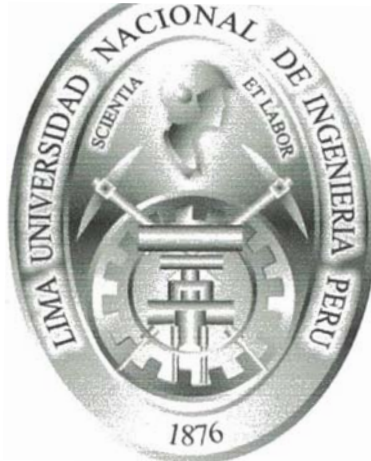


**UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA**  
**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**



**CONTROL ADAPTIVO ROBUSTO DE LA VELOCIDAD DE  
MOTORES DE INDUCCIÓN CON ORIENTACIÓN DE CAMPO SIN  
SENSOR, UTILIZANDO FILTRO EXTENDIDO DE KALMAN Y  
ALGORITMOS GENETICOS**

**TESIS**

**Para optar el Grado de Maestro en Ciencias  
Mención: Automática e Instrumentación**

**Presentado por:**

**Rodríguez Valdez Carlos Daniel**

**Lima-Perú  
2004**

**CONTROL ADAPTIVO ROBUSTO DE LA  
VELOCIDAD DE MOTORES DE  
INDUCCIÓN CON ORIENTACIÓN DE  
CAMPO SIN SENSOR, UTILIZANDO  
FILTRO EXTENDIDO DE KALMAN Y  
ALGORITMOS GENETICOS**

## SUMARIO

Este trabajo pretende desarrollar un sistema de control de alto desempeño dinámico para un motor de inducción.

Para tal propósito, se utiliza una técnica de control basada en el modelo instantáneo de la máquina de inducción: el Control por Campo Orientado. Más aun, debido al calentamiento de la máquina y a la saturación del material magnético, lo que genera variación de los parámetros y subsecuentemente problemas de desintonización de los controladores, se desarrolla un Sistema de Control Robusto Adaptivo, el que considera un modelo de referencia de rápida respuesta dinámica, capaz de seguirle el rastro a repentinos cambios de carga, con la finalidad de eliminar problemas durante el transitorio y durante el estado estable.

La no dependencia de un sistema de control en hardware, v.g. un sensor de velocidad, hace que éste sea más robusto. El Filtro Extendido de Kalman podría ser aplicado para estimar la velocidad de la máquina de inducción. Sin embargo, la elección de las matrices de ruidos para tal estimador no es una cuestión trivial. En este trabajo se utiliza exitosamente un método de optimización local y global conocido como Algoritmos Genéticos(GA por sus siglas en inglés).

Finalmente, esta tesis pretende ser una útil herramienta para estudiantes de posgrado, que les permita conocer diversos aspectos del Control de Máquinas Eléctricas.

Lima, March 11<sup>th</sup>, 2004

**Carlos Daniel Rodríguez Valdez**

**Que la tragedia de Atocha no se vuelva a repetir. Dios salve a los que ya no están más con nosotros.**

## INDICE

Pág.

### INTRODUCCIÓN

#### CAPÍTULO I

##### LA PLANTA: CONTROL INDIRECTO POR CAMPO ORIENTADO(IFOC)

1.1	El Principio de Orientación de Campo	01
1.2	Los Módulos de la Planta: Un sistema IFOC para controlar torque	01
1.2.1	La Transformación de Clarke	02
1.2.2	La Transformación de Park	03
1.2.3	El Modelo de Corriente	03
1.2.4	Controladores PI de Corriente	04
1.2.5	Modulación Vectorial por Ancho de Pulso(SVPWM)	05
1.2.6	Implementación en DSP del algoritmo SVPWM	07
1.2.7	Características del Motor de Inducción AC	10
1.3	Estabilidad y Sintonización de Controladores PI	10
1.4	Resultados	15

#### CAPÍTULO II

##### CONTROL ROBUSTO ADAPTIVO FEEDFORWARD-BACKFORWARD

2.1	Efectos de la Variación de Parámetros en el IFOC de la Máquina de Inducción	19
2.1.1	Circuito Equivalente a la Orientación de Campo	19
2.1.2	Efectos de la Sensibilidad de los Parámetros con el Lazo de Velocidad Abierto	21
2.1.3	Sensibilidad de los Parámetros con el Lazo de Velocidad Cerrado	24
2.2	Controlador Robusto Adaptivo Feedforward-Backforward con Modelo de Referencia	29
2.2.1	Principios de Diseño del MRAC	30
2.2.2	Diseño del Controlador Propuesto	32
2.3	Resultados: Capacidad de Adaptación Transitorio y Estado Estable	40

#### CAPÍTULO III

##### EL FILTRO EXTENDIDO DE KALMAN Y SU OPTIMIZACIÓN UTILIZANDO ALGORITMOS GENÉTICOS

3.1	Estado del Arte de los Sistemas con Control de Velocidad sin Sensor	46
3.1.1	Métodos de Control sin Sensor basados en el Modelo del Motor	47
3.2	Filtro Extendido de Kalman(EKF)	50
3.3	El problema de Optimización de las matrices G, Q, R	54
3.3.1	Optimización Global No Lineal	54
3.3.2	Recocido Simulado(SA)	55
3.4	Lógica Evolucionaria y Algoritmos Genéticos	56
3.4.1	Fundamentos de los Algoritmos Genéticos(GA)	57
3.5	GA aplicados a la Optimización de las Matrices de Ruido del EKF	57
3.5.1	El Algoritmo Implementado	58
3.6	Resultados: Capacidad de Adaptación, Transitorio y Estado Estable	59

## CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

APÉNDICE A  
TORQUE ELECTROMAGNÉTICO EN MOTORES AC

APÉNDICE B  
FUNDAMENTALS OF GENETIC ALGORITHMS

APENDICE C  
FUNDAMENTOS DE LAS REDES NEURONALES

APENDICE D  
REDES NEURONALES UTILIZADAS PARA LA IDENTIFICACIÓN EN LÍNEA  
DE PARÁMETROS Y DE TRANSFORMACIÓN DEL SISTEMA DE REFERENCIA  
abc AL SISTEMA DE REFERENCIA  $\alpha - \beta$

APÉNDICE E  
ALGORITMOS GENÉTICOS PARA LA OPTIMIZACIÓN DEL EKF

APENDICE F  
FIRANN PARA TRANSFORMAR COORDENADAS abc A COORDENADAS  $\alpha - \beta$

REFERENCIAS

# INTRODUCCIÓN

## Intr.1 Antecedentes

### Antecedente 1

El control de motores DC puede ser realizado, muy naturalmente, vía la aplicación de una corriente de armadura y de una corriente de campo. En dicho caso, la corriente de armadura es proporcional al torque.

Tal control presenta un excelente desempeño dinámico.

### Antecedente 2

Los sistemas de control tradicionales para máquinas AC, aquellos basados en el modelo en estado estable de la máquina, generalmente hacen uso de tres tensiones sinusoidales desplazadas  $120^\circ$ . Dicho sistema de control se comporta como tres sistemas de control sinusoidales independientes, más que un sistema de control para una máquina trifásica. Esto, por supuesto, conlleva algunas serias dificultades:

- Los modelos de la máquina utilizados son válidos sólo en estado estable. Esto genera enormes picos de tensión y de corriente durante los transitorios, los que afectan seriamente el desempeño dinámico y la eficiencia de la conversión de potencia. Más aun el diseño de nuestro sistema resulta exagerado puesto que tiene que ser capaz de lidiar con tales picos durante el transitorio.
- Gran dificultad para controlar las variables con referencias sinusoidales: los reguladores PI presentan gran retardo mientras que el control por histéresis introduce ruido de gran ancho de banda en el sistema, lo que resulta muy complicado de filtrar.
- Este sistema de control no considera el acoplamiento que existe entre las fases.
- Finalmente, el sistema de control debe ser exclusivo del motor utilizado

Las Figs. Intr.1-2 muestran un sistema de control en estado estable y el comportamiento dinámico de las corrientes de fase y del torque.

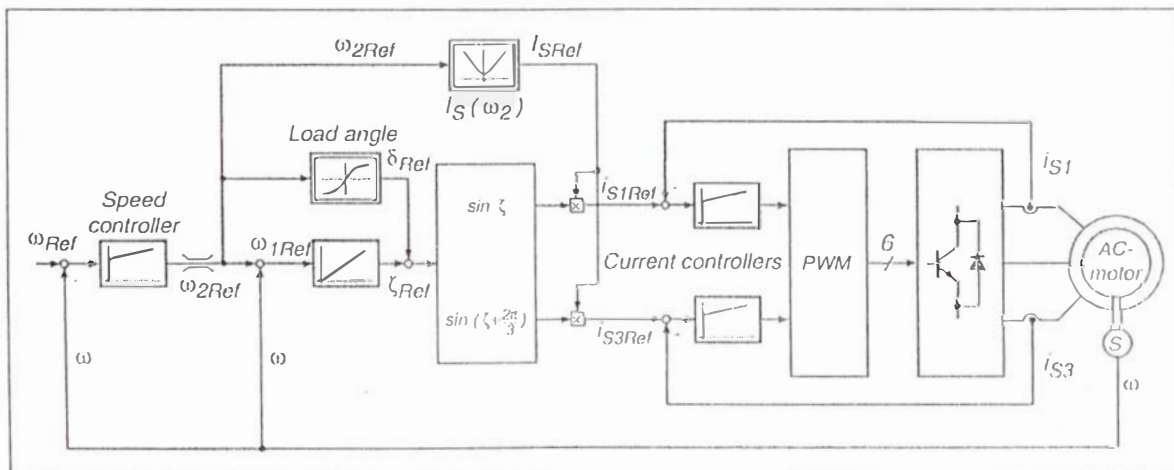
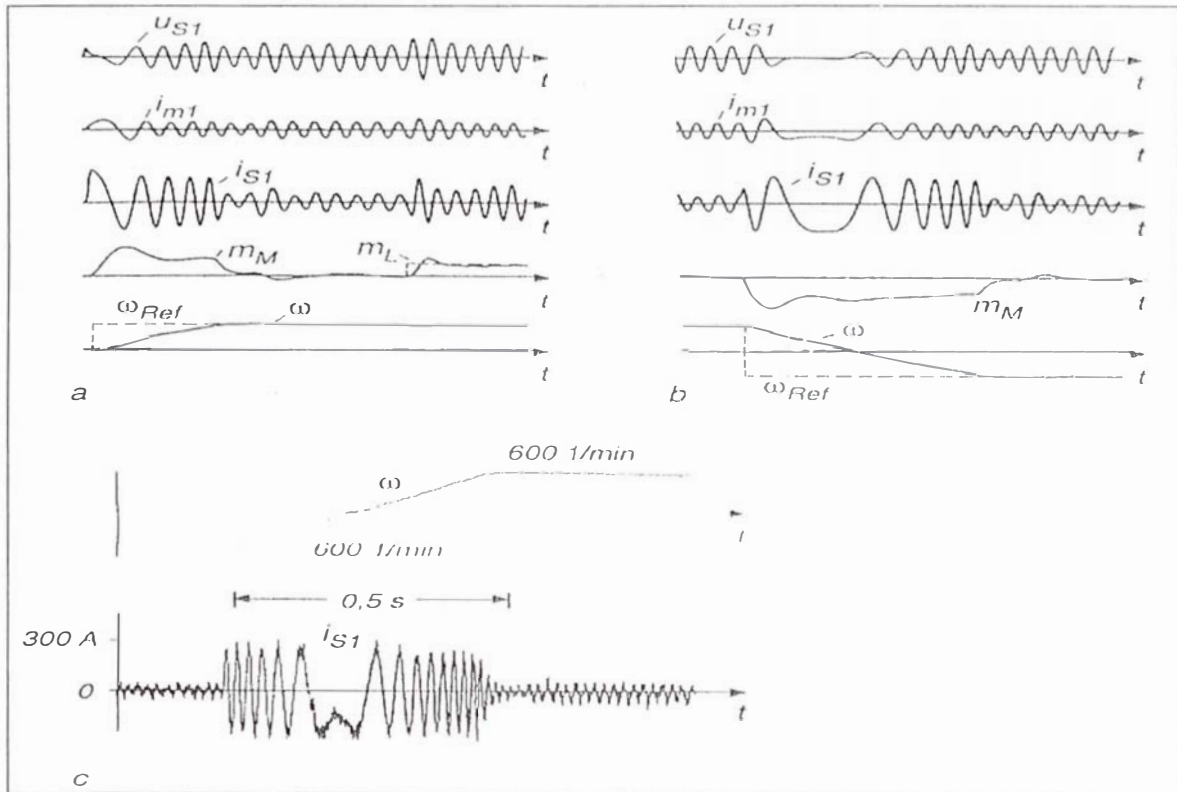


Fig. .Intr.1: Control escalar para una máquina de inducción AC[1]



**Fig. Intr.2:** Corrientes de fase y torque en un sistema de control escalar[1]

El inconveniente de no alcanzar un óptimo desempeño dinámico con un sistema de control escalar, hizo que los ingenieros e investigadores creyeran durante mucho tiempo que los motores DC primarían sobre los motores AC. Sin embargo, la idea que el ingeniero alemán Blaschke mostrara al mundo, control independiente de la corriente de torque y de la corriente de flujo (FOC) ha convertido a los motores AC en los más populares dentro de la industria. Este tipo de control elimina todos los inconvenientes enumerados líneas arriba; y por ende, consigue un óptimo desempeño dinámico. La Fig. intr.3 muestra un sistema FOC básico.

Una variante muy robusta del sistema FOC es el Control Directo de Torque (DTC). Sin embargo, estos tipos de control representan una enorme cantidad de computación, lo que impidió que se desarrollaran durante muchos años. Afortunadamente, los semiconductores evolucionarían de tal manera que harían la aplicación de dicho tipo de control una realidad palpable.

### Antecedente 3

Durante los últimos años los sistemas de control para motores se han desarrollado de una manera sorprendente, debido principalmente a la evolución acelerada de los semiconductores, tanto aquellos de potencia como aquellos llamados digitales. Toda esta vena de gran desarrollo ha alcanzado el cenit de dicha evolución en microprocesadores y en DSP. Dichos desarrollos tecnológicos han permitido el desarrollo de sistemas de control altamente eficientes: menor consumo de potencia y mayor precisión en el control.

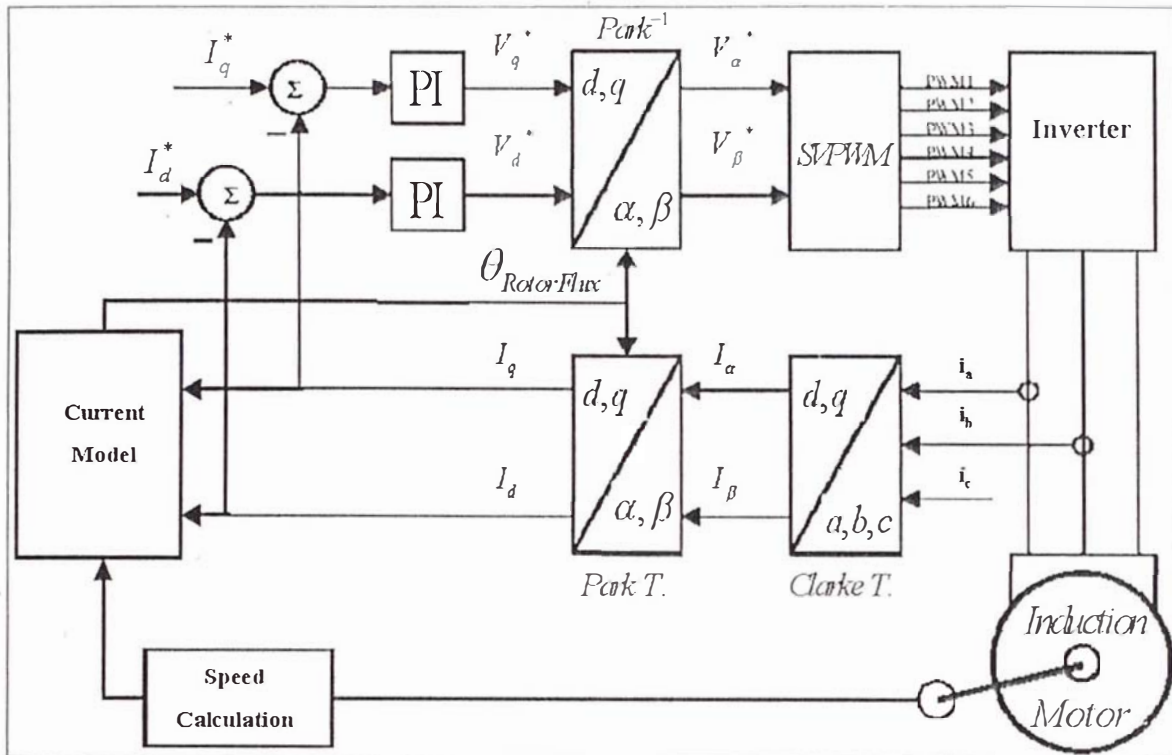


Fig. Intr.3: FOC para una máquina de inducción AC

#### Antecedente 4

Ha sido en este nuevo escenario donde nuevos problemas y soluciones revolucionarias se han dado pie sobre el FOC básico, haciendo que los nuevos sistemas de control alcancen una robustez y adaptabilidad únicas. Algunos de dichos problemas pueden ser enunciados como:

- Desintonización causada por la variación de los parámetros
- Eliminación del sensor de velocidad
- Optimización de parámetros
- Robustez
- Adaptabilidad

#### Intr.2 Estado del Arte de Sistemas de Control para Motores de Inducción

Podemos clasificar la literatura consultada en:

- Sistemas Clásicos de Control
- Sistemas Clásicos de Control por Orientación de Campo(FOC), y cuestiones relacionadas
- Técnicas de Control basadas en la Inteligencia Artificial y aplicadas al FOC y al DTC, y cuestiones relacionadas

##### Intr.2.1 Sistemas Clásicos de Control

Desarrollados en las referencias [2-5], las cuales utilizan diversas configuraciones de inversores de corriente y de tensión y de tipo de control: Circuitería Electrónica, Microprocesadores, Computadoras. Algunas de las referencias utilizan nuevos métodos



para mejorar la operación y las formas de onda de tensión o de corriente generadas por el inversor. Veamos algunos de dichos trabajos:

- Moffat, Paresh Sen, Younker y Mohamed Bayoumi[2] estudian el control de la velocidad de un motor de inducción utilizando un ciclo de bloqueo digital de fase. Los ciclos de bloqueo fueron desarrollados en los años 30. Desde esa fecha, han sido utilizados intensamente en sistemas de comunicación. Su reciente diseño en circuitos integrados de bajo costo ha hecho posible que dichas técnicas puedan ser aplicadas con gran éxito en sistemas de control de motores. En este trabajo, se brinda un diagrama de bloques y un modelo de control

- Hasmukh Patel y Richard Hof[3] nos presentan métodos teóricos generalizados para eliminar un número determinado de armónicos –hasta cinco- de inversores de media onda y de onda completa. Armónicos de orden más alto pueden ser fácilmente atenuados utilizando filtros a la salida de la última etapa del inversor.

- Nuevamente, Hasmukh Patel y Richard Hof[4] nos presentan métodos teóricos de control por voltaje para inversores de media onda y de onda completa, basándose en resultados dados en [3]. Más aun, se muestra resultados analíticos basados en modulación PWM; y se introduce la técnica de control simétrico por tensión.

- Plunkett[5] nos explica cómo utilizando PWM en fuentes de tensión se puede minimizar picos de corriente a la salida. Su método de control también nos permite obtener referencias para la posición del rotor y para la amplitud de la señal estática, retroalimentando torque y flujo.

### **Intr.2.2 Sistemas de Control Clásicos de Control por Campo Orientado(FOC)**

Esto corresponde a estrategias de control clásicas utilizadas en implementaciones de sistemas de control por FOC.

- Sudrià, March y Bergas[6] modifican ligeramente el sistema FOC. Resultados de simulación y experimentales son brindados.

- Atkinson[7,] Brass y Mecrow[8] implementan un observador de estado experimental para un sistema FOC. Se brinda resultados experimentales.

- Chang y Yeh[9] nos presentan un método de corrientes estáticas sin sensor utilizando FOC. Se utiliza un estimador parcial de estados para obtener el ratio torque-corriente. Además, se hace uso de un predictor de voltaje para determinar el vector de tensión para el inversor VSI.

- Umanand y Bhat[10] nos presentan un sistema FOC MIMO. Aplicando control óptimo se obtiene ganancias óptimas para cada uno de los lazos cerrados. También se brinda el diseño de un controlador digital de corriente.

- Nordin, Novotny, Zinger[11] hacen un análisis de cómo la variación de parámetros afectan el desempeño dinámico del IFOC.

- Khambadkone y Holtz[12] nos presentan un sistema de autodeterminación de parámetros para un sistema FOC. Dichos parámetros son identificados del transitorio del estator. Finalmente, se brinda resultados de una implementación utilizando el  $\mu C$  80196.

- Mofizul, Somuah, Ahmed, Youssef[13] nos brindan un esquema de control de velocidad para un motor de inducción de tensiones desacopladas, lo que provee eficiencia óptima y rápida respuesta. Se propone un controlador MRAC robusto de primer orden cuya estabilidad es demostrada utilizando el segundo método de Lyapunov. Se proporciona resultados de simulación para un motor de 100 HP en los cuales se investiga la respuesta transitoria y la robustez.

- Liaw, Chao y Lin[14] diseñan e implementan un controlador discreto adaptivo con modelo de referencia, haciendo que el desempeño dinámico del motor de inducción controlado por FOC sea insensible a la variación de sus parámetros. Sólo se requiere información del RM y de la salida de la planta. El modelo dinámico del sistema de control se estima empleando la data muestreada, utilizando el modelo estocástico ARMA. Resultados de simulación y de experimentación son dados.

- Chern, Liu, Jong y Yang[15] nos presentan un sistema de control FOC para un motor de inducción implementado en un DSP. Además, se aplica la técnica DIVSMFC para el lazo de velocidad. Se brinda además el procedimiento completo para obtener la función de control, el plano de conmutación y la ganancia integral de control, de tal forma que el error entre el modelo de estados y la planta controlada es minimizado. Resultados de simulación y de experimentación mostrando robustez del controlador propuesto son brindados.

- Tsai Ming-Fa Tzou, Ying-Yu[16] diseñan un controlador adaptivo de 2 grados de libertad(2DOF) mediante la técnica de ubicación de polos, manipulando polinomios. Implementan así mismo, un compensador de torque-carga feedforward. Los parámetros del controlador son sintonizados adaptivamente en términos de parámetros estimados del modelo. Estimar los parámetros del modelo significa lidiar con un estimador de mínimos cuadrados de segundo orden de trazo constante para eliminar problemas de windup. El compensador de carga es un estimador de primer orden de mínimos cuadrados con factor variable de olvido y reinicialización, cuyos propósitos son detectar cambios lentos o repentinos de disturbios del torque, respectivamente.

- Bowes Sidney R., Li Jian, yStoten David[17] nos presentan un Algoritmo de Control de Síntesis Mínima(MCS por sus siglas en inglés) basado en MRAC. Tal algoritmo de control no requiere conocer cuáles son los parámetros dinámicos de nuestro sistema de control. Más aun, garantiza que nuestro sistema de lazo cerrado tendrá estabilidad asintótica global. Este trabajo describe muchos aspectos prácticos de la implementación, tales como: análisis de ganancias adaptivas, selección de tasa adaptiva, límites de variación de las ganancias, sensado preventivo de las ganancias de windup, determinación de valores iniciales. Se prueba el seguimiento dinámico, la respuesta del torque, la velocidad de recuperación del sistema cuando se ve afectado por un torque de carga repentino.



- Trzynadlowski A. M. y Legowski S.[23] presentan una NN para optimizar los estados de interrupción de un inversor controlado por tensión. PWM se basa en una NN construida en hardware analógico, la cual es muy precisa para cualquier valor del índice de modulación. Se propone una nueva NN para el análisis teórico. Resultados experimentales demuestran el alto desempeño dinámico y ventajas del controlador desarrollado.

- Fodor, Griva y Profumo[24] presentan una NN para estimar el flujo en el entrehierro de corrientes estáticas síncronas y de corrientes desacopladas. Las entradas a dicha NN son corrientes desacopladas y corrientes síncronas estáticas  $d$  y  $q$  correspondientes al instante mismo de muestreo y a un instante anterior. La salida de esta NN es el flujo en el entrehierro.

- Montilla y Castro[25] nos dan un alcance al FOC utilizando NN para adaptación de parámetros en el proceso de control. Utilizando corrientes instantáneas y tensiones y una ley de adaptación lineal entre parámetros y valores reales medidos, el estimador de parámetros emula el modelo de un motor. La adaptación de nuevos parámetros en la NN se realiza en forma directa sin la necesidad de un nuevo entrenamiento. Se utiliza redes neuronales y adaptación en línea de los parámetros de un motor de inducción pues nos permite un rápido y preciso FOC.

- Simoes M. G. y Bose B. K.[26] nos muestran lo que se denomina estimación de la señal de retroalimentación para un motor de inducción controlado por tensión. Se muestra algunas ventajas comparativas de utilizar DSP, tal como una más rápida respuesta dinámica e inmunidad al ruido causado por los armónicos.

- Wang X. y Elbuluk M. E.[27] muestran cómo utilizar GA para optimizar NN en un sistema DTC. En este artículo, las NN emulan los vectores de estados de conmutación de un inversor en un esquema DTC, obteniendo mejores resultados que un sistema DTC convencional.

- Cabrera L. A., Elbuluk M. E. y Zinger D. S.[28] nos presentan cuatro algoritmos de entrenamiento para emular los estados de conmutación del vector de tensión estática en un sistema DTC. Tales algoritmos son: retropropagación, modelo de neurona adaptiva, Filtro Extendido de Kalman(EKF por sus siglas en inglés) y filtro recursivo paralelo de predicción.

- Mohamadian, Nowicki, Ashrafzadeh Chu, Sachdeva, Evanik[29] presentan un controlador tipo PERCEPTRON de tres capas, con un total de 17 neuronas. Dicho controlador emula un IFOC para un motor de inducción, generando corrientes de referencia en el eje directo y en el eje en cuadratura del sistema estático estacionario de referencia. Esta NN se encarga de estimar el deslizamiento y la matriz de transformación de sistemas de referencia. Se requiere de cinco señales de entrada: velocidad rotórica, las corrientes  $q$ - $d$  del instante presente y retardado un instante de muestreo, y dos señales de salida retroalimentadas(del instante presente y retardadas un periodo de muestreo). Se da recomendaciones para una óptima implementación y un ejemplo de ella utilizando el DSP TMS320C30.

- Masushita y Tsuchiya[30] demuestran que el control óptimo previo aplicado a un sistema de control previo, en forma de factores de peso para las variables de entrada del control del índice de desempeño tiende a cero. Por ende, analizar las características de un sistema de control previo, también significa analizar las características asintóticas de un sistema de control previo óptimo. Basándose en esta propiedad, la relación entre los parámetros de diseño y la respuesta del sistema de control óptimo previo resulta evidente. Más aun, el diseño de tal sistema de control se hace mucho más simple. Así mismo, se aplica el método de control previo a un sistema FOC para un motor de inducción. Esta aplicación muestra que mediante esta técnica la relación entre las condiciones del sistema FOC y de la magnitud de variables de entrada tiene una expresión muy sencilla. Se brinda, finalmente, resultados de simulación y de experimentación.

- Guoping, Kadiramanathan, Billings[31] nos presentan un sistema de control adaptivo para sistemas dinámicos no lineales en tiempo continuo, utilizando una NN. Ésta es una innovadora propuesta, llamada NN variable. Resulta muy útil aproximando las no linealidades no conocidas de los sistemas dinámicos. En las redes neuronales variables el número de funciones base puede ser incrementado o decrementado con el tiempo, de acuerdo a estrategias de diseño específicas, de tal forma que la NN no presentará un sobreaprendizaje y tenderá al valor real. Se utiliza una NN variable basada en la Función Base Radial Gaussiana (GRBF) por sus siglas en inglés. También se presenta un esquema de control adaptivo. Más aun, se optimiza los parámetros de la GRBF utilizando la NN y teniendo en cuenta que se tiene dos objetivos que compiten entre sí: suavidad y ortogonalidad. La ley de adaptación de los pesos utiliza conceptos de Lyapunov, lo que garantiza estabilidad de todo el sistema de control, aun en la presencia de error de modelamiento. Los errores de seguimiento convergen, satisfaciendo la precisión requerida. Se brinda dos ejemplos de simulación para probar el desempeño de la NN presentada en un esquema de control adaptivo.

- Chieh Huang, Chen, y Ching-Lien Huang[32] nos presentan un nuevo sistema de control. Tal sistema de control tiene un comportamiento muy similar a un sistema de control robusto tradicional. Se utiliza una NN con ley de aprendizaje de retropropagación para identificación de parámetros mientras que una MLP con ley de aprendizaje de máxima pendiente descendente es utilizada para estimar disturbios en la carga. Las Figs. Intr.5-6 nos muestran tal sistema.

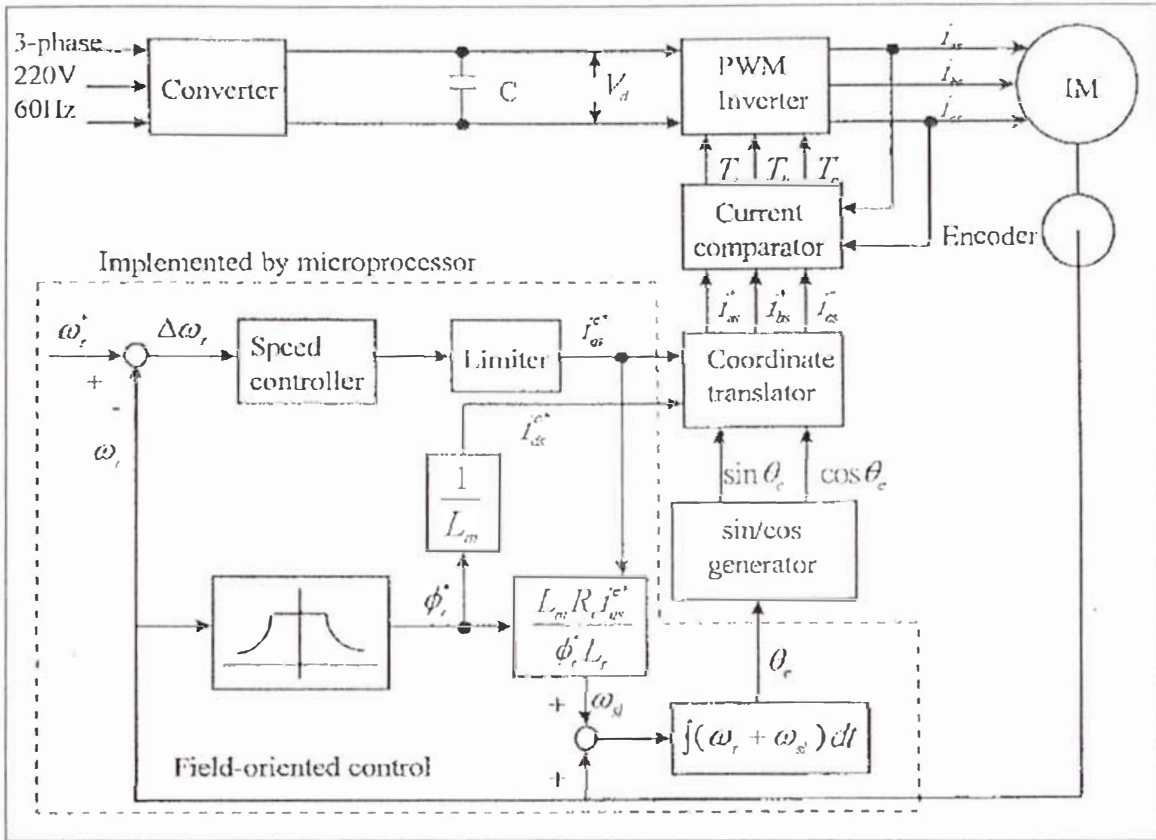


Fig. Intr.5: Diagrama de bloques de un sistema IFOC clásico

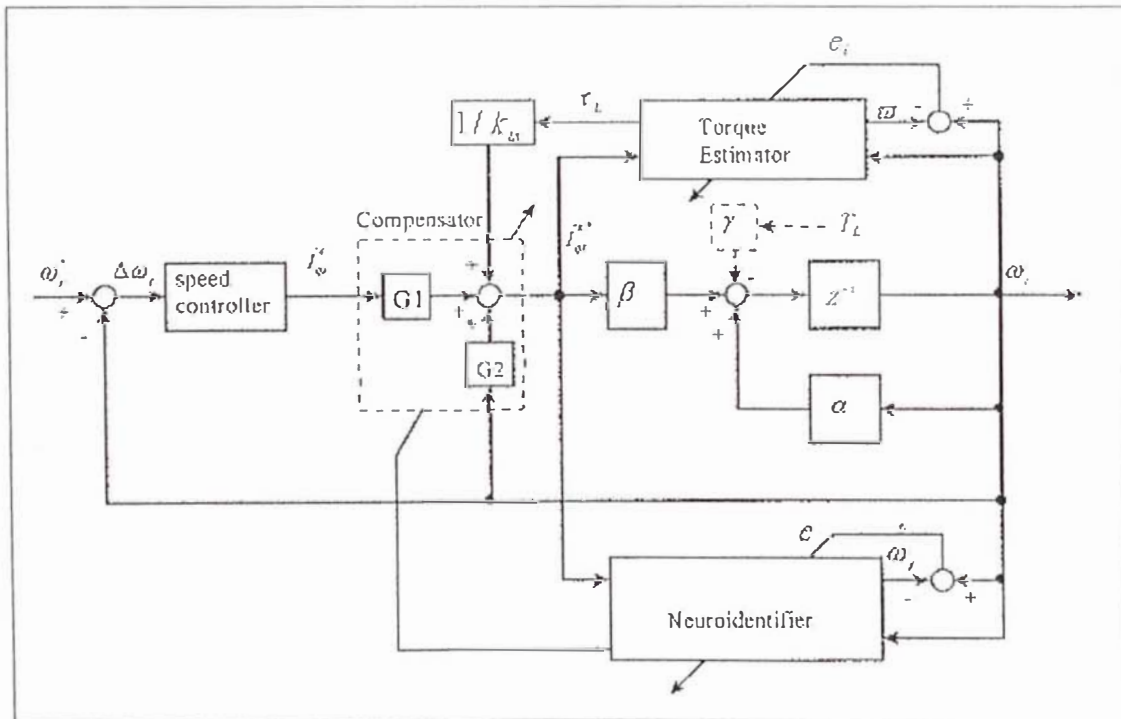
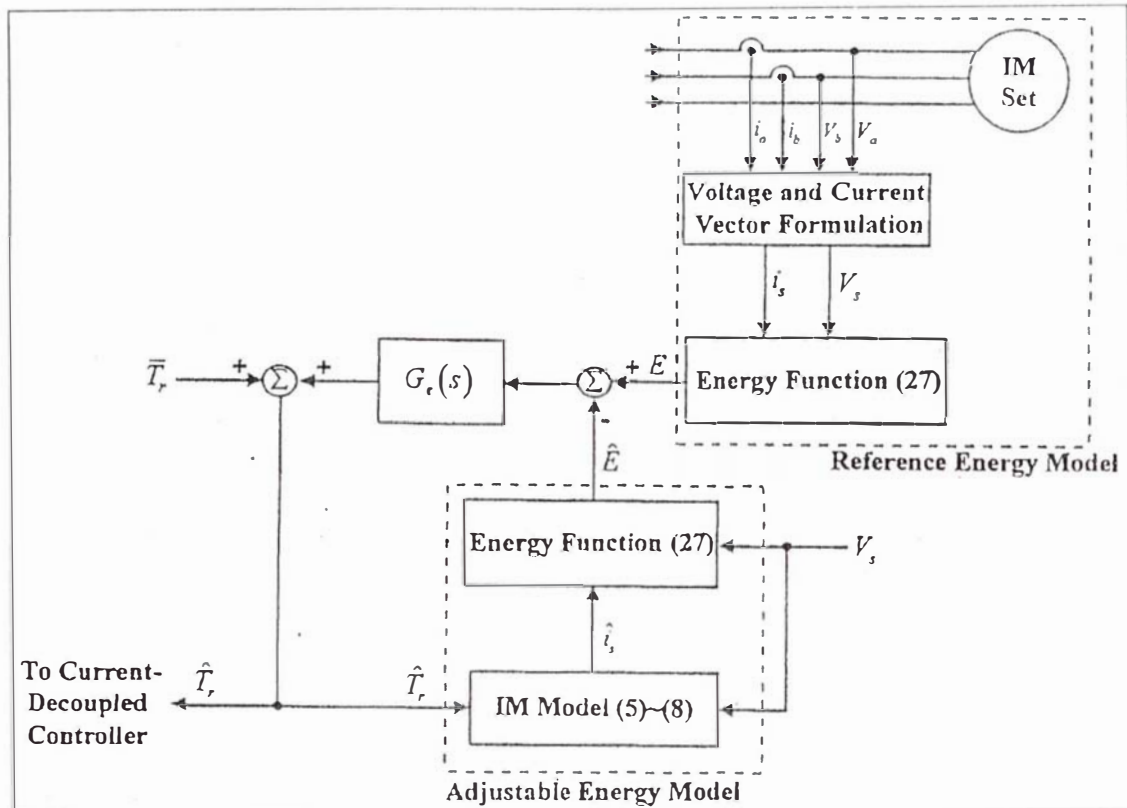


Fig. Intr.6: Esquema del sistema de control propuesto



**Fig. Intr.7:** Diagrama de bloques de la función de energía utilizada para determinar el término de desacoplamiento de las corrientes de flujo y de torque.

