

**UNIVERSIDAD NACIONAL DEL CALLAO**

**ESCUELA DE POSGRADO**

**UNIDAD DE POSGRADO DE LA FACULTAD DE INGENIERÍA  
ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**



**“CONTROL BIDIRECCIONAL DE LOS  
PARÁMETROS DE UN MOTOR DC DE ALTA  
POTENCIA CON ALGORITMOS  
GENÉTICOS”**

**TESIS PARA OPTAR EL GRADO ACADÉMICO DE  
DOCTOR EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

**AUTOR : RICARDO HUMBERTO NUÑEZ CARRILLO**

**Callao - 2017**

**PERÚ**

A handwritten signature in black ink, appearing to read "Ricardo Nuñez Carrillo".

A handwritten signature in black ink, appearing to read "Ricardo Nuñez Carrillo".



# ÍNDICE

CARÁTULA	
PÁGINA DE RESPETO	
HOJA DE REFERENCIA DEL JURADO Y APROBACIÓN	
DEDICATORIA	
AGRADECIMIENTO	
ÍNDICE .....	1
ÍNDICE DE FIGURAS .....	4
RESUMEN .....	8
ABSTRACT .....	9
RESUMO.....	10
I. PLANTEAMIENTO DE LA INVESTIGACIÓN.....	11
1.1 Determinación del problema.....	13
1.2 Formulación del problema .....	14
1.2.1 Problema general .....	15
1.2.2 Subproblemas.....	15
1.3. Objetivos de la investigación .....	15
1.3.1. Objetivo general .....	15
1.3.2. Objetivos específicos .....	16
1.4 Justificación .....	16
II. MARCO TEÓRICO.....	18
2.1 Antecedentes Nacionales e Internacionales.....	18
2.2. Fundamentación ontológica.....	19
2.3. Fundamentación metodológica.....	23
2.4. Fundamentación epistemológica .....	23

2.4. Fundamentación epistemológica .....	23
2.5. Definición de términos Básicos.....	24
III. VARIABLES E HIPÓTESIS .....	26
3.1. Definición de variables.....	26
3.2. Operacionalización de variables.....	26
3.3. Hipótesis general e hipótesis específicas .....	27
IV. METODOLOGÍA .....	29
4.1. Tipo de investigación .....	29
4.2. Diseño de la investigación .....	29
4.3. Población y muestra .....	30
4.4. Técnicas instrumentos de recolección de datos .....	30
4.5. Procedimientos de recolección de datos .....	30
4.6. Procesamiento estadístico y análisis de datos .....	30
V. DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN CONTROL BIDIRECCIONAL DE LOS PARAMETROS DE UN MOTOR DC DE ALTA POTENCIA CON ALGORITMOS GENETICOS .....	31
5.1. Dimensionamiento del motor DC.....	31
5.2. Modelamiento y simulación del motor DC. ....	38
5.3. Diseño y simulación del motor DC con un convertidor dual hexafásico. ....	56
5.4. Diseño y simulación del motor DC con un convertidor dual trifásico completo.....	74
5.5. Diseño del controlador de corriente.....	83
5.6. Diseño y simulación del control de velocidad. ....	95
5.7. Algoritmos Genéticos.....	106
5.7.1. Controlador PI con algoritmo genético. ....	110

5.7.2. Implementación del algoritmo genético.....	111
5.8. Algoritmo Simulado Recocido.....	117
5.8.1. Implementación del algoritmo simulado recocido PI .....	118
VI. RESULTADOS.....	122
6.1 Resultados parciales .....	122
6.2 Resultados finales .....	127
VII. DISCUSIÓN DE RESULTADOS.....	131
7.1. Contratación de hipótesis con los resultados.....	131
7.2. Contratación de resultados con otros estudios similares .....	132
VIII. CONCLUSIONES .....	136
IX. RECOMENDACIONES.....	137
X. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	138
ANEXOS .....	140
A. Matriz de consistencia .....	141
B. Programa algoritmo genético PI .....	142
C. Programa Algoritmo Simulado Recocido PI.....	147
D. Hoja de datos Motor DC .....	150

## ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA N° 2.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROLADOR BIDIRECCIONAL.....	22
FIGURA N° 5.1 DIAGRAMA DEL SISTEMA MOTOR ACTUADOR.....	32
FIGURA N° 5.2 PERFIL TRAPEZOIDAL DEL MOVIMIENTO.....	32
FIGURA N° 5.3 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL MOTOR DC .....	41
FIGURA N° 5.4 CURVAS DE ESTADO ESTACIONARIO DE UN MOTOR DC CON CONTROL DE ARMADURA .....	44
FIGURA N° 5.5 DIAGRAMA DE BLOQUES NORMALIZADO DEL MOTOR DC .....	45
FIGURA N° 5.6 DIAGRAMA DE BLOQUES SIMPLIFICADO DEL MOTOR DC .....	47
FIGURA N° 5.7 DIAGRAMA DE BLOQUES SIN NORMALIZACION DEL MOTOR DC.....	48
FIGURA N° 5.8 DIAGRAMA DE BLOQUES CON DATOS DEL MOTOR DC .....	48
FIGURA N° 5.9 DIAGRAMA DE BLOQUES EN SIMULINK DEL MOTOR DC .....	49
FIGURA N° 5.10 RESPUESTA A UN ESCALON UNITARIO DE VOLTAJE DE ARMADURA APLICADO AL MOTOR DC EN EL PLANO S .....	49
FIGURA N° 5.11 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL MOTOR DC EN EL PLANO Z.....	51
FIGURA N° 5.12 RESPUESTA A UN ESCALON UNITARIO DE VOLTAJE DE ARMADURA APLICADO AL MOTOR DC EN EL PLANO Z .....	51
FIGURA N° 5.13 ESQUEMA GENERAL DEL CONTROL DEL MOTOR DC.....	53
FIGURA N° 5.14 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL CONVERTIDOR Y EL MOTOR DC.....	54
FIGURA N° 5.15 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONVERTIDOR Y MOTOR DC.....	55

FIGURA N° 5.16 DIAGRAMA CIRCUITAL DEL CONVERTIDOR DUAL HEXAFÁSICO .....	56
FIGURA N° 5.17 FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR DUAL PARA $\alpha_1=60^\circ$ .....	57
FIGURA N° 5.18 FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR DUAL PARA $\alpha_1=120^\circ$ .....	58
FIGURA N° 5.19 FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR PARA $\alpha_1=90^\circ$ .....	59
FIGURA N° 5.20 VOLTAJE Y CORRIENTE CIRCULANTE EN $L_r$ .....	64
FIGURA N° 5.21 VOLTAJE Y CORRIENTE EN EL TIRISTOR.....	68
FIGURA N° 5.22 CIRCUITO EQUIVALENTE CON CARGA INDUCTIVA..	69
FIGURA N° 5.23 VOLTAJE Y CORRIENTE EN EL TIRISTOR.....	69
FIGURA N° 5.24 VOLTAJE DE CONMUTACION EN EL TIRISTOR .....	70
FIGURA N° 5.25 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO DE CONTROL DE DISPARO.....	73
FIGURA N° 5.26 MODELO DEL MOTOR DC.....	73
FIGURA N° 5.27 DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA MECANICA ROTACIONAL DEL MOTOR DC.....	74
FIGURA N° 5.28 DIAGRAMA CIRCUITAL DEL CONVERTIDOR DUAL TRIFÁSICO COMPLETO .....	75
FIGURA N° 5.29 DIAGRAMA DEL CONVERTIDOR DUAL TRIFÁSICO EN SIMULINK .....	81
FIGURA N° 5.30 FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR DUAL PARA $\alpha_1=60^\circ$ .....	82
FIGURA N° 5.31 FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR DUAL PARA $\alpha_1=120^\circ$ .....	82
FIGURA N° 5.32 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL CONTROL EN CASCADA DEL MOTOR DC.....	83
FIGURA N° 5.33 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE .....	86
FIGURA N° 5.34 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE EN EL PLANO S .....	88

FIGURA N° 5.35 RESPUESTA A UN ESCALON UNITARIO DE CORRIENTE DE ARMADURA.....	89
FIGURA N° 5.36 RESPUESTA A UN ESCALÓN UNITARIO DE CORRIENTE DE ARMADURA CONSIDERANDO EL LAZO DE CONTROL DE CORRIENTE COMO UN SISTEMA DE PRIMER ORDEN.....	90
FIGURA N° 5.37 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE EN EL PLANO Z.....	94
FIGURA N° 5.38 RESPUESTA A UN ESCALÓN UNITARIO DE CORRIENTE EN EL PLANO Z.....	94
FIGURA N° 5.39 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL ESQUEMA DE CONTROL DE VELOCIDAD .....	95
FIGURA N° 5.40 DIAGRAMA DE BLOQUES SIMPLIFICADO DEL ESQUEMA DE CONTROL DE VELOCIDAD .....	96
FIGURA N° 5.41 DIAGRAMA DE BODE DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA EN LAZO ABIERTO .....	99
FIGURA N° 5.42 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROLADOR DE VELOCIDAD EN EL PLANO S.....	100
FIGURA N° 5.43 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL ESQUEMA DE CONTROL DE VELOCIDAD .....	101
FIGURA N° 5.44 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROLADOR DE VELOCIDAD EN EL PLANO Z.....	103
FIGURA N° 5.45 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL CONTROL DE VELOCIDAD DEL MOTOR DC .....	106
FIGURA N° 5.46 ESTRUCTURA DE UN ALGORITMO GENÉTICO .....	107
FIGURA N° 5.47 REPRESENTACIÓN BINARIA DEL CROMOSOMA ....	112
FIGURA N° 5.48 DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA USANDO EL ALGORITMO GENÉTICO .....	115
FIGURA N° 5.49 DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA USANDO EL ALGORITMO SIMULADO RECOCIDO .....	120
FIGURA N° 6.1 FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR DUAL PARA $\alpha_1 = 60^\circ$ .....	123



## RESUMEN

En electrónica existen diversas maneras de controlar en forma bidireccional un motor DC. Sin embargo cuando se emplea un control en cuatro cuadrantes a tiristores se puede trasladar un objeto de 20 toneladas colocado en una plataforma que se mueve en una dirección o en la dirección opuesta. Se ha elaborado el proyecto titulado: "Control bidireccional de los parámetros de un motor DC de alta potencia con algoritmos genéticos" cuyos objetivos son:

- a) Dimensionamiento del motor DC de acuerdo al sistema de transporte del objeto.
- b) Diseñar y simular el convertidor dual con el control para el motor DC utilizando el software Pscad.
- c) Diseñar y simular el lazo de regulación de corriente de control de pulsos de disparo de los tiristores en el plano Z.
- d) Diseñar y simular el regulador de velocidad conforme al sistema de regulación empleado.
- e) Diseñar el algoritmo genético para sintonizar el control PI de velocidad.

Se diseñó un sistema de control de cuatro cuadrantes con tiristores para un motor DC que movió un objeto de 20 toneladas en direcciones opuestas. En el lazo de regulación de velocidad se sintonizó mediante un algoritmo genético, el cual tiene la función de mantener la velocidad constante y no variar más de  $\pm 1\%$ .

Palabras clave: Control bidireccional, convertidor trifásico AC/DC, algoritmos genéticos, motor DC, controlador PI.

## **ABSTRACT**

In electronics there are several ways to bidirectionally drive a DC motor. However, when a four-quadrant control of thyristors is used, a 20-ton object placed on a platform that moves in one direction or in the opposite direction can be moved. The project entitled "Bidirectional control of the parameters of a high-power DC motor with genetic algorithms" has been developed, the objectives are:

- a) Dimensioning of the DC motor according to the transport system of the object.
- b) Design and simulate the dual converter with the control for the DC motor using the Pscad software.
- c) Design and simulate the thyristor pulse control current regulation loop in the Z plane.
- d) Design and simulate the speed controller according to the control system.
- e) Design the genetic algorithm to tune the PI speed control.

A four quadrant control system with thyristors was designed for a DC motor that moved an object of 20 tons in opposite directions. The speed-loop regulator was tuned by a genetic algorithm, which has the function of maintaining the speed constant and not vary more than  $\pm 1\%$ .

**Keywords:** Bi-directional controller, 3- phase converter AC/DC, genetic algorithm, DC motor, PI controller.

## **RESUMO**

Na eletrônica, existem várias maneiras de controlar bidirecionalmente um motor de corrente contínua. No entanto, quando um controle de quatro quadrantes é usado em tiristores, um objeto de 20 toneladas colocado em uma plataforma que se move em uma direção ou na direção oposta pode ser movido. O projeto intitulado "Controle bidirecional dos parâmetros de um motor DC de alta potência com algoritmos genéticos" foi desenvolvido, cujos objetivos são:

- a) Dimensionamento do motor DC de acordo com o sistema de transporte do objeto.
- b) Projete e simule o conversor duplo com o controle do motor DC usando o software Pscad.
- c) Projetar e simular o loop de regulação do controle do pulso de disparo do tiristor no plano Z.
- d) Projetar e simular o controlador de velocidade de acordo com o sistema de controle usado.
- e) Projete o algoritmo genético para ajustar o controle de velocidade PI.

Um sistema de controle de quatro quadrantes com tiristores foi projetado para um motor de corrente contínua que movia um objeto de 20 toneladas em direções opostas. No circuito de regulação de velocidade foi sintonizado por um algoritmo genético, que tem a função de manter a velocidade constante e não varia em mais de  $\pm 1\%$ .

Palavras-chave: Controle bidirecional, conversor trifásico AC / DC, algoritmos genéticos, motor DC, controlador PI.

