriente.

El esquema muestra una referencia de velocidad angular, a la cual se le resta la velocidad angular medida, y como primera prueba se implementa un controlador proporcional $K_p = 5$. Esto da como resultado un valor de deslizamiento, que se vuelve a sumar a la velocidad angular medida para obtener la acción de control.

La misma pasa por un limitador configurado hasta 150% la velocidad nominal, y luego por un integrador, que inyecta el ángulo a un bloque matemático con la referencia de corriente.

Resultados de simulación

Se simula un perfil de velocidad en rampa que debe llevar el motor a su velocidad nominal (377 rad/s) en 6 segundos. A su vez, se aplica un torque de carga igual que el usado anteriormente, en $t = 8$ s.

Velocidad con motor:

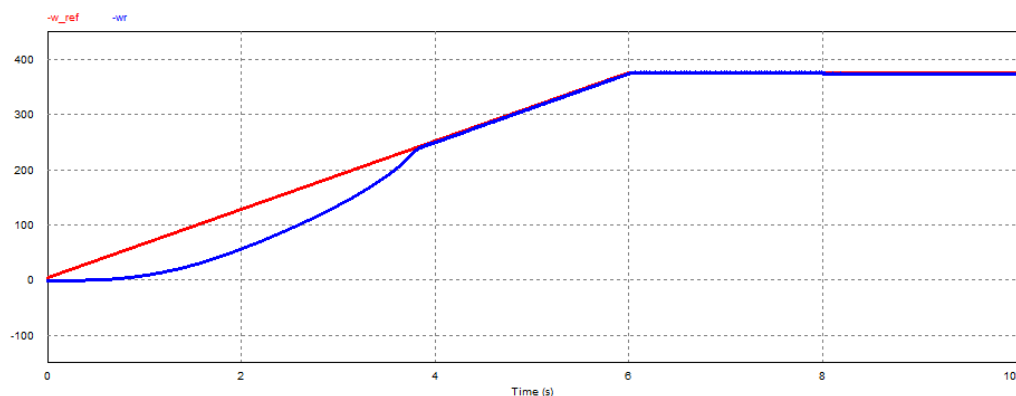


Fig. 61 - Seguimiento de referencia de velocidad del motor.

Corriente del estator:

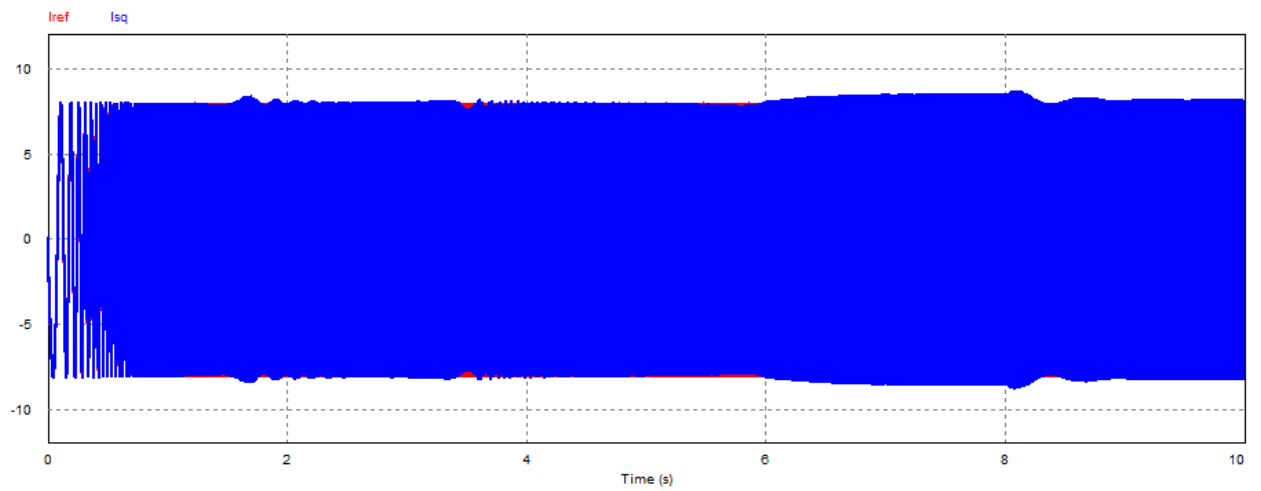


Fig. 62 - Corriente del estator variando la frecuencia eléctrica.