- Kung, Liaw, y Ouyang[33] sostienen que para lidiar con problemas de seguimiento y de regulación, puede adoptarse un controlador de 2DOF. El objetivo es obtener los parámetros de tales reguladores, basándose en las características descritas. Los parámetros del controlador para diferentes sistemas de control son hallados fuera de línea y utilizados como parámetros de aprendizaje para el modelo NN propuesto. Finalmente, la NN sintoniza el controlador de velocidad de 2DOF. Se brinda resultados de simulación y de experimentación. Las Figs. Intr.7-10 muestran el sistema propuesto.





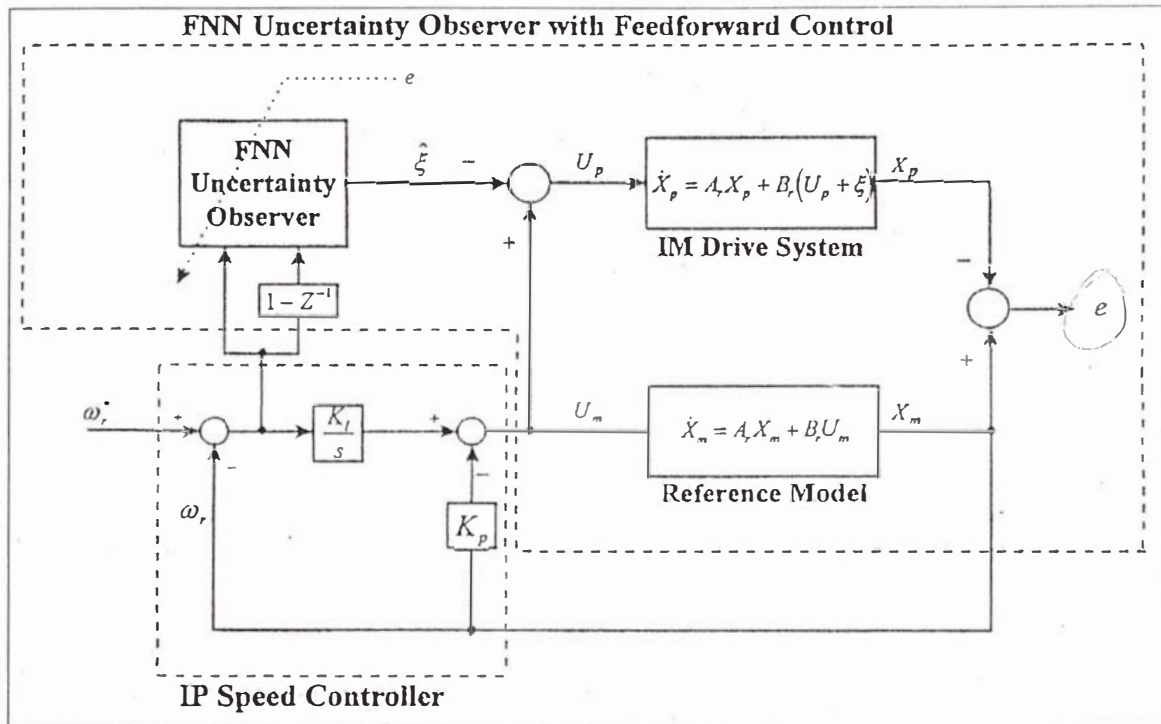


Fig. Intr.9: Controlador robusto de velocidad propuesto

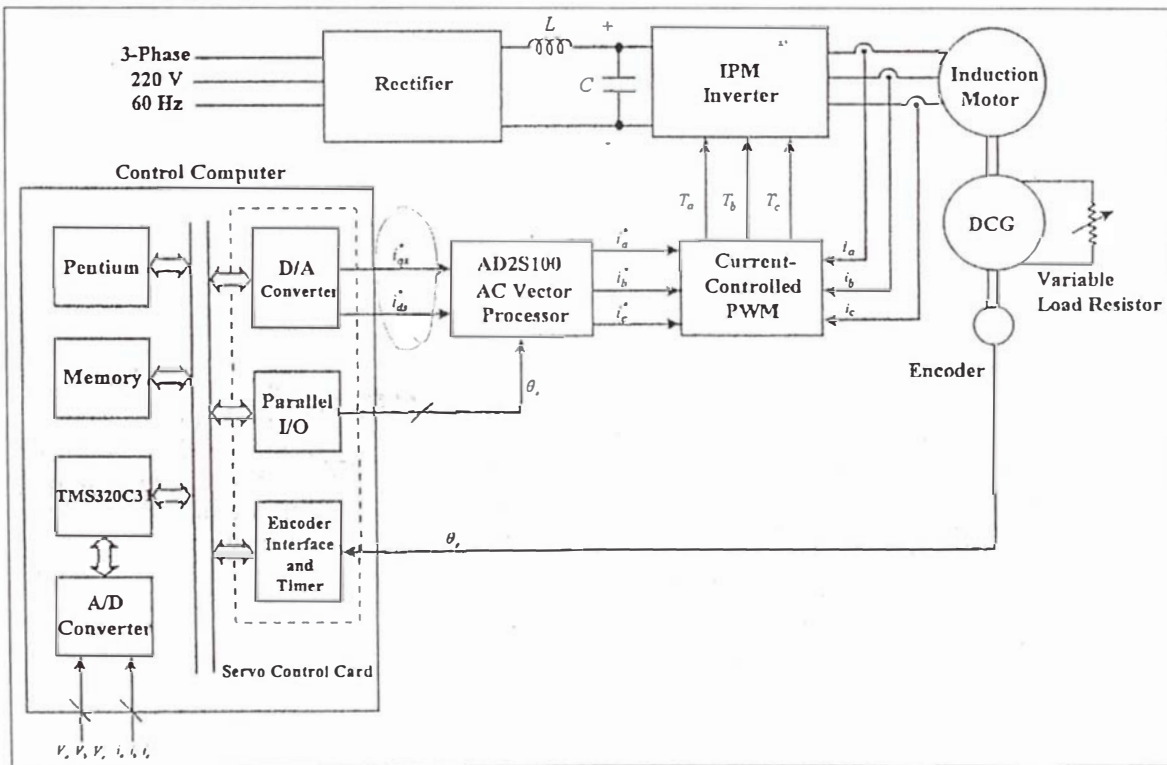


Fig. Intr.10: Diagrama de bloques del sistema de control propuesto

# CAPÍTULO I

## LA PLANTA: EL CONTROL POR CAMPO ORIENTADO INDIRECTO(IFOC)

### 1.1 Principio de Orientación de Campo

FOC para motores de inducción implica el control de las corrientes estáticas, representadas por un vector. Se basa en proyecciones que transforman un sistema trifásico que depende de la velocidad y del tiempo en uno invariante de dos coordenadas(d-q). En este nuevo sistema de referencia un motor AC es visto como uno DC. Las transformaciones utilizadas son: Clarke y Park.

El FOC requiere dos referencias como entrada: torque(eje q) y flujo rotórico(eje d). Puesto que las proyecciones utilizadas son sólo de coordenadas, las magnitudes eléctricas consideradas son instantáneas. Esto hace que este tipo de control sea preciso en el estado transitorio y en el estado estable. Además resulta independiente del ancho de banda limitado del modelo matemático.

El FOC presenta las siguientes ventajas:

- Fácil seguimiento de referencias exigidas
- Fácil aplicación directa de torque, tal como muestra la Ec. 1.1

$$T_e \propto \varphi_R i_s \quad (\text{Ec. 1.1})$$

Mantener el flujo rotórico constante permite trabajar con una relación lineal entre el torque y la proyección de la corriente estática en el eje en cuadratura. Es decir, se podrá controlar el torque controlando la corriente en cuadratura.

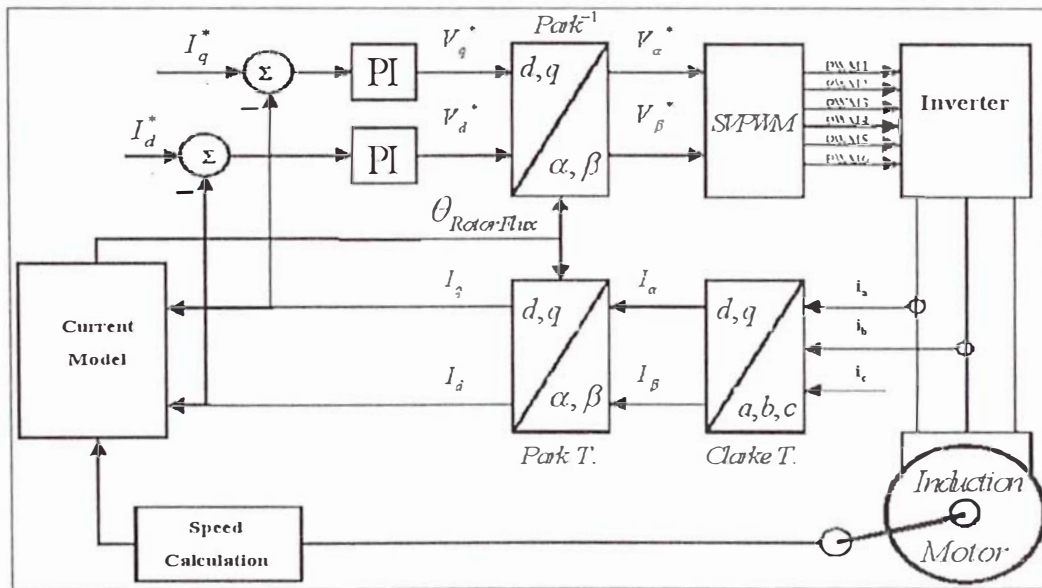


Fig. 1.1: IFOC con el lazo de velocidad abierto

## 1.2 Los Módulos de la Planta: Un Sistema IFOC para controlar Torque

Existe dos categorías básicas de FOC[34]: directo e indirecto. La principal diferencia entre estas dos clases es que el método directo implica retroalimentación eléctrica o magnética mientras que el método indirecto se consigue mediante la retroalimentación de la velocidad del motor y un lazo feedforward que es una referencia del deslizamiento. Ambos esquemas utilizan típicamente algún tipo de regulación de la corriente estática.

Entre los métodos que utilizan retroalimentación de tensión para conseguir conmutación instantánea cabe destacar al de orientación de flujo del rotor[55] y al de orientación de flujo del estator[56]. Ninguno de estos dos métodos requiere retroalimentación de velocidad para permitir conmutación instantánea; y por ende, son útiles cuando no se requiere controlar ésta. Por otro lado, ambos métodos requieren estimar algunos parámetros del motor, aunque el método de control por orientación del flujo estático es mucho menos sensible a errores de dichos parámetros estimados. La mayor desventaja de ambos esquemas, sin embargo, es que debe utilizarse directamente la tensión estática como señal de retroalimentación. Dichas señales pueden ser muy ruidosas y su manejo puede resultar muy complicado a bajas frecuencias, lo que genera una significativa degradación de la respuesta dinámica en dicha región. Más aun, intentar aplicar un filtrado efectivo generaría retardos inaceptables de la conmutación controlada directamente.

El método indirecto de orientación del campo[57], en cambio, utiliza una señal mucho más limpia: la velocidad rotórica. Es por ello que este tipo de control es bastante más robusto que el método directo. Esto es mucho más apreciable en rangos de baja velocidad donde la velocidad no llega a desvirtuarse tanto como sí ocurre con la tensión, lo que permite una conmutación adecuada.

La Fig. 1.1 muestra un esquema de control IFOC con el lazo de velocidad abierto.

Aplicaremos referencias de corriente de torque y de flujo directamente, esperando observar un comportamiento desacoplado.

Echémosle un vistazo a cada una de las partes que constituyen dicho tipo de control.

Si alguna referencia ulterior fuere acaso necesaria, se recomienda revisar [53].

### 1.2.1 Transformación de Clarke[1,36]

El vector tensión estática puede ser descrito en algún otro sistema de referencia de coordenadas de componentes ortogonales  $\alpha, \beta$ . Asumiendo que el eje de coordenadas  $\alpha$  y que el eje de coordenadas  $\beta$  estuvieren en la misma dirección, obtenemos el esquema que muestra la Fig. 1.2.

La transformación de Clarke queda definida por las Ecs. 1.2-3.

$$i_{s\alpha} = i_a \quad (\text{Ec. 1.2})$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} i_a + \frac{2}{\sqrt{3}} i_b \quad (\text{Ec. 1.3})$$

Las ecuaciones arriba expuestas definen las componentes ortogonales de la corriente estática en un sistema de referencia fijo relativo al primer cuadrante. Dichas componentes son  $i_{\alpha}$  e  $i_{\beta}$  son mostradas en la Fig. 1.2.

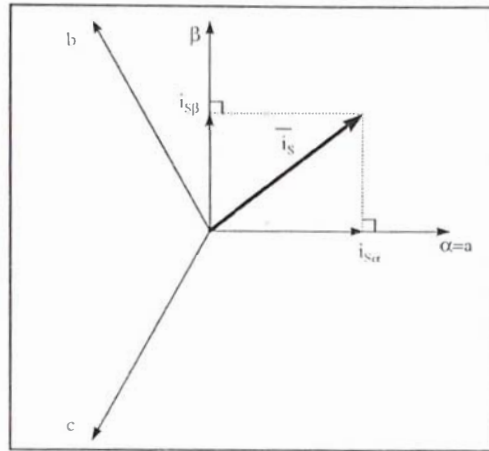


Fig. 1.2: Sistema de referencia de Clarke

### 1.2.2 Transformación de Park[1,36]

Se hace necesario contar con un sistema de referencia en el que la corriente estática resultante esté representada por un par de vectores de módulo constante(en estado estable). La transformación de Park cumple con este propósito; sin embargo, esta transformación requiere de determinar el ángulo de rotación del nuevo sistema de referencia.

Las Ecs. 1.4-5 son utilizadas para obtener las componentes ortogonales del sistema de referencia de Park

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cos\theta + i_{s\beta} \sin\theta \quad (\text{Ec. 1.4})$$

$$i_{sq} = -i_{s\alpha} \sin\theta + i_{s\beta} \cos\theta \quad (\text{Ec. 1.5})$$

Claramente, las nuevas componentes son funciones del ángulo de rotación  $\theta$ . Ellas reciben el nombre de componente de corriente en el eje directo( $i_d$ ), que se alinea con el flujo del rotor, y componente de corriente en cuadratura( $i_q$ ), que se alinea con el torque. La Fig. 1.3 muestra dicha situación.

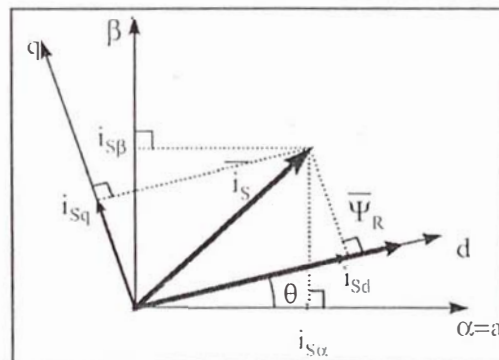


Fig. 1.3: Sistema de referencia de Park

### 1.2.3 El Modelo de Corriente[1,36]

Debido a la retroalimentación instantánea de las corrientes estáticas en un sistema FOC, el modelo de corriente del motor AC resulta bastante simple. Se hace posible, entonces, eliminar la tensión estática como variable del sistema. Es en este nuevo esquema

simplificado de ecuaciones diferenciales(Ecs. 1.6-9) donde se determinará el ángulo de rotación que requiere el sistema de referencia de Park.

$$i_{d_s} = T_r \frac{di_{m_R}}{dt} + i_{m_R} \quad (\text{Ec. 1.6})$$

$$\frac{d\theta_{cm}}{dt} = Z_p n + \frac{i_{q_s}}{T_r i_{m_R}} \quad (\text{Ec. 1.7})$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

$$i_{m_{R_{k+1}}} = i_{m_{R_k}} + \frac{T_s}{T_r} (i_{d_{s_k}} - i_{m_{R_k}}) \quad (\text{Eq 1.8})$$

$$\theta_{cm_{k+1}} = \theta_{cm_k} + T_s Z_p n_k + \frac{T_s i_{q_s}}{T_r i_{m_{R_k}}} \quad (\text{Ec. 1.9})$$

donde :

$i_{d_s}$  :Componente de la corriente estática en el eje directo

$i_{q_s}$  :Componente de la corriente estática en el eje en cuadratura

$i_{m_R}$  :Corriente de magnetización

$\theta_{cm}$  :Ángulo del flujo del rotor

$n$  :Velocidad mecánica del rotor

$T_r$  :Constante rotórica

$Z_p$  :Número de pares de polos

$T$  :Periodo de muestreo

Nota: k representa el instante de tiempo

### 1.2.4 Controlador PI de corriente[36]

Es bastante conocido que un controlador PI discreto está determinado por la Ec. 1.10.

$$U_k = K_p e_k + K_i \sum_{n=0}^{k-1} e_n \quad (\text{Ec. 1.10})$$

la que es representada en la Fig. 1.4.

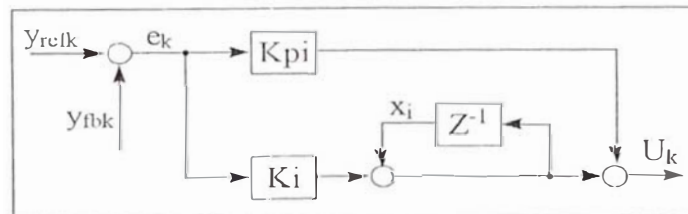


Fig. 1.4: Regulador PI básico

El algoritmo de integración utilizado es conocido como retro-Euler.

Debido a que la referencia podría variar drásticamente, es una situación bastante probable que saturación o sobreflujo afectaran el comportamiento dinámico del sistema. Es por ello que se hace necesaria la inclusión de un factor para corregir la componente integral. La Fig.

1.5 muestra el PI básico con dicha modificación. Cabe anotar que en este trabajo se ha preferido utilizar un algoritmo de integración trapezoidal en lugar del ya mencionado algoritmo de Euler. Es por ello que se considerará un saturador de la componente integral. En este controlador  $I_s$  es corriente mientras que  $V_s$  representa voltaje.

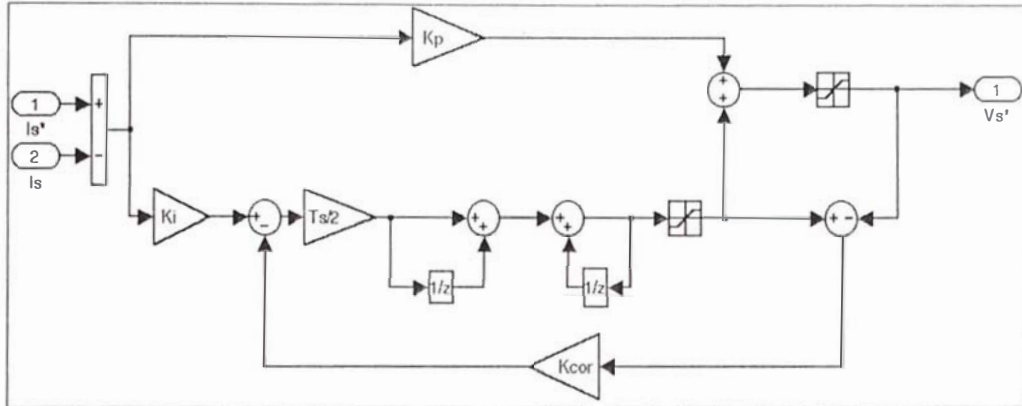


Fig. 1.5: Regulador PI con saturador y factor de corrección de la componente integral

### 1.2.5 Modulador Vectorial[38]

Para la función de modulación se ha escogido el algoritmo llamado Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM), el cual emplea la tensión DC disponible de forma más eficiente. Además, genera menor contenido armónico. El objetivo de este algoritmo de modulación es mantener el vector de tensión estático dentro del hexágono mostrado en la Fig. 1.6, aproximando su valor instantáneo por la composición lineal de los dos vectores base de cada región del hexágono. Una posible solución es conseguir para cualquier periodo de muestreo pequeño  $T$  que la tensión promedio de salida del inversor sea la misma que la tensión de referencia promedio  $U_{out}$ .

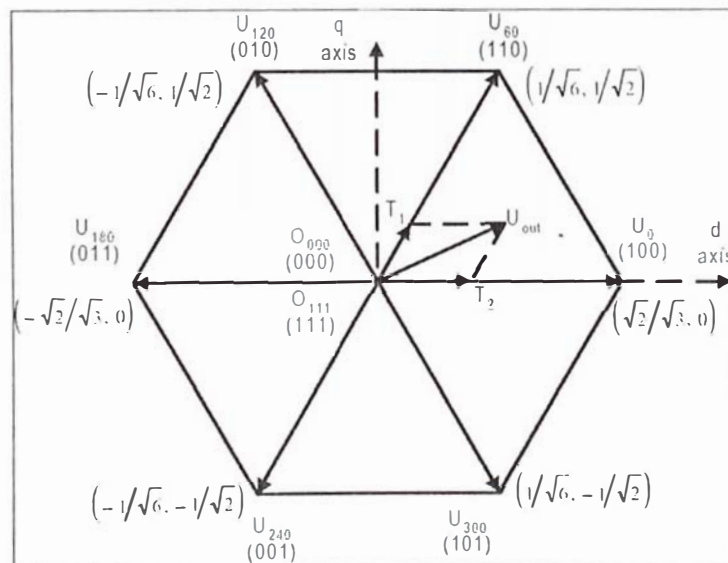


Fig. 1.6: Vectores base utilizados por SVPWM[37]

$$\frac{1}{T} \int_{nT}^{(n+1)T} U_{out}(t) dt = \frac{1}{T} (T_1 U_x + T_2 U_{x\pm 60}) \quad (\text{Ec. 1.11})$$

$$U_{out}(nT) = \frac{1}{T} (T_1 U_x + T_2 U_{x\pm 60}) \quad (\text{Ec. 1.12})$$

A continuación se describe tal algoritmo, paso a paso.

**1.2.5.1** Se define las tensiones de referencia  $V_{ref1}$ ,  $V_{ref2}$  y  $V_{ref3}$ :

$$V_{ref1} = V_{s\beta_{ref}} \quad (\text{Ec. 1.13})$$

$$V_{ref2} = \frac{1}{2} (\sqrt{3} V_{s\alpha_{ref}} - V_{s\beta_{ref}}) \quad (\text{Ec. 1.14})$$

$$V_{ref3} = \frac{1}{2} (-\sqrt{3} V_{s\alpha_{ref}} - V_{s\beta_{ref}}) \quad (\text{Ec. 1.15})$$

**1.2.5.2** Dependiendo de  $V_{ref}$ , se determinará el sector en el que se ubica  $\mathbf{U}_{out}$ :

$$\begin{aligned} \text{If } V_{ref1} > 0 &\Rightarrow A := 1, \text{ else } A := 0 \\ \text{If } V_{ref2} > 0 &\Rightarrow B := 1, \text{ else } B := 0 \end{aligned} \quad (\text{Ec. 1.16})$$

$$\begin{aligned} \text{If } V_{ref3} > 0 &\Rightarrow C := 1, \text{ else } C := 0 \\ \text{Sector} &:= A + 2B + 4C \end{aligned} \quad (\text{Ec. 1.17})$$

**1.2.5.3** A continuación, se determina el factor que afectará a los vectores base de  $\mathbf{U}_{out}$

$$[\mathbf{T}_1 \ \mathbf{T}_2]^t = \mathbf{T}_{PWM} [\mathbf{U}_x \ \mathbf{U}_{x\pm 60}]^{-1} \mathbf{U}_{out} \quad (\text{Ec. 1.18})$$

donde  $[\mathbf{U}_x \ \mathbf{U}_{x\pm 60}]^{-1}$  la composición normalizada del sector correspondiente.

Cada uno de estos vectores se define en el hexágono de la Fig. 1.6.

$\mathbf{U}_{out}$  es el vector trifásico de tensión estática deseado en el sistema de referencia d-q. Cuando las tensiones deseadas de salida son sinusoidales y desfasadas  $120^\circ$ ,  $\mathbf{U}_{out}$  es un vector giratorio de la misma frecuencia y con una magnitud igual a la tensión RMS de línea a línea. El círculo inscrito en el hexágono describe el lugar geométrico de  $\mathbf{U}_{out}$ . Este tiene una magnitud máxima de  $V_{dc} / \sqrt{2}$  para  $\mathbf{U}_{out}$ .

Los valores RMS máximos de la tensión de línea a línea y de la tensión de fase son  $V_{dc} / \sqrt{2}$  y  $V_{dc} / \sqrt{6}$  respectivamente. Dichos valores son  $2/\sqrt{3}$  veces mayores que la modulación PWM sinusoidal y comparable con la técnica de modulación con inyección del tercer armónico. Por dicha razón, la tensión  $V_{dc}$  necesaria para generar una tensión nominal de un motor de inducción  $V_{rate}$  está dada por  $V_{dc} = \sqrt{2} V_{rate}$  para la modulación SVPWM.

1.2.5.4 Finalmente, con  $T_1$  y  $T_2$  hallados, se genera una secuencia de pulsos para cada periodo. Es conveniente un ejemplo: Fig. 1.7.

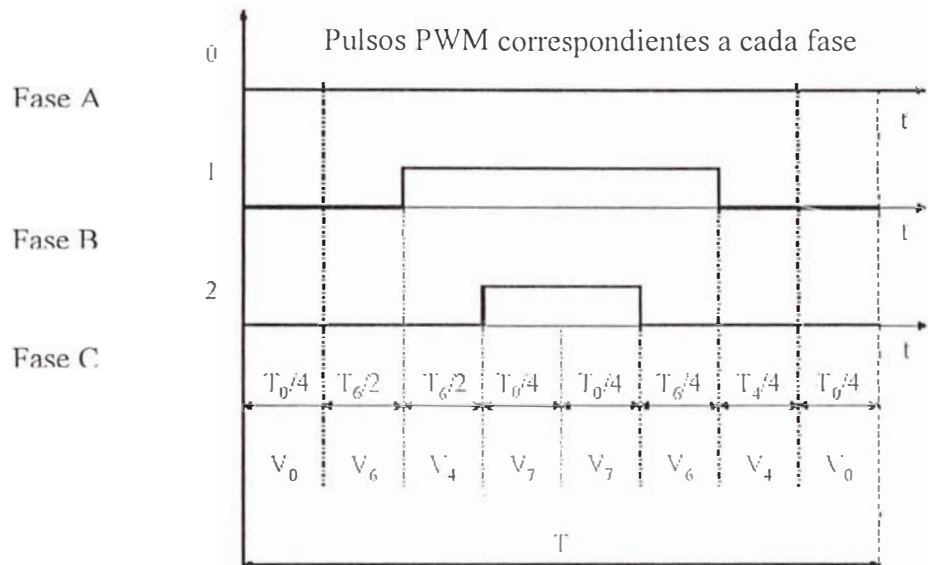


Fig. 1.7: Secuencia SVPWM [37]

$T_0$  es el intervalo de tiempo que  $V_0$  o  $V_7$ (vectores nulos) son aplicados. Por ende, se tendrá:  
 $T = T_4 + T_6 + T_0$ .

La Fig. 1.8 muestra la secuencia de disparos para cada sector.

### 1.2.6 Implementación en DSP del algoritmo SVPWM

Se ha incluido una implementación del SVPWM para un DSP para alcanzar una mayor comprensión de dicho algoritmo.

Requeriremos hacer algunas manipulaciones numéricas para simplificar el algoritmo

1.2.6.1 Primero, definimos  $v_{DC}$ :

$$v_{DC} = \frac{V_{DC}}{V_{maxporfase}} \quad (\text{Ec. 1.19})$$

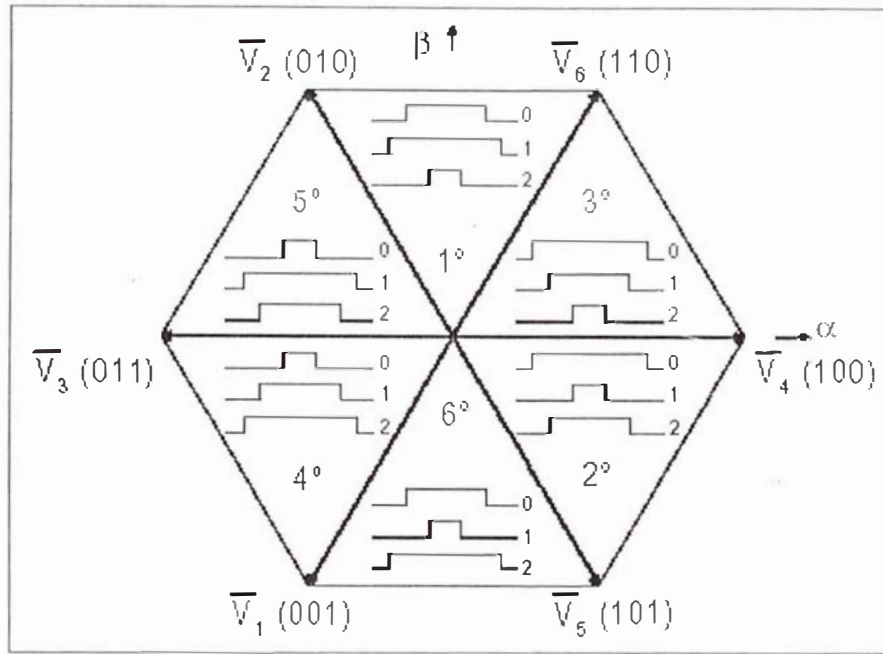
donde  $V_{DC}$  es la tensión DC que alimenta al inversor.

1.2.6.2 Ahora:

$$V_{DC_{invT}} = \frac{T}{2v_{DC}} \quad (\text{Ec. 1.20})$$

donde  $T$  es el periodo de muestreo





**Fig. 1.8:** Secuencia de pulsos para cada sector del SVPWM[37]

1.2.6.3 Utilizando 1.2.5.1., definimos:

$$\begin{aligned}
 X &= \sqrt{3}V_{DC_{invT}} V_{s\beta_{ref}} \\
 Y &= \frac{\sqrt{3}}{2} V_{DC_{invT}} V_{s\beta_{ref}} + \frac{3}{2} V_{DC_{invT}} V_{s\alpha_{ref}} \\
 Z &= \frac{\sqrt{3}}{2} V_{DC_{invT}} V_{s\beta_{ref}} - \frac{3}{2} V_{DC_{invT}} V_{s\alpha_{ref}}
 \end{aligned}
 \tag{Ec. 1.21}$$

1.2.6.4 Basado en 1.2.5.2 se define el sector correspondiente a  $\mathbf{U}_{out}$ .

1.2.6.5 Dependiendo de dicho sector se determina un par de variables  $t_1$  y  $t_2$ . Dichos valores se presentan en la Tabla 1.1. Es necesario señalar que el sistema de control no conoce sus limitaciones. El sistema podría demandar del modulador mayor tensión de la que éste tiene disponible en su zona lineal.

Abandonar dicha zona lineal generaría un comportamiento impredecible del algoritmo. Es por ello que se requiere saturar  $t_1$  y  $t_2$ .

Tal consideración se define como:

$$\text{Si } (t_1 + t_2) > T/2$$

Entonces 
$$t_{1_{sat}} = t_1 \frac{T}{2(t_1 + t_2)} \tag{Ec. 1.22}$$

$$t_{2_{sat}} = t_2 \frac{T}{2(t_1 + t_2)} \tag{Ec. 1.23}$$

Sector	$t_1$	$t_2$
1	Z	Y
2	Y	-X
3	-Z	X
4	-X	Z
5	X	-Y
6	-Y	-Z

**Tabla 1.1:** Definición de los valores de  $t_1$  y  $t_2$

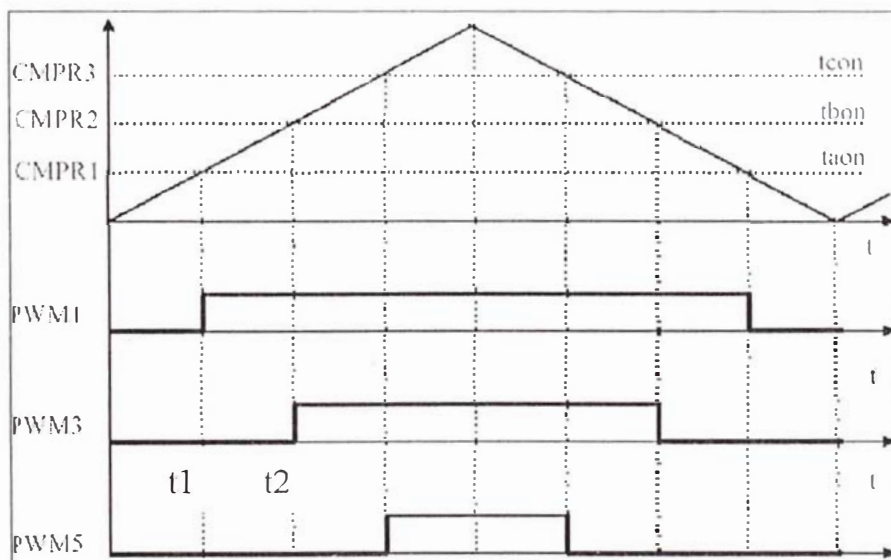
Finalmente, se determina instantes de conmutación para cada rama del inversor.

$$t_{aon} = \frac{\frac{T}{2} - t_1 - t_2}{2} \quad (\text{Ec. 1.24})$$

$$t_{bon} = t_{aon} + t_1 \quad (\text{Ec. 1.25})$$

$$t_{con} = t_{bon} + t_2 \quad (\text{Ec. 1.26})$$

Esto se muestra en la Fig. 1.9.



**Fig. 1.9:** Instantes de conmutación para SVPWM[37]

### 1.2.7 Características del motor de inducción AC

Las características del motor de inducción utilizado en este trabajo se encuentran en el archivo psbacdrive.mdl de SIMULINK. Los enrollados magnéticos están conectados en Y a un neutro interno.