# CAPÍTULO I

## PLANTEAMIENTO DE LA INVESTIGACIÓN

En gran parte de las aplicaciones industriales la elección de un motor DC está motivada por la necesidad de operar en un amplio rango de velocidad de operación con bajas pérdidas y que se adapte el comportamiento del motor a las necesidades de carga. Para conseguir las características de operación deseadas, en presencia de perturbaciones de carga, usualmente es necesario un control realimentado. Otra razón por la cual los drives DC normalmente contienen un lazo de realimentación es que la armadura de un motor DC de grandes dimensiones representa una baja impedancia la cual cuando se le suministra el voltaje nominal trae como resultado una corriente de arranque excesiva de hasta 10 veces la corriente nominal. Bajo condiciones de operación normales esto se previene con el voltaje de armadura inducido  $E_a$ , el cual cancela la mayor parte del voltaje aplicado  $U_a$  tal que la diferencia determina la corriente de armadura  $i_a$  como se aprecia en la siguiente expresión

$$U_a = i_a R_a - E_a$$

Estas dos cantidades ( $U_a, i_a$ ) son las que producen la conversión de energía electromecánica. En la operación transitoria, por ejemplo cuando la máquina es acelerada o frenada siempre hay el peligro de que se produzca una corriente excesiva debido al cambio rápido del voltaje de armadura o velocidad, lo mismo ocurre con una sobrecarga en estado estacionario en el motor. Por lo tanto es necesario proveer de un cierto tipo de mecanismo para limitar el torque y la corriente de arranque para proteger el motor, el convertidor AC/DC y la carga, esto se realiza mejor con un control realimentado y de esta manera se establece una protección efectiva contra el estrés eléctrico o mecánico. Al mismo tiempo se gana un criterio inequívoco para distinguir entre una sobre corriente temporal

tolerable de una corriente debido a una falla funcional reseteada por algún contactor o un fusible.

En la mayoría de los casos usando un drive controlado se puede seleccionar una velocidad de referencia, la cual el motor debe mantener, siempre y cuando no esté sobrecargado. Todos estos requerimientos pueden ser satisfechos con un convertidor controlado a tiristores.

Un control bidireccional permite aplicar al motor dos polaridades de voltaje y corriente, el flujo de potencia al motor puede ser invertido, operando el motor en los cuatro cuadrantes del plano torque velocidad.

Los convertidores a tiristores de seis pulsos controlados por fase se usan frecuentemente para obtener un valor de referencia variable y de esta manera controlar la velocidad de los motores DC. Estos convertidores son sencillos, económicos y eficientes. Sin embargo, el factor de potencia de entrada es bajo, y el sistema genera armónicos en la línea, lo cual es una desventaja.

Los controladores de cuatro cuadrantes de doce pulsos consisten de dos convertidores AC/DC en antiparalelo. En el modo de operación con corriente circulante ambos convertidores son operados simultáneamente y una inductancia o choque es usada para limitar la corriente circulante entre ambos. En modo de operación sin corriente circulante, la corriente de carga inversa de un convertidor a otro es algo compleja. Durante la operación de inversión de corriente, la corriente de carga se vuelve cero y existe un tiempo muerto durante el cual los pulsos son completamente bloqueados antes de que entre en operación el otro convertidor, esto afecta la estabilidad del sistema. Por tanto, la corriente puede ser discontinua a altas velocidades y bajas condiciones de carga. Sin embargo, en modo de corriente circulante, la corriente es continua bajo toda operación de carga y la corriente se invierte de manera natural. Esto ofrece mejoras en la respuesta dinámica debida a la ausencia de tiempos muertos durante la operación de inversión de corriente. El convertidor dual opera como

rectificador en el primer cuadrante y el otro como inversor en el cuarto cuadrante. Para invertir el sentido de giro o de la corriente, el que estaba operando como rectificador pasa a funcionar como inversor en el segundo cuadrante y otro convertidor opera como rectificador en el tercer cuadrante. El convertidor que funciona como rectificador entrega la corriente hacia el motor DC.

Usando un control con realimentación es el medio más fácil de obtener las relaciones deseadas entre la entrada y la salida. Permite compensar de manera interna las imprecisiones derivadas de las características de los componentes del sistema. Siendo lo más importante, al menos desde el punto de vista del diseñador, reducir las perturbaciones que afectan al sistema.

A un regulador no solo se le permite controlar el valor de la variable primaria, por ejemplo la velocidad o la corriente, sino también realizar un cierto número de funciones, necesarias para el buen funcionamiento de la máquina. Por ejemplo, la limitación de la corriente o la limitación de la variación de la corriente, que es una función de protección. El control de la corriente es necesario para mantener el colector de la armadura del motor en buen estado.

### **1.1 Determinación del problema**

En electrónica de potencia existen diversas maneras de controlar la velocidad y la corriente de un motor de corriente continua de alta potencia. Sin embargo cuando se utiliza un convertidor estático trifásico con tiristores (rectificador controlado trifásico) solo se puede controlar el motor DC en dos cuadrantes del plano corriente voltaje  $I - V$ . Por lo tanto se propone un sistema de control en el cual se pueda gobernar en forma bidireccional la velocidad y la corriente, esto es, usando un control de cuatro cuadrantes que consiste en dos convertidores estáticos trifásicos con tiristores.

## **1.2 Formulación del problema**

Un drive DC es un control tipo regenerativo de onda completa capaz de operar el motor de manera bidireccional. Puede operar en cuatro cuadrantes lo cual permite cambiar la velocidad del motor en sentido directo e inverso. Cuando se especifica las características técnicas del motor, estas características y los límites de corriente deben ser bien especificados en el drive. Los drives regenerativos producen mayor calentamiento en el motor que los drives unidireccionales especialmente en condiciones de baja velocidad del motor.

El control del convertidor en cuatro cuadrantes para motor DC de alta potencia tiene la ventaja de poder controlar la velocidad y torque, sin embargo el sistema de control de disparo de los pulsos debe ser más sofisticado comparado con un control de dos cuadrantes, el cual tiene limitaciones en cuanto a controlar el torque a bajas velocidades e invertir el giro rápidamente.

Es necesario encontrar el modelo matemático del sistema que vamos a controlar para poder saber de qué manera vamos a compensar y poder controlarlo de manera eficiente.

Las especificaciones de diseño de la respuesta en el dominio del tiempo son muy importantes, dado que, casi todos los sistemas de control son sistemas en el dominio del tiempo; es decir, deben presentar respuestas de tiempo aceptables.

El motor se usa para transportar un objeto o contenedor que está colocado en una plataforma. El motor se une a través de un reductor a un tornillo sin fin que mueve una plataforma. El objeto se mueve tanto en un sentido como en sentido contrario para trasladar la carga en cualquier dirección, el motor debe girar en ambos sentidos usando un controlador de cuatro cuadrantes.

El motor DC suministra el torque necesario para crear el movimiento requerido de la carga a través de un actuador (los aparatos mecánicos que están entre el eje del motor y la carga o el objeto).

El control del convertidor de cuatro cuadrantes para motor DC de alta potencia plantea resolver el diseño de control bidireccional de velocidad y corriente de manera más precisa. Mientras que el algoritmo genético resuelve el problema de sintonización del control PI de velocidad.

### **1.2.1 Problema general**

¿Cómo controlar en forma bidireccional los parámetros de un motor DC de alta potencia?

### **1.2.2 Subproblemas**

- ¿Cómo dimensionar el motor DC de acuerdo al sistema de transporte del objeto?
- ¿Cómo modelar el motor DC en el plano Z?
- ¿Cómo diseñar el convertidor dual con el control para el motor DC utilizando el software Pscad?
- ¿Cómo regular la corriente para el sistema de control de pulsos de disparo de los tiristores en el plano Z?
- ¿Cómo regular la velocidad conforme al sistema de regulación empleado?
- ¿Cómo sintonizar el control PI de velocidad usando un algoritmo genético?

## **1.3. Objetivos de la investigación**

### **1.3.1. Objetivo general**

Diseñar y simular un control bidireccional de los parámetros de un motor DC de alta potencia.



un sistema que controle la velocidad del motor DC en forma bidireccional usando un controlador PI, que tiene la ventaja de controlar la velocidad de manera precisa. Sin embargo, el algoritmo de sintonización controlador PI debe ser más sofisticado comparado con un método de sintonización estándar, el cual tiene limitaciones en cuanto al control de la planta. Se propone sintonizar el control PI de velocidad mediante algoritmos genéticos. De esta manera se apoya la teoría que manifiesta que la aplicación de los algoritmos genéticos ayuda a mejorar la sintonización del algoritmo PI. Asimismo, se puede extender el método mencionado de sintonización de algoritmo PI a otros procesos de control.

motor drive without circulating current” en la revista IEEE Transactions on Industry Applications (Volume:27 , Issue: 3 ) páginas 560-566. El convertidor dual comprende dos convertidores PWM trifásicos con tiristores GTO. El patrón de disparo de los pulsos se escoge tal que el modo de control sea sin corriente circulante entre los convertidores cuando operan simultáneamente. Además se obtiene un buen factor de potencia de entrada con menor rizado de la corriente de salida. Un tipo de disparo simétrico se aplica a todos los tiristores GTO para conmutar un número igual de veces durante cada ciclo de la fuente de voltaje.

En el año 2014 Sandhya Kumar y Anjali Deshpande presentaron el artículo titulado: “DSP based close- loop speed control system for DC motor using dual converter” en la revista 2014 Annual IEEE India Conference (INDICON), paginas 1-7. En este artículo se presenta un convertidor dual basado en un sistema de control en lazo cerrado aplicado a un motor DC de imanes permanentes mediante un procesador DSPIC 30F6012A. Usando un algoritmo de control PID se controló la velocidad del motor DC operando un convertidor dual en el modo de control sin corriente circulante.

## **2.2. Fundamentación ontológica**

Los sistemas de control tienen el desafío de generar sus propios conocimientos a través de la investigación y construir su realidad desde su propia perspectiva. Los fundamentos en sistemas de control sustentan conocimientos científicos como soporte al desarrollo del mismo. Las actividades de docencia e investigación en sistemas de control representan escenarios para la construcción de conocimiento, siguiendo caminos que faciliten dicha construcción.

Los controladores de velocidad pueden operar en dos o cuatro cuadrantes. En cuatro cuadrantes, cuando el control de velocidad debe ser rápido, se conectan dos convertidores idénticos en paralelo inverso, como ambos

por procesos químicos, industriales, agrícolas, medio ambientales, la robótica y las redes de comunicación.

Las tecnologías de la Instrumentación y Control tienen implicaciones revolucionarias en las relaciones entre las empresas y en la vida cotidiana de los seres humanos, que gracias a la electrónica se incrementan a un ritmo de cambio nunca antes conocido.

El crecimiento máximo de la corriente y velocidad de un motor DC se lleva a cabo bajo ciertas condiciones de carga. Por tanto, es necesario controlar de manera precisa la corriente y velocidad del motor DC. Se diseñó un sistema de control de velocidad y corriente para el motor DC para que, por ejemplo, pueda realizar transporte de cargas pesadas. Además se le incluyeron lazos de regulación de corriente y velocidad para no sobrepasar los límites permisibles máximos de los parámetros del motor DC dentro del sistema de transporte. La aplicación de la técnica de control PI, sintonizado con algoritmo genético, resolvió el problema de diseño del control de velocidad en forma bidireccional del motor DC de alta potencia.

## **2.5. Definición de términos Básicos**

- **Algoritmo.-** Es un conjunto ordenado de operaciones que permite hallar la solución de un problema.
- **Algoritmo de control PID.-** Es un mecanismo de control por realimentación ampliamente usado en sistemas de control industrial.  
Los controladores PI son particularmente comunes, ya que la acción derivativa es muy sensible al ruido.
- **Cromosoma.-** Es un conjunto de parámetros que definen una posible solución al problema. En los algoritmos genéticos cada elemento de la población se denomina cromosoma.
- **Epistemología.-** Es una disciplina que estudia cómo se genera y se valida el conocimiento de las ciencias. Formado sobre la base de determinados fundamentos utilizada para adquirir el conocimiento.

- Estrategias.- Son acciones propias del investigador para obtener lo que necesita para su investigación.
- Gen.- Es considerada como la unidad de almacenamiento de información genética que se transmite de generación en generación. La base para la construcción de un algoritmo genético son los genes. Los genes pueden definir una posible solución al problema, sin llegar a ser la solución.
- Individuo.- Determina un solución potencial del problema que se pretende resolver mediante algoritmos genéticos. Éste se codifica y representa en una cadena, lo que sería una especie de cromosoma.
- Modelamiento.- Reproducción ideal y concreta de un objeto o de un fenómeno con fines de estudio y experimentación.
- Ontología.- Es una parte o rama de la filosofía que estudia la naturaleza del ser, la existencia y la realidad, tratando de determinar las categorías fundamentales y las relaciones del "ser en cuanto ser". Es la naturaleza de la realidad investigada, además es la creencia que mantiene el investigador con respecto a la realidad investigada. Las ontologías se aplican también en Inteligencia Artificial para asimilar y codificar el conocimiento, definiendo las relaciones existentes entre los conceptos de un determinado dominio (un área del conocimiento).
- Población.- Es un conjunto de individuos que van cambiando pero que generalmente permanece constante.
- Regulación.- Control de una variable de un motor DC. La más frecuente es la velocidad.
- Simulación.- Es una técnica numérica para conducir experimentos en una computadora digital.
- Técnica.- Es un conjunto de reglas y operaciones para el manejo de los instrumentos que auxilia al individuo en la aplicación de los métodos.
- Tiristor.- Es una familia de componentes electrónicos constituido por elementos semiconductores que utiliza realimentación interna para producir una conmutación. Ejemplo: SCR, DIAC, TRIAC. Algunas fuentes definen como sinónimos al tiristor y al rectificador controlado de silicio (SCR).

VARIABLE	DIMENSIONES	INDICADORES
Variable dependiente: Parámetros del motor DC de alta potencia	Variación de velocidad del motor.	Mayor a 1% de la Velocidad Nominal.  Menor a 1% de la Velocidad Nominal.
	Variación del sobreimpulso de velocidad del motor.	Mayor a 10% de la Velocidad Nominal.  Menor a 10% de la Velocidad Nominal.

### 3.3. Hipótesis general e hipótesis específicas

#### Hipótesis general

Mediante algoritmos genéticos se podrá diseñar y simular un control bidireccional de los parámetros de un motor DC de alta potencia. Como hipótesis alternativa se puede plantear: No es posible diseñar y simular un control bidireccional de los parámetros de un motor DC de alta potencia usando algoritmos genéticos.

#### Hipótesis específicas

- Es posible dimensionar el motor DC de acuerdo al sistema de transporte del objeto.
- Es posible diseñar y simular el modelo de motor DC en el plano Z.
- Es posible diseñar y simular el convertidor dual con el control para el motor DC utilizando el software Pscad.
- Es posible diseñar y simular el lazo de regulación de corriente para cada sistema de control de pulsos de disparo de los tiristores en el plano Z.
- Es posible diseñar y simular el regulador de velocidad conforme al sistema de regulación empleado.

- Es posible diseñar y simular el algoritmo genético para calcular las constantes del controlador PI conforme al sistema de regulación de velocidad empleado.