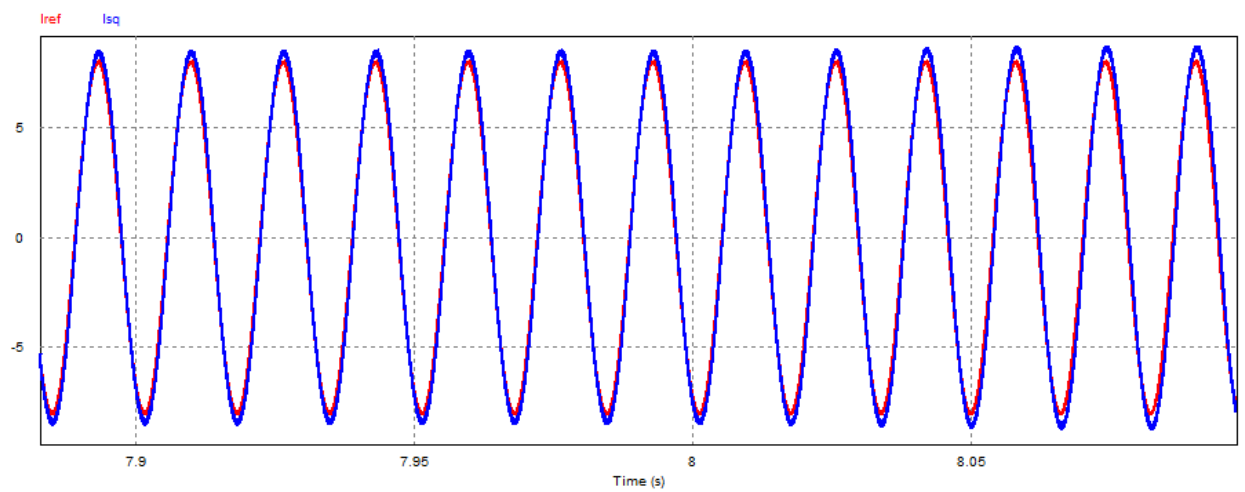


Fig. 63 - Acercamiento corriente del bobinado principal en la perturbación de carga.

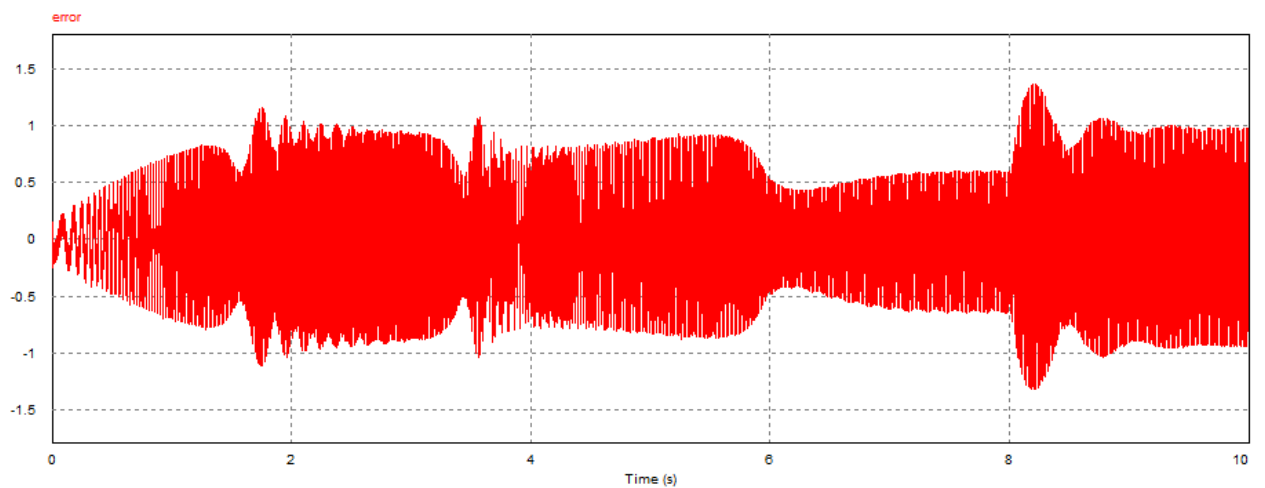


Fig. 64 - Error de corriente del bobinado principal.