Definimos estos parámetros como:

Potencia Nominal	50 HP
Tensión l-l RMS	460V
Frecuencia	60 Hz
Resistencia Estatórica	0,087 $\Omega$
Inductancia Estatórica de Dispersión	0,8 mH
Resistencia Rotórica	0,228 $\Omega$
Inductancia Rotórica de Dispersión	0,8 mH
Inductancia Mutua	34,7 mH
Inercia	1,662 Kg.m <sup>2</sup>
Factor de fricción	0,1 N.m.s
Pares de Polos	2

### 1.3 Sintonización y estabilidad de los controladores PI

El sistema d-q rotatorio síncrono está determinado por las siguientes Ecs.[43]:

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^e \\ v_{ds}^e \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_{ss} & \omega_e L_{ss} & pM & \omega_e M \\ -\omega_e L_{ss} & r_s + pL_{ss} & -\omega_e M & pM \\ pM & (\omega_e - \omega_r)M & r_r' + pL_{rr}' & (\omega_e - \omega_r)L_{rr}' \\ -(\omega_e - \omega_r) & pM & -(\omega_e - \omega_r)L_{rr}' & r_r' + pL_{rr}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \\ i_{qr}^e \\ i_{dr}^e \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 1.27})$$

$$T_e = \frac{3}{4} PM (i_{qs}^e i_{dr}^e - i_{ds}^e i_{qr}^e) \quad (\text{Ec. 1.28})$$

donde:

$r_s, r_r'$  : Resistencia estatórica y resistencia rotórica por fase, relativa al estator

$L_{ss}, L_{rr}'$  : Inductancia estatórica e inductancia rotórica por fase, relativa al estator

$P$  : Número de polos

$M$  : Inductancia mutua

$p$  : Operador diferencial

$v_{qs}^e (v_{ds}^e)$  : Tensión estatórica en el eje q(d)

$i_{qs}^e (i_{ds}^e)$  : Corriente estatórica en el eje q(d)

$i_{qr}^e (i_{dr}^e)$  : Corriente rotórica relativa a q(d)

$\omega_r$  : Velocidad angular eléctrica del rotor

$\omega_e$  : Frecuencia estatórica(velocidad angular síncrona)

$T_e$  : Torque eléctrico

El torque generado, la velocidad rotórica mecánica( $\omega_{rm}$ ) y la carga están relacionados por:

$$T_e = J_m p \omega_m + B_m \omega_m + T_L \quad (\text{Ec. 1.29})$$

donde  $J_m$  es la inercia del rotor,  $B_m$  es el coeficiente de amortiguamiento y  $T_L$  es el torque de carga.

Además,  $\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$  es la velocidad angular de deslizamiento

Del modelo de corriente:

$$\omega_{sl} = \frac{\dot{r}_r \dot{i}_{qs}^e}{\dot{L}_{rr} \dot{i}_{ds}^e} \quad (\text{Ec. 1.30})$$

Con esto:

$$\dot{i}_{dr}^e = 0 \quad (\text{Ec. 1.31})$$

$$\dot{i}_{qr}^e = -\frac{M}{\dot{L}_{rr}} \dot{i}_{qs}^e \quad (\text{Ec. 1.32})$$

Utilizando las Ecs. 1.31-32, el torque  $T_e$  en la Ec. 1.28 toma la forma:

$$T_e = \frac{3}{4} P \frac{M^2}{\dot{L}_{rr}} \dot{i}_{ds}^e \dot{i}_{qs}^e = K_T \dot{i}_{qs}^e \quad (\text{Ec. 1.33})$$

donde  $K_T = \frac{3}{4} P \frac{M^2}{\dot{L}_{rr}} \dot{i}_{ds}^e$

La ecuación de la tensión estática en el eje q descrita en la Ec. 1.27, se transforma en:

$$v_{qs}^e = (r_s + pL_{ss}) \dot{i}_{qs}^e + \omega_e L_{ss} \dot{i}_{ds}^e + pM \left( -\frac{M}{\dot{L}_{rr}} \right) \dot{i}_{qs}^e \quad (\text{Ec. 1.34})$$

En el esquema FOC para máquinas AC,  $\omega_e$  puede ser representado por la Ec. 1.35.

$$\omega_e = \omega_r + \omega_{sl} = \omega_r + \frac{\dot{r}_r \dot{i}_{qs}^e}{\dot{L}_{rr} \dot{i}_{ds}^e} = \frac{P}{2} \omega_{rm} + \frac{\dot{r}_r \dot{i}_{qs}^e}{\dot{L}_{rr} \dot{i}_{ds}^e} \quad (\text{Ec. 1.35})$$

Reemplazando la Ec. 1.35 en la Ec. 1.34, obtenemos:

$$v_{qs}^e = R_\sigma \dot{i}_{qs}^e + L_\sigma \frac{d\dot{i}_{qs}^e}{dt} + K_E \omega_{rm} \quad (\text{Ec. 1.36})$$

Donde:

$$R_\sigma = r_s + \frac{L_{ss}}{\dot{L}_{rr}} \dot{r}_r \quad (\text{Ec. 1.37})$$

$$L_\sigma = L_{ss} \left( 1 - \frac{M^2}{L_{ss} \dot{L}_{rr}} \right) \quad (\text{Ec. 1.38})$$

$$K_E = \frac{P}{2} L_{ss} \dot{i}_{ds}^e \quad (\text{Ec. 1.39})$$

Utilizar SVPWM puede ser representado por la ganancia  $K_A = 2/\sqrt{3}$ . La ganancia del regulador de corriente es  $g_1$  y la ganancia de la corriente de retroalimentación,  $K_c$ . Con esto, se obtiene el diagrama mostrado en la Fig. 1.10, donde la estabilidad y la determinación de constantes de nuestro controlador PI de la corriente de torque (el más fastidioso de sintonizar)

es simple. Para tal propósito, escribiremos la función de transferencia en términos de corrientes y del torque de carga.

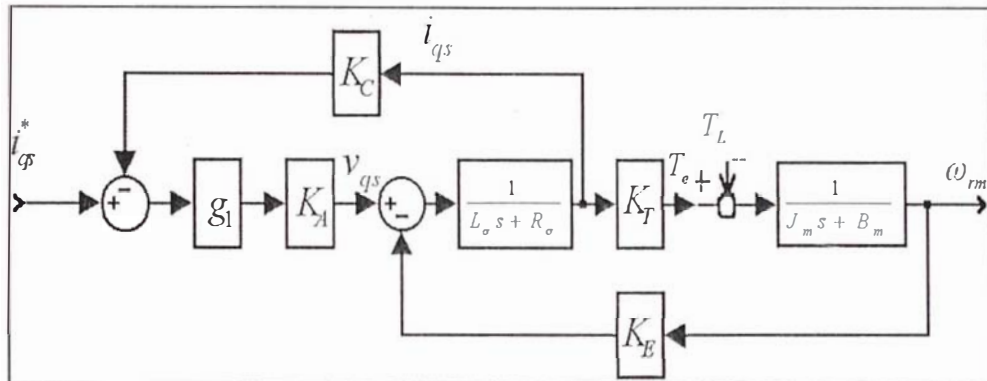


Fig. 1.10: Diagrama de Bloques para Motores de Inducción utilizando FOC y SVPWM

Se analizará la estabilidad del sistema en vacío. Para ellos, se necesita determinar el momento de inercia del rotor. Utilizaremos el run-out test o coasting test para dicho propósito[1].

### Run-out Test o Test de Desaceleración

Previamente, la potencia de entrada  $p_M(\omega)$  del motor, en vacío y en estado estable, es calculada a diferentes velocidades  $\omega$ .

De la ecuación  $p_M = p_l + J\omega \frac{d\omega}{dt}$ , se desprecia el último término debido a la cuasiconstancia de la velocidad. Entonces, la potencia de entrada equivale a la potencia de pérdidas ( $p_M = p_l$ )

Como no estamos interesados en el efecto de pérdidas eléctricas, modificaremos la potencia de pérdidas, considerando sólo la potencia generada por el torque negativo del rotor. Así, el torque de carga efectivo en estado estable es  $T_L = p_l' / \omega$ . Este proceso se repite a diferentes velocidades; y por interpolación se obtiene la curva para  $T_L'(\omega)$  mostrada en la Fig. 10.

Para el Run-out Test, se acelera el motor hasta una velocidad inicial  $\omega_0$ . En este punto se quita la alimentación eléctrica, la planta es desacelerada únicamente por pérdidas debidas a la inercia,  $\omega(t)$ . Utilizando  $T_M = T_L + J \frac{d\omega}{dt}$ , obtenemos  $J \approx -T_L'(\omega) / \frac{d\omega}{dt}(\omega)$ ,  $T_M = 0$ . Por ende, la inercia puede ser determinada de la pendiente de la curva de desaceleración, como muestra la Fig. 1.11.

Los métodos de construcción gráficos, particularmente cuando se halla presente una Ec. diferencial, tienen poca precisión. Es por ello que el Test de Desaceleración debe ser llevado a cabo a diversas velocidades. Los requerimientos de precisión de la inercia, por suerte, son bastante modestos cuando se diseña un sistema de control.  $\pm 10\%$  es bastante aceptable.

Para el coeficiente de amortiguamiento consideraremos un valor similar al considerado para máquinas similares

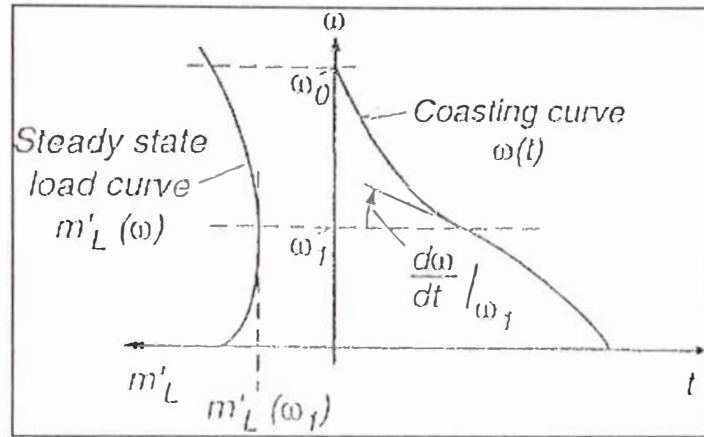


Fig. 1.11: Curvas para el Test de Desaceleración[1]

Utilizaremos la rltool de MATLAB para constatar estudiar la estabilidad del sistema. Los polos están en  $-650$  y en  $-33$ . Diagramas del LGR y de Bode demuestran que el sistema es estable(Fig. 1.12).

El sistema es estable en el dominio de Laplace. De la misma forma, en el dominio de Z tendremos la Fig. 1.13. En este caso los polos están en  $0,937$  y en  $0,997$  ( $T_s=0.0001$  s)

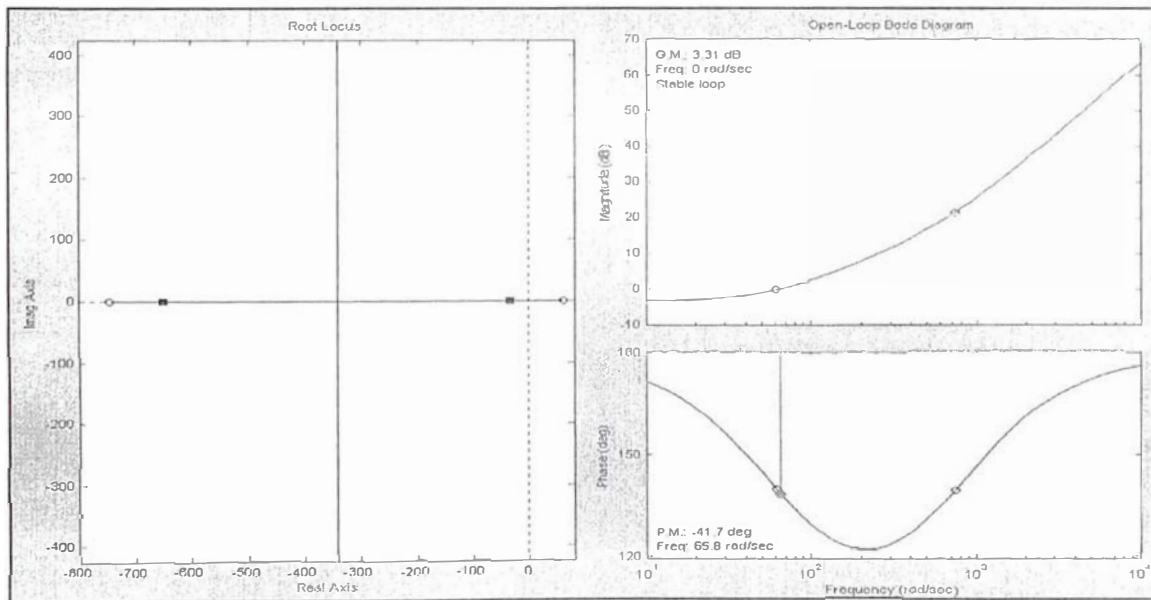
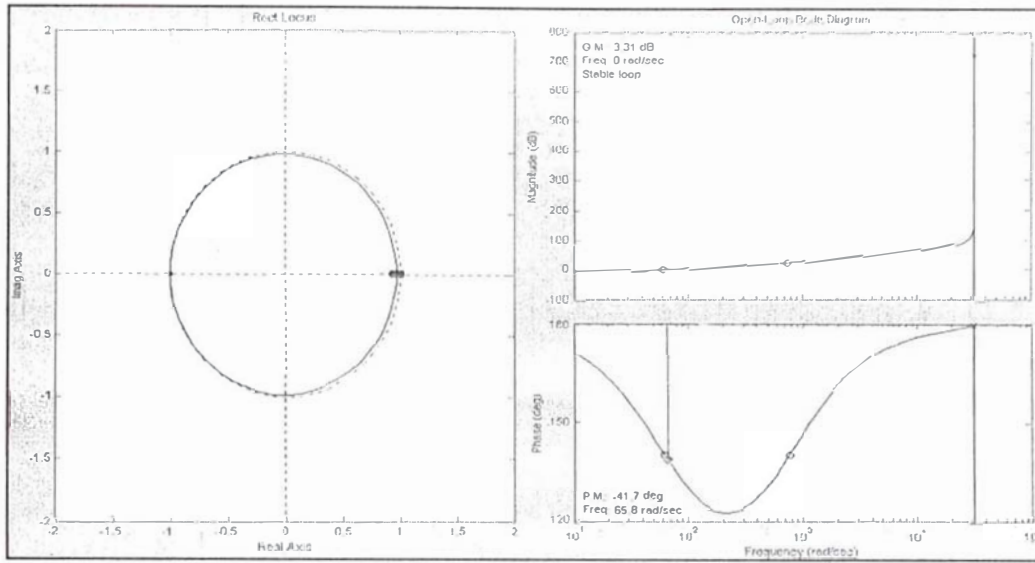
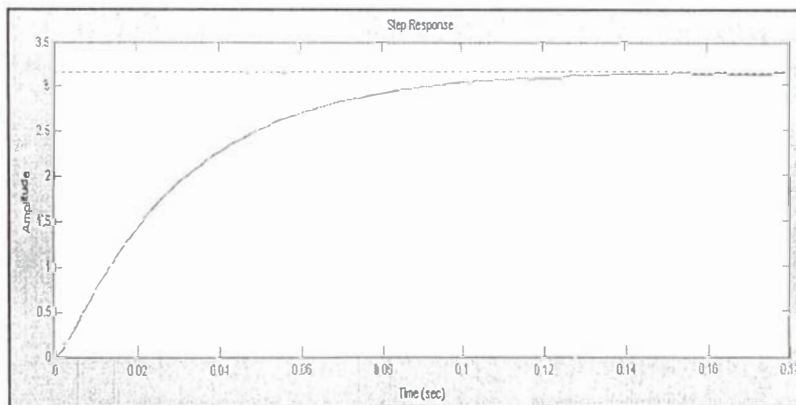


Fig. 1.12: LGR de la corriente de torque en lazo cerrado en el dominio de Laplace

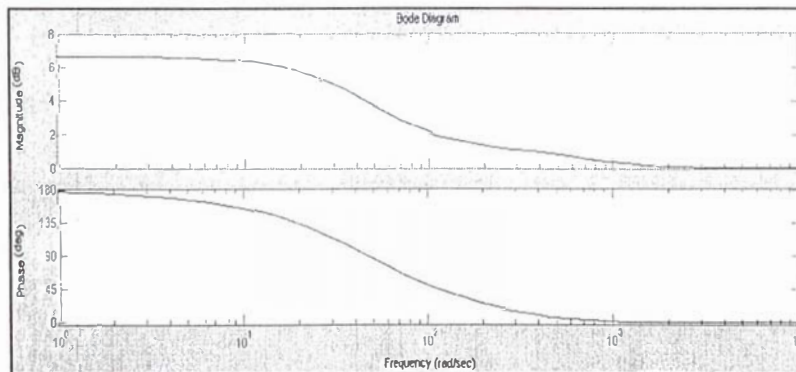


**Fig. 1.13:** LGR en lazo cerrado para la corriente de torque en el dominio de  $Z$

Similarmente, los diagramas de Bode (Figs. 1.14-15) muestran la estabilidad del sistema.



**Fig. 1.14:** Respuesta al escalón del sistema de lazo cerrado



**Fig. 1.15:** Diagramas de Bode/(Mag. y fase) del sistema de lazo cerrado

Otro criterio de sintonización de controladores PI se puede encontrar en [54].

## 1.4 Resultados

Nuestra planta tiene el diagrama de bloques mostrado en la Fig. 1.16

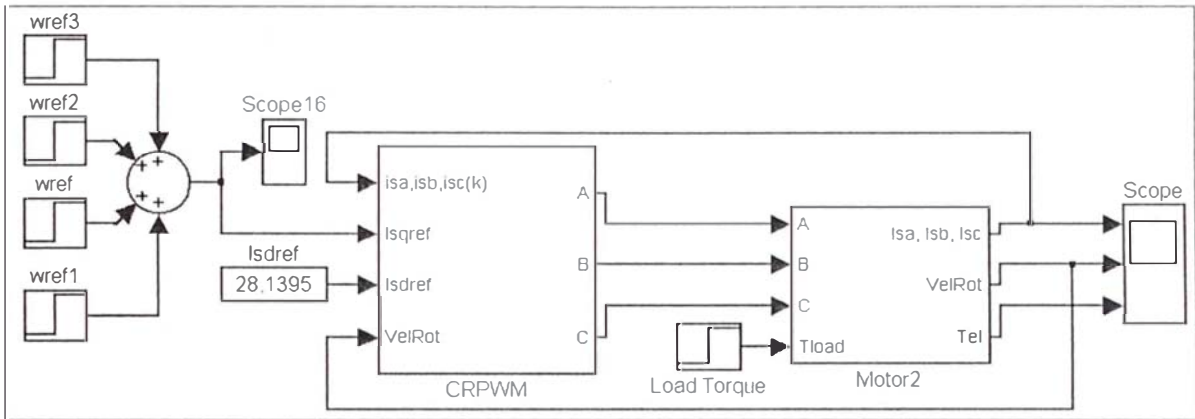


Fig. 1.16: La Planta

El bloque CRPWM se muestra en la Fig. 1.17.

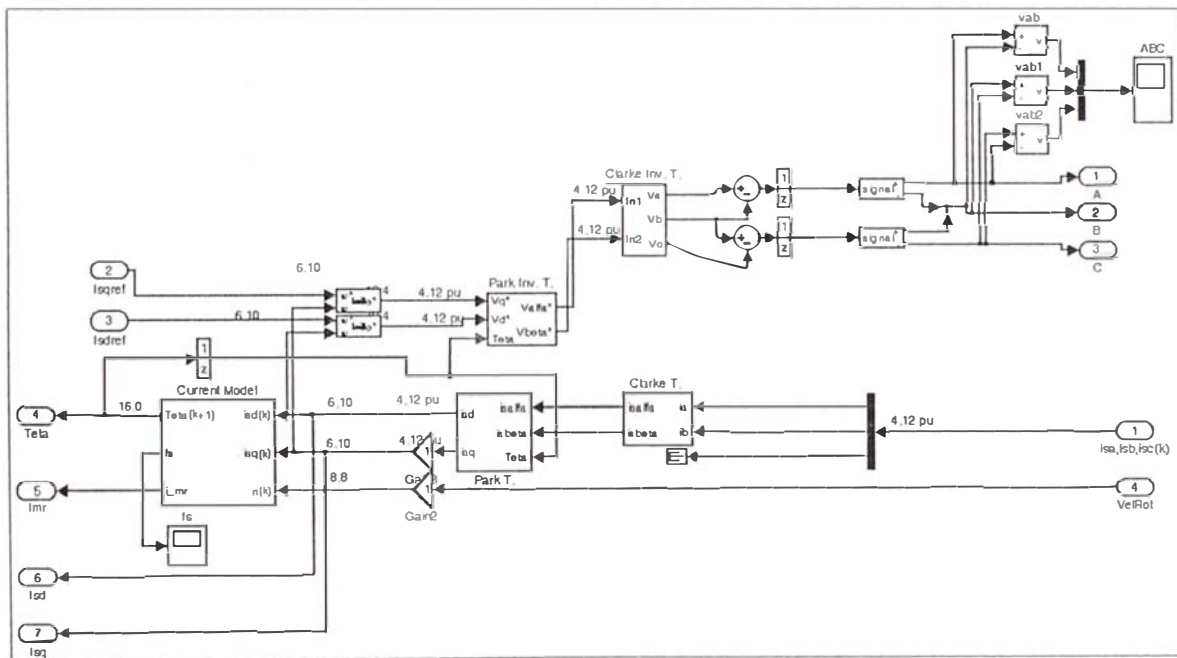


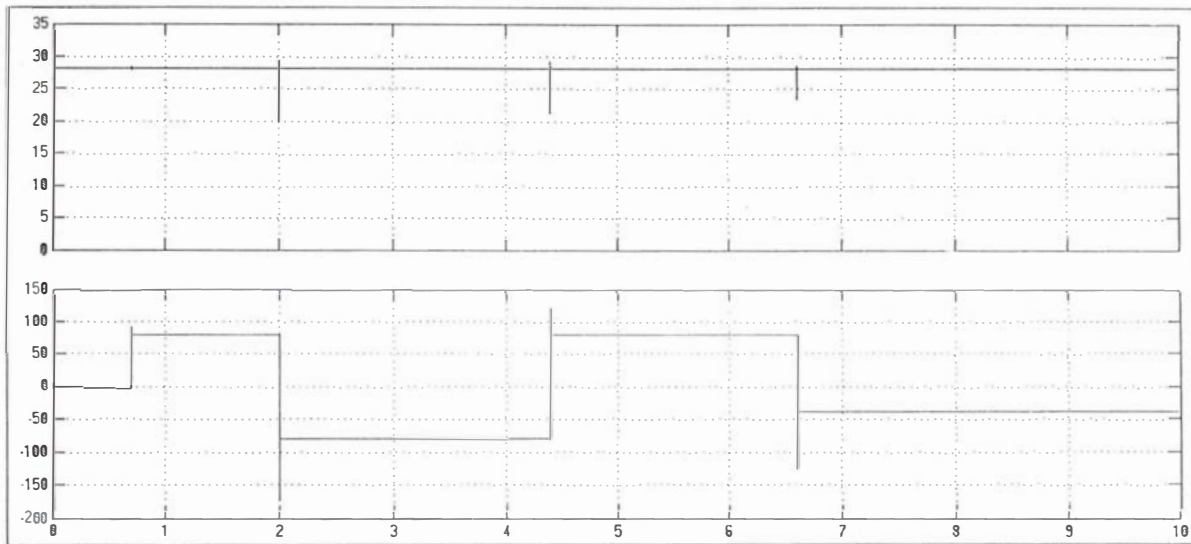
Fig. 1.17: El bloque CRPWM

Las condiciones de operación para las Figs. 1.18-1.20 son:

- $I_{sq}^{ref} = 80A$
- $I_{sd}^{ref} = 28,1395A$

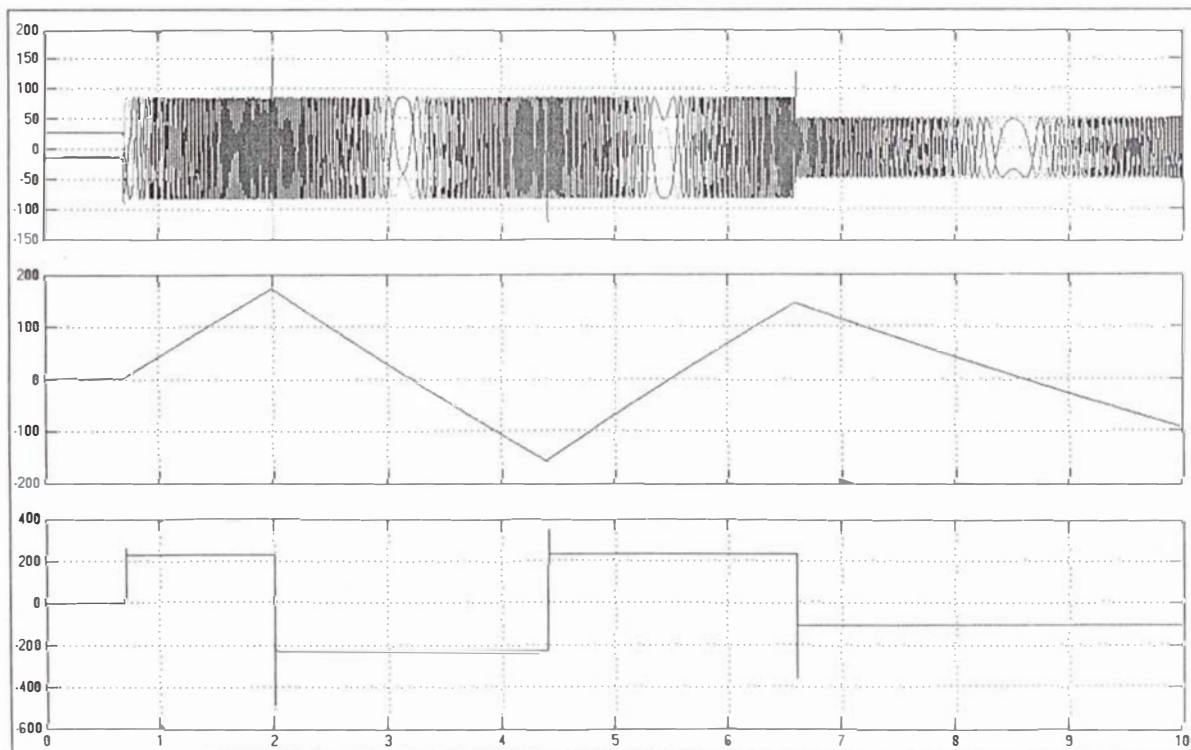


La Fig. 1.18 muestra el comportamiento de las corrientes d-q.



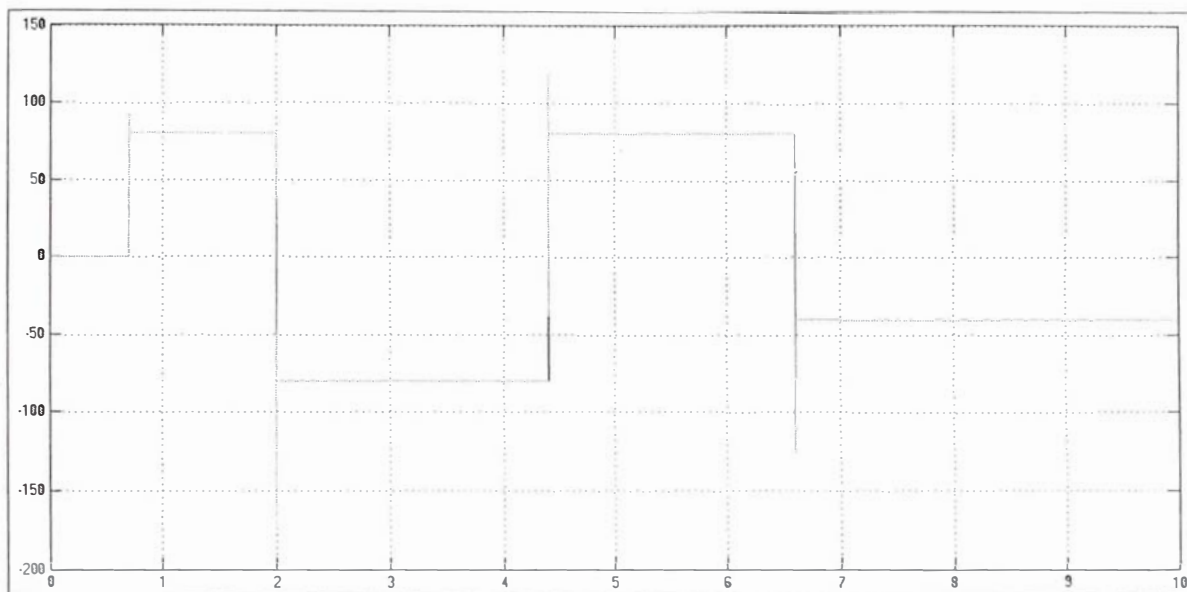
**Fig. 1.18:** Comportamiento de la corriente de flujo y de la corriente de torque

La Fig. 1.19 muestra las corrientes estáticas, la velocidad y el torque eléctrico. La velocidad es dad en rad/s y el torque en N.m.s



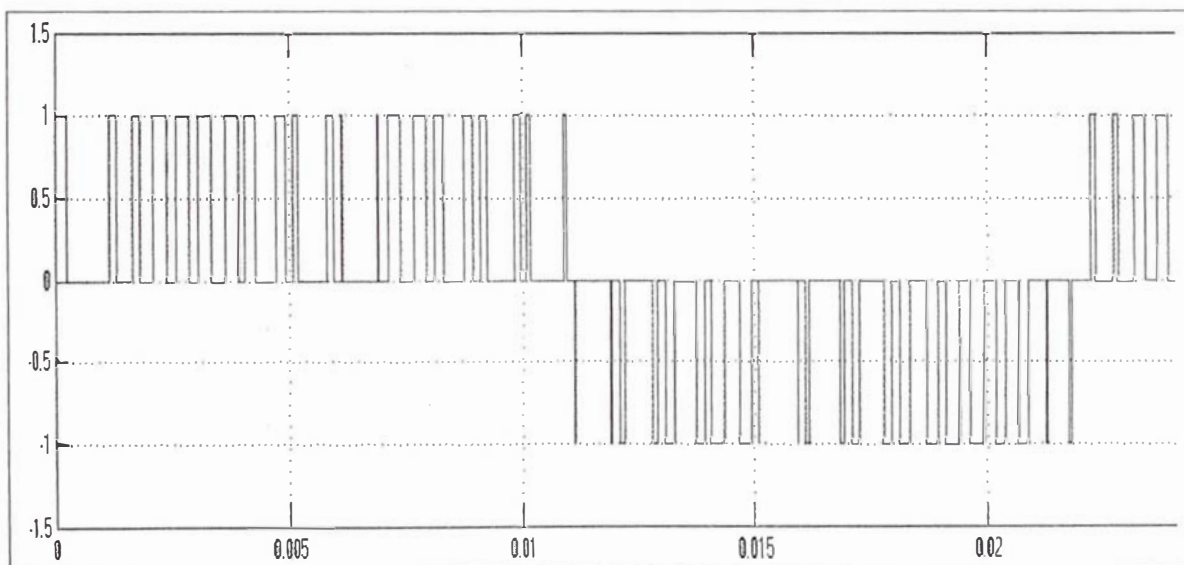
**Fig. 1.19:** Corriente estáticas, velocidad y torque eléctrico respectivamente

Las corrientes torque de referencia y medida son mostradas en la Fig. 1.20.



**Fig. 1.20:** *Corriente de torque (de referencia y medida)*

Las Figs. 1.21-23 corresponden a los resultados de simulación y de experimentación del modulador SVPWM.



**Fig. 1.21:** *Resultados del SVPWM*

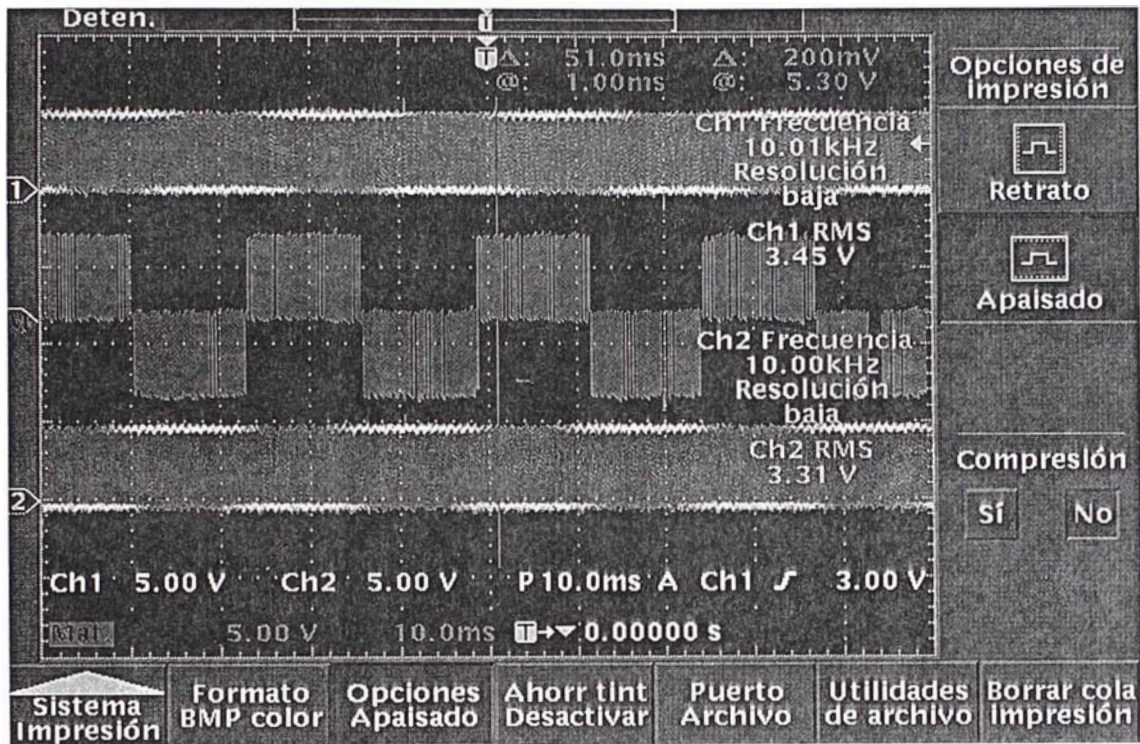


Fig. 1.22: Resultados del SVPWM implementado en el DSP TMS320F240

## CAPITULO II

### CONTROL FEEDFORWARD BACKFORWARD ROBUSTO ADAPTIVO

#### 2.1 Efecto de la Variación de los Parámetros de un Motor de Inducción(IM) controlado por FOC

Para conseguir que un sistema de control para motores presente un gran desempeño dinámico y en estado estable, se hace necesario que no exista acoplamiento entre las componentes de corriente en los ejes q-d. Tal desacoplamiento, principalmente, responde a un conocimiento preciso de los parámetros del motor. Específicamente, en el caso de los sistemas IFOC, se emplea un calculador de deslizamiento para hallar flujo, torque y referencia de deslizamiento. Dicho calculador requiere de la constante de tiempo rotórica.