El desarrollo de los objetivos específicos se presenta en el capítulo V y las conclusiones parciales en el capítulo VIII.

#### **4.3. Población y muestra**

No es aplicable por que el proyecto de investigación trata de un diseño y simulación.

#### **4.4. Técnicas instrumentos de recolección de datos**

No es aplicable por lo expuesto en el subcapítulo 4.3

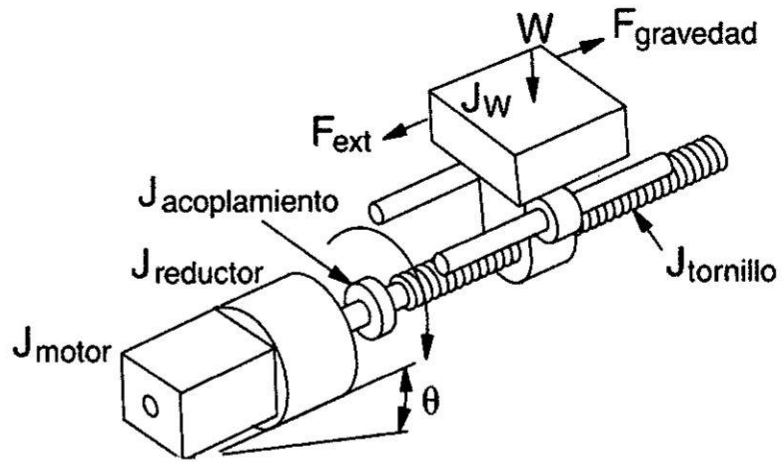
#### **4.5. Procedimientos de recolección de datos**

No es aplicable por lo expuesto en el subcapítulo 4.3

#### **4.6. Procesamiento estadístico y análisis de datos**

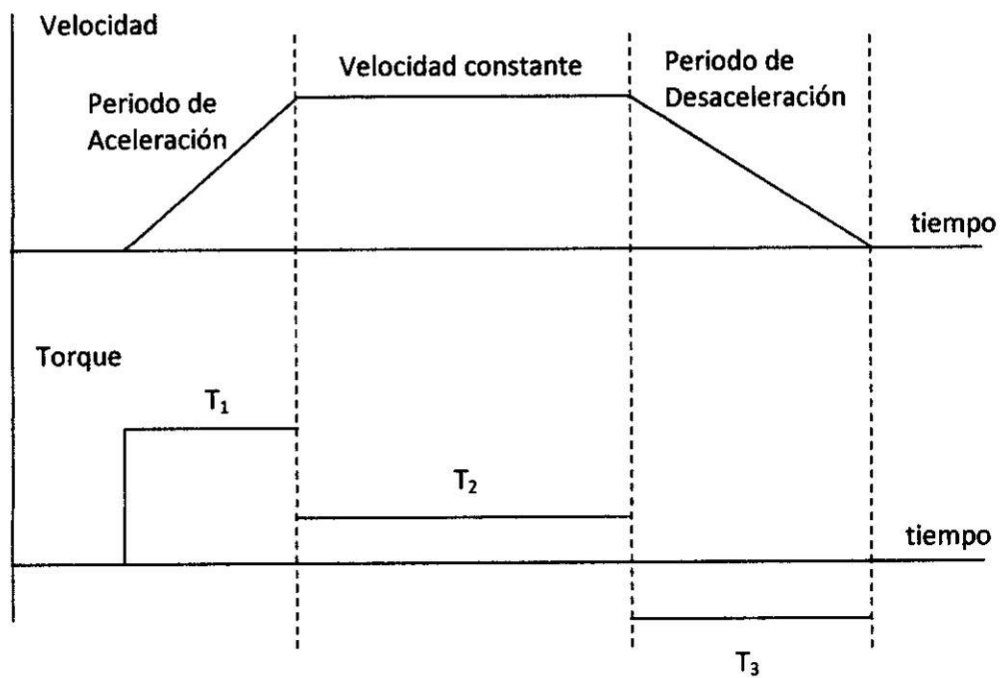
No es aplicable por lo expuesto en el subcapítulo 4.3

FIGURA N° 5.1  
 DIAGRAMA DEL SISTEMA MOTOR ACTUADOR



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

FIGURA N° 5.2  
 PERFIL TRAPEZOIDAL DEL MOVIMIENTO



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR



$$J_{total} = J_{motor} + J_{reductor} + (J_{acoplamiento} + J_{tornillo} + J_w) \frac{1}{i^2} \quad (5.1.5)$$

considerando

$$J_{reductor} = 0$$

$$J_{acoplamiento} = 0$$

El momento de inercia de la carga es:

$$J_w = \left( \frac{W}{e} \right) \frac{P}{2\pi} \quad (5.1.6)$$

Donde

$W$  ; peso del objeto (Kg)

$e = 0.9$  ; eficiencia

Reemplazando datos

$$J_w = \left( \frac{20000}{0.9} \right) \frac{0.04}{2\pi}$$

$$J_w = 141.5 \text{ Kg m}^2$$

El momento de inercia del tornillo es:

$$J_{tornillo} = \left( \pi \cdot L \cdot \delta \cdot r^4 \right) \frac{1}{2} \quad (\text{Kg m}^2) \quad (5.1.7)$$

donde

$r = 8 \text{ cm}$  ; radio del tornillo

$$\delta = 7,700 \text{ Kg} / \text{cm}^3 \quad ; \text{ densidad del acero}$$

$$L = 10 \text{ mt} \quad ; \text{ longitud del tornillo}$$

reemplazando datos

$$J_{\text{tornillo}} = \left( \pi \cdot 10 \cdot 7700 \cdot 0.08^4 \right) \frac{1}{2}$$

$$J_{\text{tornillo}} = 4.95 \text{ Kg m}^2$$

Por lo tanto el momento de inercia total es:

$$J_{\text{total}} = J_{\text{motor}} + \left( J_{\text{tornillo}} + J_W \right) \frac{1}{i^2} \quad (5.1.8)$$

considerando el momento de inercia del motor  $J_{\text{motor}} = 4.2 \text{ Kg m}^2$

$$J_{\text{total}} = 4.2 + (141.5 + 4.95) \frac{1}{4^2} = 13.4 \text{ Kg m}^2$$

Reemplazando los datos en la expresión (V.1.4) el torque de aceleración es:

$$T_{\text{acel}} = 13.4 \left( \frac{360}{0.5} \right) \frac{2\pi}{60}$$

$$T_{\text{acel}} = 1010 \text{ Nm}$$

Una estimación del torque resistivo es:

$$T_{\text{resistivo}} = \left( \frac{F_{\text{total}}}{i} \right) \frac{P}{2\pi} \quad (5.1.9)$$

$$F_{\text{total}} = F_{\text{ext}} + F_{\text{fricción}} \quad (5.1.10)$$

donde:

$$F_{fricción} = \mu \cdot W \cdot g = 0.5(20,000)9.81 \quad (5.1.11)$$

$$F_{fricción} = 98,100 \text{ N}$$

$$T_{resistivo} = \left( \frac{98,100}{4} \right) \frac{0.04}{2\pi}$$

$$T_{resistivo} = 156 \text{ Nm}$$

El torque a ser suministrado por el motor debe ser:

$$T_{movimiento} = T_{acel} + T_{resistivo} \quad (5.1.12)$$

$$T_{movimiento} = 1010 + 156$$

$$T_{movimiento} = 1,166 \text{ Nm}$$

El torque de desaceleración es:

$$T_{desacel} = T_{resistivo} - T_{acel} \quad (5.1.13)$$

$$T_{desacel} = -854 \text{ Nm}$$

La potencia pico mecánica con el par máximo es:

$$P_{max} = T_{mov} \cdot \omega_m \cdot \frac{\pi}{30} \quad (5.1.14)$$

$$P_{max} = 43.9 \text{ KW}$$

Por tanto se selecciona, de acuerdo con las especificaciones técnicas incluidas en el anexo C, un motor con las siguientes características:

$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e = u_a \dots \text{circuito de armadura}$$

$$e = c_1 \phi_e \omega \dots \text{voltaje inducido}$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = m_M - m_L \dots \text{ley de Newton}$$

$$m_M = c_2 \phi_e i_a \dots \text{torque eléctrico}$$

$$R_e i_e + N_e \frac{d\phi_e}{dt} = u_e \dots \text{circuito de campo}$$

$$\phi_e = f(i_e) \dots \text{curva magnética}$$

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = \omega \dots \text{velocidad angular}$$

donde:

- $R_a$  ; Resistencia de armadura
- $L_a$  ; Inductancia de armadura
- $e$  ; Fuerza contraelectromotriz
- $m_M$  ; Torque del motor eléctrico
- $m_L$  ; Torque de carga
- $R_e$  ; Resistencia del campo
- $\phi_e$  ; Flujo de campo
- $\varepsilon$  ; Posición angular

Si se normaliza este conjunto de ecuaciones por medio de los valores:

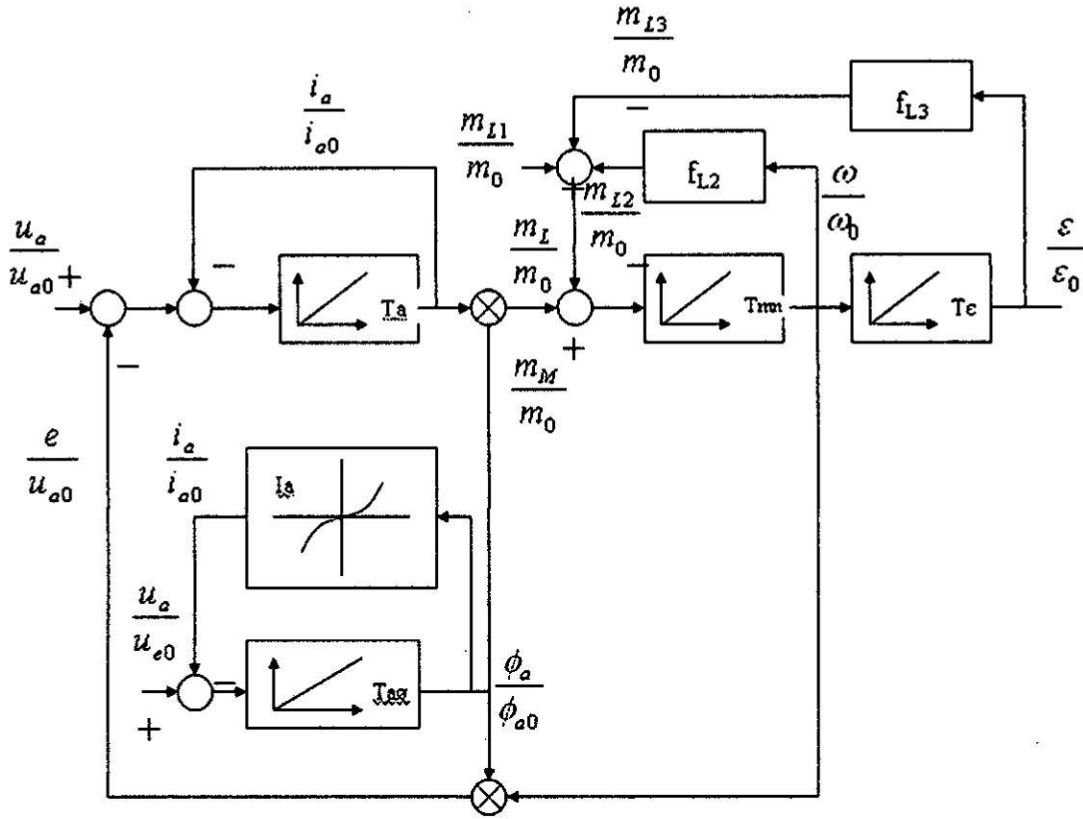
$$\omega_0 \dots \text{Velocidad nominal en vacío}$$

$$\phi_{e0} \dots \text{Flujo nominal}$$

$$U_{a0} = e_0 = c \phi_{e0} \omega_0 \dots \text{Voltaje nominal de armadura}$$

FIGURA N° 5.3

DIAGRAMA DE BLOQUES DEL MOTOR DC



FUENTE: CONTROL OF ELECTRICAL DRIVES

La condición de estado estable puede deducirse del conjunto de ecuaciones (5.2.1), (5.2.2) y (5.2.3) haciendo las derivadas iguales a cero:

$$\frac{u_a}{u_{a0}} - \frac{i_a}{i_{a0}} - \frac{\omega}{\omega_0} \cdot \frac{\phi_e}{\phi_{e0}} = 0 \quad (5.2.6)$$

$$\frac{u_e}{u_{e0}} - f_e \left( \frac{\phi_e}{\phi_{e0}} \right) = 0 \quad (5.2.7)$$

$$\frac{i_a}{i_{a0}} \frac{\phi_e}{\phi_{e0}} - \frac{m_L}{m_0} = 0 \quad (5.2.8)$$

Si se utiliza como referencia el parámetro  $b = (\phi_e / \phi_{e0}) \leq 1$  se tendrán las siguientes ecuaciones:

$$\frac{i_a}{i_{a0}} = \frac{1}{b} \frac{m_L}{m_0} \quad (5.2.9)$$

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{1}{b} \frac{u_a}{u_{a0}} - \frac{1}{b^2} \left( \frac{m_L}{m_{L0}} \right) \quad (5.2.10)$$

Por lo tanto, la velocidad y la corriente de armadura pueden ser expresados como:

$$\frac{\omega}{\omega_0} = f_1 \left( \frac{u_a}{u_{a0}}, \frac{m_L}{m_0} \right) \quad (5.2.11)$$

$$\frac{i_a}{i_{a0}} = f_2 \left( \frac{m_L}{m_0} \right) \quad (5.2.12)$$

las cuales son funciones lineales, que relacionan velocidad, torque y corriente de armadura. De acuerdo a que variable se use como variable de entrada, se aplica el término control por campo ó control por armadura.

### Control por armadura

Asumiendo  $b = (\phi_e / \phi_{e0}) = 1$ , el efecto no lineal de las dos multiplicaciones mostradas en la figura N° 5.3 (página 41) desaparecen y las ecuaciones (5.2.9) y (5.2.10) se transforman en:

$$\frac{i_a}{i_{a0}} = \frac{m_L}{m_0} \quad (5.2.13)$$

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{u_a}{u_{a0}} - \left( \frac{m_L}{m_{L0}} \right) \quad (5.2.14)$$

Estas ecuaciones son dibujadas en la figura N° 5.4 (página 44) como líneas rectas. Las curvas torque velocidad son válidas en los cuatro cuadrantes permitiendo inversión de la velocidad y del torque.