Error de velocidad:

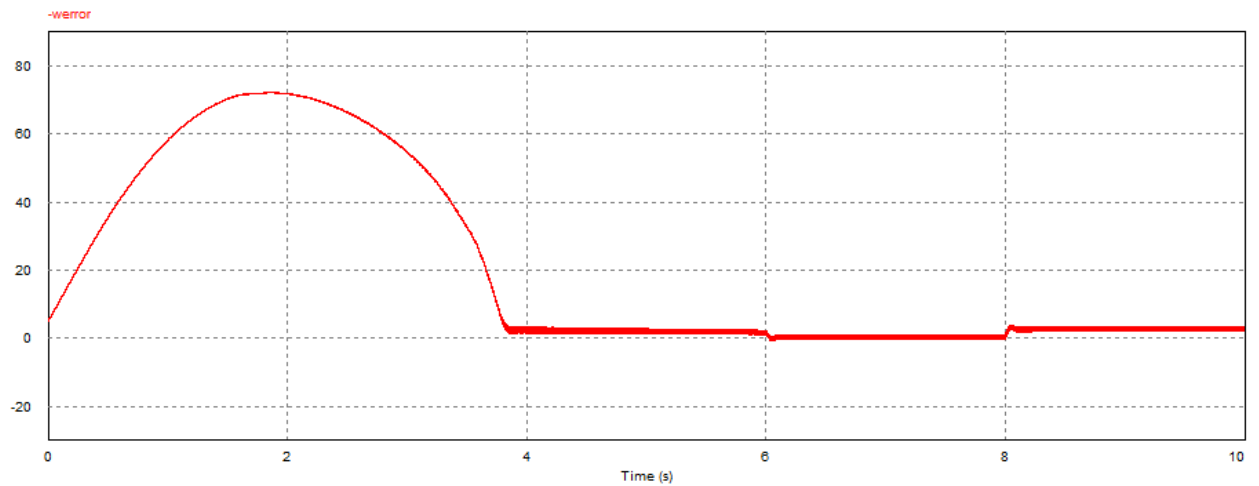


Fig. 65 - Error de velocidad angular.

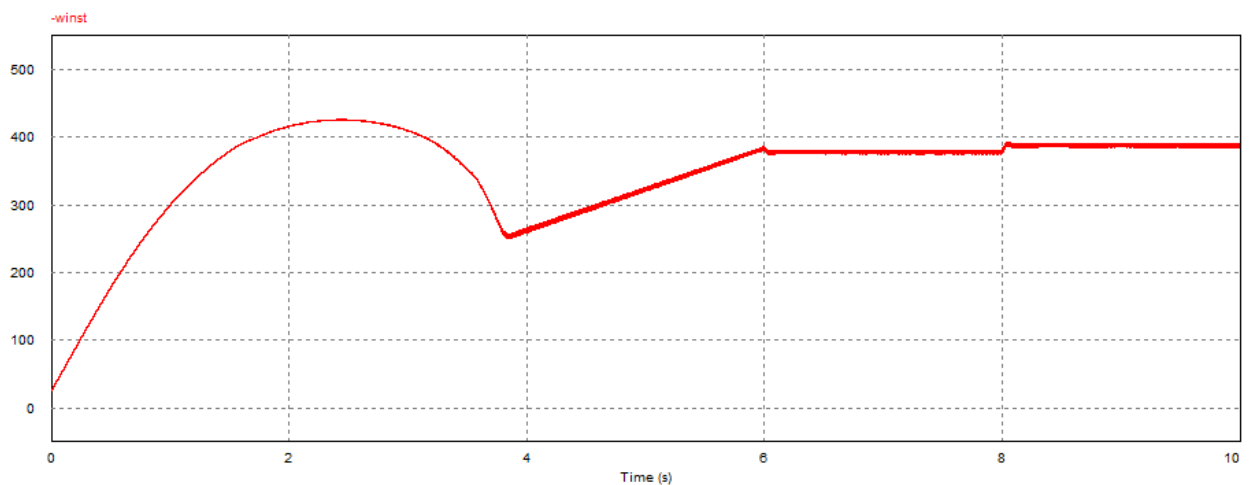


Fig. 66 - Frecuencia instantanea de la corriente.

El motor tiende a seguir el perfil de velocidad utilizado, modificando la frecuencia de la referencia de corriente, pero manteniendo su valor de pico.

Respecto al comportamiento de la corriente, el controlador aumenta la frecuencia de la misma, tratando de mantener el valor de pico constante. Se puede ver en el gráfico de error, que el mismo es mayor al visto usando solamente un lazo de control de corriente. Sin embargo, esto se puede atribuir al hecho de que el controlador resonante no actúa correctamente, puesto que su frecuencia es fija, mientras que, como se dijo anteriormente, la frecuencia de la corriente varía para disminuir el error.

Viendo el error de velocidad, con el controlador proporcional simulado, baja a menos de 5 rad/s luego de aplicada una perturbación. Se realizaron simulaciones con un controlador PI, sin embargo, se ve afectada la estabilidad del sistema y tiende a saturarse, por lo que se considera que el desempeño con el controlador proporcional es aceptable.