Debido a que las condiciones de operación de un motor, tales como temperatura o saturación, la desviación de parámetros es un hecho que conlleva severas consecuencias:

- Variación de la referencia del flujo de acoplamiento del rotor
- Variación del torque electromagnético y consecuentemente obtención de una relación no lineal entre el torque real y su valor de referencia
- Oscilaciones de torque y de flujo con un tiempo de asentamiento equivalente a la constante de tiempo rotórica(>0,5 s)

Cuanto mayor es la potencia eléctrica que absorbe un motor, mayor es su eficiencia; sin embargo, es también mayor el efecto que sobre el desempeño de su sistema de control puede llegar a tener una desintonización de parámetros. De la misma forma, para muchas aplicaciones los efectos de desintonización sobre la respuesta transitoria pueden ser contrarrestados vía el lazo de retroalimentación de la velocidad. En estos casos, el mayor problema es mantener el flujo y la corriente en estado estable a niveles razonables.

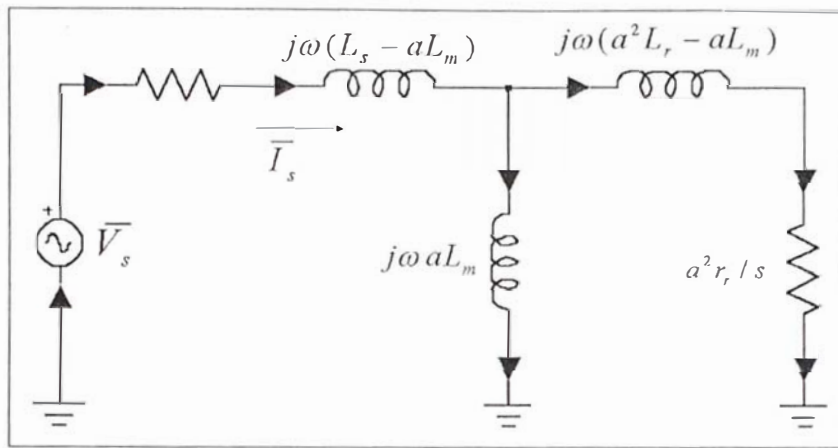
En este trabajo analizaremos los efectos cuantitativos de la desintonización del calculador de deslizamiento en términos de cuál es la diferencia entre el valor de referencia y el valor real y de la degradación de la respuesta transitoria de la respuesta descada de torque instantáneo.

##### 2.1.1 Circuito equivalente de campo orientado

Un modelo de estado estable conveniente para un sistema de control FOC puede obtenerse del circuito mostrado en la Fig. 2.1. Definamos  $\alpha$  como el ratio inductancia mutua-autoinductancia:

$$\alpha = \frac{L_m}{L_r} \quad (\text{Ec. 2.1})$$

El circuito equivalente toma la forma de la Ec. 2.2[60]. Este circuito permite visualizar la descomposición de la corriente estática  $I_s$  en corriente de magnetización del rotor  $I_f$  y en componente de torque  $I_T$ , que es la encargada de “conducir” la potencia al rotor puesto que controla la potencia en el entrehierro.



**Fig. 2.1:** Circuito general equivalente con  $a$  arbitrario  
( $a = N_s / N_r$  en el circuito convencional)

Esta subdivisión de la corriente estática es inherente a los sistemas con control FOC. El deslizamiento asociado con la orientación de campo se puede obtener de igualar las tensiones producidas por  $I_f$  en la rama de magnetización y por  $I_r$  en la rama del rotor:

$$I_f \left( j \frac{L_m}{L_r} X_m \right) = I_r \left[ \frac{L_m^2 r_r}{L_r^2 s} \right] \quad (\text{Ec. 2.2})$$

Este resultado nos muestra que  $I_f$  y  $I_r$  son componentes ortogonales y que la frecuencia de deslizamiento está relacionado con las magnitudes de las componentes de corriente mediante:

$$\omega_{sl} = s\omega_e = \frac{r_r I_r}{L_r I_f} = \frac{L_m I_r}{T_r \lambda_r} \quad (\text{Ec. 2.3})$$

donde

$$\lambda_r = L_m I_f \quad T_r = \frac{L_r}{r_r} \quad (\text{Ec. 2.4})$$

Más aun, la Ec. 2.3 expresa la condición necesaria para tener orientación de campo. La expresión que involucra al flujo del rotor considera a la Ec. 2.2, reconociendo que  $I_f$  se relaciona directamente con la tensión inducida en el rotor  $E_r$  y, por ende, al flujo rotórico  $\lambda_r$ . El torque es obtenido de la potencia habida en el entrehierro y fácilmente se demuestra que toma la forma (considerando valores pico para los fasores  $I_f$  e  $I_{sr}$ )

$$T = \frac{3}{2} \left[ \frac{P}{2} \right] \left[ \frac{L_m}{L_r} \right] \lambda_r I_r = \frac{3}{2} \left[ \frac{P}{2} \right] \left[ \frac{L_m}{L_r} \right] (L_m I_f) I_r \quad (\text{Ec. 2.5})$$

que expresa la independencia deseada de  $I_f$  de  $I_r$ .

Estudiamos el comportamiento de un sistema IFOC:

- Al abrir el lazo de velocidad:

- Características de estado estable
- Características de estado transitorio

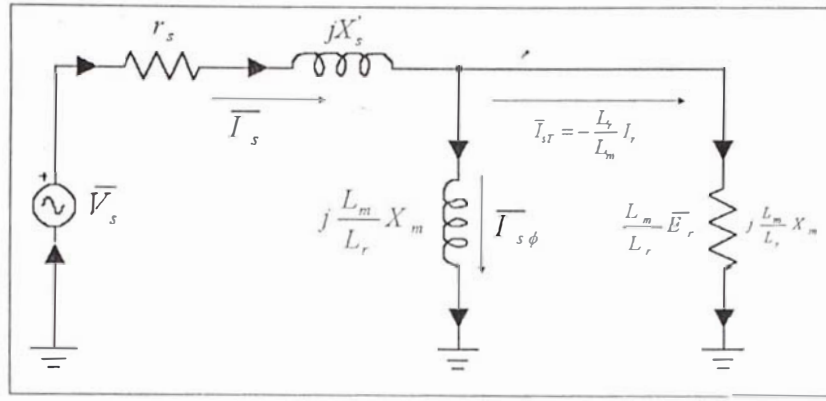


Fig. 2.2: Circuito equivalente mostrando la componente de torque ( $\bar{I}_{sr}$ ) y la componente de flujo ( $\bar{I}_{s\phi}$ )

- Al cerrar el lazo de velocidad
- Características de estado estable
- Características de estado transitorio

Analizando los resultados dados en [61] y en [54.]

## 2.1.2 Sensibilidad a la variación de parámetros de IFOC con lazo externo abierto

### 2.1.2.1 Expresiones para el torque, flujo de acoplamiento y sus respectivas referencias

El ángulo de referencia de torque está dado por:

$$\theta_r^* = \text{tg}^{-1} \begin{bmatrix} i_r^* \\ i_f^* \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 2.6})$$

Reemplazando la Ec. 2.6 en la Ec. 2.3 nos da:

$$\text{tg}(\theta_r^*) = \omega_{sl}^* T_r^* \quad (\text{Ec. 2.7})$$

Obteniendo para el seno y para el coseno del ángulo de torque:

$$\text{sen}(\theta_r^*) = \frac{\omega_{sl}^* T_r^*}{\sqrt{1 + (\omega_{sl}^* T_r^*)^2}} \quad (\text{Ec. 2.8})$$

$$\text{cos}(\theta_r^*) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_{sl}^* T_r^*)^2}} \quad (\text{Ec. 2.9})$$

El valor de referencia del torque puede ser escrito como:

$$T_c^* = K_{te} \lambda_r^* i_r^* = K_{te} L_m i_r^* i_f^* = \frac{1}{K_{ti}} \frac{(L_m)^2}{L_r} (i_s^*)^2 \text{cos}(\theta_r^*) \text{sen}(\theta_r^*) \quad (\text{Ec. 2.10})$$

Análogamente, el torque electromagnético generado en el motor toma la forma:

$$T_c = \frac{1}{K_{ti}} \frac{(L_m)^2}{L_r} (i_s)^2 \text{cos}(\theta_r) \text{sen}(\theta_r) \quad (\text{Ec. 2.11})$$

ya que la referencia y el torque real son iguales en estado estable. En el modelo de torque, las limitaciones de la fuerza son:

$$i_s = i_s^* \quad (\text{Ec. 2.12})$$

$$\omega_{sl} = \omega_{sl}^* \quad (\text{Ec. 2.13})$$

De las ecuaciones lineas arriba obtenemos:

$$\frac{T_e}{T_e^*} = \left[ \frac{L_m}{L_m^*} \right]^2 \left[ \frac{L_r}{L_r^*} \right] \left[ \frac{T_r}{T_r^*} \right] \left[ \frac{1 + (\omega_{sl}^* T_r^*)^2}{1 + (\alpha \omega_{sl}^* T_r^*)^2} \right] \quad (\text{Ec. 2.14})$$

Definiendo:

$$\alpha = \frac{T_r}{T_r^*} \quad (\text{Ec. 2.15})$$

$$\beta = \frac{L_m}{L_m^*} \quad (\text{Ec. 2.16})$$

Haciendo:

$$\frac{L_r}{L_r^*} \cong \frac{L_m}{L_m^*} = \frac{1}{\beta} \quad (\text{Ec. 2.17})$$

Por ende, tendremos:

$$\frac{T_e}{T_e^*} = \alpha \beta \left[ \frac{1 + (\omega_{sl}^* T_r^*)^2}{1 + (\alpha \omega_{sl}^* T_r^*)^2} \right] \quad (\text{Ec. 2.18})$$

En estado estable el flujo y su referencia toman la forma:

$$\lambda_r^* = L_m^* i_f^* \quad (\text{Ec. 2.19})$$

$$\lambda_r = L_m i_f \quad (\text{Ec. 2.20})$$

De esto, obtenemos:

$$\frac{\lambda_r}{\lambda_r^*} = \frac{L_m}{L_m^*} \frac{\cos(\theta_r)}{\cos(\theta_r^*)} = \beta \sqrt{\frac{1 + (\omega_{sl}^* T_r^*)^2}{1 + (\alpha \omega_{sl}^* T_r^*)^2}} \quad (\text{Ec. 2.21})$$

### 2.1.2.2 Rangos de $\alpha$ y de $\beta$

El rango de variación de temperatura que experimenta una máquina eléctrica durante su operación normal está dentro de los 130 °C por encima de la temperatura ambiente. Esto genera un incremento de la resistencia rotórica de aproximadamente 50% sobre su valor nominal. La saturación magnética puede generar un decremento de hasta 80% del valor nominal de la autoinductancia. Por ende, el límite inferior de  $\alpha$  queda establecido como:

$$T_r = \frac{0,8 L_m^*}{1,5 R_r^*} \cong 0,533 T_r^* \quad (\text{Ec. 2.22})$$

El menor valor de  $\alpha$  es aproximadamente 0.5. El límite superior de  $\alpha$  se aproxima a 1,5 dependiendo principalmente del error en el controlador vectorial utilizado; e incrementa para la autoinductancia del rotor debido a la no saturación que se tiene sobre la curva BH de las laminaciones durante el debilitamiento de campo. Por ende, el rango de valores de  $\alpha$  se escoge como:

$$0,5 < \alpha < 1,5 \quad (\text{Ec. 2.23})$$

Un valor típico de  $\beta$  en la región de saturación magnética es 0.8, y la operación del sistema de control de la IM en la región lineal de la curva B-H del hierro incrementa  $\beta$  hasta 1,2. Hay que notar que dichos valores son dados para corrientes estáticas que no excedan dos veces el valor rateado. Por ende,  $\beta$  se escoge como:

$$0,8 < \beta < 1,2 \quad (\text{Ec. 2.24})$$

### 2.1.2.3 Torque y flujo en estado estable cuando el lazo de velocidad está abierto

Basándonos en la Ec. 2.18 y en la Ec. 2.21, observamos el torque normalizado y el flujo del rotor VS  $\alpha$ .

La Fig. 2.3 nos muestra cómo se comporta el ratio entre el torque y su referencia VS  $\alpha$  para varias velocidades de deslizamiento.

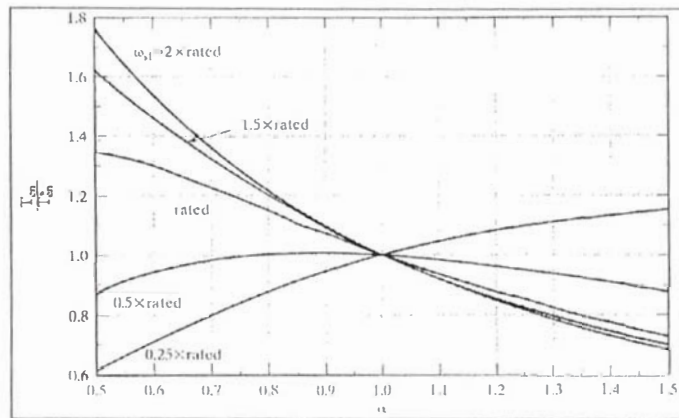


Fig. 2.3: Comportamiento del torque para diferentes valores de  $\alpha$ , para diferentes valores de la velocidad de deslizamiento[54]

La Fig. 2.4 muestra el comportamiento del ratio entre el flujo de acoplamiento del rotor y su referencia VS  $\alpha$  para varios valores de la velocidad de deslizamiento.

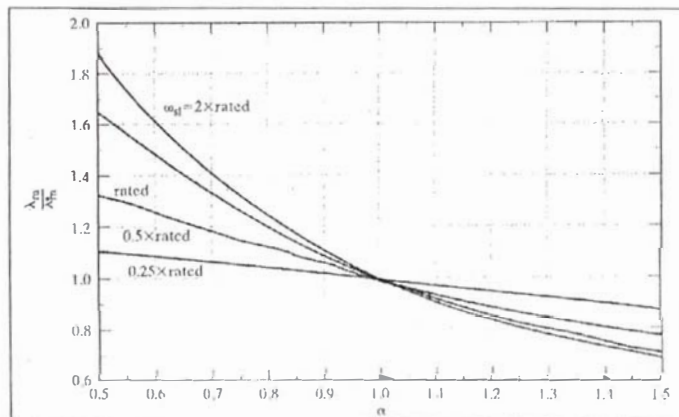


Fig. 2.4: Comportamiento del flujo para varios valores de  $\alpha$ , para varias velocidades de deslizamiento[54]

### 2.1.2.4 Características transitorias en un sistema IFOC con lazo de velocidad abierto

Las características del transitorio de un sistema IFOC pueden obtenerse de las ecuaciones del rotor y de las ecuaciones electromecánicas. El efecto del retardo en la lógica de conmutación del inversor y en el inversor en sí pueden despreciarse. Más aun, la dinámica del estator queda omitida ya que se utilizará inversores de lazos de corriente con anchos de banda de, al menos, 5 kHz.

Se puede demostrar que el flujo y el torque tienen una constante de tiempo igual a la constante de tiempo rotórica, cuando se permite que el flujo de acoplamiento varíe mientras que la frecuencia natural de oscilación es igual a la velocidad de deslizamiento. El



coeficiente de amortiguación del sistema se determinan tomando en cuenta, entre muchas cosas,  $\alpha$  y  $\beta$ . El comportamiento como motor y como generador del sistema en lazo abierto arroja diversos resultados. Un ejemplo de simulación se da en las Figs. 2.5-6 para una temperatura del estator de 100 °C, donde se presenta la referencia de torque, el torque real, y el flujo rotórico de acoplamiento para una velocidad mecánica de 300 rpm. Cabe anotar que el flujo rotórico de acoplamiento no se ha modificado para contrarrestar efectos de saturación.

Aunque el flujo y el torque se incrementan al incrementarse la temperatura, no es permisible respuestas oscilatorias, razón por la cual un control para motores de inducción no es óptimo como amplificador de torque.

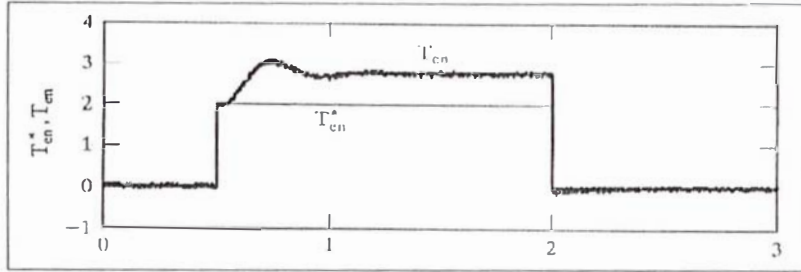


Fig. 2.5: Torque a 100 °C sobre la temperatura ambiental[54]

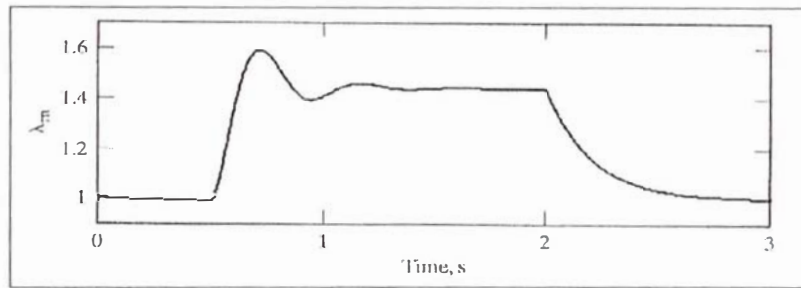


Fig. 2.6: Flujo a 100 °C sobre la temperatura ambiental[54]

#### 2.1.2.4.1 Características del transitorio de flujo: Lazo de velocidad abierto

Utilizando los resultados dados en [54], Pág. 468, se obtiene para el flujo rotórico de acoplamiento:

$$\lambda_r(t) = \beta \sqrt{\frac{1 + (\omega_s T_r^*)^2}{1 + (\alpha \omega_s T_r^*)^2}} \left[ \begin{aligned} & \lambda_r^* + \frac{1}{\tau_c - \alpha T_r^*} \left[ \tau_c \lambda_r^* - T_r^* \lambda_r^*(0) \right] e^{-\frac{t}{\tau_c}} \\ & + T_r^* \left[ \lambda_r^*(0) + \lambda_r^* \right] e^{-\frac{t}{\alpha T_r^*}} \end{aligned} \right] + \lambda_r(0) e^{-\frac{t}{\alpha T_r^*}} \quad (\text{Ec. 2.25})$$

#### 2.1.2.4.2 Características del transitorio de torque: Lazo de velocidad abierto

Basándonos en [54], una vez más, el transitorio del torque toma la forma:

$$T_e(t) = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_r(t) i_r(t) \quad (\text{Ec. 2.26})$$

### 2.1.3 Sensibilidad a la variación de parámetros del sistema con lazo de velocidad abierto

Utilizando resultados dados en [54] se obtiene:

$$\frac{T_e}{T_e^*} = \alpha\beta \left[ \frac{1 + (hT_e^*)^2}{1 + (\alpha hT_e^*)^2} \right] \quad (\text{Ec. 2.27})$$

donde:

$$h = \frac{4L_r}{3P(\lambda_r^*)^2} \quad (\text{Ec. 2.28})$$

Resolviendo para  $T_e^*$  con  $T_e = T_l$ , se obtiene una ecuación cúbica.

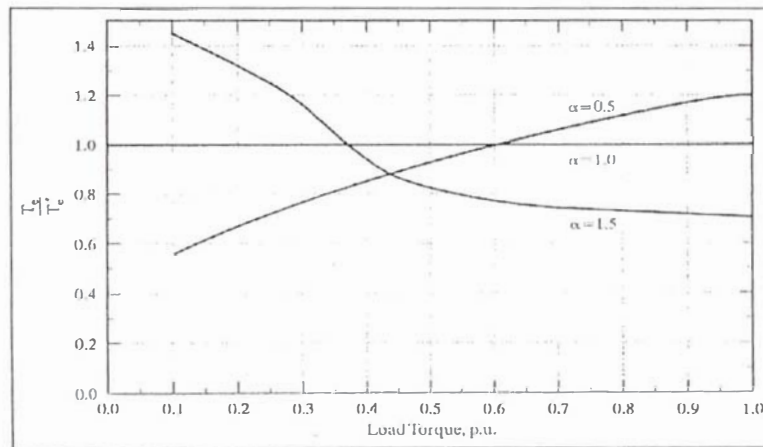
También, de [54] obtenemos:

$$\frac{\lambda_r}{\lambda_r^*} = \beta \sqrt{\frac{1 + (hT_e^*)^2}{1 + (\alpha hT_e^*)^2}} \quad (\text{Ec. 2.29})$$

### 2.1.3.1 Características del torque y del flujo de acoplamiento en estado estable para un sistema de control de la velocidad

En este caso, el torque y el flujo de acoplamiento presentan relaciones complejas entre sus variables claves. Es por ello que se hace más práctico un análisis gráfico que nos permita analizar la sensibilidad a la variación de los parámetros en la operación del sistema de control del motor de inducción.

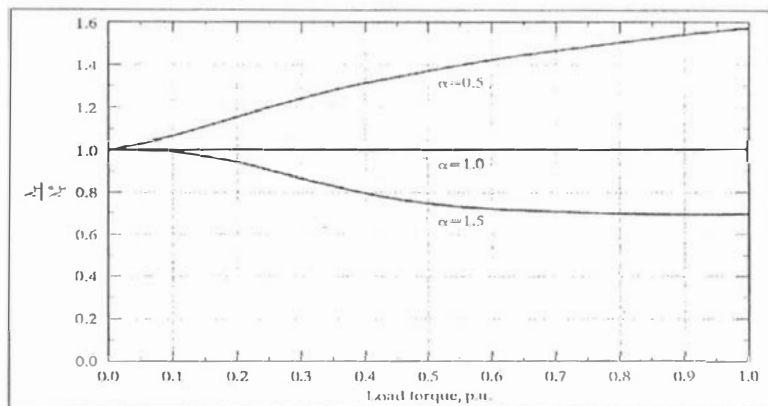
Las Figs. 2.7-12 muestran la característica en estado estable del controlador de velocidad del IFOC.



**Fig. 2.7a:** Ratio torque-torque de referencia VS torque de carga para diversos valores de  $\alpha$ , con  $\beta=1$  [54]

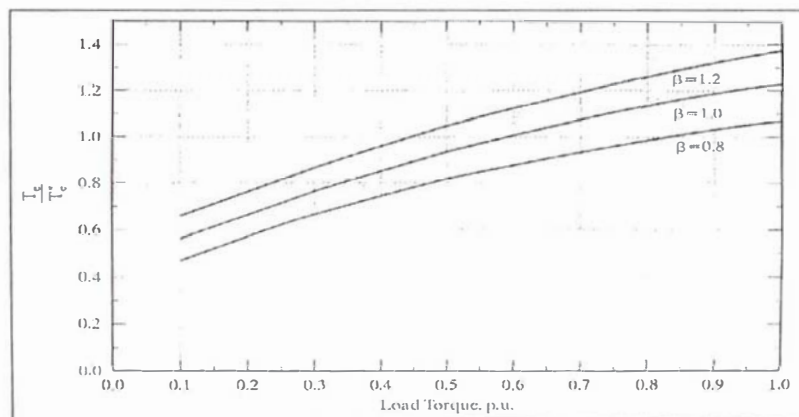
Las Figs. 2.7a-7b muestran el ratio torque real-torque de referencia y el ratio flujo de acoplamiento real-flujo de acoplamiento de referencia para valores de  $\alpha = \{0.5; 1; 1.5\}$ , manteniendo  $\beta$  en 1. El torque y el flujo logran un buen seguimiento de su referencia para  $\alpha = 1$ , independientemente de la velocidad de operación. Conforme  $\alpha$  decrece, el torque se hace menor que su valor de referencia, hasta 0,75 p.u. del torque de carga, punto en el cual el torque de carga real se hace mayor que su valor de referencia. El caso opuesto se observa cuando  $\alpha > 1$ . Más aun, el hacer  $\alpha$  mayor que 1 decrementa significativamente el torque real alcanzando valores de hasta 0,75 p.u. del torque de carga, manteniéndose en dicho valor para valores aun mayores. Con  $\alpha=0,5$ , el flujo se incrementa monótonicamente al

variar el torque de carga. La saturación del motor tiene un efecto de amortiguamiento sobre esta variable lo que genera un pequeño incremento de su magnitud.



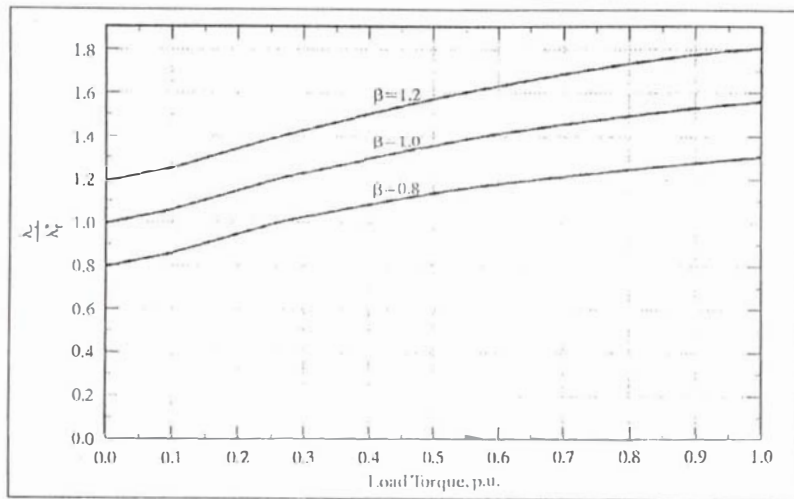
**Fig. 2.7b:** Ratio flujo del rotor medido-flujo del rotor de referencia VS torque de carga para diversos valores de  $\alpha$ , con  $\beta = 1$  [54]

Las Figs. 2.8a-8b muestran los efectos de la saturación sobre el torque y sobre el flujo rotórico. Tal y como se esperaba, el efecto de la saturación (con  $\beta = 0,8$ ) genera una disminución del flujo rotórico de 20% mientras que el torque no logra alcanzar al valor de referencia respectivo. El valor de  $\alpha$  se mantiene en 0,5 mientras  $0,5 \leq \alpha \leq 1$ ; y la razón es que los valores de  $\alpha$  más usuales son pequeños.



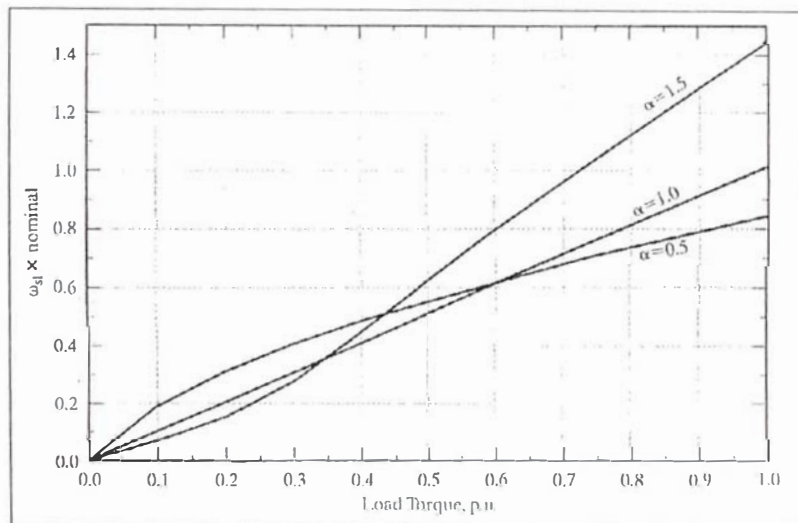
**Fig. 2.8a:** Ratio torque-torque de referencia VS torque de carga, para varios valores de  $\beta$ , con  $\alpha = 0,5$  [54]

Cuando el sistema de control del motor opera en la zona lineal de la curva B-II, el valor de  $\beta$  se incrementa. Para un valor de  $\beta = 1,2$  las Figs. 2.8a-8b muestran cómo se incrementa el flujo y el torque respecto de sus valores de referencia. Valores de 1,2 para el ratio de flujos, cuando el flujo es muy pequeño son posibles. Dicho caso debería ser analizado cuidadosamente ya que las simulaciones están dadas para la región lineal.



**Fig. 2.8b:** Ratio flujo del rotor real-flujo del rotor de referencia VS torque de carga, para varios valores de  $\alpha = 0.5$  [54]

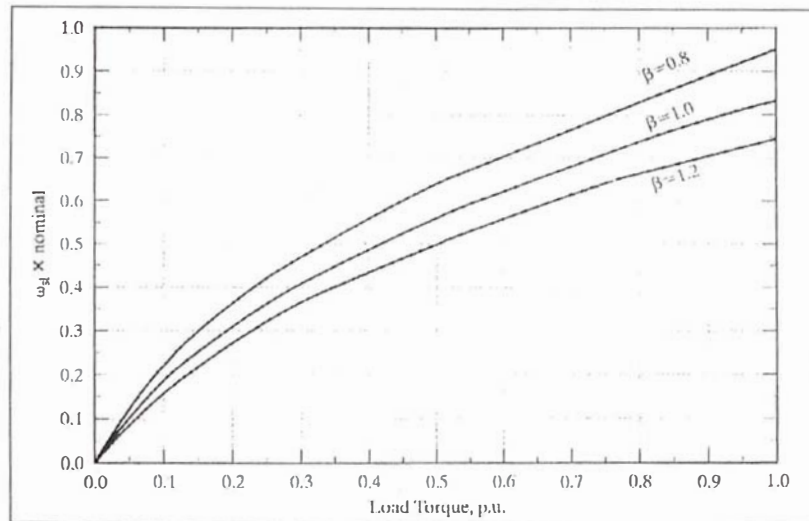
El comportamiento del deslizamiento se muestra en las Figs. 2.9-10 para diversos valores de  $\alpha$  y de  $\beta$ . La velocidad de deslizamiento es lineal para  $\alpha=1$ , pero presenta un comportamiento distinto para  $\alpha$  mayor que y menor que 1. Definiendo el valor nominal de una variable para  $\alpha=1$ , considerando saturación, en el caso de  $\alpha=0,5$ , la velocidad de deslizamiento supera su valor nominal.



**Fig. 2.9:** Velocidad de deslizamiento VS torque de carga para varios valores de  $\alpha$ , con  $\beta = 1$  [54]

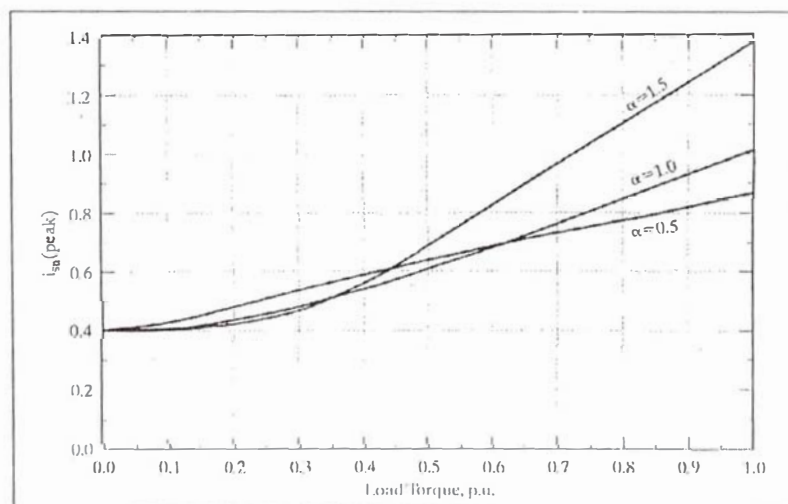
Existe un ligero decremento de la velocidad de deslizamiento debido a la gran linealidad que presenta la curva B-H del hierro. Más aun, para  $\alpha < 1$ , la velocidad de deslizamiento es mayor que la velocidad nominal, para valores de carga comparables con la carga nominal. Para el caso de carga de valor nominal, la velocidad de deslizamiento se hace ligeramente menor que la velocidad de deslizamiento nominal, lo que significa que las pérdidas del motor se incrementan para  $T_L < 0,8$  p.u.. En la region de debilitamiento de campo del

sistema de control las pérdidas se incrementan para  $T_l > 0,4$ , tal como se evidencia en la curva para  $\alpha = 1,5$ . Notablemente para  $\alpha = 0,5$  y alrededor de 1 p.u. de  $T_l$ , el sistema de control tendrá pérdidas ligeramente menores que su valor nominal y capacidad pico considerada, aun incluyendo saturación.



**Fig. 2.10:**  $\omega_{slip}$  VS torque de carga para varios valores de  $\beta$ ,  $\alpha = 0.5$  [54]

Las Figs. 2.11-12 muestran valores pico de las corrientes de fase del estator VS torque de carga, para valores discretos de  $\alpha$  y de  $\beta$ , lo que trae a nuestra memoria las características deslizamiento-velocidad. La saturación del motor de inducción incrementa la corriente de entrada del estator, tal como se muestra en la Fig. 2.12. El sistema de control consigna, normalmente, valores de torque de 1 p.u. y menores. En toda esta region la tendencia a tener pérdidas estáticas mayores se evidencia para  $\alpha < 1$ . Esto es altamente indeseable desde el punto de vista de efectos térmicos y de eficiencia del sistema.



**Fig. 2.11:** Corriente estática pico VS torque de carga para varios valores de  $\alpha$ , con  $\beta = 1$  [54]

### 2.1.3.2 Características del estado transitorio en sistemas de control de la velocidad

Como se sabe la estabilidad del sistema de control IFOC no se ve afectada por la variación de parámetros. Sin embargo, el transitorio sí. De hecho, el coeficiente de amortiguamiento del transitorio del flujo y del torque son grandemente dependientes de los parámetros de la máquina. Estas oscilaciones de la respuesta del flujo y del torque no se transmiten al torque por dos motivos:

- El gran ancho de banda del lazo de la velocidad, lo que fuerza al torque de referencia a seguir al torque de carga en un intervalo de tiempo muy corto,
- El efecto de filtración que genera el momento de inercia del motor de inducción y de la carga

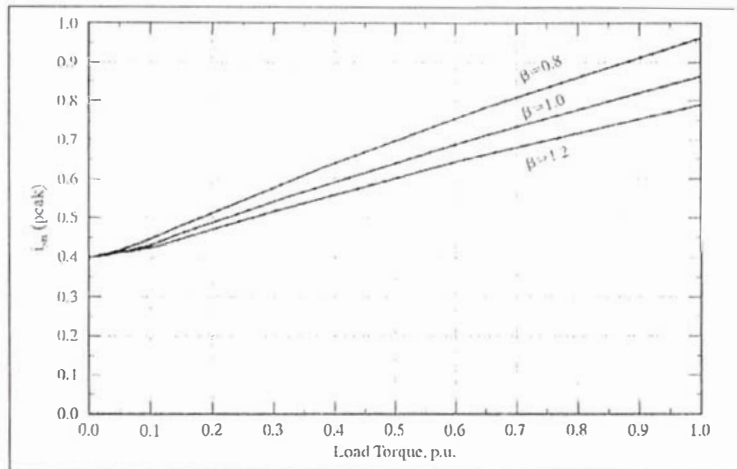


Fig. 2.12: Corriente estática pico VS torque de carga para varios valores de  $\beta$  con  $\alpha = 1$  [54]

La saturación del motor incrementa la componente de flujo de la corriente estática, decrementando la componente de torque. Más aun, dependiendo del valor de la inductancia de magnetización, la componente de campo de la corriente estática puede variar de 0,25 a 0,7 p.u.. Reducir picos en la saturación genera “almacenamiento” de torque, lo que termina por afectar la dinámica del sistema de control, tal como se refleja en el hecho de tener mayores tiempos de aceleración y desaceleración.

## 2.2 El Controlador Robusto Adaptivo Feedforward Backforward con Modelo de Referencia

Un sistema de control listo para operar (off-the-shelf) significa poder mantener el sistema sintonizado, aun en presencia de cambios de la planta. Esto lo consigue modificando su ley de control y manteniendo seguimiento de los disturbios que pudieran afectar a la planta. Básicamente, podemos considerar dos técnicas. La primera utiliza adaptación de la ganancia de deslizamiento para contrarrestar los efectos de desintonización. El segundo método considera un lazo de control de velocidad o de posición para mantener un alto desempeño dinámico del sistema, frente a cambios de inercia o de carga. Sin embargo, este segundo método requiere sintonización de ganancias, lo que es muchas veces complicado debido a su relación con la inercia y las condiciones de operación. Más aun, una sintonización incorrecta de dichas ganancias tiene un gran efecto sobre la respuesta transitoria; y pudiera generar inestabilidad.