Debido a que los valores del voltaje de armadura  $U_a$  están referidos a su valor nominal  $U_{a0}$  sólo los valores comprendidos dentro del intervalo  $-1 \leq (U_a/U_{a0}) \leq 1$  serán de interés. Un voltaje de armadura excesivo se considera nocivo debido a la reacción de armadura debido a la formación de chispas entre las escobillas.

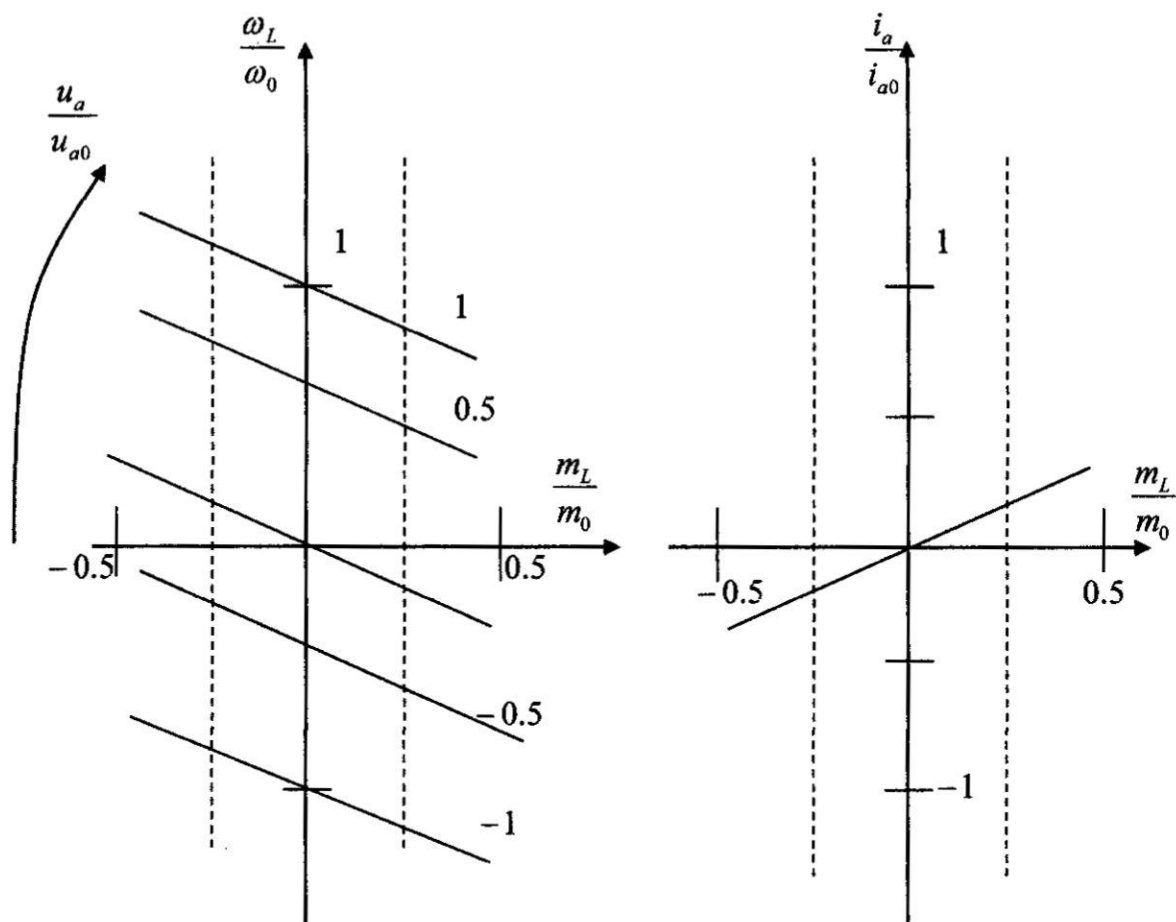
La corriente de armadura es proporcional al torque, e independiente del voltaje y la velocidad. La corriente de armadura y el torque son normalizados con sus valores extrapolados en estado estable. De aquí que la región usada para operación normal consista en un pequeño rango:

$$-0.2 \leq \frac{m_L}{m_0} = \frac{i_a}{i_{a0}} \leq 0.2$$

Aun cuando se pueda tolerar una sobrecarga instantánea de dos veces el torque nominal. Fuera de este rango, las curvas se distorsionarán debido a la reacción de armadura, especialmente cuando no existen devanados de compensación.

FIGURA N° 5.4

CURVAS DE ESTADO ESTACIONARIO DE UN MOTOR DC CON CONTROL DE ARMADURA



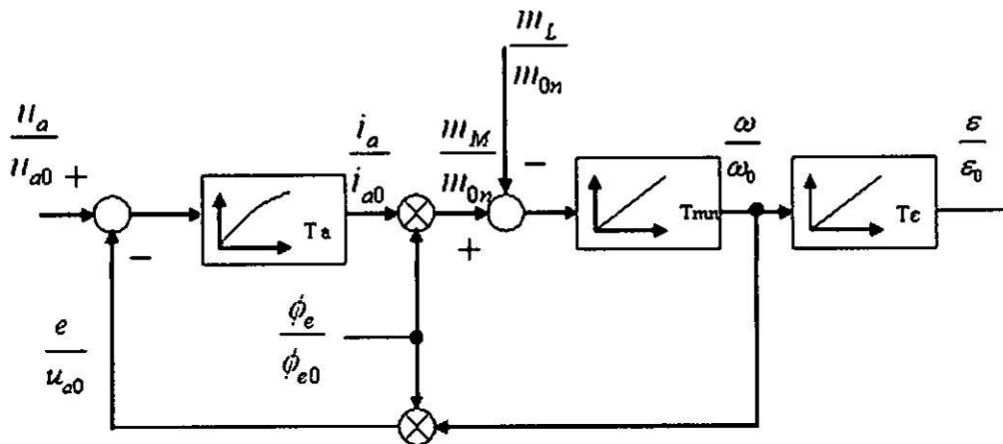
FUENTE: CONTROL OF ELECTRICAL DRIVES

Si se simplifica el diagrama de bloques mostrado en la figura N° 5.3 (página 41) asumiendo el voltaje de armadura como una variable de entrada independiente, el torque de la carga  $m_L$  como una perturbación independiente y el flujo del campo  $\phi_e$  como parámetro de entrada, se tendrá el diagrama de bloques mostrado en la figura N° 5.5 (página 45).



Asumiendo que el flujo  $\phi_e$  es un parámetro constante, se tendrá un sistema lineal que puede ser descrito por funciones de transferencia, por medio de la transformada de La Place.

FIGURA N° 5.5  
DIAGRAMA DE BLOQUES NORMALIZADO DEL MOTOR DC



FUENTE: CONTROL OF ELECTRICAL DRIVES

Según la transformada de La Place

$$L(x(t)) = \int_0^{\infty} x(t)e^{-st} dt = X(s); \dots \dots s = \sigma + j\omega$$

En particular para las variables adimensionales

$$L\left(\frac{u_a}{u_{a0}}\right) = U(s), \dots \dots L\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) = \Omega(s), \dots \dots L\left(\frac{i_a}{i_{a0}}\right) = I_a(s)$$

y el parámetro normalizado:

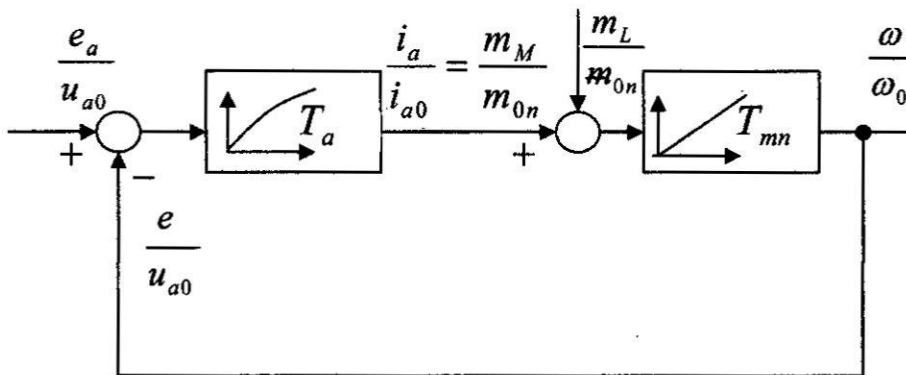
$$\frac{\phi_e}{\phi_{e0}} = b \leq 1$$

se tendrán las siguientes ecuaciones:

Como ya se explicó en el control por armadura, el flujo del campo es mantenido fijo a su valor nominal  $\phi_{e0}$ . Por tanto con  $b=1$ , el diagrama de bloques de la figura N° 5.5 (página 45) toma la forma de la figura N° 5.6.

FIGURA N° 5.6

DIAGRAMA DE BLOQUES SIMPLIFICADO DEL MOTOR DC



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

Siendo la velocidad  $\Omega(s)$  del motor eléctrico según la expresión 5.2.15

$$\Omega(s) = \frac{U_a(s) - (T_a s + 1)M_L(s)}{T_{mn}s(T_a s + 1) + 1} \quad (5.2.21)$$

donde según las expresiones 5.2.1 y 5.2.3

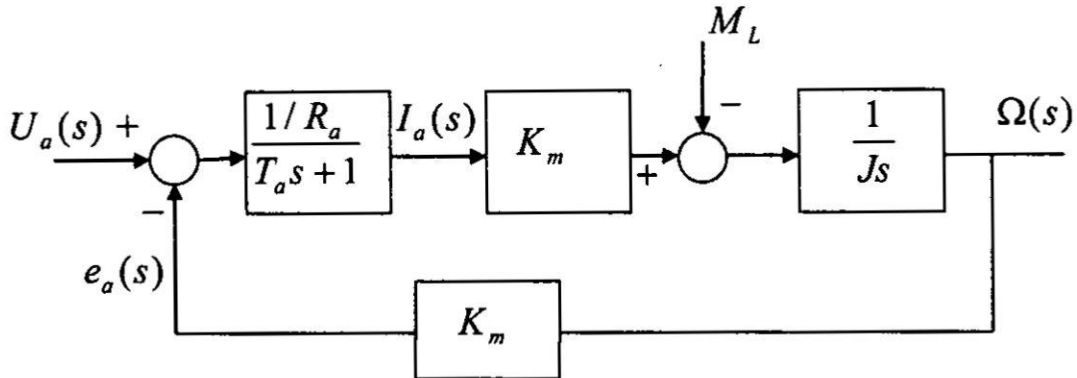
$$T_{mn} = \frac{J\omega_0}{m_0} = \frac{JR_a}{(K_m)^2} = \frac{4.2(0.138)}{(6.5)^2} = 13.7 \text{mseg} \quad (5.2.22)$$

$$T_a = \frac{L_a}{R_a} = \frac{5 \text{mH}}{0.138 \Omega} = 36.2 \text{mseg} \quad (5.2.23)$$

El diagrama de bloques sin normalización se muestra en la figura N°5.7.

FIGURA N° 5.7

DIAGRAMA DE BLOQUES SIN NORMALIZACION DEL MOTOR DC

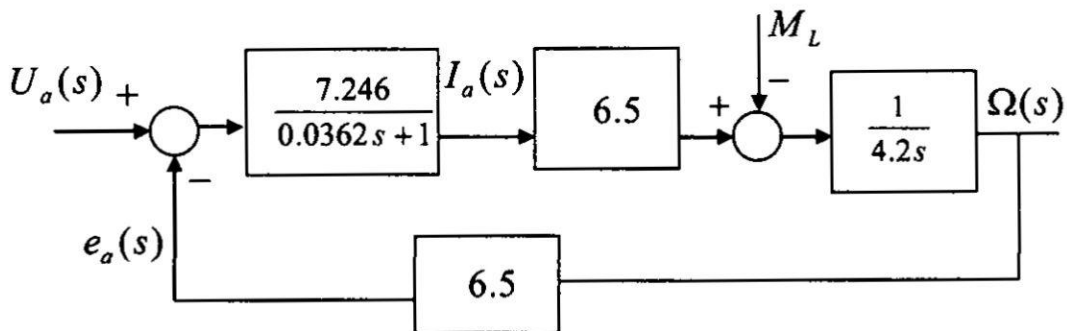


FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

En la figura N° 5.8 se muestra el diagrama de bloques después de reemplazar los valores hallados.