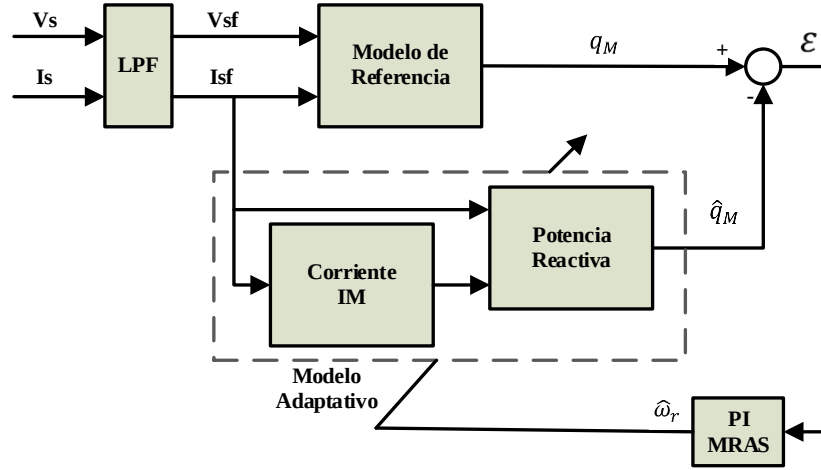
Por último, al arranque, la frecuencia instantánea de la corriente de referencia aumenta hasta un valor de pico, que luego disminuye cuando la velocidad del motor se acerca al perfil de referencia. Esto causa que, durante ese lapso, la frecuencia de la corriente de estator sea mayor que la que toma en estado estacionario.

ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD

Se propone el estudio de un método de estimación de velocidad basado en un esquema MRAS (*Model Reference Adaptive System*, o sistema adaptativo de modelo de referencia), presentado en [2], [3].

Dicho esquema se basa en el uso de dos modelos para el cálculo de la potencia reactiva instantánea en el motor. El primero modelo, llamado modelo adaptativo, depende de la velocidad del rotor, mientras que el

otro, llamado modelo de referencia, es independiente. El modelo adaptativo se alimenta con la velocidad observada, que se obtiene de un esquema de adaptación, en este caso, un controlador PI, que obtiene dicha velocidad a partir del error de potencia reactiva calculado entre ambos modelos. La siguiente figura muestra un diagrama en bloques del sistema.



El bloque LPF corresponde a un filtro pasa bajos (*Low Pass Filter*) para reducir el nivel de ruido en las señales obtenidas de los sensores.

De las ecuaciones del modelo del motor monofásico, se derivan las siguientes ecuaciones:

$$\mathbf{e}_M = \mathbf{V}_s - \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s - \sigma \mathbf{L}_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \quad (48.)$$

$$\hat{\mathbf{e}}_M = \mathbf{L}'_m \frac{d\mathbf{i}_M}{dt} = \mathbf{L}'_m \left(\hat{\omega}_r \otimes \mathbf{i}_M - \frac{1}{\tau_r} \mathbf{i}_M + \frac{1}{\tau_r} \mathbf{i}_s \right) \quad (49.)$$

Donde:

$$\mathbf{V}_s = [V_{sq} \ V_{sd}]^T, \mathbf{i}_s = [i_{sq} \ i_{sd}]^T, \mathbf{i}_M = [i_{qM} \ i_{dM}]^T$$

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{sq} & 0 \\ 0 & L_{sd} \end{bmatrix}, \mathbf{L}'_m = \begin{bmatrix} L'_{mq} & 0 \\ 0 & L'_{md} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} R_{sq} & 0 \\ 0 & R_{sd} \end{bmatrix}, \boldsymbol{\sigma} = \begin{bmatrix} \sigma_q & 0 \\ 0 & \sigma_d \end{bmatrix}, \boldsymbol{\tau}_r = \begin{bmatrix} \tau_{rq} & 0 \\ 0 & \tau_{rd} \end{bmatrix}$$

$$\sigma_q = 1 - \frac{L_{mq}^2}{L_{sq}L_{rq}}, \sigma_d = 1 - \frac{L_{md}^2}{L_{sd}L_{rd}}, L'_{mq} = \frac{L_{mq}^2}{L_{rq}}, L'_{md} = \frac{L_{md}^2}{L_{rd}}$$

El acento circunflejo corresponde con los valores observados (es decir, obtenidos por medio de estimación).