MRAC(Model Reference Adaptive Control) es una gran técnica de control para tales casos. Se puede considerar tres métodos diferentes en un sistema MRAC directo: 1) Método de acceso a todos los estados de la planta, tal como el AMFC(Adaptive Model-Following Control), 2) método de I/O el que requiere un observador en línea para reconstruir parte o todo el vector de estados; y 3) CGT(Command Generator Tracker) que utiliza el modelo de referencia del vector de estado para reemplazar el vector de estado de la planta. AMFC y CGT requieren un conocimiento previo del modelo de la planta para sintetizar su diseño y alcanzar estabilidad. El método de I/O requiere bastante más esfuerzo para diseñar un sistema mucho más complicado que es usualmente prohibitivo para aplicaciones industriales.

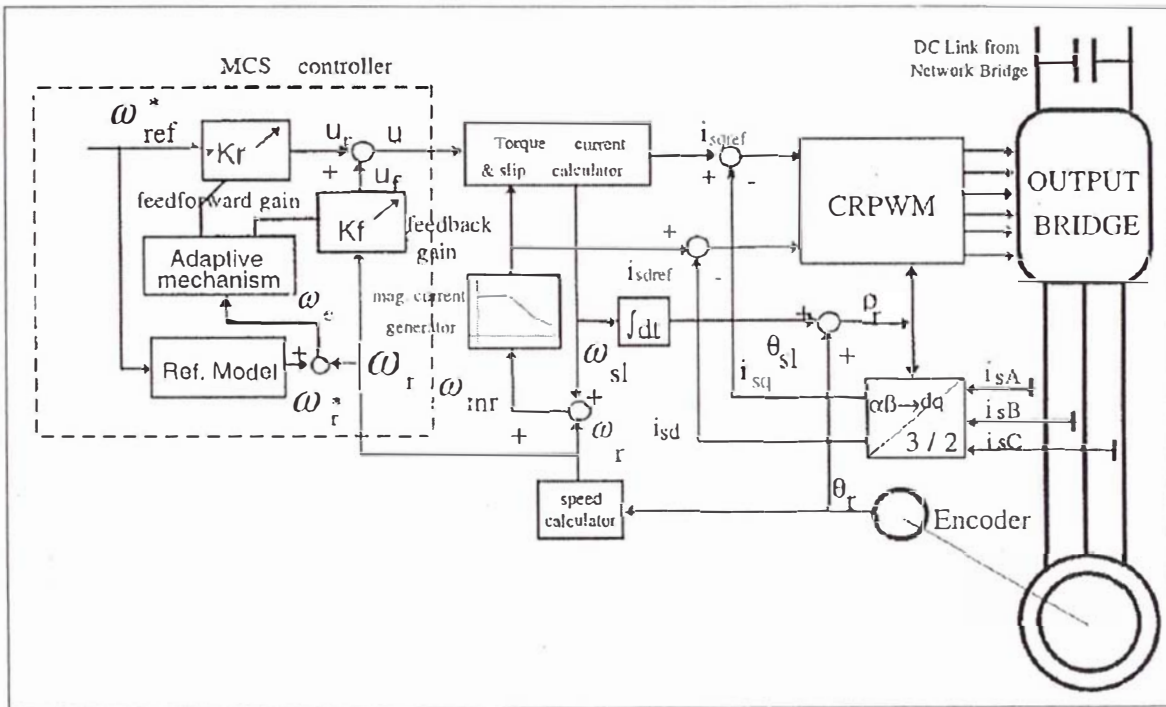


Fig. 2.13: Control propuesto en [62]

El control implementado en este trabajo es una extensión, efectiva mejora; y de hecho, logra que funcione el control modificado MCS(Minimum Control Synthesis) desarrollado en la Universidad de Bristol, U.K.,[62]; y se muestra en la Fig. 2.13.

El MCS es una evolución del bien conocido AMFC mencionado líneas arriba. En este punto, resulta conveniente revisar algunos conceptos relacionados con los principios de control del MRAC.

## 2.2.1 Principios de diseño del MRAC

### 2.2.1.1 MRAC general

El desempeño deseado del sistema de control viene dado por un modelo de referencia con entrada  $r(t)$  y vector de estado  $x_m(t)$ , tal como se define en la Ec. 2.30.

$$\dot{x}_m = A_m x_m + B_m r \quad (\text{Ec. 2.30})$$

El modelo de la planta con entrada de control  $u$  y vector de estados  $x$  está descrito por la Ec. 2.31.

$$\dot{x} = Ax + Bu; y = Cx \quad (\text{Ec. 2.31})$$

El error de estado generalizado y el error de salida quedan definidos por la Ec. 2.32.

$$x_e = x_m - x; y_e = C_e x_e \quad (\text{Ec. 2.32})$$

los que son utilizados para sintonizar dos controladores PI adaptivos(feedforward y feedback), quedando definidos por las Ecs. 2.33-34

$$K_r(t) = \int_0^1 \alpha y_e(t) r(t) dt + \beta y_e(t) r(t) \quad (\text{Ec. 2.33})$$

$$K_f(t) = \int_0^1 \alpha y_e(t) x^T dt + \beta y_e(t) x^T \quad (\text{Ec. 2.34})$$

donde  $\alpha > 0$  y  $\beta \geq 0$  are adaptation rate vectors(matrices en CGT) de dimensiones apropiadas. La entrada de control:

$$u(t) = K(t)w(t) \quad (\text{Ec. 2.35})$$

con  $w(t) = [x^T(t) \quad r^T(t)]^T$

y para

$$K(t) = [-K_{fc} + K_f(t) \quad K_{rc} + K_r(t)] \quad (\text{Ec. 2.36})$$

se utiliza la Ec. 2.35 y se aplica automáticamente a la planta(Ec. 2.31), así, los estados de la planta siguen perfectamente

so that the plant state follows the reference model state perfectly and the generalized state error and output error(Eq. 2.32) is forced towards zero asymptotically.

**Nota:** Sin embargo, estas ganancias dadas en [62] no nos brindarán el efecto deseado. De hecho, no sirven para el caso de referencia negativa debido a que el producto se hace siempre positivo. Es por ello que necesitamos modificar tales ganancias, utilizando el valor absoluto de la referencia. Esto no impedirá, sin embargo, que tales ganancias, y por ende el torque, se hagan cero cuando la velocidad cruce por cero. Será necesario, entonces, que el valor acumulado por ambas componentes integrales sea, como máximo igual al torque permitido, asegurando así que el torque no sufrirá fluctuaciones. Éste será, entonces, el criterio para sintonizar nuestros controladores PI feedforward-backforward.

### 2.2.1.2 Control de Seguimiento con Modelo Adaptivo(AMFC)/Principios de Diseño de Generación de la Referencia

Para diseñar un controlador AMFC, primero, el modelo de referencia(Ec. 2.30) debe satisfacer la condición de perfecto seguimiento (Ec. 2.37) de la forma:

$$(I - BB^+)(A_m - A) = 0; (I - BB^+)Bm = 0$$

donde

$$B^+ = (B^T B_m^{-1})B^T \quad (\text{Ec. 2.37})$$

Segundo, la matriz de pesos del error de salida  $C_e$  en la Ec. 2.32 es:

$$C_e = B^T P \quad (\text{Ec. 2.38})$$

donde  $P$  es una matrix simétrica definida positive, que se halla utilizando I.yapunov.

$$PA_m + A_m^T P = -Q \quad (\text{Ec. 2.39})$$

Tercero, la ganancia fija del controlador se determina utilizando:

$$K_{fc} = B^+ (A - A_m) \quad K_{rc} = B^+ B_m \quad (\text{Ec. 2.40})$$



### 2.2.1.3 Principios de diseño del MCS

Para diseñar un controlador MCS para el sistema dado por la Ecs. 2.30-36, se requiere hacer tres cambios principales al modelo MRAC. El primero es elegir el modelo un modelo de referencia de fase variable, de acuerdo a un índice de desempeño, no estando limitado por la Ec. 2.37. El segundo es definir la matriz de pesos de salida  $C_e$  como

$$C_e = B_e P \quad B_e = (0 \ 1)^T \quad (\text{Ec. 2.41})$$

El tercero es que el MCS elimina el controlador lineal de ganancias fijas, haciendo:

$$K_{fc} = 0 \quad K_{rc} = 0 \quad (\text{Ec. 2.42})$$

Para diseñar un controlador CGT, se requiere una matriz de retroalimentación  $K_e$  (no requerida para implementaciones) y satisfacer la condición:

$$G(s) = C'(sI - A + BK_e C)^{-1} B$$

$G(s)$  debe ser real estrictamente positiva.  $K_e$  (no requerida en AMFC ni en MCS) se adapta de acuerdo a:

$$K_e(t) = \int_0^1 \alpha y_e(t) y_e^T(t) dt + \beta y_e(t) y_e^T(t)$$

Obviamente, CGT tiene ganancias de controlador y vectores de estado diferentes:

$$K(t) = [K_e(t) \quad K_f(t) \quad K_r(t)]$$

$$w(t) = [y_e^T(t) \quad x_m^T(t) \quad r^T(t)]^T$$

Queda claro que AMFC y CGT requieren un modelo de la planta y parámetros para diseñar el controlador, y que dichos diseños están restringidos por las condiciones de perfecto seguimiento y de estricta positividad de la matriz de la matriz característica, respectivamente. Lo que hace que determinar el modelo de referencia y la síntesis de estabilidad difíciles. Al observar las Ecs. 2.41-42, se observa que el MCS es mucho más simple y que requiere bastante menos esfuerzo de síntesis.

Veamos el control adaptivo propuesto en [62.]

## 2.2.2 Diseño del Controlador Propuesto

### 2.2.2.1 Fundamentos

Para simplificar el diseño del MCS y lograr mayor robustez en implementaciones prácticas, la configuración propuesta tiene dos estados: velocidad y torque para un sistema de control AC. Además, tiene dos diferencias fundamentales comparadas con el MCS estándar; la primera es el error de salida:

$$y_e = x_{1m} - x_1 \quad (\text{Ec. 2.43})$$

La segunda es que los torques del modelo y de la planta no son requeridos; y por ende, sólo se hace necesario un lazo de retroalimentación y una ganancia adaptiva para la velocidad. La Ec. 2.34 es; por ende, una ecuación escalar para un sistema de segundo orden. Como resultado, la solución de la Ec. de Lyapunov (Ec. 2.39) no es necesaria; y el problema asociado con la selección de  $C_e$  no existe más.

La capacidad de adaptación de tal controlador está dada por la capacidad de determinar la constante rotórica en línea.

### 2.2.2.2 Capacidad de Adaptación

La constante rotórica calculada en línea está definida por la Ec. 2.44.

$$T_r = T_r^{rated} + T_r^{offset} \quad (\text{Ec. 2.44})$$

donde  $T_r^{rated} = \frac{L_r}{R_r}$

Utilizaremos el modelo de control tensión-frecuencia(V/f) válido para el estado estable para determinar las variaciones de  $T_r$ . Tal modelo tiene un mejor desempeño en estado estable que otros modelos basados en orientación de campo tales como: el modelo de torque de referencia, el modelo de referencia de potencia reactiva o el modelo de tensión de referencia de flujo[63]

$$\frac{V_{L-L(RMS RATED)}}{\omega_{SYNC}} = \frac{V_{L-L(RMS EXPECTED)}}{\omega_{(Rotor Mech.)} + \omega_{slip}} \quad (\text{Ec. 2.45})$$

En nuestro caso:

$$V_{L-L(RMS RATED)} = 460 \text{ V}$$

$$\omega_{SYNC} = 60\pi \text{ rad/s}$$

$\omega_{(Rotor Mech.)}$ : Velocidad rotórica sensada

$V_{L-L(RMS EXPECTED)}$ : Tensión estática l-l esperada

Por ende, tendremos que implementar un lazo más, tal como se muestra en la Fig. 2.14.

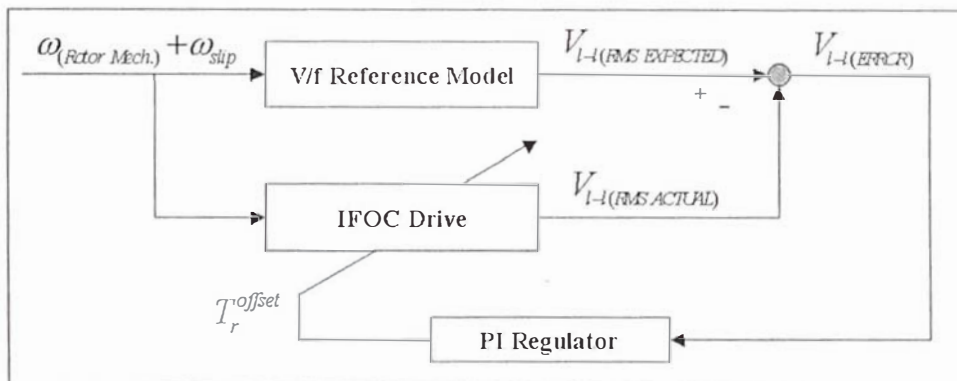


Fig. 2.14: Adaptación de  $T_r$

Utilizaremos  $T_r^{offset}$  para hallar el valor modificado de  $T_r^{rated}$ , determinado por el modelo de corriente; y definido en el Capítulo 1.

### 2.2.2.3 Definición de la Corriente de Referencia del Flujo

La saturación del flujo de magnetización tiene efectos serios sobre la relación torque por ampere, sobre la eficiencia del motor, sobre la linealidad del torque, sobre la variación de parámetros y sobre la sintonización del control. La única forma de eliminar tales efectos es hacer que el motor no caiga en un estado de saturación. En los sistemas de control FOC el flujo habido en el entrehierro se debe al flujo del rotor, el cual es definido como  $i_{mr}$ , cuyo máximo valor es el flujo rateado del motor, determinado del arranque en vacío.

Utilizaremos el esquema dado en la Fig. 2.15 para determinar tal corriente.

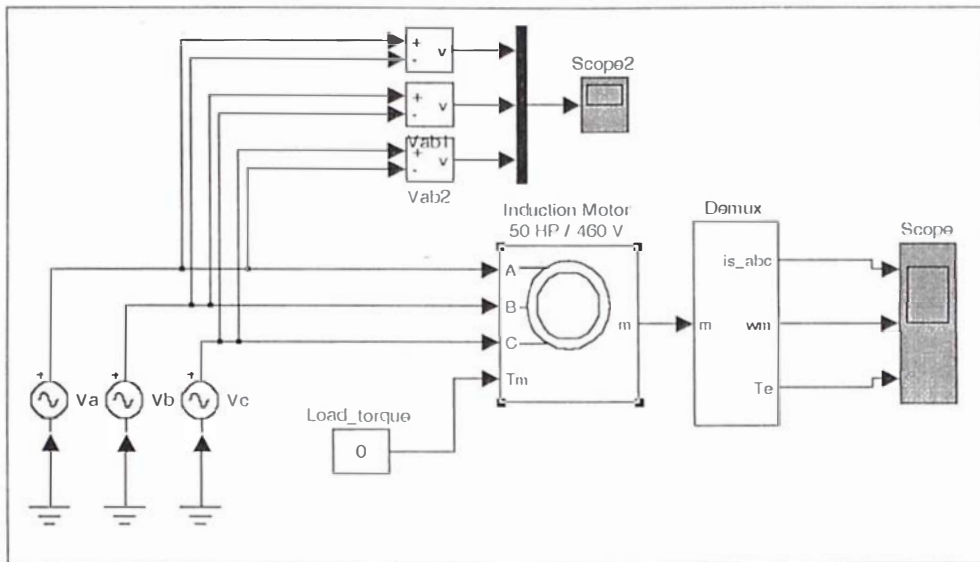


Fig. 2.15: Arranque en vacío

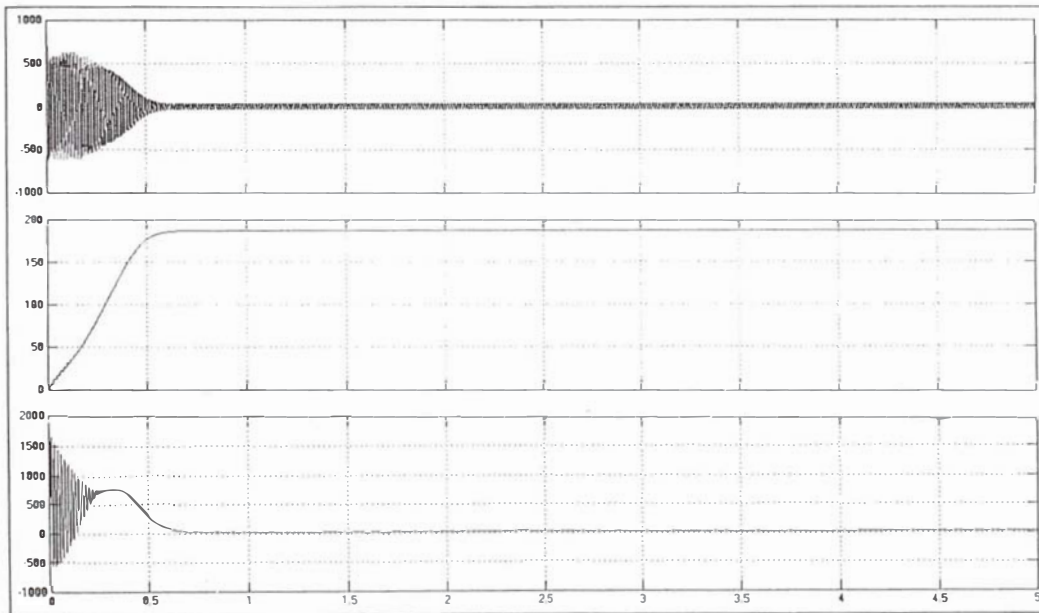


Fig. 2.16: Corriente, velocidad y torque, respectivamente



Fig. 2.17: Detalle de la Fig. 2.16 para  $t=[4.7,5]s$

Para nuestro motor la corriente de magnetización es 28.1395 A. Este valor será la referencia para nuestra corriente en el eje directo, en todo el rango de velocidades nominales. Este lazo de control del flujo es bastante más rápido que cualquier otro lazo de control de ganancia adaptativa, para obligar al motor a salir del estado de saturación de flujo, si acaso ocurriera. Si la saturación llegara a presentarse, ésta afectaría principalmente la ganancia torque/corriente (torque por ampere), lo que afectaría la respuesta del lazo de velocidad y la estabilidad del sistema si dicha ganancia no fuera compensada. De hecho esto suele ocurrir en sistemas con controladores no adaptivos. Este efecto adverso puede ser contrarrestado utilizando el sistema MRAC, ya que la ganancia del lazo de velocidad sería adaptada para mantener una respuesta cercana a aquélla del modelo de referencia. El controlador propuesto es implementado en el lazo de control de torque; y es utilizado como un controlador de la velocidad vía una interfaz con el calculador de la corriente de torque.

#### 2.2.2.4 El Modelo de Referencia Propuesto

El modelo de referencia de segundo orden tiene la forma mostrada en la Fig. 2.18:

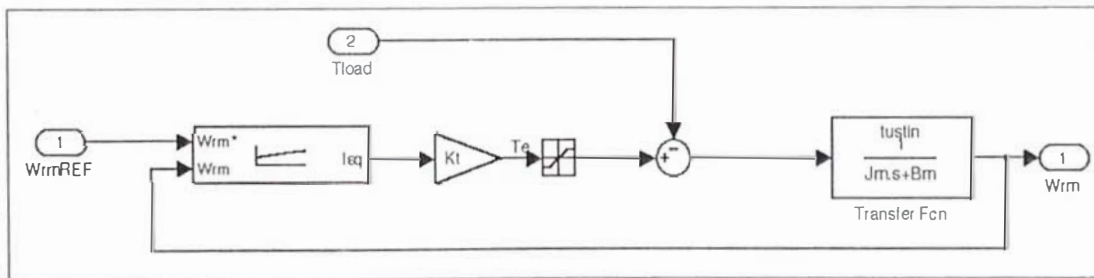


Fig. 2.18: Modelo de referencia propuesto

$$\text{donde } K_t = \frac{3}{4} P \frac{L_m^2}{L_r^2} i_{mr}^{Ref}$$

P: Número de polos

$L_m$ : Inductancia mutua

$L_r$ : Inductancia del rotor

$i_{mr}^{Ref}$ : Corriente de magnetización de referencia

$J_m$ ,  $B_m$  son los coeficientes de inercia y de amortiguamiento equivalentes a los de la máquina de inducción AC.  $T_{Load}$  será estimado para brindarle adaptabilidad a nuestro modelo de referencia frente a los cambios de carga.

### 2.2.2.5 Definición de las ganancias Feedforward y Backforward

De las Ecs. 2.33-34 y de la nota dada en 2.2.1.1 la ganancia feedforward  $K_r$  y la ganancia backforward  $K_f$  del controlador MCS se expresan en forma discreta como:

$$K_r(k) = K_r(k-1) + \beta y_e(k) |r(k)| - \lambda y_e(k-1) |r(k-1)| \quad (\text{Ec. 2.46})$$

$$K_f(k) = K_f(k-1) + \beta y_e(k) |x^T(k)| - \lambda y_e(k-1) |x^T(k-1)| \quad (\text{Ec. 2.47})$$

donde:

$$y_e(k) = \omega_r^* - \omega_r$$

$$x = \begin{pmatrix} \omega_r^* \\ T_m^* \end{pmatrix}$$

$$r = \omega_{ref}^*$$

$$\lambda = \beta - \alpha T_s$$

$$\alpha = (\alpha_1 \ 0)$$

$$\beta = (\beta_1 \ 0)$$

$$\alpha_1, \beta_1 \geq 0$$

$$T_s = 0,0001 \text{ s}$$

### 2.2.2.6 Prueba de estabilidad del controlador propuesto

La prueba de estabilidad se da en [62] con las modificaciones correspondientes dadas en 2.2.1.1.

La estabilidad asintótica del algoritmo MCS para un modelo en forma canónica ha sido probado por Stoten. Sin embargo, debido a las modificaciones introducidas, se hará necesario que nosotros probemos dicha estabilidad [62]. Para ello consideraremos las modificaciones hechas a  $K_r$  y a  $K_f$ , así como el modelo de referencia dado en 2.2.1.

Básicamente, se tiene tres importantes diferencias con el modelo canónico del MCS:

1) No es necesario resolver la ecuación de Lyapunov (Ec. 2.39) para hallar la matriz de error de salida P; por ende, la estabilidad del lazo feedforward no queda garantizada automáticamente.

2) La ausencia de torque de retroalimentación incrementa la incertidumbre de si habrá inestabilidad o no. La estabilidad dada por Popov se prueba siguiendo tres pasos. Primero el modelo de la dinámica del error de un sistema MRAC se transforma en el sistema retroalimentado no lineal variable en el tiempo de Lure y Postnikov. Segundo, se escoge una ley de adaptación en el bloque adaptivo de retroalimentación para probar la

convergencia de la ley de adaptación. Tercero se prueba que la matriz de transferencia del lazo feedforward sea real y definida positiva.

Nuestro primer paso será definir el modelo de la dinámica del error(Eq. 2.48-50.)

$$\dot{x}_e(t) = A_m x_e(t) + B_e w_e(t) \quad (\text{Ec. 2.48})$$

$$y_e = C_e x_e \quad (\text{Ec. 2.49})$$

donde

$$w_e(t) = [A_m - A - BK_f(t)]x(t) + [B_m - BK_r(t)]r(t) \quad (\text{Ec. 2.50})$$

El modelo de la dinámica del error puede ser transformado en un sistema no lineal variable con el tiempo, como muestra la Fig. 2.19, donde  $C_e = (1 \ 0)$ .

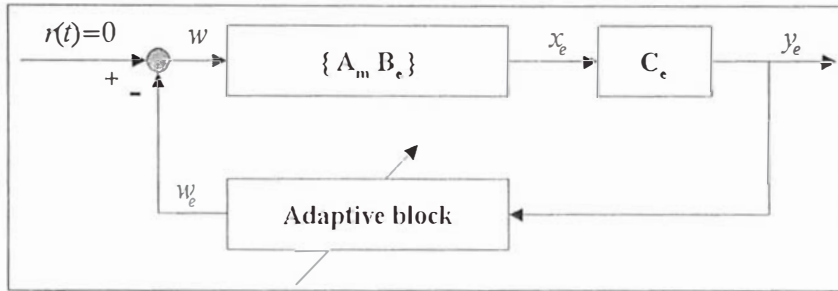


Fig. 2.19: Modelo equivalente no lineal variable en el tiempo

En el segundo paso, las leyes adaptivas de los PI se escogen como en las Ecs. 2.33-34. El tercer paso es seguir el siguiente teorema:

**Teorema:** Para el sistema de Ecs.(Ecs. 2.48-50.)

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x_e \rightarrow 0 \quad \forall x_e, y_e \in \mathbb{R}^N, A \in \mathbb{R}^{N \times N}, \text{ si}$$

$$1) \quad G(s) = C_e (sI - A_m)^{-1} B_e \quad (\text{Ec. 2.48})$$

es una matriz de transferencia estrictamente positiva

$$2) \quad \int_0^1 y_e^T(t) [BK_r(t) - B_m] |r(t)| dt \geq -\gamma_1^2 \quad (\text{Ec. 2.49})$$

$$3) \quad \int_0^1 y_e^T(t) [BK_f(t) + A - A_m] |x(t)| dt \geq -\gamma_2^2 \quad (\text{Ec. 2.50})$$

donde  $\gamma_1, \gamma_2$  números positivos arbitrarios. La estabilidad se determina utilizando el teorema de Popov, que no es aplicado exclusivamente para el modelo propuesto. Este teorema es un criterio general de hiperestabilidad para ciertos sistemas AMFC.

Nuestro control será hiperestable si cumple con los tres criterios enunciados por el teorema, que no es exclusividad de este algoritmo de adaptación. Efectivamente, nuestro sistema satisface dichos criterios.

El controlador adaptivo propuesto es SISO. Veamos cómo satisface las condiciones de hiperestabilidad de Popov.

1) La función de transferencias del lazo feedforward  $G(s) = C_e(sI - A_m)^{-1}B_e$  es real y estrictamente positiva si escogemos  $C_e = (1 \ 0)$  y  $B_e = (0 \ 1)^T$ .

La inversa de dicha matriz es:  $adj(sI - A_m) = \begin{pmatrix} s + a_{22} & 1 \\ -a_{21} & s \end{pmatrix}$

$$\begin{aligned} (sI - A_m)^{-1} &= \frac{adj(sI - A_m)}{|sI - A_m|} \\ &= \frac{1}{s^2 + a_{22}s + a_{21}} \begin{pmatrix} s + a_{22} & 1 \\ -a_{21} & s \end{pmatrix} \end{aligned}$$

Finalmente, la función de transferencia del lazo feedforward es:

$$G(s) = C_e(sI - A_m)^{-1}B_e = \frac{1}{s^2 + a_{22}s + a_{21}} \quad (\text{Ec. 2.51})$$

Ésta es la ecuación característica del modelo de referencia. Tiene dos polos en el lado izquierdo del plano  $s$ ; y por ende es definida positiva.

2) La igualdad dada por la Ec. 2.49 se puede convertir en las Ecs. 2.52-53 si adaptamos la ganancia feedforward como en la Ec. 2.33.

$$\int_0^1 y_e^T(t) [B \int_0^1 \alpha y_e(\tau) |r(\tau)| d\tau - B_m] |r(t)| dt \geq -\gamma_{11}^2 \quad (\text{Ec. 2.52})$$

$$\int_0^1 y_e^T(t) B \beta y_e(t) r^2(t) \text{sign}[r(t)] dt \geq -\gamma_{12}^2 \quad (\text{Ec. 2.53})$$

donde  $y_e^T(t) = (y_{e1} \ 0)$ ,  $\alpha = (\alpha_1 \ 0)$ ,  $\beta = (\beta_1 \ 0)$ .

Para el sistema SISO, la igualdad está dada por la Ec. 53; y puede ser escrita como:

$$\int_0^1 \beta_1 b_1 y_e^2(t) r^2(t) \text{sign}[r(t)] dt \geq -\gamma_{12}^2 \quad (\text{Ec. 2.54})$$

$\beta_1$  es una tasa positiva de adaptación, y  $b_1 > 0$  es un coeficiente fundamental en la matriz de control del sistema SISO. Por ende, el signo del integrando en el término del lado izquierdo de nuestra expresión dependerá sólo del signo de  $r(t)$ . Esto será cierto, siempre y cuando consideremos  $\gamma_{12}$  como un límite en la rama de integración de nuestro controlador PI. Más aun, el valor acumulado por esta rama debería evitar que el producto  $y_e(t)r(t)$  se hiciera 0 cuando  $r(t)$  se hiciera cero, tal como se muestra en la Fig. 2.20.

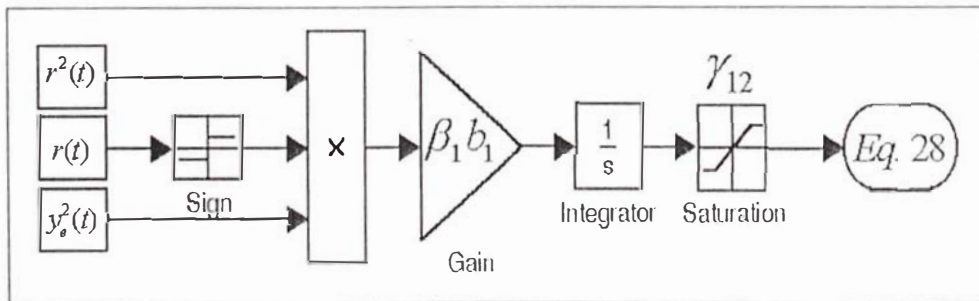


Fig. 2.20: Representación de la Ec. 2.28

La desigualdad dada por la Ec. 2.52 puede simplificarse como:

$$\int_0^1 y_e(t) |r(t)| \left[ \int_0^1 \alpha_1 b_1 y_e(\tau) |r(\tau)| d\tau - b_{m1} \right] dt \geq -\gamma_{11}^2 \quad (\text{Ec. 2.55})$$

donde  $b_1$  y  $b_{m1}$  son los elementos en las matrices  $B$  y  $B_m$ , respectivamente. Sea  $\dot{f} = y_e(t) |r(t)|$ ,  $k = \alpha_1 b_1$  y  $f = \int y_e(\tau) |r(\tau)| d\tau - b_{m1}$ , la Ec. 2.55 se satisface ya que:

$$\int_0^1 k \dot{f} f dt = \left[ k f^2(t_1) - k f^2(t_0) \right] / 2 \geq -k f^2(t_0) / 2 \quad (\text{Ec. 2.56})$$

$$= -\gamma_{11}^2$$

Por ende, la segunda condición (Ec. 2.49) del teorema queda satisfecha.

3) La desigualdad dada en la Ec. 2.50 puede expandirse como en la Ec. 2.57.

$$\int_0^1 y_e^T(t) \left[ B \int_0^1 \alpha y_e(t) |x^T(t)| d\tau + A - A_m \right] |x(t)| d\tau > -\gamma_{21}^2 \quad (\text{Ec. 2.57})$$

$$\int_0^1 y_e^T(t) B \beta y_e(t) |x^T(t)| |x(t)| d\tau \geq -\gamma_{22}^2 \quad (\text{Ec. 2.58})$$

donde  $y_e^T = (y_{e1} \ 0)$ ,  $\alpha = (\alpha_1 \ 0)$ ,  $\beta = (\beta_1 \ 0)$ . La Ec. 2.58 es similar a la Ec. 2.53, así que puede expresarse como:

$$\int_0^1 \beta_1 b_1 y_e^2(t) \sum_{i=1}^n x_i^2(t) dt \geq -\gamma_{22}^2 \quad (\text{Ec. 2.59})$$

Entonces, la Ec. 2.59 queda acotada por  $\gamma_{22}$ .

De una forma similar, la Ec. 2.57 puede ser expresada como las Ecs. 2.55-56.

Dado que se ha satisfecho el teorema enunciado, nuestro modelo de referencia es hiperestable.

### 2.2.2.7 Implementaciones hechas del controlador propuesto

El controlador diseñado se muestra en la Fig. 2.21.

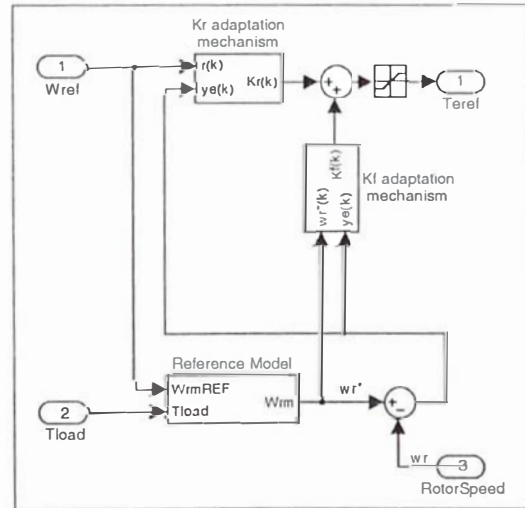


Fig. 2.21: El controlador MRAC diseñado

Los bloques definidos como Kf y Kr tienen una estructura muy similar, lo que se muestra en la Fig. 2.22.



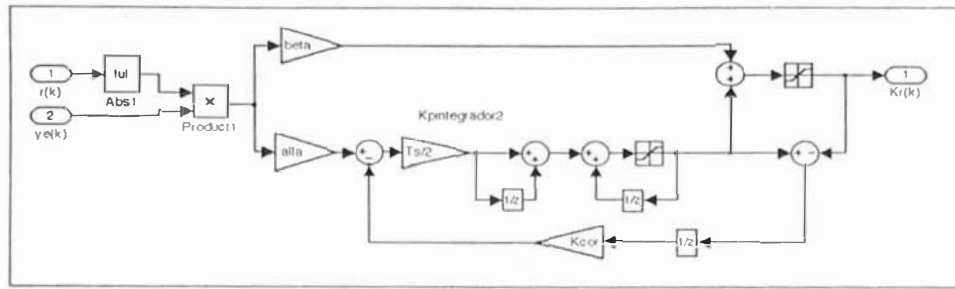


Fig. 2.22: Estructura de las ganancias Feedforward Feedback

La planta empleada para nuestro control es un motor de inducción en coordenadas de campo, tal como se describe en el Capítulo I. Sin embargo, se ha introducido algunas modificaciones debidas a la capacidad de adaptación de estos controlador(Fig. 2.23).