FIGURA N° 5.8

DIAGRAMA DE BLOQUES CON DATOS DEL MOTOR DC



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

## Modelamiento del motor DC en el plano Z

Para la reconstrucción de la señal se usa la función de transferencia del bloqueador de orden cero, la cual es:

$$G_{h0} = \frac{1 - e^{-T_s}}{s} \quad (5.2.24)$$

Para tener la salida muestreada de los elementos cuando hay una entrada muestreada se necesita la función de transferencia al impulso esto es igual a decir que se necesita la transformada "Z" de la respuesta a los elementos a una entrada impulso unitario. En el dominio de S la respuesta de los elementos a un impulso unitario es igual a la función de transferencia. De este modo:

$$G_p(z) = Z\left(\frac{(1 - e^{-T_s})}{s} G_p(s)\right) \quad (5.2.25)$$

$$G_1(z) = Z\left[\frac{(1 - e^{-T_s})}{s} \left(\frac{7.462}{0.0326s + 1}\right)\right] \quad (5.2.26)$$

Considerando un tiempo de muestreo menor que la constante de tiempo  $T_a$   
 $T_s = 0.001 \text{ seg.}$

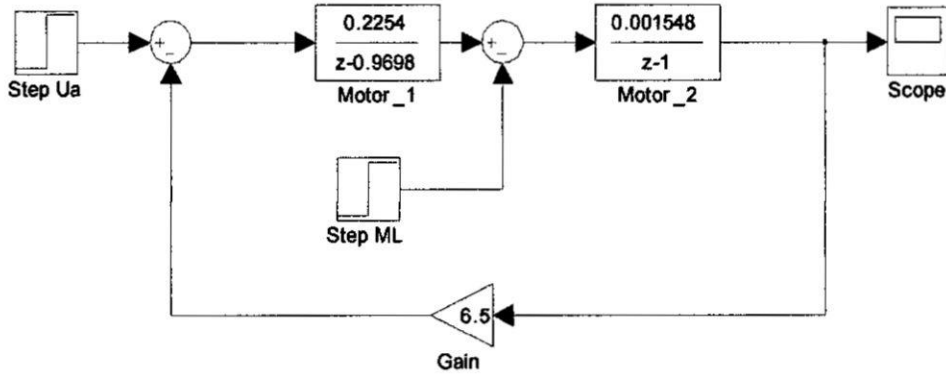
$$G_1(z) = \frac{0.2254}{z - 0.9698} \quad (5.2.27)$$

De la misma manera para:

$$G_2(z) = Z\left[\frac{(1 - e^{-T_s})}{s} \left(\frac{1}{0.646 s}\right)\right]$$
$$G_2(z) = \frac{0.001548}{z - 1} \quad (5.2.28)$$

FIGURA N° 5.11

DIAGRAMA DE BLOQUES DEL MOTOR DC EN EL PLANO Z

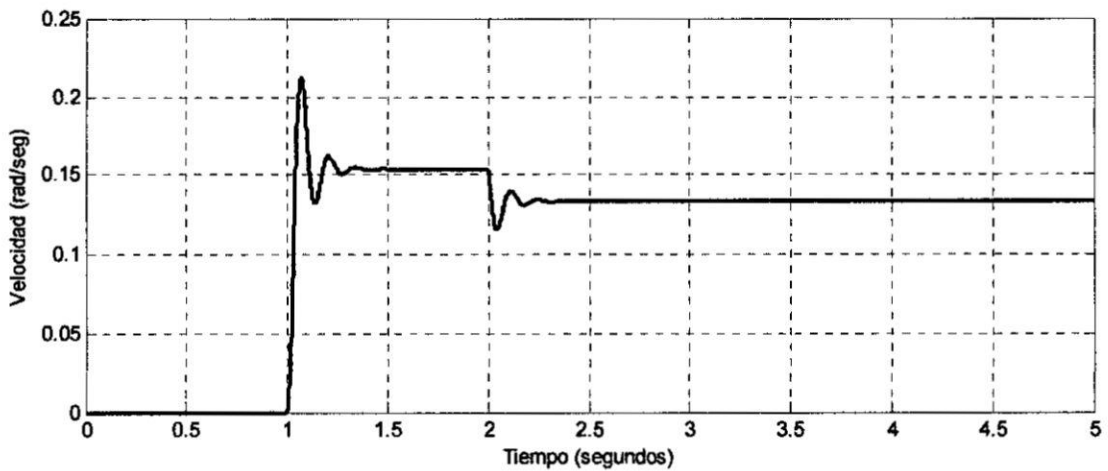


FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

La respuesta del motor DC a un escalón unitario de voltaje de armadura  $U_a$  en el tiempo  $t = 1$ seg y aplicando otro escalón unitario de torque de carga  $M_L$  en  $t = 2$ seg, se muestra en la figura N° 5.12.

FIGURA N° 5.12

RESPUESTA A UN ESCALON UNITARIO DE VOLTAJE DE ARMADURA APLICADO AL MOTOR DC EN EL PLANO Z



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

## **Características del variador de velocidad**

Para conseguir las características de operación requeridos es necesario considerar el motor y el convertidor como parte del sistema de control en lazo cerrado.

La razón por la cual se utiliza el motor DC de excitación independiente con realimentación es por la posibilidad de conseguir un gran rango de variación de velocidad, con pocas pérdidas y satisfaciendo las necesidades de la carga.

El motivo por la cual los motores DC son normalmente realimentados es debido a que los motores DC de mediana y gran potencia poseen una resistencia de armadura muy pequeña. Cuando este motor es alimentado con tensión de armadura nominal, desarrolla una corriente en la armadura de hasta diez veces su valor nominal.

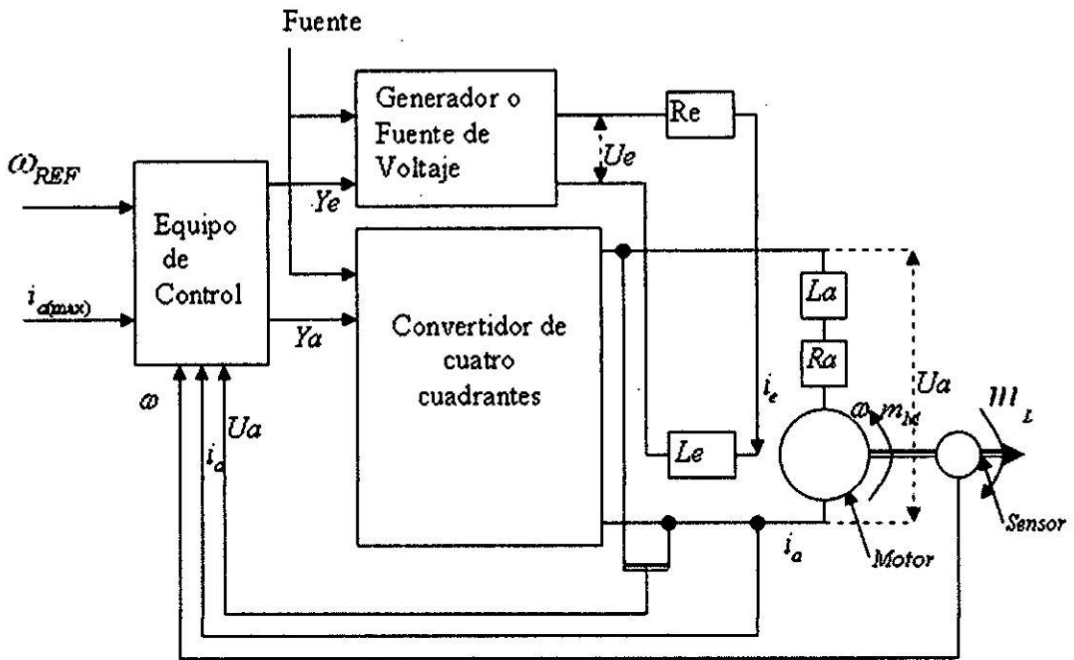
En régimen transitorio, por ejemplo, cuando el motor se acelera o es parado bruscamente, existe siempre el peligro de generar una corriente de armadura o velocidad muy altas. Por lo tanto, es necesario proteger la corriente o la velocidad del motor por medio de un control realimentado.

Todos estos requerimientos pueden ser conseguidos con el esquema general mostrado en la Figura N° 5.13 (página 53) en donde la armadura y el campo son alimentados separadamente. Para cumplir con este requerimiento, hoy en día se utilizan los dispositivos de estado sólido.

Con un convertidor de "cuatro cuadrantes" el motor podrá ser operado en los cuatro cuadrantes del plano torque- velocidad. La señal de velocidad es normalmente obtenida por un tacómetro, (generador DC de imán permanente) el cual entrega una tensión DC que es proporcional a la velocidad.

FIGURA N° 5.13

ESQUEMA GENERAL DEL CONTROL DEL MOTOR DC



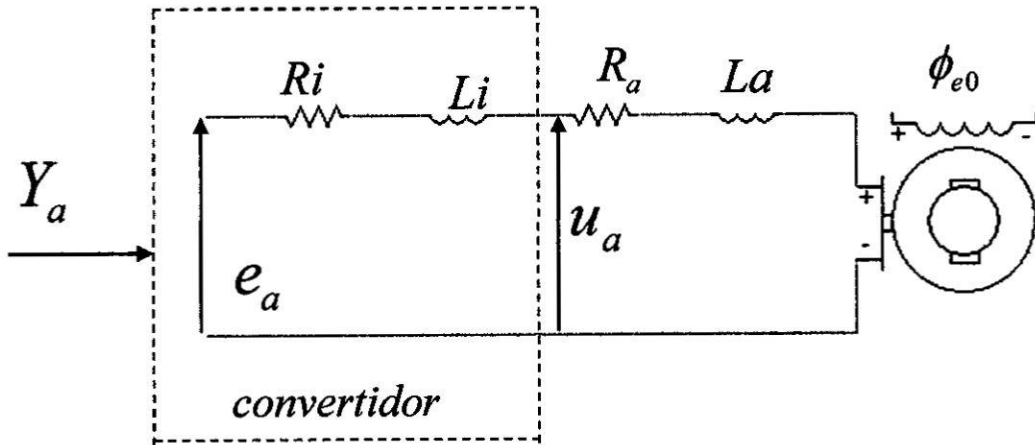
FUENTE: CONTROL OF ELECTRICAL DRIVES

Cuando sea necesaria una mayor precisión, una solución digital puede ser implementada, en este caso la señal de velocidad puede ser extraída de un sensor óptico que genera cierta cantidad de pulsos cuya frecuencia es proporcional a la velocidad.

Como ya se explicó en el control por armadura, el flujo del campo es mantenido fijo a su valor nominal  $\phi_{e0}$  ( $b = 1$ ). En la figura N° 5.14 (página 54) se muestra un diagrama esquemático del circuito de armadura donde  $e_a$  es el voltaje interno del convertidor. Este voltaje, que es controlado por  $Y_a$ , se diferencia del voltaje de armadura  $U_a$ , en su impedancia interna  $R_i$ ,  $L_i$  del convertidor; cuya impedancia debe tomarse en cuenta cuando se normalizan los parámetros del motor.

FIGURA N° 5.14

DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL CONVERTIDOR Y EL MOTOR DC



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

$$\begin{aligned}
 i_{a0} &= \frac{e_{a0}}{R_a + R_i} \\
 T_{aq} &= \frac{L_a + L_i}{R_a + R_i}
 \end{aligned}
 \tag{5.2.29}$$

### Características del convertidor

Un análisis detallado de la dinámica del proceso en los convertidores por línea conmutada es más bien complejo; los transitorios son descritos por ecuaciones diferenciales no lineales. La linealización de las ecuaciones será posible, pero restringido a la vecindad del punto de operación.

Sin embargo, como una primera aproximación se puede despreciar la dinámica del convertidor, siempre que la planta alimentada por el



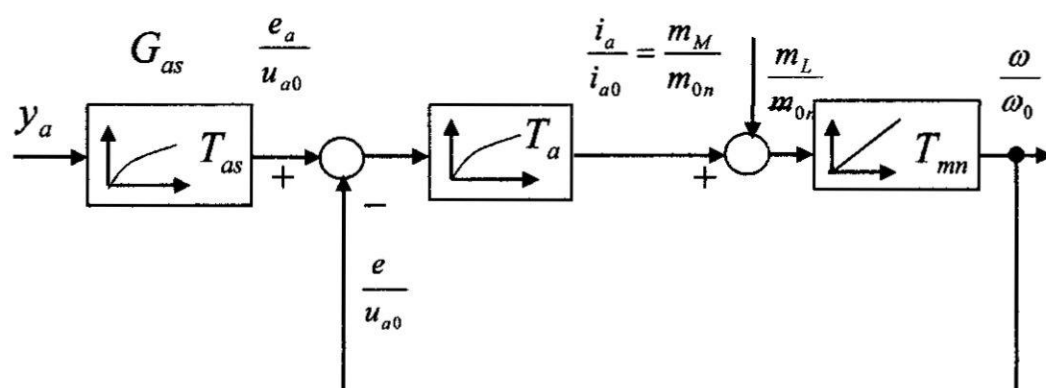
convertidor, tenga la característica de un filtro pasabajos, el controlador contenga un término integral y el lazo de control esté bien atenuado.

El método más efectivo de neutralizar la no linealidad y discontinuidad del conversor es incluirlo dentro de un lazo de control de corriente, con corriente limitada electrónicamente, que impondrá su característica de actuador no lineal.

Con  $b=1$ , el diagrama de bloques de la figura N° 5.5 (página 45) toma la forma de la figura N° 5.15, donde el voltaje controlable  $e_a$  es representado por un elemento en atraso de primer orden, que tiene la ganancia  $G_{as}$  y la constante de tiempo  $T_{as}$ , la cual depende del tipo de convertidor.

FIGURA N° 5.15

DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONVERTIDOR Y MOTOR DC



FUENTE: CONTROL OF ELECTRICAL DRIVES

La constante de tiempo de armadura  $T_a$  es determinada por el circuito completo de armadura incluido un pequeño choque usado para disminuir el rizado de la corriente causada por los convertidores.

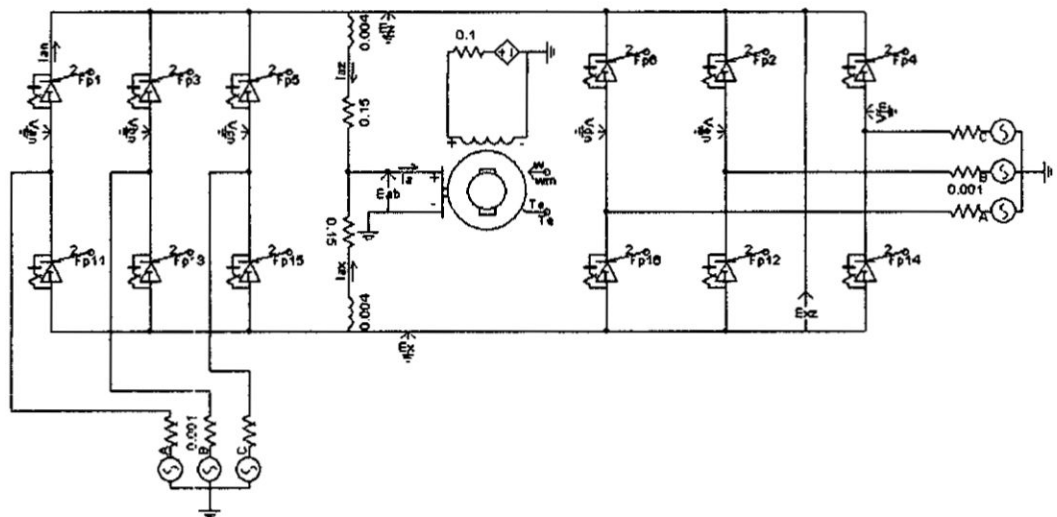
La constante mecánica  $T_{mn}$  comprende la inercia total del motor y la carga (asumiendo acoplamiento rígido).