Modelo de referencia

Si bien se podría realizar un MRAS utilizando solamente los vectores contraelectromotrices, como se presenta en [3], las resistencias de estator de un motor tienden a variar con la temperatura, por lo que afectan al rendimiento del esquema de estimación. El principio de la potencia reactiva instantánea se basa en la expresión:

$$\mathbf{q}_M = \mathbf{i}_s \otimes \mathbf{e}_M \quad (50.)$$

El vector $\mathbf{q}_M$ puede obtenerse tanto de la expresión 48 como de la 49. La primera se usa como modelo de referencia, puesto que no depende de la velocidad del rotor. Asumiendo $\mathbf{i}_s \otimes \mathbf{i}_s = 0$, se puede eliminar el termino que incluye las resistencias de estator:

$$\mathbf{q}_M = \mathbf{i}_s \otimes \left(\mathbf{V}_s - \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s - \sigma \mathbf{L}_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \right) = \mathbf{i}_s \otimes \left(\mathbf{V}_s - \sigma \mathbf{L}_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \right) \quad (51.)$$

Esto en un principio mejoraría el rendimiento de la estimación.

Trabajando la expresión anterior, se obtiene el siguiente vector $\mathbf{q}_M$:

$$\mathbf{q}_M = \vec{k} \left[i_{sq} \left(V_{sd} - \sigma_d L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} \right) - i_{sd} \left(V_{sq} - \sigma_q L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} \right) \right] \quad (52.)$$

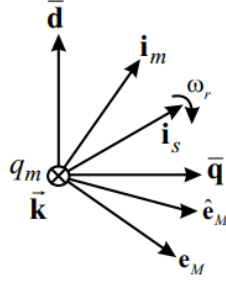


Fig. 67 - Esquema de vectores relacionados al MRAS.

Donde el versor $\vec{k}$ es perpendicular a los ejes de cuadratura q y d . El error de potencias se calcula a partir de las magnitudes de los vectores de potencia reactiva.

Dado que se pretende implementar el sistema en un DSP, se procede a discretizar dicha magnitud para el modelo de referencia. La diferenciación se realiza usando una aproximación de diferencia hacia atrás o *backwards*. En cualquier muestra k , la potencia reactiva instantánea del modelo de referencia será:

$$q_m[k] = i_{sq}[k](V_{sd}[k] - \sigma_d L_{sd} di_{sd}[k]) - i_{sd}[k](V_{sq}[k] - \sigma_q L_{sq} di_{sq}[k]) \quad (53.)$$

Donde:

$$di_{sd}[k] = \frac{i_{sd}[k] - i_{sd}[k-1]}{T}, \quad di_{sq}[k] = \frac{i_{sq}[k] - i_{sq}[k-1]}{T}, \text{ siendo } T \text{ el periodo de muestreo.}$$

Modelo adaptativo

Para el observador de velocidad se necesita plantear el modelo adaptativo. Del diagrama de bloques se puede ver que el primer paso es obtener las corrientes magnetizantes. De la expresión 49:

$$\frac{d\mathbf{i}_M}{dt} = \hat{\omega}_r \otimes \mathbf{i}_M - \frac{1}{\tau_r} \mathbf{i}_M + \frac{1}{\tau_r} \mathbf{i}_s \quad (54.)$$

El desarrollo matemático se encuentra en [2], por lo que se obvia en el presente informe. Del desarrollo se obtienen las expresiones de las derivadas de las corrientes magnetizantes.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{qM} \\ I_{dM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_{rq}} & \frac{1}{n} \omega_r \frac{L_{md}}{L_{mq}} \\ -n \omega_r \frac{L_{mq}}{L_{md}} & -\frac{1}{\tau_{rd}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qM} \\ I_{dM} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_{rq}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\tau_{rd}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \end{bmatrix} \quad (55.)$$

Discretizando la expresión anterior es posible obtener los valores de las corrientes magnetizantes. En [2] se presentan ecuaciones discretizadas utilizando el método de Tustin. Sin embargo, estas ecuaciones dependen de muestras futuras de las corrientes de los bobinados de estator. Dado que se realiza el control solamente de la corriente del bobinado principal, no es posible utilizar una referencia como muestra futura para el bobinado auxiliar.

Para resolver este problema se plantearon 3 posibles soluciones:

- Método de Tustin: se puede obtener la expresión discretizada utilizando este método, y luego atrasar todas las muestras en una unidad, de este modo, no se necesitan valores futuros.

- Método de diferencias hacia atrás o *backwards*: el desarrollo de este método lleva a expresiones codependientes, es decir, la expresión para el valor actual de I_{qM} depende del valor actual de I_{dM} y viceversa, por lo que no es posible implementarla.
- Método de diferencias hacia adelante o *forward*: de forma similar al método de Tustin, se plantean expresiones que dependen de valores futuros y luego se atrasa toda la expresión una muestra. Este método demostró ser mucho más sencillo que el método de Tustin y, como se mostrará más adelante, se obtienen resultados similares.

Dado que [2] presenta las expresiones del método de Tustin, se obvian las mismas, y se presentan las correspondientes al método forward.