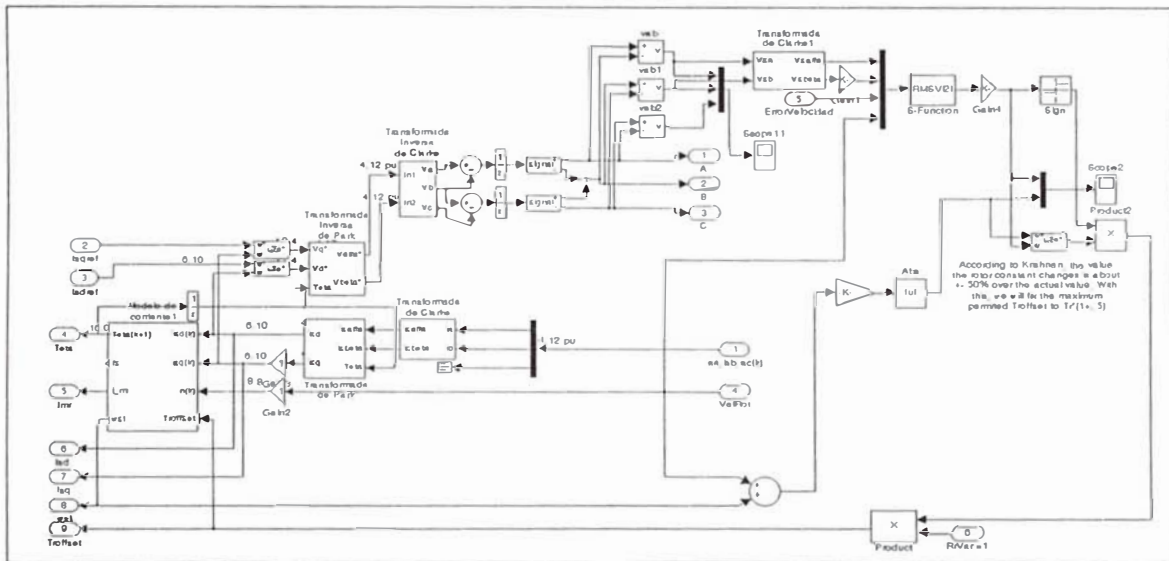


Fig. 2.23: Modificaciones hechas a la planta presentadas en el Capítulo I

Finalmente, la estructura del sistema de control implementado se muestra en la Fig. 2.24.

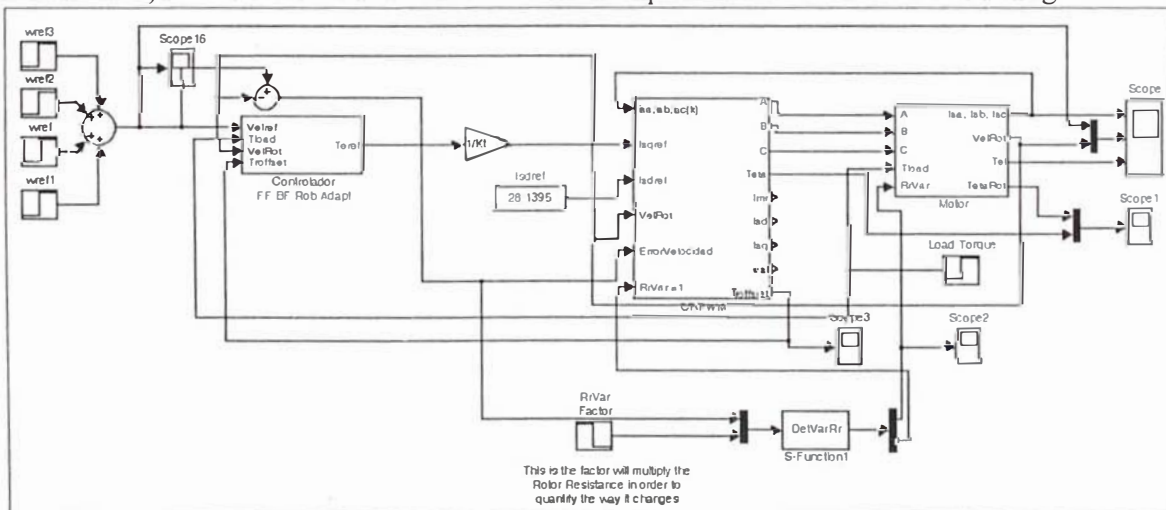


Fig. 2.24: Esquema general del sistema de control implementado

### 2.3 Resultados: Capacidad de adaptación, comportamiento en el transitorio y en estado estable

En esta sección se muestra el resultado de algunas pruebas efectuadas sobre el sistema de control

Las condiciones para las Figs. 2.25-37 son:

- $\omega_{ref} = 115 \text{ rad/s}$
- $I_{sq}^{maxpermitida} = 80 \text{ A}$
- Valor de la resistencia del rotor, tal como se muestra en la Fig. 2.25
- Carga de 150 N.m aplicada repentinamente al rotor en  $t=2,3 \text{ s}$  y en  $t=3,0 \text{ s}$

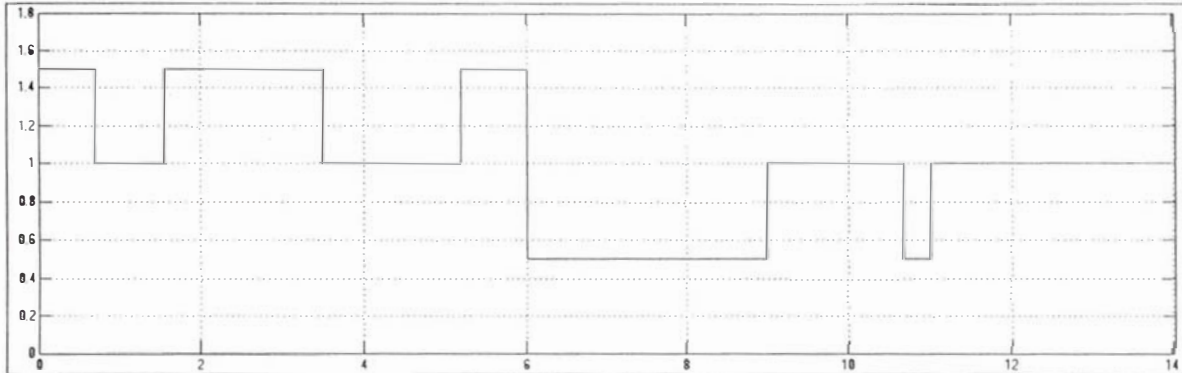


Fig. 2.25: Factor de la resistencia del rotor (nominal  $r_r = 1$  (100%))

Comparison between V/f reference model and actual drive (Fig. 2.26) gives us the adaptation rule for  $T_r$  (Fig. 2.27). Since such a machine model is only valid for stator frequency higher than 30% of its nominal value and torque reference currents higher than 10% of its nominal value, such a consideration will be taken account when varying rotor resistance and switching on the adaptation capability. In a real situation of operation, it should not mean any trouble since torque current remains limited to its nominal value and parameter deviations not become apparent within the transient-state.

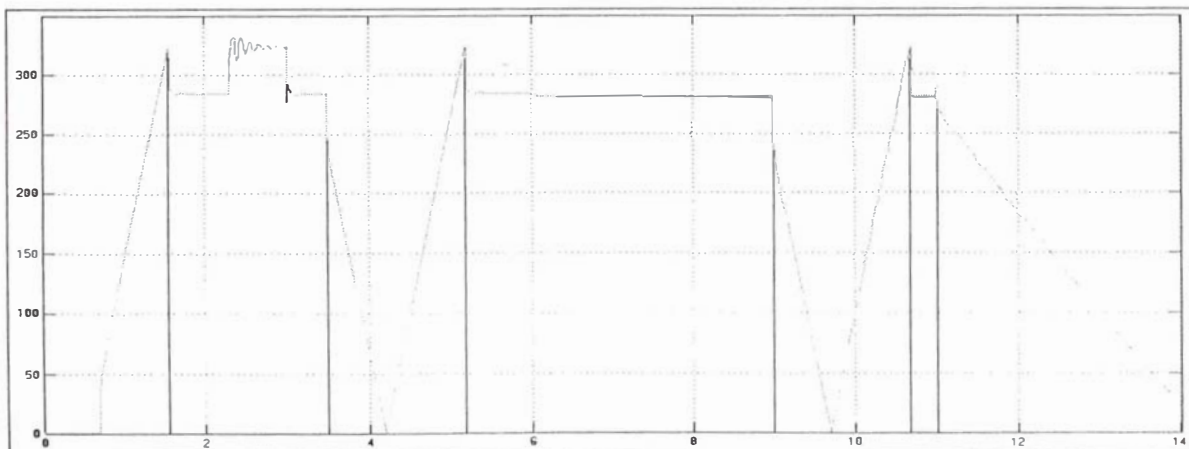


Fig. 2.26: Modelo de referencia de V/f constante (pico)  $V_{rms}^{estator}$  medida

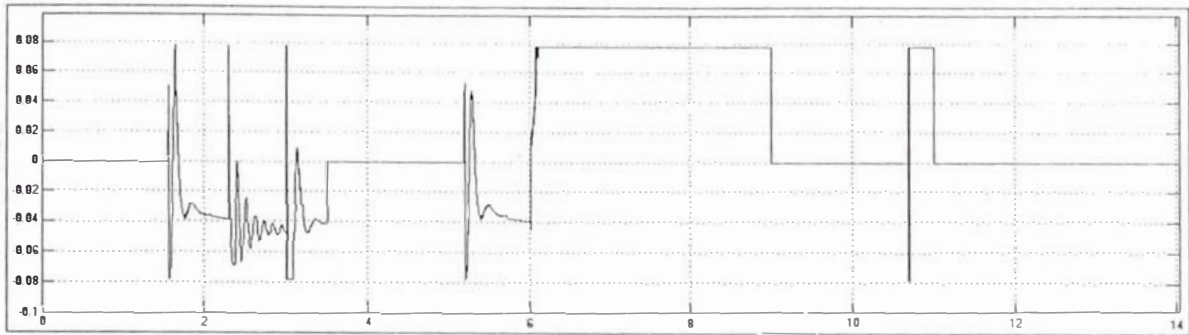


Fig. 2.27: Adapción de  $T_r$  ( $T_r^{offset}$ )

Recordemos que tal valor modificará el ángulo del flujo definido en el modelo de corriente. Es por ello que, a pesar de la aparente mala dinámica del motor debida a la variación de parámetros, tal como se muestra en las Figs. 2.28-29, el comportamiento del torque eléctrico desarrollado por la máquina de inducción se mantiene óptimo.

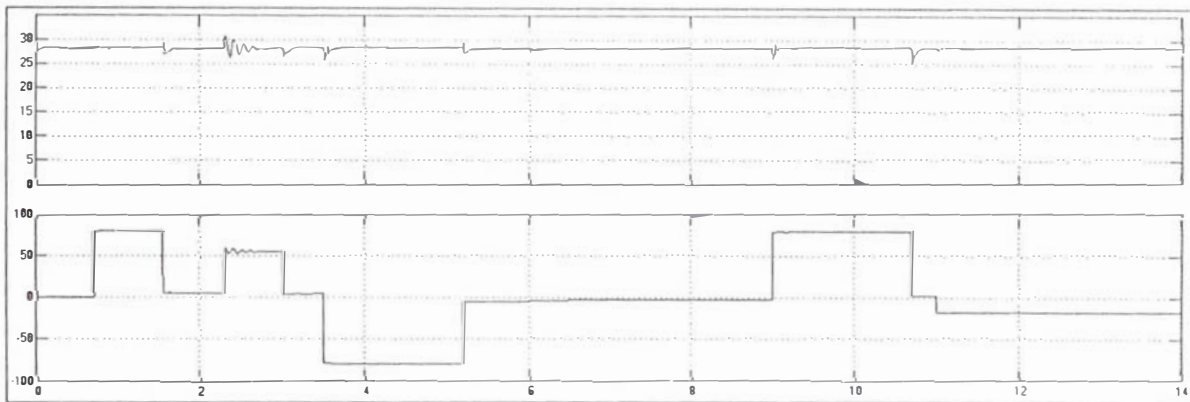


Fig. 2.28:  $I_{sd}$  y  $I_{sq}$  respectivamente



Fig. 2.29:  $I_{sq}$  de referencia e  $I_{sq}$  medida

Tal resultado se puede ver en la Fig. 2.30. Además, tal como se definió líneas arriba, se aplica una carga repentinamente en  $t=2,3$  s. Se observa que la respuesta dinámica de nuestro sistema es muy buena: 3 ms.

La Fig 2.30 muestra el comportamiento de las corrientes estáticas y de la velocidad del rotor.

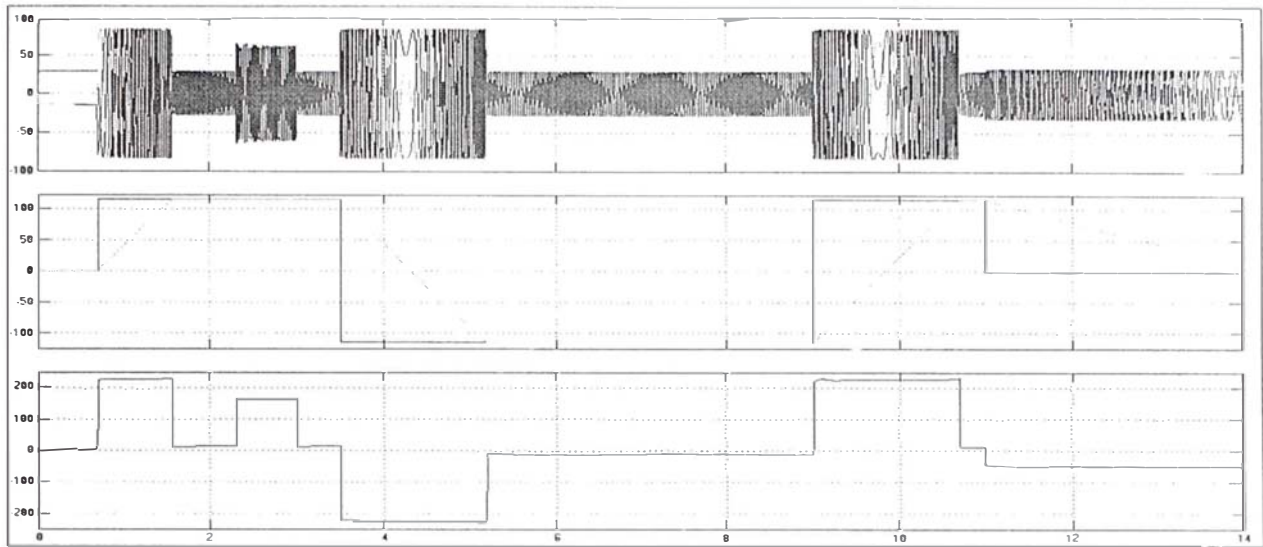


Fig. 2.30: Corrientes estáticas, velocidad mecánica del rotor y torque respectivamente

La Fig. 2.31 muestra las corrientes estáticas en el sistema de referencia  $\alpha - \beta$ .

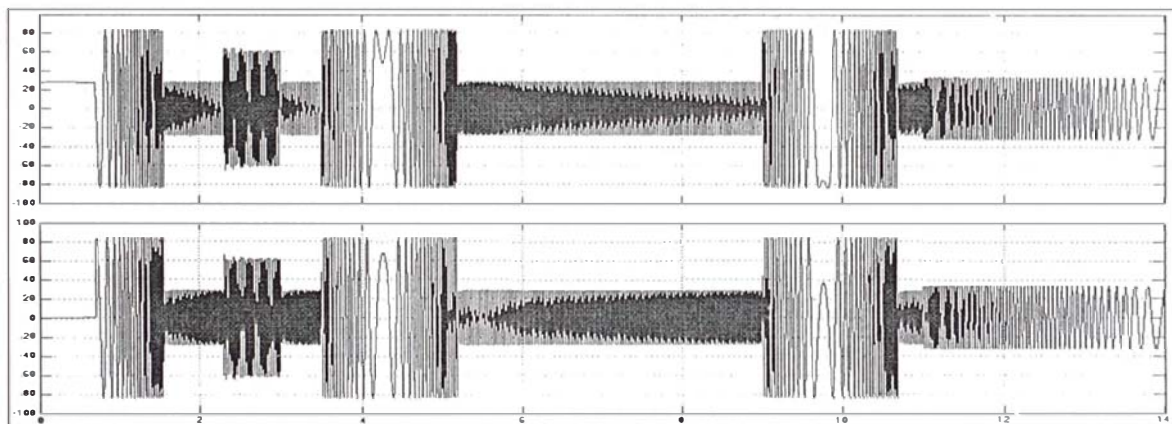


Fig. 2.31:  $I_{s\alpha}$  y  $I_{s\beta}$  respectivamente

Las Figs. 2.32-33 muestran el comportamiento de las tensiones en el sistema de referencia d-q y en el sistema de referencia  $\alpha - \beta$ .

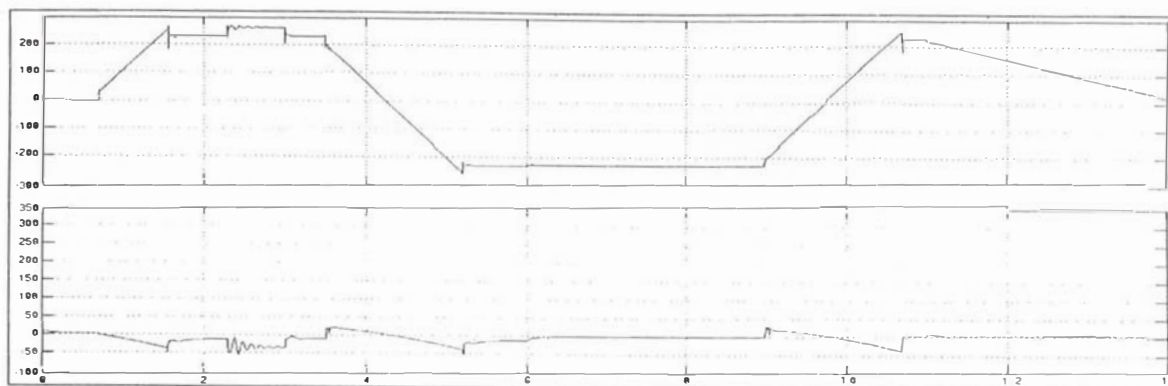


Fig. 2.32:  $V_{sd}$  y  $V_{sq}$  respectivamente

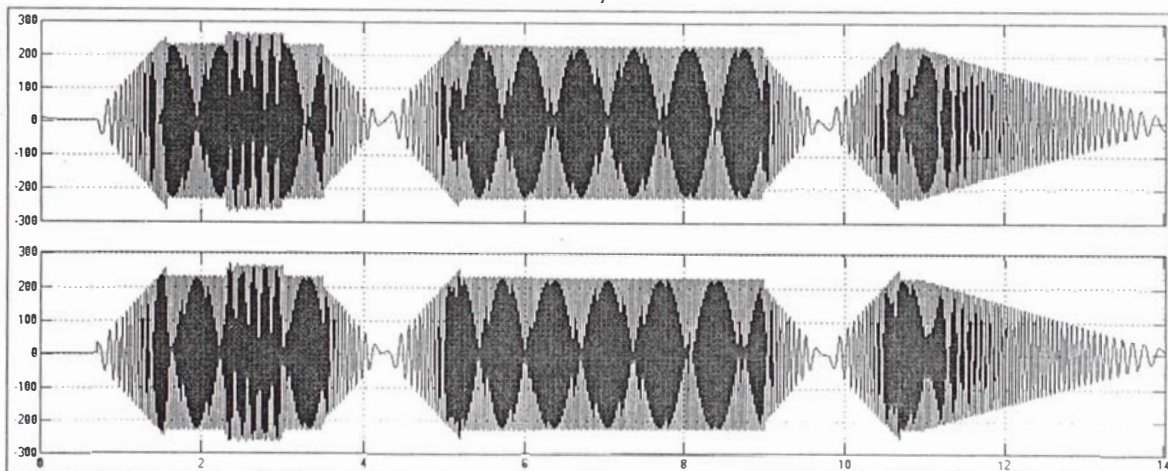


Fig. 2.33:  $V_{sa}$  y  $V_{sp}$  respectivamente

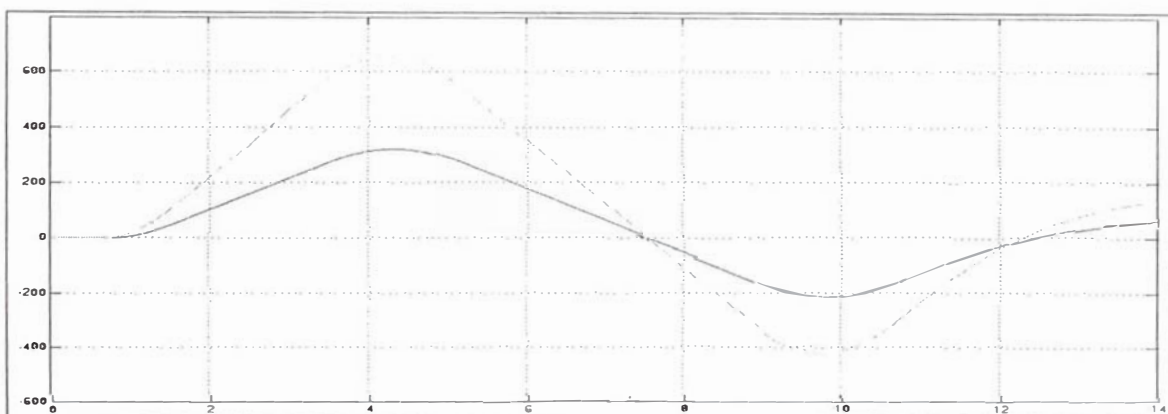


Fig. 2.34: Ángulo mecánico del rotor y ángulo del flujo del rotor (trazo mayor)

La Fig. 2.35 muestra la respuesta de los controladores feedforward y feedforward; y la Fig. 2.36 muestra el comportamiento de las corrientes estáticas para la corriente de prueba.

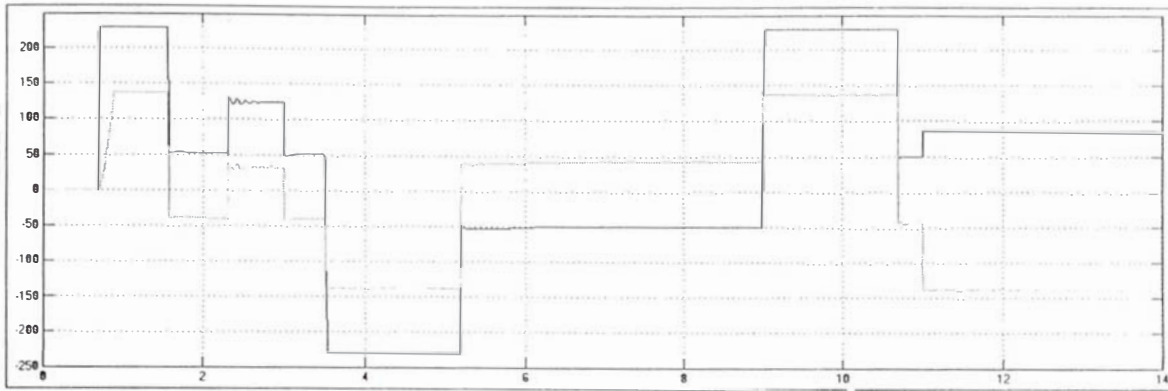


Fig. 2.35: Respuesta de los controladores Feedforward(arriba) y Backward(abajo)

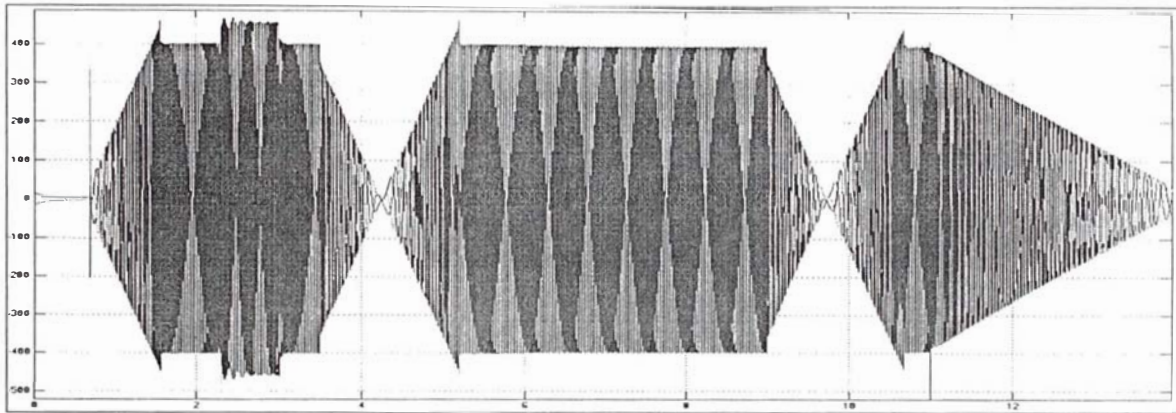


Fig. 2.36: Tensiones estáticas

Fianalmente, la velocidad de deslizamiento se muestra en la Fig. 2.37.

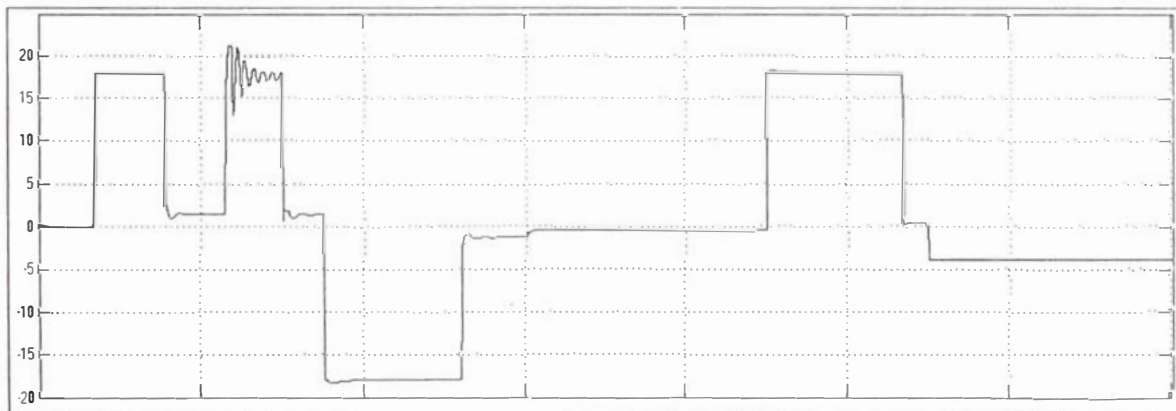


Fig. 2.37: Comportamiento de  $\omega_{slip}$

## CHAPTER III

### EL FILTRO EXTENDIDO DE KALMAN Y SU OPTIMIZACIÓN UTILIZANDO ALGORITMOS GENÉTICOS

El alto costo, la imposibilidad o inclusive el deseo de tener cierta mayor confiabilidad al retirar el sensor de velocidad o de posición de un sistema IFOC ha dado nacimiento a un área del control de motores: Sensorless Control. De hecho, [72] nos muestra el desarrollo que han tenido estos métodos; y la importancia que han alcanzado. Sin embargo, en la mayoría de sistemas IFOC de alto desempeño dinámico, la presencia del sensor de posición o de velocidad es aún indispensable. Es por ello que el tema de los sistemas de control sin sensor es de bastante interés actual.

Lo que se busca con un sistema de control sin sensor es:

- control del mayor rango posible de velocidad
- más rápida respuesta posible
- incremento de la confiabilidad

#### 3.1 Estado del arte de sistemas de regulación de la velocidad sin sensor

Los sistemas de control sin sensor pueden clasificarse de diversas maneras[67, 68 69]. La clasificación más general distingue entre métodos que utilizan un modelo del motor en estado estable[70] y aquellos que hacen lo propio con un modelo válido también para el estado transitorio[71]. Los primeros son más adecuados para los sistemas de control que no son tan sensibles a la orientación del flujo. Los segundos son adecuados para controles tipo FOC.

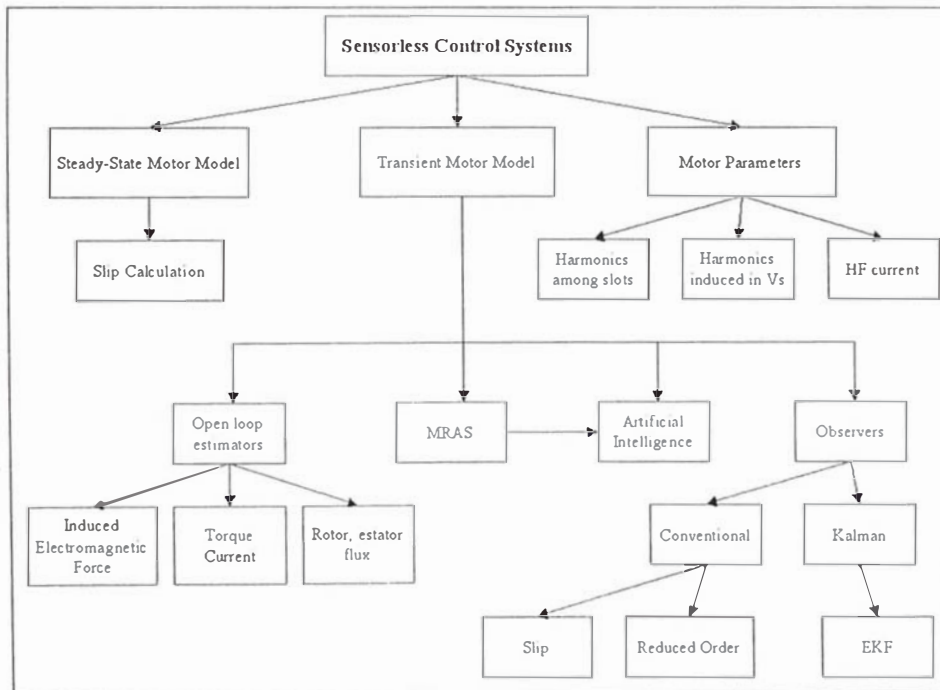


Fig. 3.1: Métodos de control sin sensor para motores

Ahora, considerando el método de solución, podemos subdividir en dos subclases: 1)métodos basados en no idealidades del IM y los efectos que acaso pudieren producir

sobre las magnitudes medidas del motor para determinar la velocidad[72, 73, 74, 75, 76] y 2)modelos basados en el modelo del motor dado en [77, 78, 79, 80, 81, 82, 83]. Las ecuaciones de dichos modelos muestran cómo obtener la velocidad.

Entre los métodos de la primera subclase tenemos hasta tres alternativas. La primera es obtener la velocidad del motor de la estimación del tercer armónico de la tensión[74, 76] del motor debido a saturación espacial. La segunda alternativa permite conocer la velocidad, conocidos los otros efectos del motor: armónicos inducidos en  $V_s$  [72, 73, 75]. La tercera alternativa considera las no idealidades del motor e inyecta una señal de alta frecuencia. De la respuesta del sistema es capaz de determinar la velocidad del motor.

Todos los otros métodos se basan en las ecuaciones del motor; y pueden ser clasificados en tres nuevas subclases: 1)estimadores[77, 79 81, 82, 83] resuelven el modelo directamente de las ecuaciones implementando integradores y derivadores dependientes de las inductancias retóricas y estáticas. El cálculo es directo, pero implica cierto error inevitable. 2)observadores[84, 85, 86] determinan la velocidad de “observaciones” hechas de las entradas y de las salidas. Se dice entonces que la velocidad es observable, aunque ésta presenta un retardo respecto del valor real. 3)el tercer grupo se deriva de la aplicación de un sistema MRAC[87, 88]. Esta clasificación se muestra en la Fig. 3.1.

Tenemos un también un grupo de estimadores basados en lógica difusa. [90] presenta un estimador difuso basado en el modelo en estado estable del motor. Además optimiza dicho sistema utilizando un algoritmo de estimación basado en el modelo para estado transitorio.

**3.1.1 Métodos de control sin sensor basados en modelos del motor.**  
**3.1.1.1 Modelo en estado estable**

Éste no es un control de alto desempeño dinámico. Su campo de aplicación es aquél de sistemas de costo reducido: sistemas que no requieren de gran desempeño dinámico a bajas velocidades. Estos sistemas requieren de gran computación(Fig. 3.2).

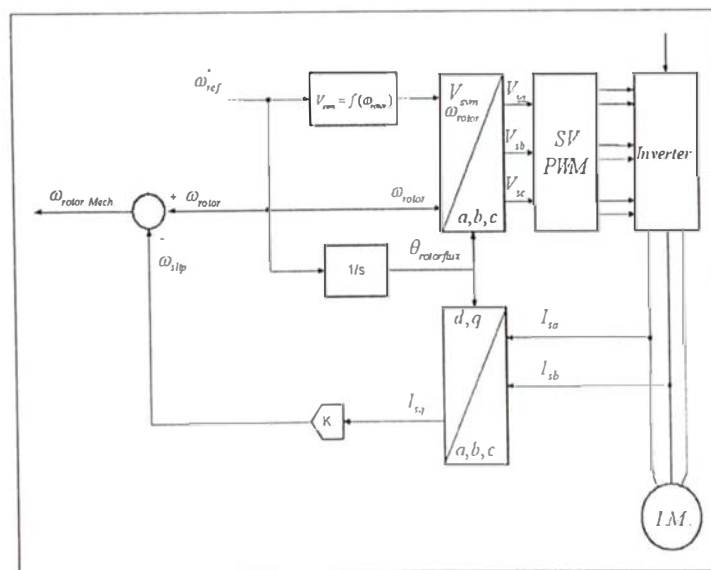


Fig. 3.2: Esquema de un sistema de control sin sensor basado en el estado estable



### 3.1.1.2 Modelo para el estado transitorio

Es utilizado en esquemas tipo FOC, donde se requiere de un máximo desempeño dinámico.

#### 3.1.1.2.1 Estimadores de lazo abierto

La mayor parte de los estimadores empieza considerando la ecuación del flujo estático en el sistema de referencia deseado(d-q o  $\alpha - \beta$ ). Más aun, consideran la ecuación que relaciona el flujo estático con el rotórico, como una función del modelo del motor utilizado. Y de estas ecuaciones, hallamos la velocidad. El problema más significativo en este tipo de configuraciones es el definir el método de integración a utilizarse. Uno que se ve como un filtro y que se presenta en [89] es una posible solución(Fig. 3).

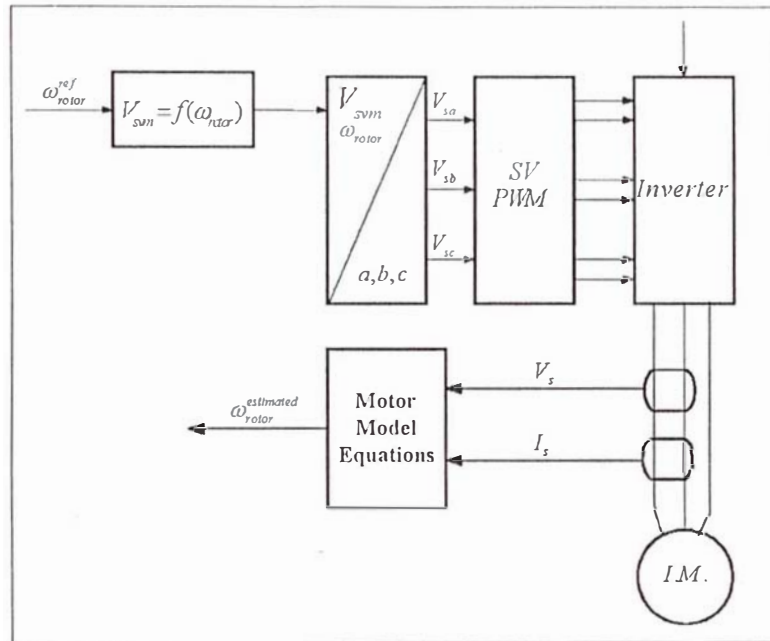


Fig. 3.3: Estimador de lazo abierto

#### 3.1.1.2.1 Sistemas Adaptivos con Modelo de Referencia(MRAS)

La Fig. 3.4 muestra un diagrama de bloques de un sistema MRAS.