### 5.3. Diseño y simulación del motor DC con un convertidor dual hexafásico.

Un convertidor hexafásico solo opera en dos cuadrantes. Sin embargo si se conectan dos convertidores hexafásicos espalda con espalda, como se muestra en la figura N° 5.16, se puede invertir tanto el voltaje de salida como la corriente de carga. La operación de cada convertidor es idéntica a la de un convertidor hexafásico. Las características de los tiristores son las mismas, mientras que la red snubber se modifica debido a que la carga en este caso es el motor más la inductancia por la cual circula la corriente circulante como se menciona más adelante.

FIGURA N° 5.16

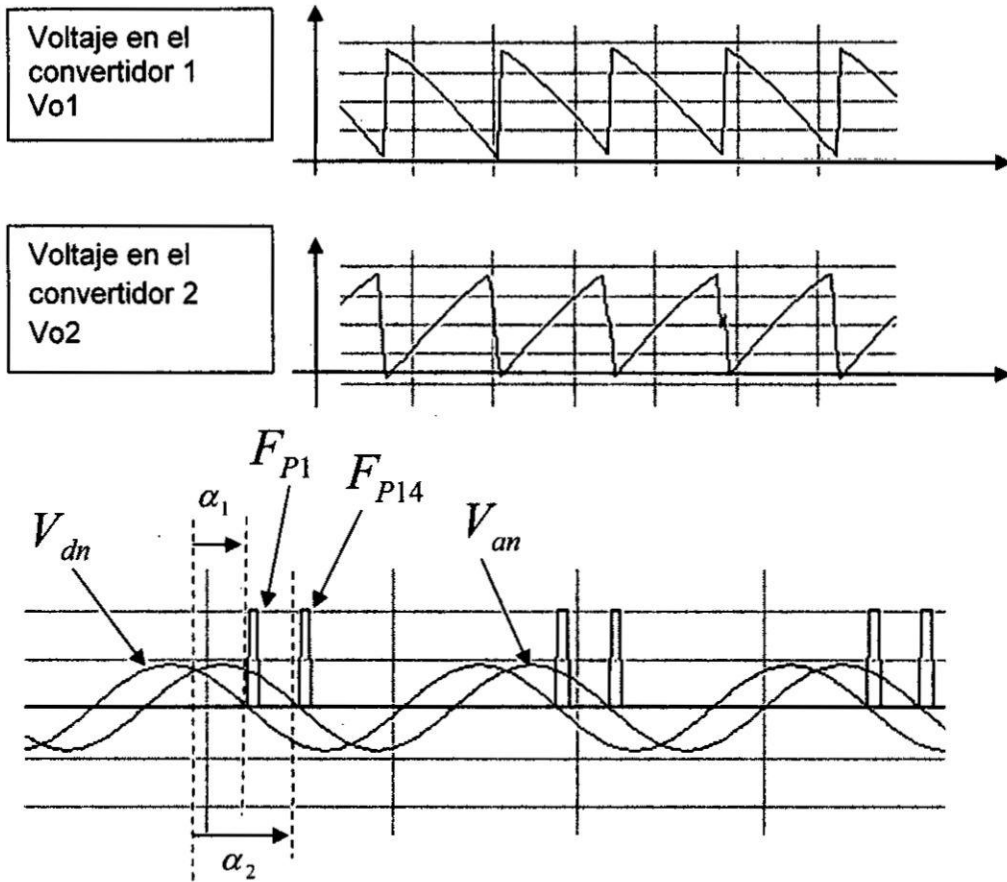
DIAGRAMA CIRCUITAL DEL CONVERTIDOR DUAL HEXAFÁSICO



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

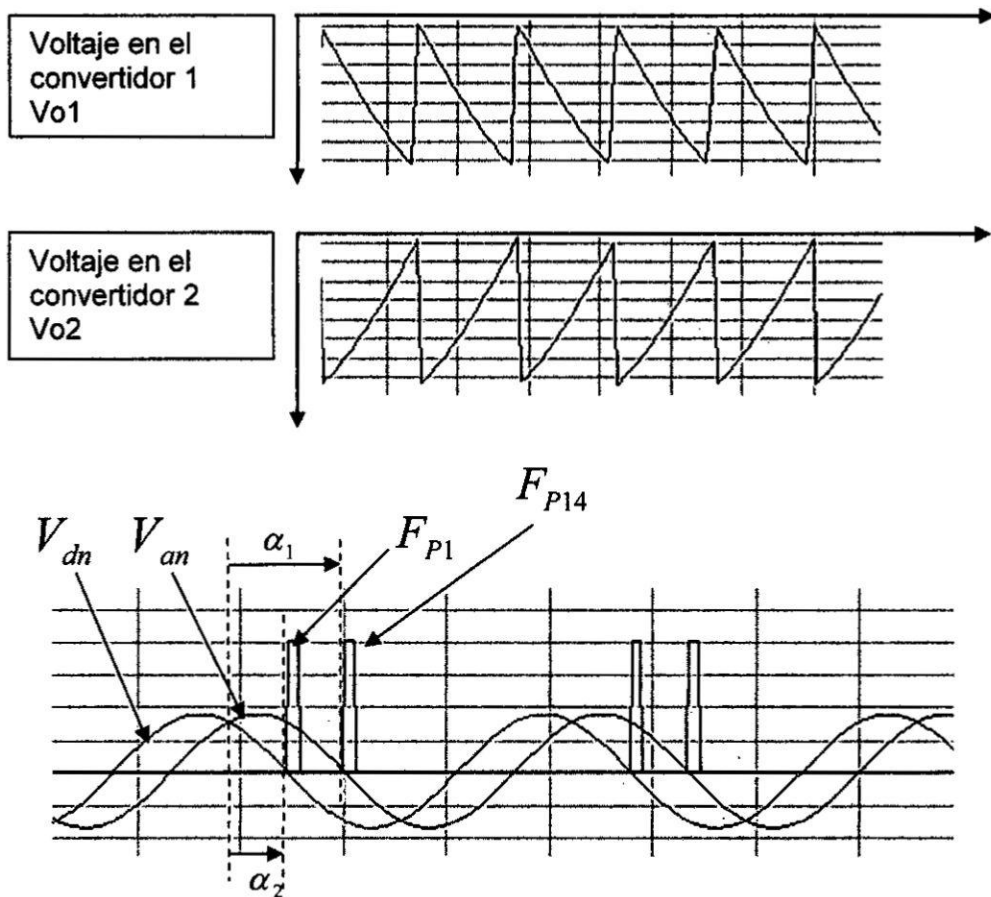
FIGURA N° 5.17

FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR DUAL PARA  $\alpha_1=60^\circ$



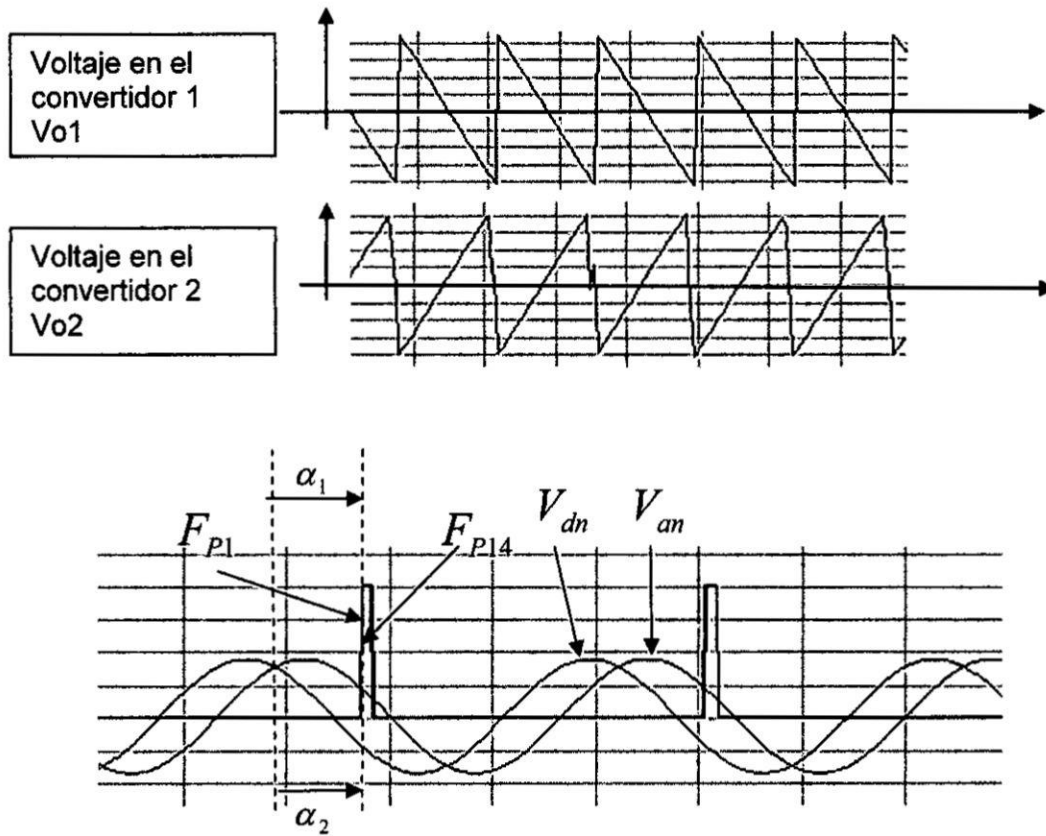
FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

FIGURA N° 5.18 FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR DUAL  
 PARA  $\alpha_1=120^\circ$



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR.

FIGURA N° 5.19  
FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR PARA  $\alpha_1=90^\circ$



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

Si los voltajes de línea a neutro se definen como

$$V_{an} = V_m \text{sen}(\omega t)$$

$$V_{bn} = V_m \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_{cn} = V_m \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_{dn} = V_m \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right)$$

$$V_{en} = V_m \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right)$$

$$V_{fn} = V_m \text{sen}(\omega t - \pi)$$

El voltaje promedio de salida de los convertidores será:

$$V_{DC1} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} V_m \text{sen}(\omega t) d(\omega t) = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} V_m \text{sen}(\omega t) d(\omega t)$$

$$V_{DC1} = \frac{3}{\pi} V_m \cos(\alpha_1) \quad (5.3.1)$$

Análogamente para el otro convertidor

$$V_{DC2} = \frac{3}{\pi} V_m \cos(\alpha_2) \quad (5.3.2)$$

Como uno de los convertidores rectifica y el otro invierte:

$$V_{DC1} = -V_{DC2}$$

$$\cos(\alpha_2) = -\cos(\alpha_1) = \cos(\pi - \alpha_1)$$

Por tanto:

$$\alpha_2 = \pi - \alpha_1 \quad (5.3.3)$$

Según la ecuación de regulación.

$$V_{DC} = \frac{3}{\pi} V_m \cos(\alpha) = I_N (R_a + R_{Lr}) + E_m + V_F \quad (5.3.4)$$

donde:

Corriente nominal:  $I_N = 328 \text{ Amp}$

Resistencia de armadura:  $R_a = 0.138 \Omega$

Resistencia de la inductancia  $L_r$ :  $R_{Lr} = 0.3 \Omega$

Fuerza contraelectromotriz  $E_m = K_m \omega_m = 6.5 \times 56.5 = 367.2V$

Tensión de conducción del tiristor:  $V_F = 1V$

$$V_{DC} = \frac{3}{\pi} V_m \cos(\alpha) = 328(0.138 + 0.3) + 367.2 + 1 = 511.6V$$

Considerando un ángulo  $\alpha$  de disparo de  $0^\circ$  se tiene el máximo valor posible, para este valor se calculará el voltaje de la red trifásica.

$$V_m = \frac{\pi}{3} (511.6) = 535.8V$$

Por lo tanto el voltaje pico de fase de la red hexafásica será  $V_F = 535.8V$

Para evitar el fallo en la reconmutación en el funcionamiento como inversor cada uno de los ángulos de disparo no pueden sobrepasar el valor  $(\pi - \beta)$  donde

$$\beta = \mu + \gamma$$

$\mu = \text{ángulo de conmutación}$

$\gamma = \text{ángulo de bloqueo de los tiristores}$

Un parámetro importante en el diseño de los tiristores es  $t_{rr}$ , el tiempo de recuperación inverso. Este indica el tiempo que debe transcurrir desde el momento en que la corriente se hizo cero hasta el momento que el tiristor salió del estado de conducción en polarización directa ( $u > 0$ ). Este tiempo varía desde unos cuantos  $\mu\text{seg}$  para un tiristor conmutado a alta frecuencia, a varios cientos de  $\mu\text{seg}$  para un tiristor de alta potencia.

Los tiristores, que están disponibles en una gran variedad de voltajes y corrientes, son combinados para implementar convertidores; los cuales son fuentes de alimentación de alta eficiencia para un amplio rango de potencia.

En el caso del tiristor 80RIA el tiempo de recuperación inversa es 0.11mseg por lo tanto el ángulo de bloqueo del tiristor será:

$$\beta = (0.11) \frac{180}{8.3} = 2.3^\circ$$

### **Cálculo de ángulo de conmutación**

Si  $V_x$  es la caída de voltaje promedio por conmutación y  $V_y$  es la reducción promedio de voltaje debida al control por ángulo de disparo.