Trabajando ambos ejes por separado, se obtienen las siguientes expresiones:

$$I_{qM}[k] = T \left(-\frac{I_{qM}[k-1]}{\tau_{rq}} + \frac{\omega_r L_{md}}{n L_{mq}} I_{dM}[k-1] + \frac{i_{sq}[k-1]}{\tau_{rq}} \right) + I_{qM}[k-1] \quad (56.)$$

$$I_{dM}[k] = T \left(-\frac{I_{dM}[k-1]}{\tau_{rd}} - n\omega_r \frac{L_{mq}}{L_{md}} I_{qM}[k-1] + \frac{i_{sd}[k-1]}{\tau_{rd}} \right) + I_{dM}[k-1] \quad (57.)$$

Obtenidas las dos corrientes magnetizantes, se procede al cálculo de la potencia reactiva instantánea observada.

$$\hat{q}_M = i_s \otimes \hat{e}_M \quad (58.)$$

$$\hat{q}_M = [i_{qs} \quad i_{ds}] \begin{bmatrix} -I_{qM} n\omega_r \frac{L_{mq}}{L_{md}} L'_{md} - I_{dM} \frac{L'_{md}}{\tau_{rd}} \\ I_{qM} \frac{L'_{mq}}{\tau_{rq}} - \frac{I_{dM}}{n} \omega_r \frac{L_{md}}{L_{mq}} L'_{mq} \end{bmatrix} \quad (59.)$$

Método de adaptación

Una vez realizado el cálculo de potencia reactiva instantánea con ambos modelos, se debe proceder a calcular el error y alimentar el mismo a un controlador PI que se encargará de generar la velocidad observada $\hat{\omega}_r$.

$$\hat{\omega}_r = \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) (q_M - \hat{q}_M) \quad (60.)$$

De [2] se obtiene la condición $\frac{K_I}{K_P} > \frac{1}{\tau_r}$. Además, se menciona que ambos valores deben ser lo más altos posibles, sin desestabilizar el sistema.

Filtros

Para disminuir el efecto del ruido sobre el observador de velocidad, se filtran los voltajes y las corrientes medidas utilizando 4 filtros iguales, con la expresión:

$$G_{filtro}(s) = \frac{\omega_c^2}{(s + \omega_c)^2} \quad (61.)$$

Donde ω_c debe ser de 2 a 10 veces el valor de la frecuencia de la señal de entrada.

Simulación

Para la simulación, se implementa de forma discreta el controlador de corriente de tiempo continuo utilizado anteriormente. No se hace control de velocidad.

En primera instancia, por prueba y error, se adoptan $K_P = -3$, $K_I = 1000 \cdot K_P$.

La siguiente gráfica presenta la velocidad simulada para el motor con una referencia de corriente eficaz de 5 A, aplicando una perturbación al eje. Se presenta también la velocidad obtenida por medio del observador, además de la obtenida del observador filtrada con un filtro pasabajos.

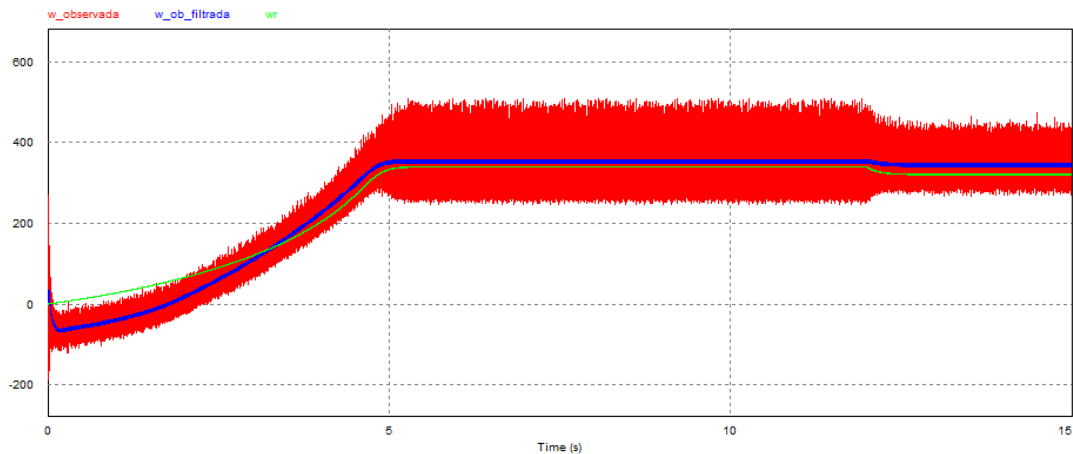


Fig. 68 - Comparación velocidad simulada, observada y observada con filtrado.

Existe una cantidad de ruido apreciable en la velocidad observada, sin embargo, luego de pasar dicha señal por un filtro, se obtiene una señal de velocidad que sigue la forma de la velocidad del motor.