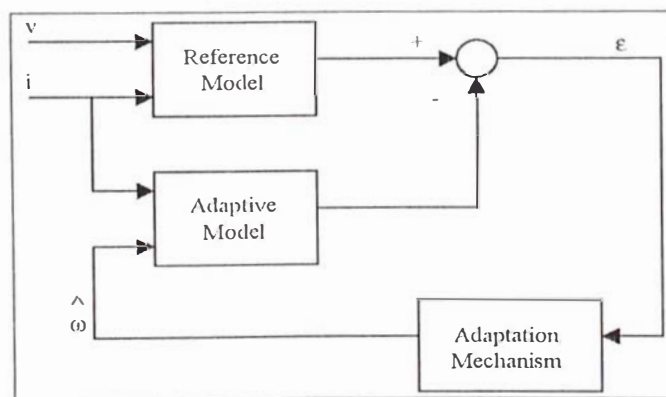


Fig. 3.4: Diagrama de bloques del MRAS

El modelo de referencia implementa el modelo de tensión para la IM mientras que el modelo adaptivo hace lo propio con el modelo de corriente. La comparación entre ambas EMF producida por estos dos modelos generará una señal de error, que al ser utilizado como entrada a nuestro controlador PI, determinará la velocidad estimada.

### 3.1.1.2.2 Observadores

La diferencia principal entre un estimador y un observador es que el segundo opera sobre las ecuaciones del motor en modelo de estados. De tal modelo, se puede determinar los estados observables, aquellos que pueden ser determinados de directamente medir entradas y salidas.

Con un poco de trabajo, se puede construir un sistema que trabaje paralelamente al sistema real y que calcule el vector de estados, tal como se ve en la Fig. 3.5. Esto supone que conocemos las entradas al sistema.

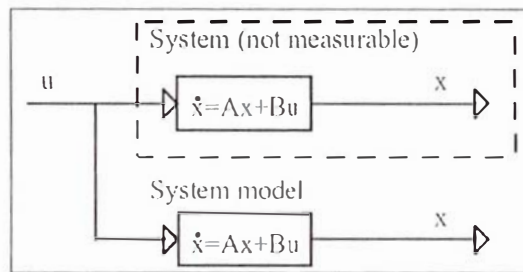


Fig. 3.5: Reconstrucción del vector de estados

Este método, sin embargo, no toma en cuenta que el estado inicial es desconocido casi siempre, lo que ocasiona que el vector de estados del modelo sea diferente de su par en el sistema real. Dicho problema, sin embargo, puede resolverse utilizando más información disponible: el vector de salida, que está relacionado con el vector de estados.

$$\hat{y} = C\hat{x} \quad (\text{Ec. 3.1})$$

Que puede ser comparado con el vector de mediciones de salidas. La diferencia será utilizada para corregir el vector de estado del modelo del sistema. Esto se conoce como observador de Luenberger. Se muestra en la Fig. 3.6.

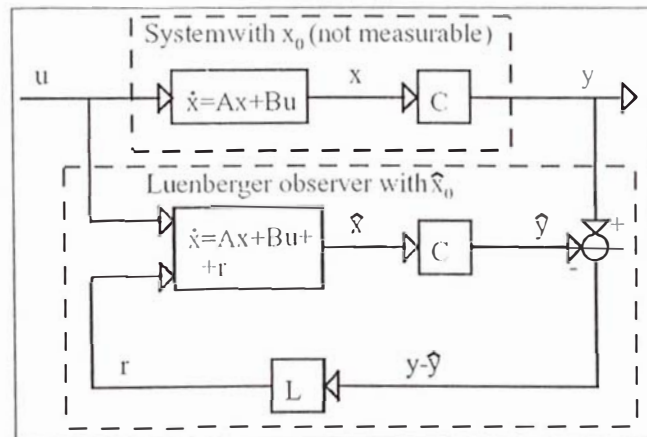


Fig. 3.6: Estructura del observador de Luenberger



Dicho modelo toma la forma:

$$x_{[k+1]} = A_{[k]}x_{[k]} + B_{[k]}u_{[k]} + G_{[k]}W_{[k]} \quad (\text{Ec. 3.6})$$

$$y_{[k]} = C_{[k]}x_{[k]} + V_{[k]} \quad (\text{Ec. 3.7})$$

donde

$$x_{[k]} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{S_\alpha[k]} \\ \dot{i}_{S_\rho[k]} \\ \lambda_{R_\alpha[k]} \\ \lambda_{R_\rho[k]} \\ \omega_{r_m[k]} \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 3.8})$$

$$y_{[k]} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{S_\alpha[k]} \\ \dot{i}_{S_\rho[k]} \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 3.9})$$

$$u_{[k]} = \begin{bmatrix} v_{S_\alpha[k]} \\ v_{S_\rho[k]} \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 3.10})$$

$$A_{[k]} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{K_r}{K_l} T_s & 0 & \frac{L_m R_r \omega_{r_m[k]} T_s}{L_r^2 K_l} & \frac{P L_m \omega_{r_m[k]} T_s}{2 L_r K_l} & 0 \\ 0 & 1 - \frac{K_r}{K_l} T_s & \frac{P L_m \omega_{r_m[k]} T_s}{2 L_r K_l} & \frac{L_m R_r \omega_{r_m[k]} T_s}{L_r^2 K_l} & 0 \\ \frac{L_m}{T_r} T_s & 0 & 1 - \frac{1}{T_r} T_s & -\frac{P}{2} \omega_{r_m[k]} T_s & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} T_s & \frac{P}{2} \omega_{r_m[k]} T_s & 1 - \frac{1}{T_r} T_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 3.11})$$

$$B_{[k]} = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{K_l} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{K_l} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 3.12})$$

$$C_{[k]} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 3.13})$$

Para las matrices  $A_{[k]}$ ,  $B_{[k]}$  tenemos:

$$T_r = L_r / R_r \quad (\text{Ec. 3.14})$$

$$K_r = R_s + L_m^2 R_r / L_r^2 \quad (\text{Ec. 3.15})$$

$$K_l = (1 - L_m^2 / L_r / L_s) L_s \quad (\text{Ec. 3.16})$$

Además:  $G_{[k]}$  es la matriz de pesos del ruido,  $W_{[k]}$  es la matriz de ruido del modelo de estado(ruido del sistema),  $V_{[k]}$  es la matriz de ruido de salida(ruido medido). Las matrices de covarianza del ruido Q y R se definen como:

$$Q = \text{cov}(W) = E\{WW'\} \quad (\text{Ec. 3.17})$$

$$R = \text{cov}(V) = E\{VV'\} \quad (\text{Ec. 3.18})$$

donde  $E\{\cdot\}$  es el valor esperado.

### 3.2.2 EKF para estimación de la velocidad

La forma recursiva del EKF se puede expresar mediante las Ecs. 3.19-27. Todas las variables denotan o vectores o matrices.

#### 1.- Predicción de estado

$$x_{k+1|k} = \Phi(k+1, k, x_{k|k-1}, u_k) \quad (\text{Ec. 3.19})$$

donde

$$\Phi(k+1, k, x_{k|k-1}, u_k) = A_{[k]}(x_{k|k})x_{k|k} + B_{[k]}(x_{k|k})u_k \quad (\text{Ec. 3.20})$$

#### 2.- Estimación de la matriz de covarianza del error

$$P_{k+1|k} = \frac{\partial \Phi}{\partial x} \Big|_{x=x_{k|k}} P_{k|k} \frac{\partial \Phi^T}{\partial x} \Big|_{x=x_{k|k}} + \Gamma_k Q \Gamma_k^T \quad (\text{Ec. 3.21})$$

$$\Gamma = \int_{t_n}^{t_{n+1}} \Phi(t_{n+1}, \tau) G(\tau) d\tau \quad (\text{Ec. 3.22})$$

#### 3.- Cálculo de la ganancia de la matriz de Kalman

$$K_k = P_{k|k-1} \frac{\partial H^T}{\partial x} \Big|_{x=x_{k|k-1}} \quad (\text{Ec. 3.23})$$

$$\left( \frac{\partial H}{\partial x} \Big|_{x=x_{k|k-1}} P_{k|k-1} \frac{\partial H^T}{\partial x} \Big|_{x=x_{k|k-1}} + R \right)^{-1} \quad (\text{Ec. 3.24})$$

$$H(x_{k|k-1}, k) = C_{[k]}(x_{k|k-1})x_{k|k-1} \quad (\text{Ec. 3.25})$$

#### 4.- Estimación del estado

$$x_{k|k} = x_{k|k-1} + K_k (y_{[k]} - H(x_{k|k-1}, k)) \quad (\text{Ec. 3.26})$$

#### 5.- Actualizar la matriz de covarianza del error

$$P_{k|k} = P_{k|k-1} - K_k \frac{\partial H}{\partial x} \Big|_{x=x_{k|k-1}} P_{k|k-1} \quad (\text{Ec. 3.27})$$

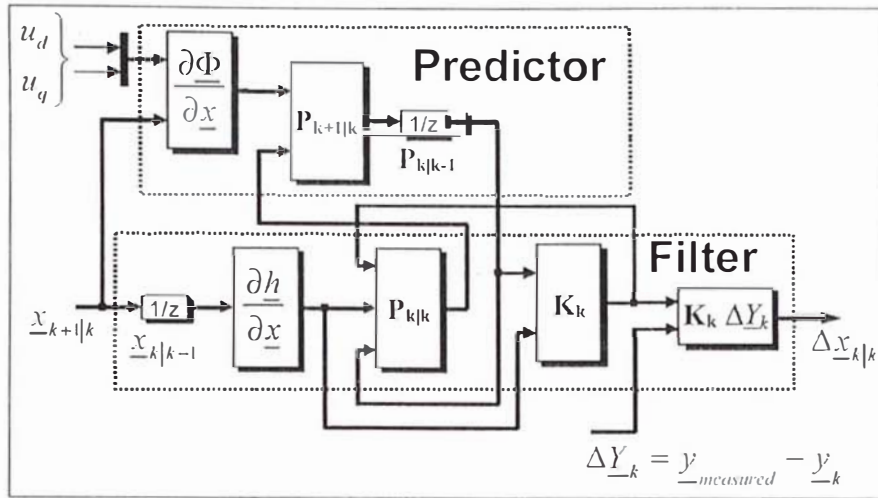


Fig. 3.8: Diagrama de bloques del EKF

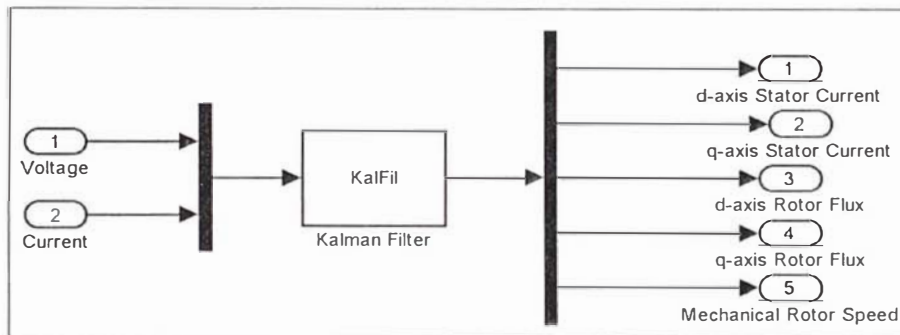


Fig. 3.9: Esquemático en SIMULINK del EKF

La Fig. 3.10 muestra el sistema de control diseñado con la incorporación de un EKF. Tal módulo es modificado para estimar la velocidad en presencia de variaciones de la resistencia rotórica.

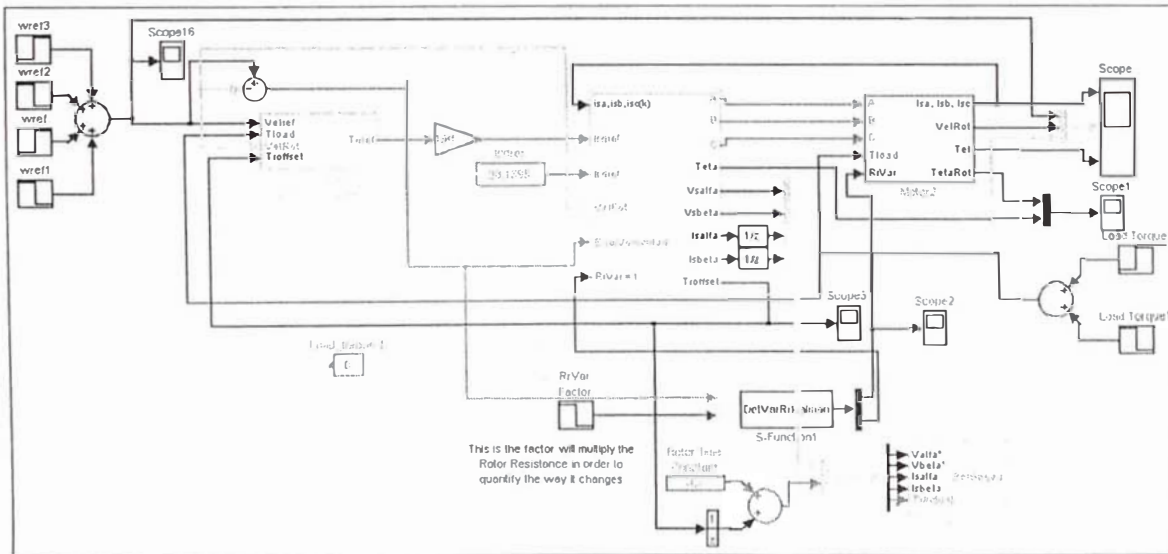


Fig. 3.10: Modelo esquemático en SIMULINK del EKF

### 3.3 El problema de optimización de las matrices G, Q, R

Nuestro EKF requiere de cuatro matrices: P, G, Q, R. P será obtenido de iteraciones del algoritmo dado líneas arriba, lo que significa que debemos escoger valores óptimos de G, Q y R. Esto resulta ser sumamente importante ya que una elección errada o no apropiada de dichos valores podría arrojar retardos no aceptables para estimar la velocidad, lo que podría generar oscilaciones de la velocidad en estado estable. [91] y [92] presentan alternativas que podríamos utilizar para óptima elección de dichas matrices.

El espacio de soluciones posibles para un sistema no lineal presenta muchos máximos locales y sólo un máximo global. La elección correcta de las matrices de covarianza del ruido para el EKF significa hallar valores tan cercanos como fuera a aquellos que fueren capaces de arrojarnos el máximo global.

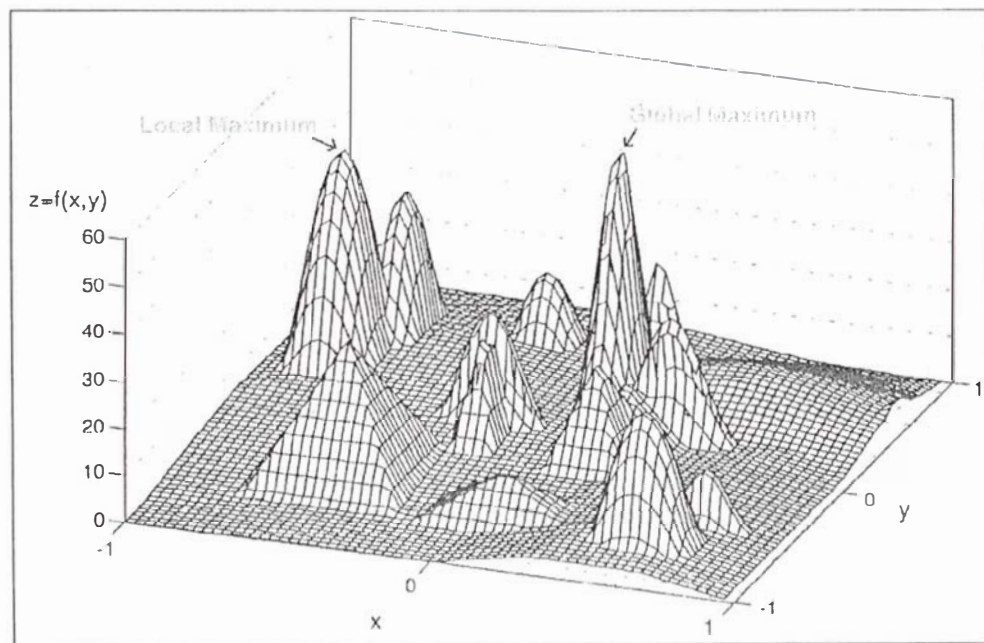


Fig. 3.11: *Espacio de soluciones de un problema no lineal*

Discutiremos la optimización global no lineal. Y luego abordaremos extensamente una técnica específica para alcanzar este propósito: Algoritmos Genéticos.

#### 3.3.1 Optimización no lineal global

Puesto que los problemas lineales tienen un único óptimo global, distinguir entre técnicas de optimización global y local es necesario sólo en el contexto de optimización no lineal. Las técnicas de optimización local empiezan su búsqueda dentro del espacio de parámetros en un punto arbitrario; y se mueven en todas direcciones utilizando la información habida en el vecindario del punto de referencia tal como la primera o la segunda derivada. Semejante método, por supuesto, nos arroja un óptimo que es cercano al punto de referencia; y en general, no al óptimo global.

Aunque se puede probar la convergencia al óptimo global para algunos métodos de optimización, en muchos casos, no puede establecerse si ésta se alcanzará o no en un tiempo finito. Es por ello que se acepta una buena solución local. Más aun, puesto que en la

mayoría de las aplicaciones el valor de la función de pérdida es desconocido, resulta complicado establecer la calidad del óptimo encontrado. Sin embargo, comparaciones con resultados de optimizaciones locales justifican el uso de técnicas de optimización global.

La estrategia más simple de búsqueda de un buen óptimo local es la búsqueda en múltiples frentes, considerándose como resultado de dicha búsqueda el mejor óptimo local hallado. Se aconseja iniciar toda estrategia de optimización global con este tipo de búsqueda en múltiples frentes, con la finalidad de tener un “conocimiento” de cómo varían las soluciones al variar los parámetros y para establecer qué soluciones son mejores. El gran problema, sin embargo es la dificultad para establecer los parámetros iniciales de la búsqueda.

Otra estrategia bastante común para extender la capacidad de los métodos de búsqueda local, “haciéndolos más” globales es añadir ruido a los parámetros una vez que éstos fueran actualizados, decrementando el factor de ruido conforme progresa la optimización. Este factor de ruido hace más lenta la convergencia, pero permite escapar de máximos locales. Estos métodos de inyección de ruido, sin embargo, sólo buscan en el vecindario inicial.

Los métodos de optimización global deberían ser aplicados en caso de lidiarse con alguna o varias de las condiciones siguientes:

- Se requiere un muy buen máximo local o el máximo global.
- La superficie de la función de pérdida o su derivada es notablemente no suave.
- Algunos parámetros son no reales, pero enteros o binarios o una combinación de ambos.
- Se tiene un problema de optimización combinatorial.

El principal inconveniente de los métodos de optimización global es la gran cantidad de computación requerida para su implementación. Esta dificultad puede salvarse identificando regiones que con una mayor probabilidad contuvieran buenos óptimos locales. Sin embargo, para tener éxito se requiere que la función de pérdida presente cierta regularidad, cosa que afortunadamente es lo que nos brinda el mundo real.

La mayor parte de los métodos de optimización global utilizan, con algún grado, elementos estocásticos. Para conseguir un más rápido escape de óptimos locales, deben nuestros parámetros ser capaces de olvidar la información previa de los parámetros, lo que genera que nuestra función de pérdida no sea más monotónicamente decreciente. Al terminar, debe escogerse la mejor solución.

Es buena praxis utilizar los resultados de una optimización global como valores iniciales de una subsecuente optimización local lo que permitiría una rápida y más precisa convergencia a esos máximos locales.

Una técnica bastante conocida de optimización global no lineal es llamada Simulated Annealing(Simulado Recocido)

### **3.3.2 Simulated Annealing(SA)**

Simulated Annealing es un método de tipo Monte-Carlo(estocástico) para optimización global. Su nombre proviene del siguiente proceso físico, lo cual también brinda los detalles de los principios detrás de esta técnica. Una partícula caliente es simulada en un campo de potencial. Generalmente la partícula se mueve a regiones de menor energía, pero ya que tiene una temperatura diferente que cero debido a su energía cinética, no tiene más remedio que quedarse moviendo alrededor de su región de búsqueda con cierta aleatoriedad; y por ende, algunas veces salta a alguna zona de mayor potencial. Por ende, la partícula es capaz de no caer en mínimos globales y, posiblemente, de encontrar el máximo global. La



partícula es enfriada gradualmente durante el proceso, lo que significa que la posibilidad que ésta tiene de alcanzar regiones de mayor potencial decrece con el tiempo. Es imprescindible que el proceso de enfriamiento sea lento para que la partícula sea capaz de caer en el mínimo global de energía; caso contrario, la partícula podría caer en un mínimo local. En el contexto de optimización, la partícula representa el punto en el espacio de búsqueda mientras que el potencial de energía representa a la función de pérdida.

Simulated Annealing fue propuesto por Kirkpatrick en 1983; y puede ser formulado como:

1. Escoger una temperatura inicial “lo suficientemente grande”  $T_0$
2. Escoger un vector de parámetros inicial  $\underline{\theta}_0$ , un punto en el espacio de búsqueda
3. Evaluar la función de pérdida para los parámetros iniciales  $I(\underline{\theta}_0)$ .
4. Iterar para  $k=1,2,3\dots$
5. Generar un nuevo punto en el espacio de búsqueda  $\underline{\theta}_{new}$ , el cual tiene que presentar una desviación respecto del anterior  $\Delta\underline{\theta}_k = \underline{\theta}_{new} - \underline{\theta}_{k-1}$ , con la función de densidad de probabilidad correspondiente a dicha generación  $g(\Delta\underline{\theta}_k, T_k)$
6. Evaluar la función de pérdida para los nuevos parámetros  $I(\underline{\theta}_{new})$
7. Aceptar dicho nuevo punto con una probabilidad de aceptación  $h(\Delta I_k, T_k)$ , donde  $\Delta I_k = I(\underline{\theta}_{new}) - I(\underline{\theta}_{k-1})$ , esto es, hacer  $\underline{\theta}_k = \underline{\theta}_{new}$ ; caso contrario, mantener el punto anterior  $\underline{\theta}_k = \underline{\theta}_{k-1}$ .
8. Decrementar la temperatura acorde con  $T_k$  predefinido
9. Verificar el criterio de terminación o ir al paso 4 o detenerse

El algoritmo considera una temperatura y un vector de estados iniciales. Escoger  $T_0$  no es trivial; y puesto que cada problema no lineal tiene peculiaridades únicas, se hace necesaria una determinación vía prueba y error.  $T_0$  determina cuán local o cuán global será la búsqueda. Si ésta fuera muy alta, la convergencia podría tomar un tiempo notablemente largo. Escogerla muy pequeña significaría que el algoritmo se concentrara muy tempranamente en un reducido vecindario alrededor del punto inicial. En el paso 5 se genera un nuevo punto del espacio de búsqueda utilizando una función generadora de densidad de probabilidad  $g(\cdot)$ . Esta función de densidad tiene dos propiedades: (i) pequeños cambios de parámetros tienen mayor probabilidad que cambios grandes, (ii) grandes cambios de los parámetros son más probables para altas temperaturas que para temperaturas bajas. Entonces, se tiene que el algoritmo empieza la búsqueda en una región bastante amplia del espacio de parámetros; y conforme progresa la búsqueda los esfuerzos se concentran en un área identificada. Finalmente, se evalúa nuevamente la función de pérdida

Otra técnica no lineal de optimización global es GA. Es la técnica que utilizaremos para hallar las matrices de covarianza del ruido óptimas del EKF.

### 3.4 Algoritmos Evolutivos y Algoritmos Genéticos(GA)

Las ideas de evolución, cuyo mecanismo principal es la selección natural, y de adaptación se atribuyen a Charles Darwin(paralelamente Alfred Russell Wallace) quien en su Origen de las Especies por Selección Natural postuló dichas ideas.

El número de individuos que la naturaleza procrea en diversos ecosistemas es muchas veces bastante mayor al que dichos ecosistemas son capaces de soportar. Esto significa que muchos de los miembros de una determinada especie morirán de hambre o asfixia antes que tengan alguna oportunidad de reproducirse. El principio de selección natural establece que los individuos mejor adaptados, es decir los que por la razón que fuere tienen mayor oportunidad de proveerse de comida, serán aquellos que logren reproducirse con más éxito. Se requiere dos elementos fundamentales para que la selección natural sea capaz de liderar la evolución: 1) herencia, los retoños deben ser capaces de retener, al menos, algunas de las características que hicieron a sus padres mejores que el promedio; caso contrario, la evolución no habrá progresado en la presente generación, y 2) variabilidad, en cualquier instante, en una población determinada tienen que coexistir diversos individuos de diversos fitness; caso contrario, la selección natural no tendrá objeto ninguno.

Darwin y sus contemporáneos fueron capaces de identificar este principio, mas no los detalles de dicho proceso, el cual puede definirse ahora como: la información que determina el crecimiento y el desarrollo de individuos es codificado en secuencias lineales de genes que pueden asumir un número finito de “valores”. En especies sexuales, los padres combinan idénticas cantidades de material genético, y dan vida a sus retoños. Esto es lo que se conoce como herencia.

En el proceso de herencia, sin embargo, errores ocasionales son perfectamente posibles. A esto se le llama mutación. Dicho fenómeno de mutación aunado a la recombinación que los materiales genéticos de los padres realizan brinda la fuente de variabilidad necesaria para el éxito de la evolución.

El individuo que se mueve, alimenta y reproduce en un espacio real puede ser visto como el producto de la manifestación de sus genes. Tenemos entonces, que imaginarnos el fitness de los individuos como una función de los valores asumidos por sus genes. Lo que la evolución genera es un incremento gradual del promedio del fitness en el curso de muchas generaciones. Esto es lo que Darwin denomina adaptación. De hecho, la evolución no optimiza –al menos no en el sentido matemático de dicho término-. La evolución es ciega: a ella no le interesa asuntos de optimización global. Aun si lo hiciera, la evolución debería lidiar con limitaciones físicas asociadas con el crecimiento y el desarrollo. Es por ello que no todas las posibles posibilidades son factibles en el “espacio genético de parámetros”. Todo lo que la evolución hace, de hecho, es generar individuos de un fitness mayor que el promedio. Sin embargo, las ideas básicas de selección natural y de herencia con variación pueden ser utilizadas para diseñar algoritmos muy robustos de optimización numérica global.

### **3.4.1 Fundamentos de Algoritmos Genéticos(GA)**

Véase el Apéndice B.

### **3.5 GA aplicados a la optimización de las matrices de ruido del EKF**

Ahora que se conoce cómo trabajan los GA, es hora de utilizar sus fascinantes ventajas para lograr la optimización.

En un sistema de control de la velocidad de lazo cerrado práctico debido al retardo necesario para que el EKF sea necesario de estimar la velocidad la diferencia entre el valor real de la velocidad y aquél estimado puede ser significativa. Sin embargo, se puede reducir aceptablemente, hallando las matrices óptimas de covarianza del ruido del EKF.

### 3.5.1 El algoritmo implementado

**3.5.1.1 Representación en cromosomas reales:** Nuestros genes estarán compuestos por los cinco elementos de la diagonal( $G_d$ ) de la matriz  $G$ , los cinco elementos de la diagonal( $Q_d$ ) de la matriz de covarianza  $Q$ , y los dos elementos( $R_d$ ) de la matriz de covarianza  $R$ . En total, nuestros cromosomas tendrán doce genes.

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & g_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & g_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & g_5 \end{bmatrix}; Q = \begin{bmatrix} q_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q_5 \end{bmatrix}; R = \begin{bmatrix} r_1 & 0 \\ 0 & r_2 \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 3.28})$$

$$G_d = [g_1 \ g_2 \ g_3 \ g_4 \ g_5]; Q_d = [q_1 \ q_2 \ q_3 \ q_4 \ q_5]; R_d = [r_1 \ r_2] \quad (\text{Ec. 3.29})$$

**3.5.1.2 Inicialización de la población:** Nuestra población inicial está compuesta por 200 individuos, los que serán inicializados en forma aleatoria, de acuerdo a una función de distribución uniforme.

**3.5.1.3 Evaluación del fitness:** En la generación presente, cada cromosoma es decodificado en los tres genes correspondientes a las diagonales de las matrices  $G$ ,  $Q$  y  $R$ . Luego, dichos elementos de la diagonal son enviados separadamente al EKF estimador de velocidad del sistema de control del motor de inducción to yield the función objetivo, que es el error cuadrático medio de la velocidad estimada. Finalmente, los cromosomas con un MSE menor que 12 serán almacenados en un archivo. Esta es sólo una referencia que se ha establecido para analizar los diferentes elementos analizados.

**3.5.1.4 Reproducción:** La próxima generación de nuestra población será obtenida aplicando la rueda de la ruleta tantas veces como individuos tenemos

**3.5.1.5 Recombinación:** Se ha escogido una recombinación de dos puntos para intercambiar información entre dos cromosomas aleatorios con probabilidad de recombinación de 0,8.

**3.5.1.6 Mutación:** La mutación en un GA de individuos definidos en números reales se hace mediante la inclusión de ruido. Con una probabilidad de 0,01 se decide si cada elemento de la cadena será mutado, adicionando un ruido de 17% de su valor.

**3.5.1.7 Iteración:** El GA codificado en  $\mathfrak{R}$  es procesado iterativamente, repitiendo los procedimientos 3.5.1.3-7 hasta que la condición de convergencia sea alcanzada o hasta que se alcance el máximo número de iteraciones.

**3.5.1.8 El algoritmo:** Ver el Apéndice D.

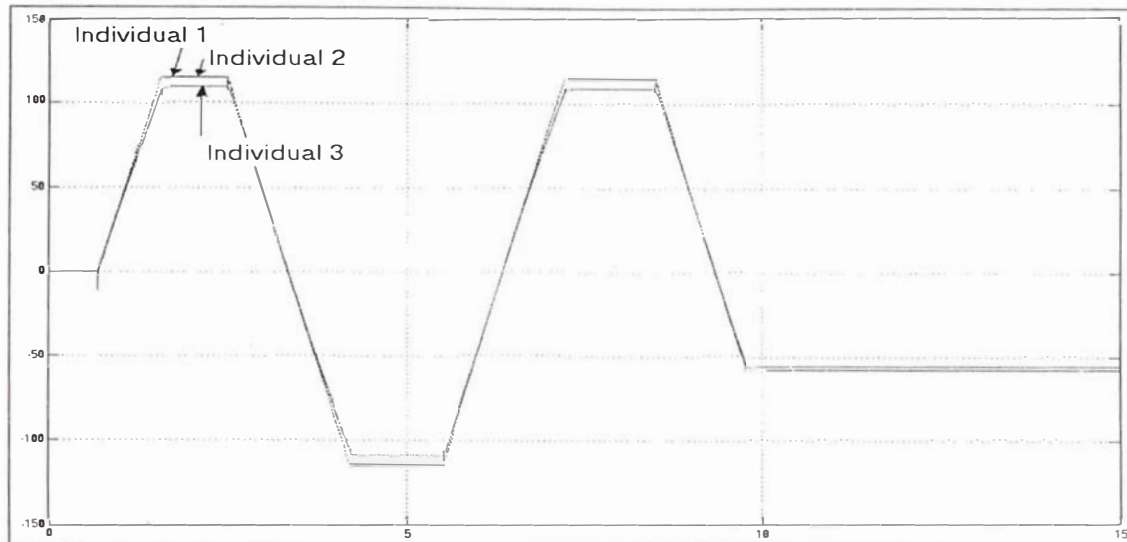


Fig. 3.12: Velocidad estimada por el EKF para diferentes individuos obtenidos después de la aplicación de GA

Individuo 1=

[.0001 .0001 .00001 .00001 .00717 .0001 .0001 .00001 .0001 .00717 .002 .002];

MSE = 0.6067

Individuo 2=

[.001 .001 .001 .001 .01 .001 .001 .001 .001 .01 .001 .001];

MSE = 3.2496

Individuo 3=

[.01 .01 .001 .001 .03 .01 .01 .001 .001 .03 .01 .01];

MSE = 11.0615

### 3.6 Resultados: Capacidad de adaptación, comportamiento en estado transitorio y en estado estable

En esta sección mostramos algunos resultados de pruebas llevadas a cabo en nuestro sistema de control diseñado.

#### Prueba: Variación de resistencia del rotor y torque de carga aplicado repentinamente

Las condiciones para las Figs. 3.13-25 son:

- $\omega_{ref} = 115 \text{ rad/s}$
- $I_{sq}^{MaxAplicada} = 80 \text{ A}$
- La resistencia rotórica varía como se muestra en la Fig. 3.13
- Carga de 150 N.m aplicada repentinamente al rotor entre  $t=2,3 \text{ s}$  y  $t=3,0 \text{ s}$

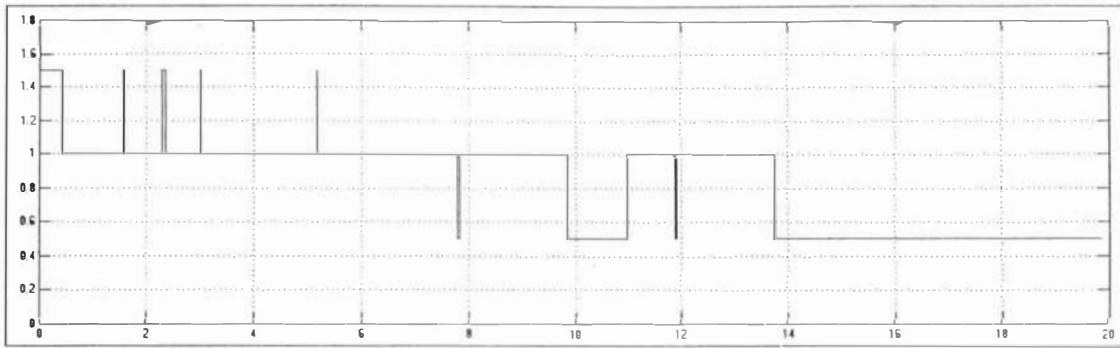


Fig. 3.13: Factor de la resistencia rotórica (nominal  $r_r = 1(100\%)$ )

Una comparación entre el modelo de referencia  $V/f$  y nuestro sistema de control (Fig. 3.14) nos brinda la ley de adaptación para  $T_r$  (Fig. 3.15). Como tal modelo es válido solo en el caso que la frecuencia estática fuera mayor que 30% de su valor nominal y la corriente de torque de referencia fuera mayor que el 10% de su valor nominal, tal consideración será tomada en cuenta cuando varíe la resistencia rotórica y tenga efecto la capacidad de adaptación. En una situación real de operación, no debería ser esto problema ya que la corriente de torque se mantendría limitada a su valor nominal y la variación de parámetros no afecta a la respuesta transitoria.