El voltaje promedio de salida para un ángulo de disparo es:

$$V_{DC}(\alpha) = V_{DC}(\alpha = 0) - V_y = V_{dm} - V_y \quad (5.3.5)$$

Despejando:

$$V_y = V_{dm} - V_{DC}(\alpha) \quad (5.3.6)$$

donde  $V_{dm}$  es el voltaje máximo promedio de salida. Luego el voltaje promedio de salida para un ángulo de conmutación será:

$$V_{DC}(\alpha + \mu) = V_{DC}(\alpha = 0) - V_x - V_y = V_{dm} - V_x - V_y \quad (5.3.7)$$

Reemplazando el valor de  $V_y$ :

$$V_{DC}(\alpha + \mu) = V_{dm} - V_x - (V_{dm} - V_{DC}(\alpha)) = V_{DC}(\alpha) - V_x \quad (5.3.8)$$



$$V_x = V_{DC}(\alpha) - V_{DC}(\alpha + \mu) \quad (5.3.9)$$

La pérdida de tensión promedio por cada tiristor es:

$$V_{xT} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_1} V_L dt = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_1} \left( L \frac{di}{dt} \right) dt = \frac{L}{T} \int_0^{I_{DC}} di = \frac{L \cdot I_{DC}}{T}$$

$$V_{xT} = f \cdot L \cdot I_{DC} \quad (5.3.10)$$

Como esta pérdida se repite seis veces por periodo, en el caso de un convertidor hexafásico el cual posee seis tiristores

$$V_x = 6f \cdot L \cdot I_{DC} \quad (5.3.11)$$

Por lo tanto

$$V_x = 6f \cdot L \cdot I_{DC} = V_{DC}(\alpha) - V_{DC}(\alpha + \mu) \quad (5.3.12)$$

El ángulo de conmutación  $\mu$  varía con el ángulo de disparo. Conforme éste ángulo aumenta el ángulo de conmutación se hace más pequeño. Calculando el ángulo de conmutación para  $\alpha=30^\circ$  y  $90^\circ$ , considerando  $I_{DC} = 300$  Amp, se tiene:

$$V_{DC}(\alpha) = \frac{3}{\pi} V_m \cos(\alpha) = \frac{3}{\pi} (535.8) \cos(\alpha) = 535.8V \cos(\alpha)$$

$$6f \cdot L \cdot I_{DC} = 6 \cdot 60 \cdot 10^{-4} \cdot 300 = 10.8V$$

$$10.8V = 535.8(\cos(\alpha) + \cos(\alpha + \mu))$$

Para  $\alpha=30^\circ$        $0.02 = \cos(30) + \cos(30 + \mu)$

$$\mu = 2.23^\circ$$

Para  $\alpha=90^\circ$        $0.03 = \cos(90) + \cos(90 + \mu)$

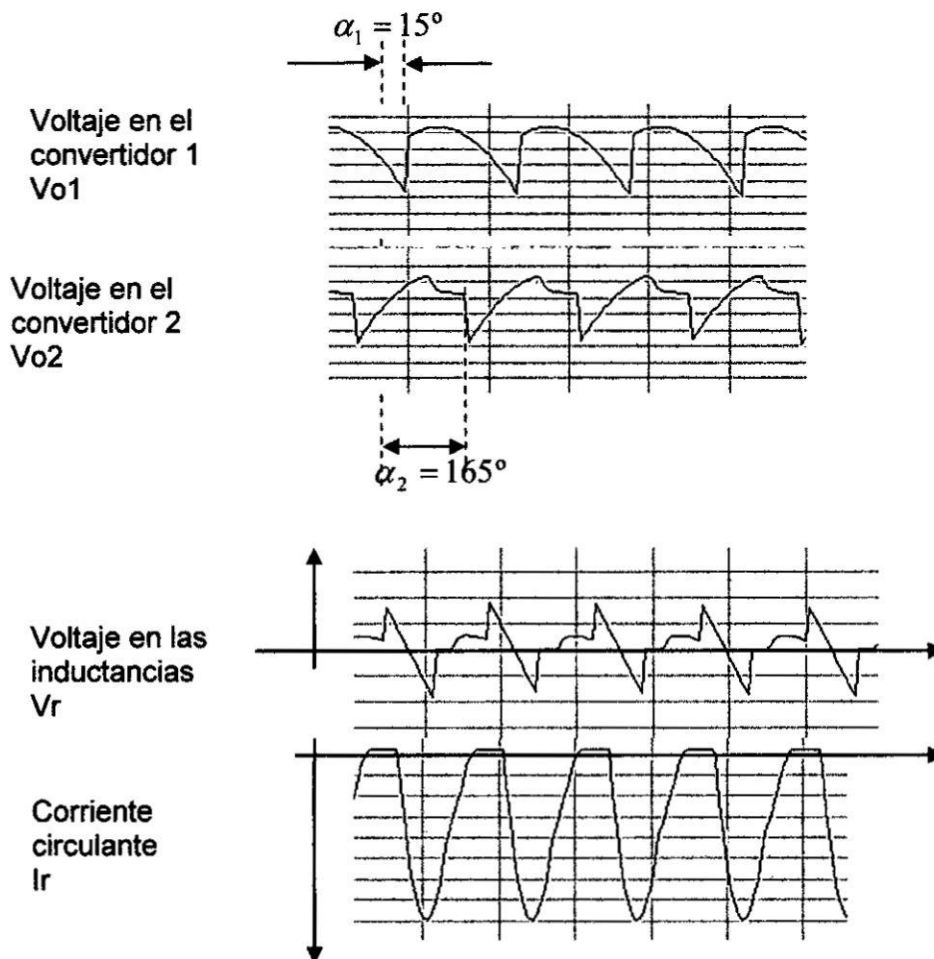
$$\mu = 1.15^\circ$$

### Cálculo de la inductancia $L_{R1}$ y $L_{R2}$

La tensión diferencial entre los dos convertidores crea una corriente unidireccional llamada corriente circulante como se muestra en la figura N° 5.20. La amplitud de esta corriente depende de la impedancia del trayecto que la recorre se limita con una inductancia  $L_r = L_{R1}$  y  $L_{R2}$ . En general se calcula de tal forma que la corriente continua máxima por  $L_r$  sea el 10% de la corriente nominal del motor.

FIGURA N° 5.20

#### VOLTAJE Y CORRIENTE CIRCULANTE EN $L_r$



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

Si  $V_{o1}$  y  $V_{o2}$  son los voltajes de salida de los convertidores 1 y 2 respectivamente el voltaje instantáneo a través de la inductancia durante el intervalo  $\frac{5\pi}{6} < \omega t < \frac{7\pi}{6}$

$$V_r = V_{o1} + V_{o2} = V_{an} - V_{fn} \quad (5.3.13)$$

$$V_r = V_m \text{sen}(\omega t) - V_m \text{sen}(\omega t - \pi)$$

$$V_r = 2V_m \text{sen}(\omega t) \quad (5.3.14)$$

La corriente circulante se puede calcular a partir del siguiente circuito considerando despreciable la resistencia de la inductancia y que  $i(\omega t = 5\pi/6) = 0$

$$L \frac{di}{dt} = 2V_m \text{sen}(\omega t) \quad (5.3.15)$$

$$i(t) = \frac{2V_m}{L} \int \text{sen}(\omega t) d\omega t = -\frac{2V_m}{\omega L} \cos(\omega t) + C \quad (5.3.16)$$

Aplicando la condición inicial.

$$i(t) = 0 = -\frac{2V_m}{\omega L} \cos\left(\frac{5\pi}{6}\right) + C$$

$$C = -\sqrt{3} \frac{V_m}{\omega L}$$

$$i(t) = \frac{-2V_m}{\omega L} \cos(\omega t) - \sqrt{3} \frac{V_m}{\omega L} \quad (5.3.17)$$

Calculando la corriente continua  $i_{rDC}$  en la inductancia equivalente  $L_r$

$$i_{rDC} = \frac{-3}{\pi} \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} \left( \frac{2V_m}{\omega L} \cos(\omega t) + \sqrt{3} \frac{V_m}{\omega L} \right) dt \quad (5.3.18)$$

$$i_{rDC} = \frac{-3V_m}{\pi\omega L} \left( \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} 2 \cos(\omega t) d\omega t + \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} \sqrt{3} d\omega t \right)$$

$$i_{rDC} = \frac{-3V_m}{\pi\omega L} \left[ 2 \left( \text{sen} \left( \frac{7\pi}{6} \right) - \text{sen} \left( \frac{5\pi}{6} \right) \right) + \sqrt{3} \left( \frac{7\pi}{6} - \frac{5\pi}{6} \right) \right]$$

$$i_{rDC} = \frac{-3V_m}{\pi\omega L} (-0.1862)$$

Según los datos del diseño

$$V_m = 535.8 \text{ V}$$

$$\omega = 2\pi f = 2\pi(60) = 377 \frac{\text{rad}}{\text{seg}}$$

$$I_N = 328 \text{ Amp}$$

$$i_{rDC} = 10\%(I_N) = 32.8 \text{ Amp}$$

$$32.8 \text{ Amp} = \frac{-3(535.8)}{\pi(377)L_r}(-0.1862)$$

$$L_r = 7.7 \text{ mH}$$

Como  $L_r$  comprende las dos inductancias  $L_{r1}$  y  $L_{r2}$  :

$$L_r = L_{r1} + L_{r2} \quad (5.3.19)$$

$$L_{r1} = L_{r2} = 3.85 \text{ mH}$$

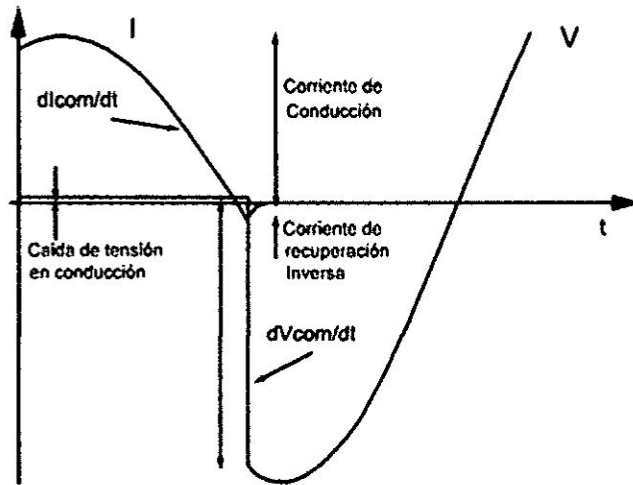
### **Cálculo de la red Snubber**

Cuando tenemos una carga altamente reactiva, donde existe un considerable desfase entre la tensión de carga y la corriente de la misma, muchas veces se excede el valor permitido de  $dV/dt$ . Cuando el tiristor conmuta, la corriente se hace cero, la tensión aplicada en los bornes del mismo no es cero, debido al desfase entre ambas magnitudes, como se muestra en la figura 5.21 (página 68). El resultado de esta conmutación puede forzar al tiristor a volver al estado de conducción si se excede el valor permitido.

El resultado de esta conmutación puede forzar al tiristor a volver al estado de conducción si se excede el valor permitido.

FIGURA N° 5.21

VOLTAJE Y CORRIENTE EN EL TIRISTOR



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

La manera más común para mitigar este problema es con el uso de una red RC de amortiguación. Esta red se le conoce con el nombre de red snubber. Esta deberá estar entre el cátodo y el ánodo del tiristor.

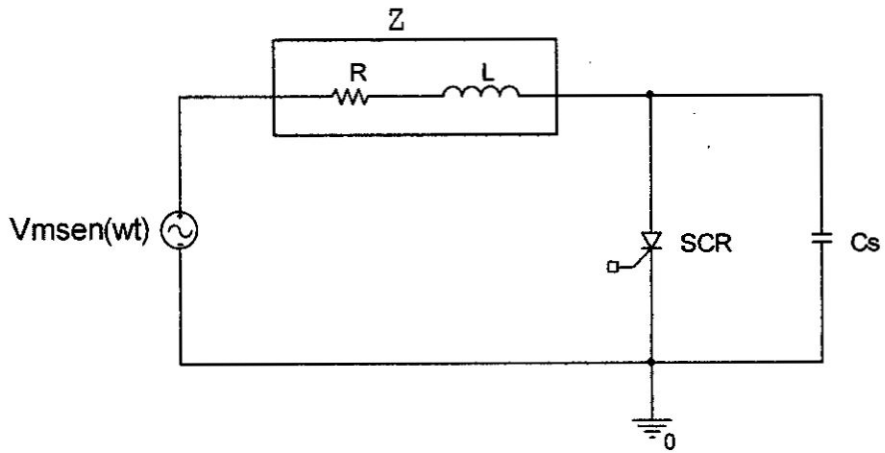
A partir del bloqueo del tiristor las tensiones del circuito de la figura N° 5.22 (página 69) responden a la siguiente ecuación diferencial.

$$LC_s \left( \frac{d^2 V_{c_s}}{dt} \right) + R_s C_s \left( \frac{dV_{c_s}}{dt} \right) + V_{c_s} = V_m \text{sen} \phi \quad (5.3.20)$$

donde

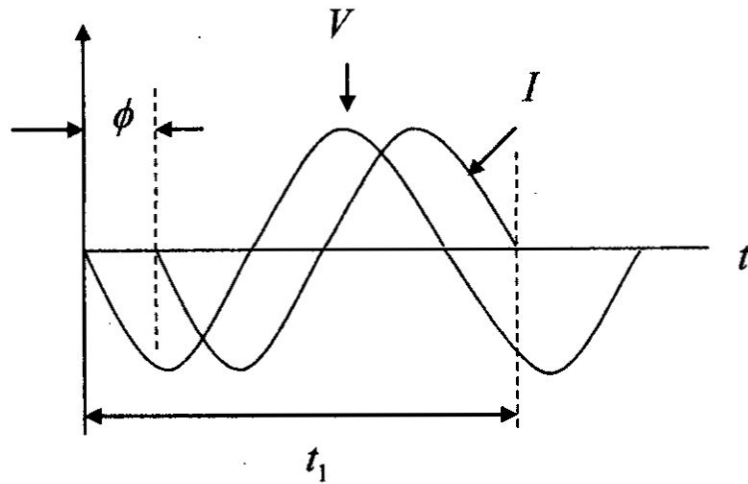
$$\text{sen} \phi = \frac{\omega L}{Z}$$

FIGURA N° 5.22  
CIRCUITO EQUIVALENTE CON CARGA INDUCTIVA



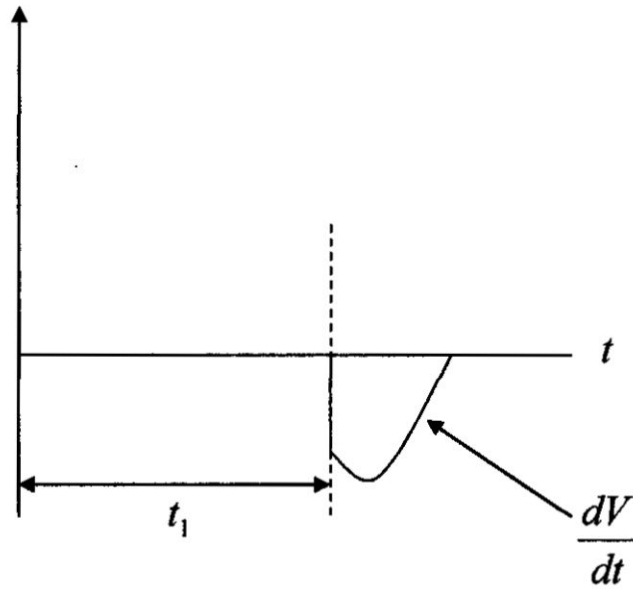
FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