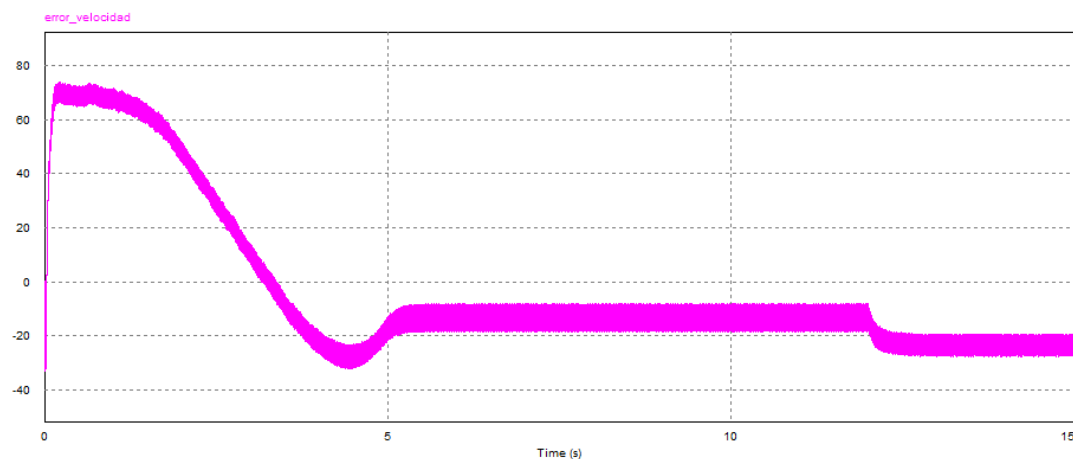


Fig. 69 - Error entre velocidad simulada y observada.

Se puede ver que el error entre la velocidad del motor y la observada (filtrada) es mucho mayor en la etapa transitoria, disminuyendo hasta valores menores de 40 rad/s.

EFEECTO DEL CONTROL DE CORRIENTE Y VELOCIDAD EN MRAS

Una vez validado el funcionamiento del observador de velocidad MRAS, se procede a cerrar el lazo de velocidad del sistema de control. Dado que la estrategia de control de velocidad se basa en la frecuencia de la referencia de corriente, y la velocidad observada es función de derivadas de corriente, es posible que el desempeño del observador se vea afectado. Debido a esto, en una primera instancia se realiza el control con la velocidad simulada, y no la observada, para así comparar ambas.

El motor debe seguir una rampa de velocidad de 50 rad/s a 200 rad/s en 7 segundos. A continuación, se muestran los resultados:

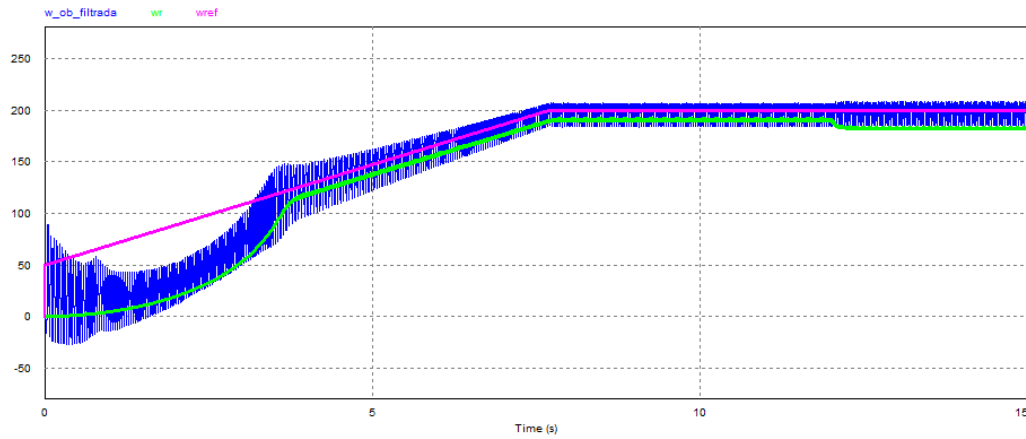


Fig. 70 - Respuesta a una referencia de velocidad en rampa.

La velocidad observada, aún luego de ser filtrada, presenta un alto nivel de oscilaciones sobre la misma. Se puede apreciar que, aunque sigue la forma de la velocidad simulada, sería difícil utilizarla para el control de velocidad.