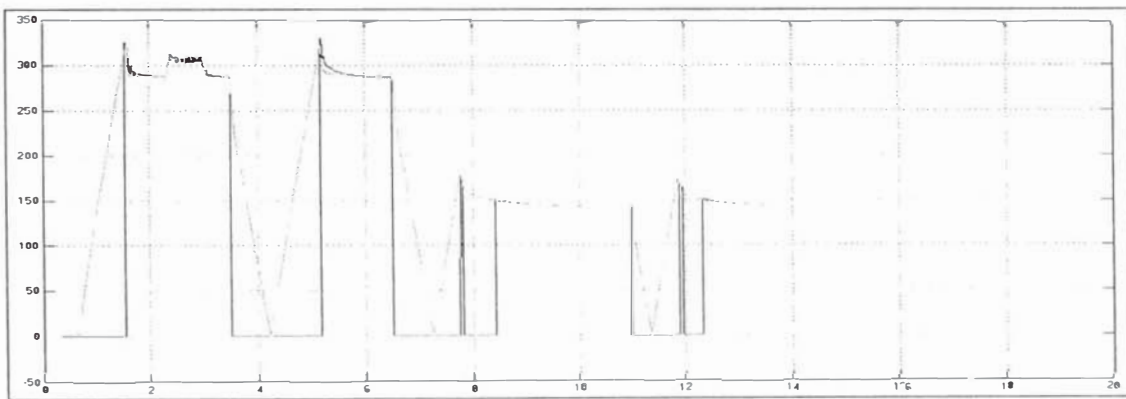


Fig. 3.14: Modelo de referencia  $V/f$  (pico) y  $V_{estatorMedida_{rms}}$

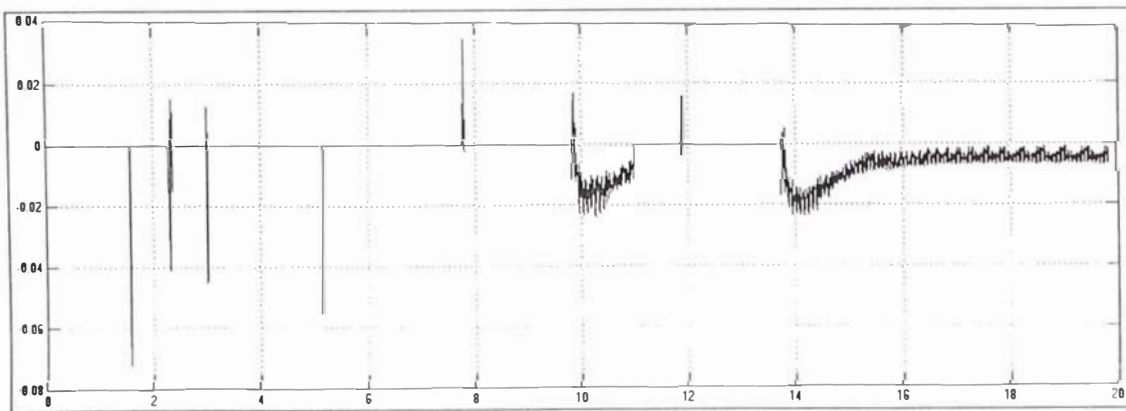
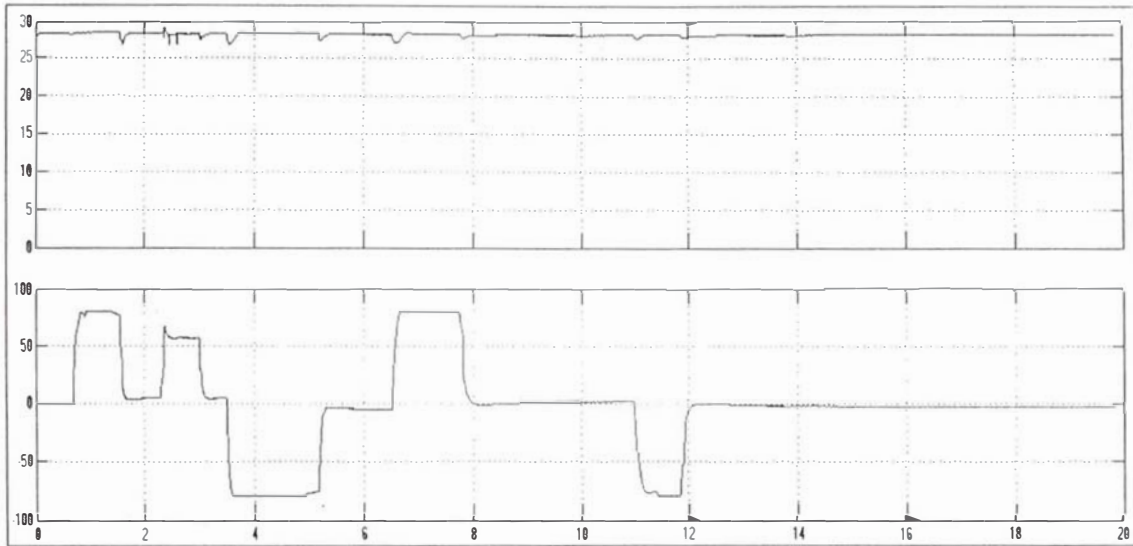
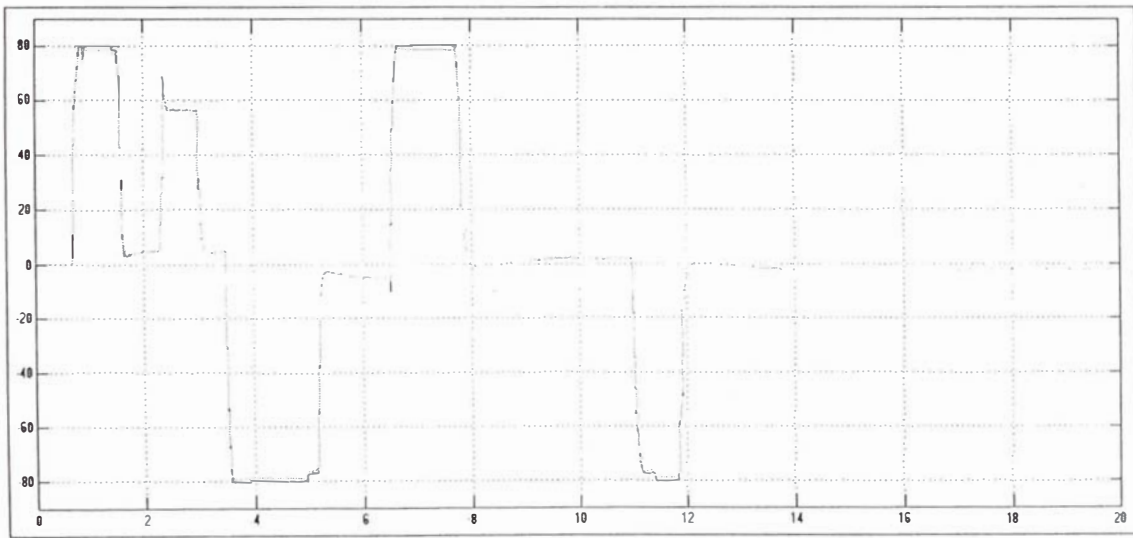


Fig. 3.15: Adaptación de  $T_r$  ( $T_r^{offset}$ )

Recordemos que tal valor modificará el ángulo del flujo del rotor definido en el modelo de corriente. Por ello, a pesar de la aparentemente mala dinámica debida a la variación de los parámetros, tal como se muestra en las Figs. 3.16-17, el torque eléctrico desarrollado por nuestro motor de inducción es óptimo.



**Fig. 3.16:**  $I_{sd}$  e  $I_{sq}$  respectivamente



**Fig. 3.17:**  $I_{sq}$  de referencia e  $I_{sq}$  medida respectivamente

Tal resultado puede verse en la Fig. 3.18. Además, tal como establecimos en nuestras condiciones de simulación, se aplica una carga repentinamente en  $t=2,3$  s. Observamos que la respuesta dinámica de este controlador adaptivo es muy buena: 3 ms

De la Fig. 3.18 también se puede verificar el comportamiento de las corrientes estáticas y de la velocidad.

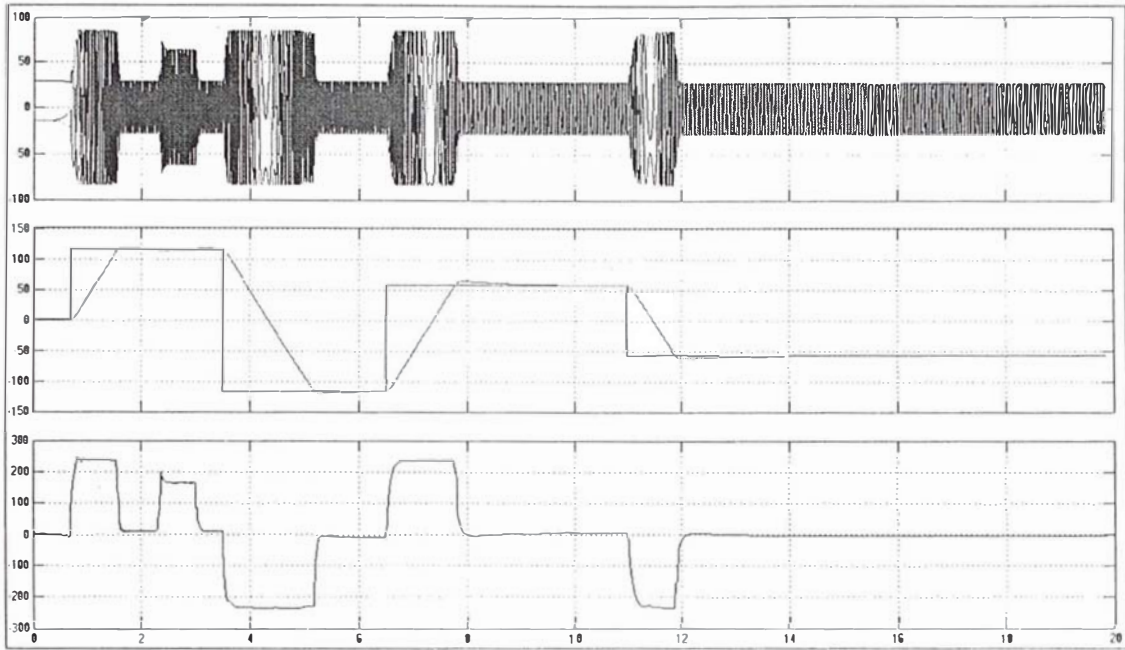


Fig. 3.18: Corrientes estáticas, velocidad mecánica del rotor y torque respectivamente

La Fig. 3.19 muestra las corrientes estáticas en el sistema de referencia  $\alpha - \beta$ .

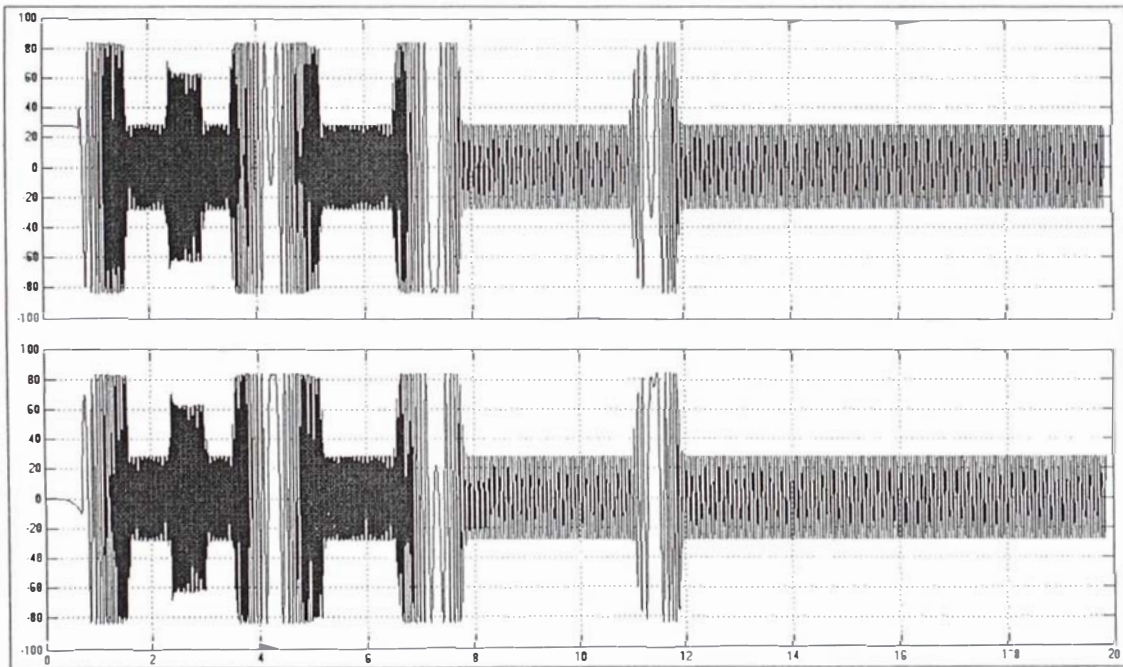


Fig. 3.19:  $I_{s\alpha}$  y  $I_{s\beta}$  respectivamente

Las Figs. 3.20-21 muestran el comportamiento de las tensiones estáticas en el sistema de referencia d-q y en el sistema de referencia  $\alpha - \beta$ .

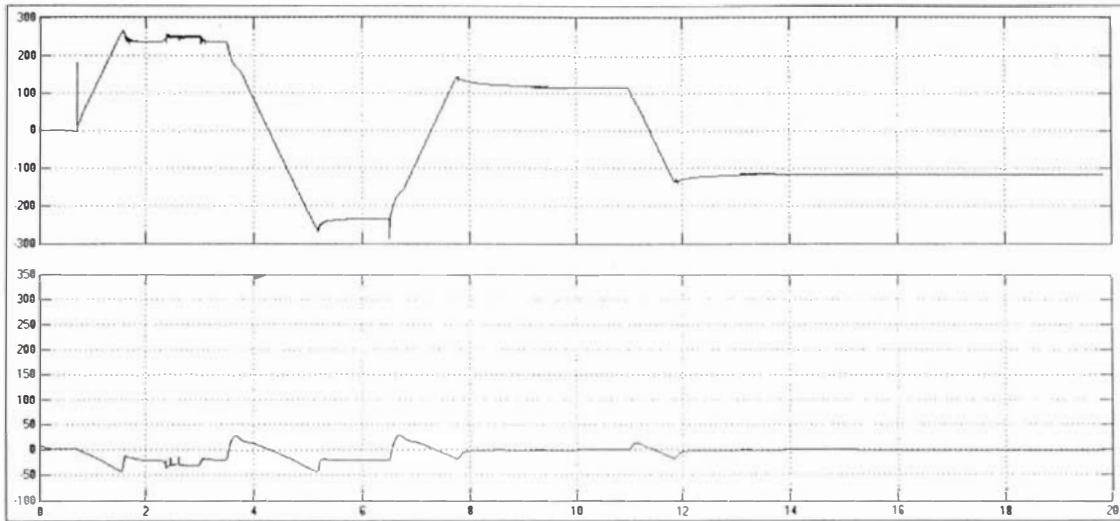


Fig. 3.20:  $V_{sd}$  y  $V_{sq}$  respectivamente

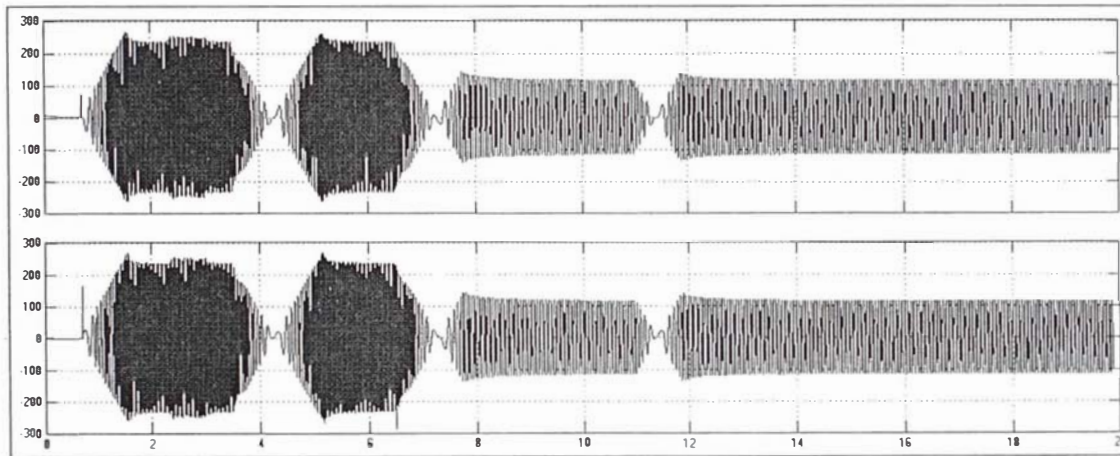


Fig. 3.21:  $V_{s\alpha}$  y  $V_{s\beta}$  respectivamente

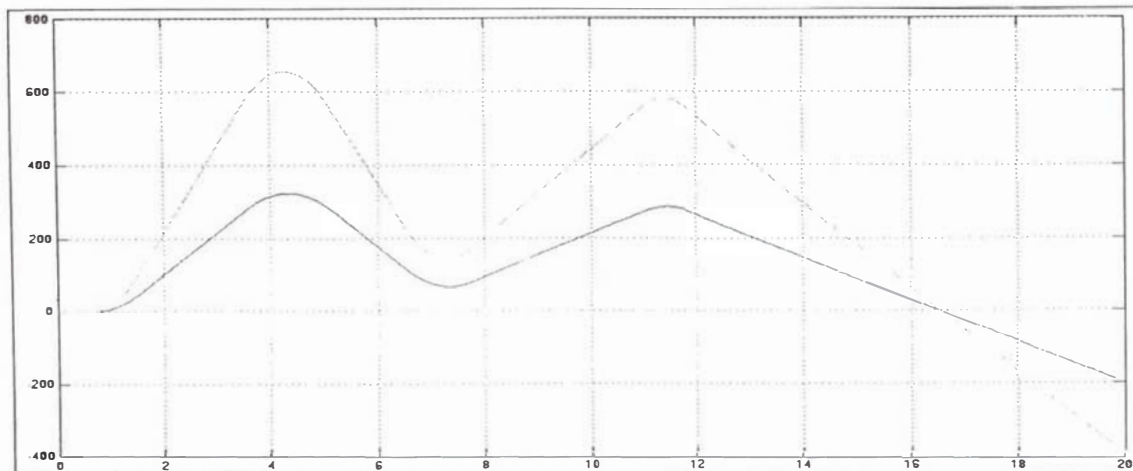


Fig. 3.22: Ángulo mecánico del rotor y ángulo del flujo del rotor (trazo mayor)



La Fig. 3.23 muestra la respuesta de los controladores feedforward y feedback mientras que la Fig. 3.24 muestra las tensiones estáticas para el valor de la corriente de prueba.

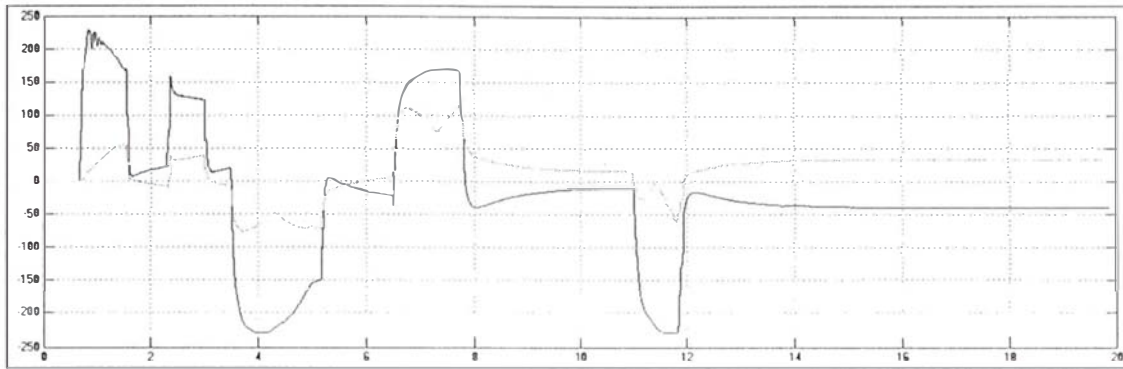


Fig. 3.23: Respuesta de los controladores Feedforward(trazo mayor) y Feedback(parte inferior)

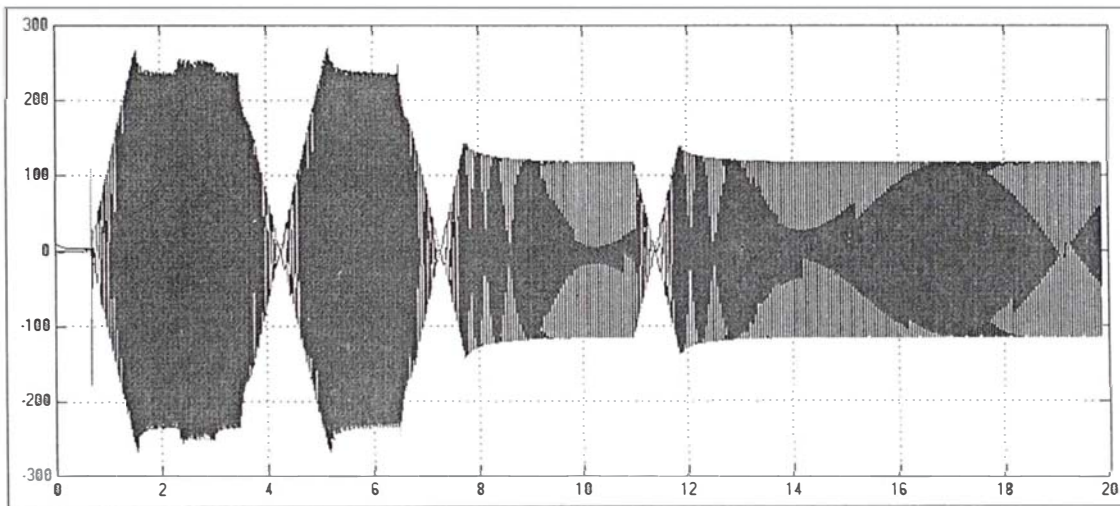


Fig. 3.24: Tensiones estáticas

Finalmente, el la velocidad de deslizamiento se muestra en la Fig. 3.25.

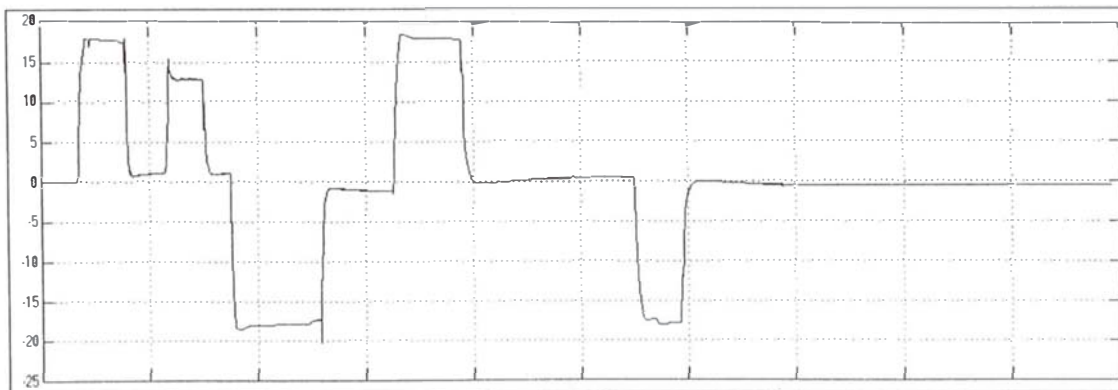


Fig. 3.25: Velocidad de deslizamiento  $\omega_{slip}$

## CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

El control de motores eléctricos ha tenido una evolución explosiva en las últimas décadas, llegando a convertirse en una de las áreas de mayor interés para aquellos relacionados al área de control, aquellos relacionados a la electrónica de potencia aquellos relacionados al procesamiento digital de señales y en general para cualquiera que quiera saber más. La obvia ventaja de este tipo de control, es la respuesta casi instantánea del torque, excelente desempeño dinámico, niveles de tensión y de corriente de entrada adecuados.

La amplia literatura existente ofrece una gama de alternativas y técnicas que cumplen con todas las características arriba mencionadas. En tal sentido, las mejoras que pudiéramos acaso introducir son pequeñas, y están relacionadas principalmente, con el algoritmo de control, el tiempo computacional o simplemente algo que podría pensarse pudiera trabajar adecuadamente.

El sistema IFOC para motores eléctricos es una estupenda técnica: simple y eficiente. Sería suficiente si algunos problemas menores relacionados con la física de nuestra planta no se hicieran presentes. Sin embargo estos pequeños inconvenientes se transforman en grandes problemas cuando nuestro control entra en funcionamiento. Dichos problemas son principalmente la saturación del núcleo ferromagnético y la variación de los parámetros del rotor. El esquema de control que se presenta en este trabajo lidia con este tipo de cosas. De hecho, su capacidad adaptiva se desempeña muy bien; y nuevamente nos sitúa en el escenario de nuestro cuasiperfecto sistema de control.

Para complicar más las cosas –léase hacer más económico el sistema de control-, se aplica una técnica de control prescindiendo del sensor. Para tal propósito, se utiliza un EKF que encara las no linealidades de nuestro sistema con formidable desempeño. Esto, ayudado de una gran técnica de optimización global conocida como Algoritmos Genéticos: simple, bella y poderosa.

En conclusión, este trabajo presenta una técnica adaptiva de control de velocidad para motores, sin sensor, que logra un muy adecuado desempeño dinámico y en estado estable. El nuevo problema ahora será evidente cuando midamos la tensión DC de entrada al inversor de nuestro sistema: a pesar del aparente excelente control conseguido, se obliga a los componentes de electrónica de potencia a absorber elevados picos de tensión, debido a la inestabilidad de la tensión DC de entrada al alimentar una carga de potencia constante que se es vista como una resistencia negativa, el cual es el comportamiento de nuestro sistema de control. Éste es un nuevo reto para nosotros; y seguramente conllevará más pasión y más dedicación de parte nuestra.

1.4 The SVPWM

1.5 Results

## **CHAPTER II**

2.1 The influence of motor parameter deviations in IFOC

2.2 Study and choice of Reference Model

2.3 Robust Adaptive Model Reference Adaptive Control

2.4 Results

## **CHAPTER III**

3.1 Fundamentals of observers

3.2 Extended Kalman Filter(EKF)

3.3 The problem of optimization of GAM, Q, R matrixes

3.4 Fundamentals of Genetic Algorithms(GA)

3.5 Optimization based on GA

3.6 Application to the EKF

3.7 Results

## **CHAPTER IV**

4.1 Advances in modeling, system identification and parameter estimation

4.2 Online trained Linear Neural Network to estimate Motor parameters

4.3 Offline trained Finite Impulse Response Neural Network to transform Stator Coordinates to

4.4 Rotor Flux Coordinates

4.5 Results

## **CHAPTER V**

5.1 The proposed control scheme

5.2 Results

## **CONCLUSIONS AND RECOMMENDATIONS**

## **REFERENCES**

### **12. References**

- [1] Moffat, R.; Paresh C. Sen; Younker R.; Mohamed Bayoumi, M, "Digital Phase-Locked Loop for induction motor speed control," IEEE Trans. on Ind. Applicat., Vol. IA-15, No. 2, Mar./Apr. 1979, pp. 176-182
- [2] Hasmukh, S. Patel; Richard G. Hoft, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I-Harmonic elimination," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-9, No. 3, May/Jun. 1973, pp. 310-317
- [3] Hasmukh S. Patel; Richard G. Hoft, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters Part 2-voltage control techniques," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-9, No. 3, May/Jun. 1973, pp. 310-317
- [4] Plunkett A. B, "A current-controlled PWM transistor inverter Drive" IEEE Ann. Meet. Conf. Rec., pp. 785-792, 1997
- [5] Sudria, A.; March, L.; Bergas, J, "Desarrollo de un control vectorial de la máquina de inducción," 3as Jornadas Hispano-Lusasas de Ingeniería Eléctrica ACTAS, Barcelona, España, Toma IV, PP. 1779-1785, 1-3 Julio 1993
- [6] Atkinson, D. J, "Flexible instrumentation system for induction motor vector control drives," UPEC '90, PP 521-524. 1990

- [7] Brass, M. A.; Mecrow, B. C, "Hardware development and digital interfaces for the field orientated control of drives," UPEC '90, 425-428, 1990
- [8] Chang, S. -C.; Yeh, S. -N "Current sensorless field-oriented control of induction motors," IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 143, No. 6, PP. 492-500, Nov. 1996
- [9] Umanand, L.; Bhat, S. R, "Optimal and robust digital current controller synthesis for vector-controlled induction motor drive systems," IEE Proc. Electr. Appl., Vol. 143, No. 2, pp. 141-150, Mar. 1996
- [10] Kamarudin Nordin, Novotny Donald, Zinger Donald, "The Influence of Motor Parameter Deviations in Feedforward Field Orientation Drive Systems," IEEE Tran. Ind. Appl., Vol. IA-21, No 4, Jul-Aug 1985, pp. 1009-1015
- [11] Khambadkone Ashwin M. and Holtz Joachim, "Vector-Controlled Induction Motor Drive with Self-Commissioning Scheme," IEEE Trans. Ind. Elect., Vol. 38, No 5, October 1991, pp. 322-327
- [12] Mofizul Islam Syed, Somuah Clement B. Shahgir Ahmed Mohammed, Abdel-Magid Youssef L., "Improved Speed Regulation of an Excitation Controlled Induction Motor," IEEE Tran. Ind. App. Vol. 28, No 3, May-Jun 1992
- [13] Liaw Chang-Ming, Chao Kuei-Hsiang and Lin Faa-Jeng, "A Discrete Adaptive Field-Oriented Induction Motor Drive," IEEE Tran. Power Elect. Vol. 7, No 2, Apr. 1992
- [14] Chern, Liu, Jong and Yang, "Discrete Integral Variable Structure Model Following Control for Induction Motor Drivers," IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 143, No 6, Nov 1996, pp. 467-474
- [15] Tsai Ming-Fa, Tzou, Ying-Yu, "A Transputer-Based Adaptive Speed Controller for AC Induction Motor Drives with Load Torque Estimation," IEEE Tran. Ind. App., Vol. 33, No 2, Mar-Apr 1997, pp. 558-566
- [16] Bowes Sidney R., Li Jian, and Stoten David, "Novel Robust Adaptive Control for High Performance Field Oriented Control Drives," in conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, San Diego, CA, Oct. 6-10, 1996, pp. 418-425
- [17] Bowes Sidney R., and Li Jian, "New Robust Adaptive Control Algorithm for High Performance AC Drives," IEEE Tran. Ind. Elect. Vol. 47, No 2, Apr. 2000, pp. 325-336
- [18] Liaw, C. M.; Wang, J. B.; Chang, Y. C, "A fuzzy adapted field - oriented mechanism for induction motor drive," IEEE Tans. On Energy Conversion. Vol. 11, No. 1, PP. 76-83, March 1996.
- [19] El-Sharkawi, M. A.; El-Samahy, A. A.; El-Sayed, M. L, "High performance drive of DC brushless motors using neural network," IEEE Trans. On Energy Conversion, Vol. 9, No. 2, PP. 317-322, Jun. 1994.
- [20] Cabrera, L. A.; Elbuluk, M. E.; Husain, I, "Tuning the stator resistance of induction motors using artificial neural network," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 12, No. 5, pp. 779-787, Sep. 1997.
- [21] Bor -Ren Lin; Richard, G. H, "Power Electronics inverter control with neural networks," Conf. Proc., 8<sup>th</sup> Ann. Appl. Pow. Elect. Conf. and Exp., APEC'93 Conf. Rec. IEEE 1993, Vol. 1, pp. 128-134, Mar. 1993.
- [22] Trzynadlowski, A. M.; Legowski, S, "Application of neural networks to the optimal control of three-phase voltage-controlled inverters," IEEE Trans. Pow. Electron., Vol. 9, No. 4, pp. 397-404, Jul. 1994.
- [23] Fodor D.; Griva, G.; Profumo, F, "Neural network flux estimator for universal field oriented (UFO) controllers," ICEM'96, Int. Conf. Electron. Mach., Vol III, pp. 196-201, 10-12 Sep. 1996.
- [24] Montilla, A. B.; Castro, J. M. A, "Control vectorial de las máquinas de inducción utilizando redes neuronales con adaptación paramétrica en tiempo real." 5<sup>a</sup> Jornadas Hispano-Lusas de Ing. Eléctrica, Salamanca (España), Vol. I, PP. 113-120, 3-5, Jul. 1997.
- [25] Simoes, M. G.; Bose, B. K, "Neural nnetwork based estimation of feedback signals for a vector controlled induction motor drive," IEEE Trans. Ind. Appl.. Vol. 31, No. 3, pp. 620-629, May/Jun 1995.

- [26] Wang, X.; Elbuluk, M, "Neural network control of induction machines using genetic algorithm training," Ind. Appl. Conf., 31<sup>st</sup> IAS Annual Meeting, IAS 96 Conf. Rec. IEEE, Vol. 3, pp. 1733-1740. Oct. 1996.
- [27] Cabrera, L. A.; Elbuluk, M. E.; Zinger, D. S, "Learning techniques to train neural networks as a state selector for inverter-fed induction machines using Direct Torque Control," IEEE Trans. Pow. Electron., Vol. 12, No. 5, pp. 788-799 Sep.1997.
- [28] Mohamadian Mustafa, Nowicki Ed, Ashrafzadeh Farhad, Chu Alfred, Sachdeva Rishi, Evanik Ed, "A Novel Neural Network Controller and its Efficient DSP Implementation or Vector-Controlled Induction Motor Drives," IEEE Trans. Ind. App., Vol. 39, No 6, Nov.-Dec. 2003
- [29] Akihiko Masushita and Takeshi Tsuchiya, "Decoupled Preview Control System and its Application to Induction Motor Drive," IEEE Tran. Ind. Elect., Vol. 42, No 1, February 1995, pp. 50-57
- [30] Guoping P. Liu, Visakan Kadirkamanathan, Stephen A. Billings, "Variable Neural Networks for Adaptive Control of Nonlinear Systems," IEEE Trans. on Systems: Man and Cybernetics-Part C: App. and Rev., Vol 29, No 1, February 1999, pp. 34-43
- [31] Chich-Yi Huang, Tien-Chi Chen, Member IEEE, and Ching-Lien Huang, "Robust Control of Induction Motor with a Neural Network Load Torque Estimator and a Neural Network (Parameter) Identification,"
- [32] Y. S. Kung, C. M. Liaw, Member, IEEE, and M.S. Ouyang, "Adaptive Speed Control for Induction Motor Drives Using Neural Networks"
- [33] Leonhard, Werner, "Control of Electrical Drives," Ed. Springer-Verlag, Chap. 2-7, 10-12
- [34] Matlab, "Power System Blockset Manual," The MathWorks, 1998-2002 TransEnergie Technologies Inc., capítulos 1-10
- [35] Texas Instruments Europe, "Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors," Feb. 1998,
- [36] Zheng Yu, "Space-Vector PWM with TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns," Digital Signal Solutions
- [37] Texas Instruments Europe, "Implementation of a Speed Field Orientated Control of Three Phase AC Induction Motor using TMS320F240," Mar. 1998
- [38] Chen, Chi-Tsong, "Linear System Theory and Design," Oxford University Press, New York, 3<sup>rd</sup> Ed., Chap. 1-7
- [39] Polderman, Jan Willen - Willems, Jan C., "Intoduction to Mathematical Systems Theory – A behavioral approach,' Springer-Verlag, New York, 1998
- [40] De Carlo, Raymond, "Linear Systems Theory," Chap. 1-18
- [41] Moreno, Rodolfo, "Aplicaciones de electrónica de potencia," Independent publication, pp. 51-64, Lima, 2000
- [42] Chern – Liu – Jong – Yan, "Discrete integral variable structure model following control for induction motor drives." IEE Proc-Electr., Power Appl., Vol 143, No. 6, Nov. 1996
- [43] Seifert D., "Stromregelung der Asynchronousmaschine,' ETZ-Archiv, 1993
- [44] Schumacher, W., Heinemann, G. "Fully digital control of induction motor," Proceedings of the 1st European Power Electronics Conference, Aachen, Germany, 1987
- [45] Boldea, Ion, Nasar S. A., "Electric Drives," CRC Press, chapter 7, pages 142 - 150
- [46] Von Zuben, Fernando, Redes Neurais Aplicadas ao Controle de Máquina de Indução
- [47] Vásárhelyi, József, "Run-time reconfiguration of AC drive controllers"
- [48] Córcoles López, Felipe, "Estudio y caracterización de la máquina de inducción – Aplicación de métodos analíticos y aproximados para el análisis transitorio," Universidad Politécnica de Cataluña, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Barcelona, 1998
- [49] Oppenheim, Alan – Willsky, Alan, "Signals and Systems"
- [50] Texas Instruments Inc., "Clarke & Park Transforms on the TMS320C2xx," 1997
- [51] Ed Ramsden, Cherry Electrical Products, Pleasant Prairie, Wisconsin, "Hall effect speed sensor offer reliable operation in severe environments," PCIM Magazine, 1998