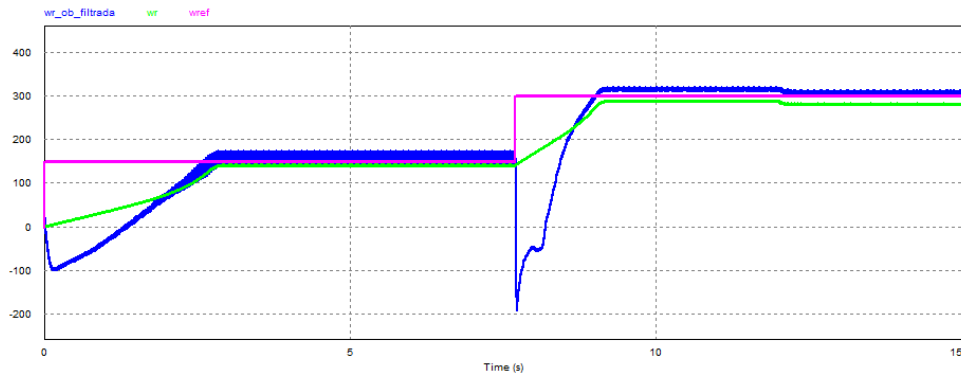


Fig. 71 - Respuesta a escalones de velocidad.

Cuando se producen cambios más bruscos de velocidad se presenta un error mayor en la velocidad observada. El error vuelve a disminuir cuando se pasa la etapa transitoria.

Si bien anteriormente se comentó que las ganancias del controlador PI MRAS deben ser lo mayor posibles, disminuir la relación entre K_P y K_I ayuda a mejorar la etapa transitoria, a cambio de un error mayor en régimen permanente. Con $K_P = -4$ y $K_I = 70 \cdot K_P$ se obtiene:

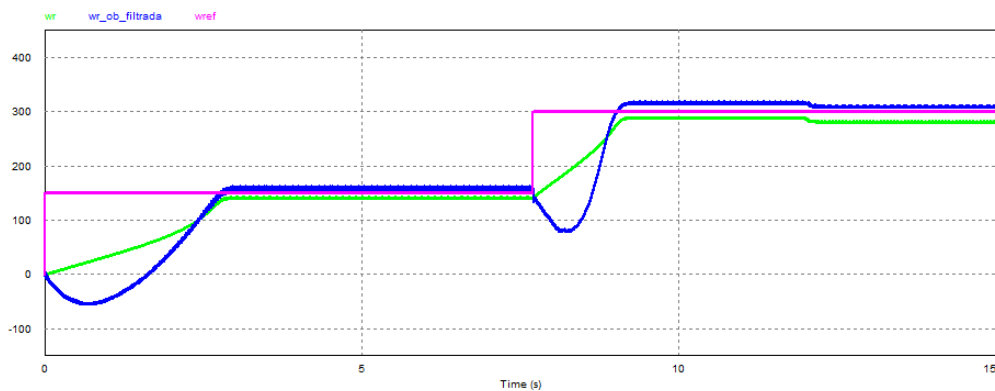


Fig. 72 - Efecto de disminuir la ganancia integral.

REFERÊNCIAS

- [1] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery*, 2nd ed. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1995.
- [2] R. P. Vieira. “*Servocontrole de velocidade aplicado a motores de indução monofásicos sem sensores mecânicos*”. Santa Maria: Universidade Federal de Santa Maria Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2008.
- [3] Fang-Zheng Peng, T. Fukao and Jih-Sheng Lai, “Low-speed performance of robust speed identification using instantaneous reactive power for tacholeless vector control of induction motors,” *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1994, pp. 509-514 vol.1, doi: 10.1109/IAS.1994.345437.
- [4] V. Hrabovcova, L. Kalamen, P. Sekerak and P. Rafajdus, “*Determination of single phase induction motor parameters*,” *SPEEDAM 2010*, Pisa, Italy, 2010, pp. 287-292, doi: 10.1109/SPEEDAM.2010.5545087.
- [5] A. S. Ba-thunya, R. Khopkar, Kexin Wei and H. A. Toliyat, “*Single phase induction motor drives-a literature survey*,” *IEMDC 2001. IEEE International Electric Machines and Drives Conference* (Cat. No.01EX485), Cambridge, MA, USA, 2001, pp. 911-916, doi: 10.1109/IEMDC.2001.939428.
- [6] M. B. de Rossiter Correa, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima and E. R. C. da Silva, “*Rotor-flux-oriented control of a single-phase induction motor drive*,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 4, pp. 832-841, Aug. 2000, doi: 10.1109/41.857963.
- [7] F. A. S. Neves, E. B. S. Filho, J. M. S. Cruz, R. P. Landim, Z. D. Lins and A. G. H. Accioly, “*Single-phase induction motor drives with direct torque control*,” *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02*, Seville, Spain, 2002, pp. 241-246 vol.1, doi: 10.1109/IECON.2002.1187514.