FIGURA N° 5.23 VOLTAJE Y CORRIENTE EN EL TIRISTOR



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

FIGURA N° 5.24  
 VOLTAJE DE CONMUTACION EN EL TIRISTOR



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

Analizando el circuito en régimen transitorio se simplifica a la siguiente expresión:

$$LC_s \left( \frac{d^2 V_{c_s}}{dt} \right) + R_s C_s \left( \frac{dV_{c_s}}{dt} \right) + V_{c_s} = 0 \quad (5.3.21)$$

Considerando que el circuito no está amortiguado ( $R_s = 0$ ) se halla  $dV/dt$  en los bornes del tiristor calculando  $dV_{c_s}/dt$  máxima en el condensador. La ecuación anterior se reduce a:

$$LC_s \left( \frac{d^2 V_{c_s}}{dt} \right) + V_{c_s} = 0 \quad (5.3.22)$$



La solución de la ecuación es:

$$V_{C_s} = V_m \text{sen}(\omega_0 t) \quad (5.3.23)$$

donde

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_s}}$$

Calculando  $dV_{C_s}/dt$  en  $\omega_0 t = \phi$  el máximo valor será:

$$\left. \frac{dV_{C_s}}{dt} \right|_{\max} = V_m \omega_0 \text{sen} \phi \quad (5.3.24)$$

Por lo tanto

$$\frac{dV}{dt} = V_m \text{sen} \phi \frac{1}{\sqrt{LC_s}} \quad (5.3.25)$$

Despejando el valor de  $C_s$

$$C_s = \frac{1}{L} \left( \frac{V_m \text{sen} \phi}{\frac{dV}{dt}} \right)^2 \quad (5.3.26)$$

donde

$$\text{sen} \phi = \frac{\omega L}{\omega L + R}$$

$$L = L_a + L_{r1} = 5\text{mH} + 3.85\text{mH} = 8.85\text{mH}$$

$$R = R_a + R_{Lr1} = 0.138\Omega + 0.15\Omega = 0.288\Omega$$

$$\text{sen } \phi = \frac{377(8.85 \times 10^{-3})}{377(8.85 \times 10^{-3}) + 0.288} = 0.92$$

$$C_s = \frac{1}{8.85 \times 10^{-3}} \left( \frac{535.8(0.92)}{7 \times 10^6} \right)^2$$

$$C_s = 0.56 \mu F$$

Por otra parte para obtener un funcionamiento correcto del snubber, se da un tiempo suficiente a  $C_s$  para descargarse durante el tiempo de conducción del tiristor. El mínimo tiempo que se considera aceptable para permitir la descarga de  $C_s$  es de cinco veces la constante de tiempo  $R_s C_s$ . De donde podemos estimar que:

$$R_s = \frac{t_{ON}}{5 \cdot C_s} \quad (5.3.27)$$

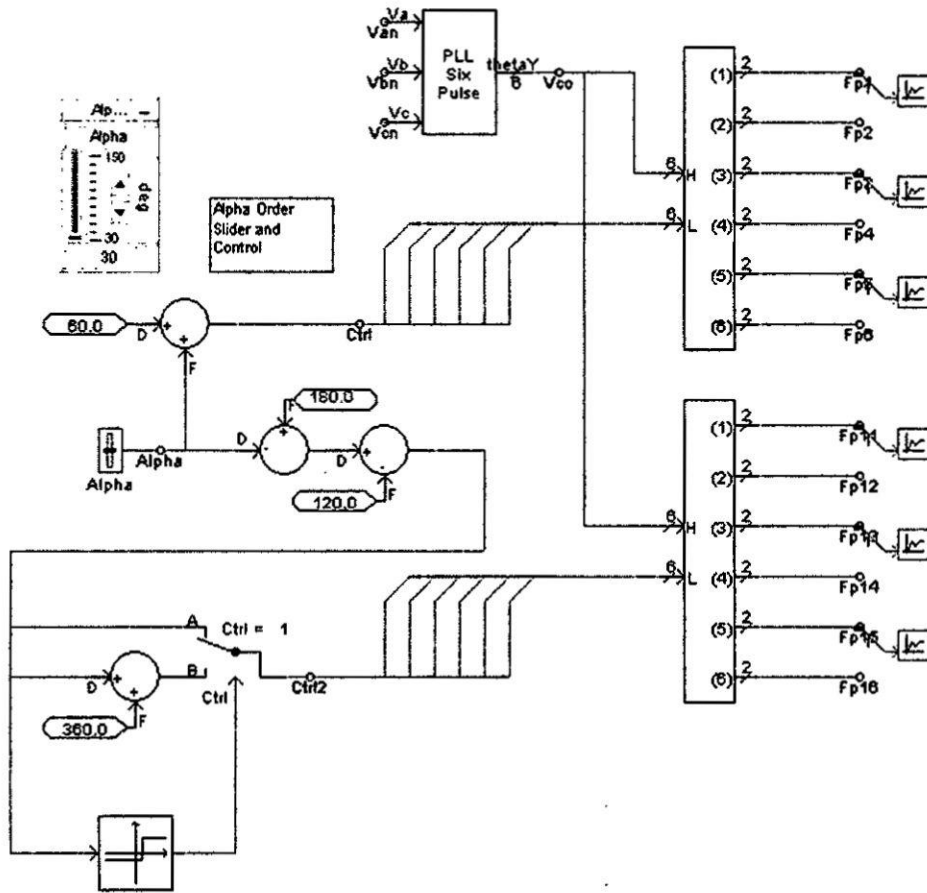
$$R_s = \frac{2.77 \times 10^{-3}}{5(0.56 \times 10^{-6})} = 0.99 K\Omega$$

### Diseño del control disparo de los tiristores

El programa PSCAD posee un bloque llamado PLL Six Pulse que genera ondas rampa en sincronismo con la red trifásica. Las ondas rampa están desfasadas  $60^\circ$  una de la otra. Asimismo tiene otro bloque que se muestra en la figura N° 5.25 (página 73) que produce los pulsos de disparo desfasados  $60^\circ$  que aparecen cuando cada onda rampa se compara con una señal de referencia. Los pulsos son aplicados a los tiristores en secuencia de tal forma que  $\alpha_1 + \alpha_2 = \pi$  para obtener una señal rectificadas entre los dos convertidores como se muestra en la figura N° 5.25 (página 73).

FIGURA N° 5.25

DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO DE CONTROL DE DISPARO

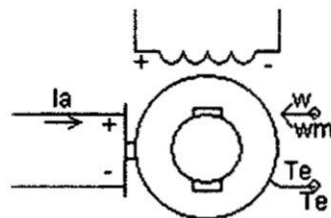


FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

Luego se usa el modelo equivalente del motor eléctrico mostrado en la figura N° 5.26 en donde se introduce las características técnicas del motor.

FIGURA N° 5.26

MODELO DEL MOTOR DC

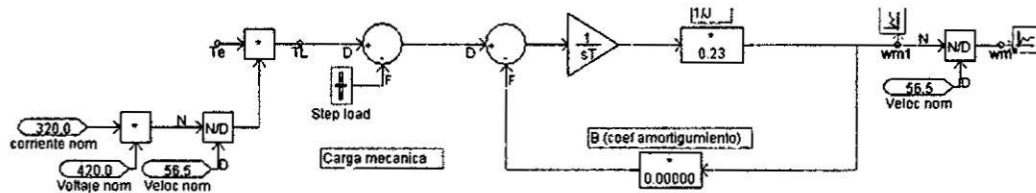


FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

Se emplea asimismo un diagrama de bloques para representar la dinámica rotacional del rotor, como se muestra en la figura N°5.27.

FIGURA N° 5.27

DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA MECANICA ROTACIONAL DEL MOTOR DC



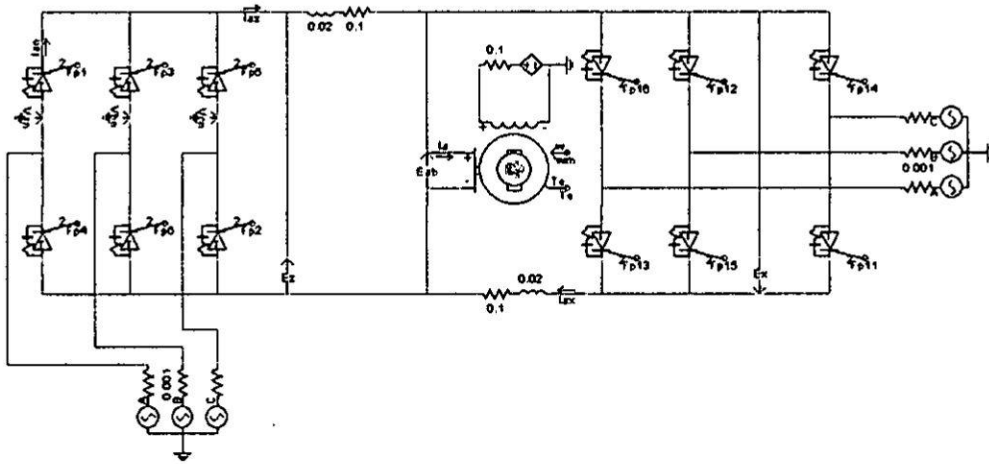
FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

#### 5.4. Diseño y simulación del motor DC con un convertidor dual trifásico completo.

Se puede emplear dos convertidores trifásicos completos colocándolos espalda con espalda como se muestra en la figura N° 5.28 (página 75). De esta manera cada convertidor genera el mismo valor de tensión continua pero la tensión instantánea es diferente por lo que se incluye una inductancia  $L_r$ . La operación de cada convertidor es idéntica a la de un convertidor trifásico completo. Por tanto las características de los tiristores son las mismas mientras que la red snubber se modifica debido a que la carga es el motor eléctrico más la inductancia  $L_r$  por la cual fluye la corriente circulante como se explica más adelante.

FIGURA N° 5.28

DIAGRAMA CIRCUITAL DEL CONVERTIDOR DUAL TRIFÁSICO COMPLETO



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

Si los voltajes de fase se definen como:

$$V_{an} = V_m \text{sen}(\omega t)$$

$$V_{bn} = V_m \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_{cn} = V_m \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Por tanto los voltajes entre líneas serán:

$$V_{ab} = \sqrt{3} V_m \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

$$V_{bc} = \sqrt{3} V_m \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$V_{ca} = \sqrt{3} V_m \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$$

Considerando un ángulo  $\alpha$  de disparo de  $0^\circ$  se tiene el máximo valor posible, para este valor se calculará el voltaje de la red trifásica.

$$V_m = \frac{\pi}{3\sqrt{3}}(511.8) = 309.4V$$

Por lo tanto el voltaje pico de fase de la red trifásica será  $V_F = 310V$ .

### Cálculo de la inductancia $L_{R1}$ y $L_{R2}$

La tensión diferencial entre los dos convertidores crea una corriente unidireccional llamada corriente circulante. La amplitud de esta corriente depende de la impedancia del trayecto que la recorre se limita con una inductancia  $L_r = L_{R1}$  y  $L_{R2}$  En general se calcula de tal forma que la corriente continua máxima por  $L_r$  sea el 5% de la corriente nominal del motor.

Si  $V_{O1}$  y  $V_{O2}$  son los voltajes de salida de los convertidores 1 y 2 respectivamente el voltaje instantáneo a través de la inductancia durante el intervalo  $\frac{2\pi}{3} < \omega t < \pi$

$$V_r = V_{O1} + V_{O2} = V_{ab} - V_{ba} \quad (5.4.3)$$

$$V_r = \sqrt{3} V_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) - V_m \sin\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right)$$

$$V_r = 2\sqrt{3} V_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (5.4.4)$$

La corriente circulante se puede calcular a partir del siguiente circuito considerando despreciable la resistencia de la inductancia y que  $i(\omega t = 2\pi/3) = 0$

$$L \frac{di}{dt} = 2\sqrt{3} V_m \sin(\omega t) \quad (5.4.5)$$

$$i(t) = \frac{2\sqrt{3} V_m}{L} \int \text{sen}(\omega t) d\omega t = \frac{-2\sqrt{3} V_m}{\omega L} \cos(\omega t) + C$$

Aplicando la condición inicial.

$$i(t) = 0 = \frac{-2\sqrt{3} V_m}{\omega L} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + C$$

$$C = -\sqrt{3} \frac{V_m}{\omega L}$$

$$i(t) = \frac{-2\sqrt{3} V_m}{\omega L} \cos(\omega t) - \sqrt{3} \frac{V_m}{\omega L} \quad (5.4.6)$$

Calculando la corriente continua  $i_{rDC}$  en la inductancia equivalente  $L_r$

$$i_{rDC} = \frac{-3}{\pi} \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \left( \frac{2\sqrt{3} V_m}{\omega L} \cos(\omega t) d\omega t + \sqrt{3} \frac{V_m}{\omega L} \right)$$

$$i_{rDC} = \frac{-3\sqrt{3} V_m}{\pi \omega L} \left( \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} 2 \cos(\omega t) d\omega t + \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} \sqrt{3} d\omega t \right)$$

$$i_{rDC} = \frac{-3V_m}{\pi \omega L} \left[ 2 \left( \text{sen}(\pi) - \text{sen}\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right) + \sqrt{3} \left( \pi - \frac{2\pi}{3} \right) \right]$$

$$i_{rDC} = \frac{-3\sqrt{3} V_m}{\pi \omega L} (-0.6848)$$

Según los datos del diseño

$$V_m = 309.4 \text{ V}$$

$$\omega = 2\pi f = 2\pi(60) = 377 \frac{\text{rad}}{\text{seg}}$$

$$I_N = 328 \text{ Amp}$$

$$i_{rDC} = 10\%(I_N) = 16.4 \text{ Amp}$$

$$32.8 \text{ Amp} = \frac{-3\sqrt{3}(309.4)}{\pi(377)L_r}(-0.6848)$$

$$L_r = 41.4 \text{ mH}$$

Como  $L_r$  comprende las dos inductancias  $L_{r1}$  y  $L_{r2}$

$$L_r = L_{r1} + L_{r2} \quad (5.4.7)$$

$$L_{r1} = L_{r2} = 20.4 \text{ mH}$$

### Cálculo de la red Snubber

Según la expresión (4.2.3.26) el valor de  $C_s$  es:

$$C_s = \frac{1}{L} \left( \frac{V_m \text{sen } \phi}{\frac{dV}{dt}} \right)^2$$

$$\text{sen } \phi = \frac{\omega L}{\omega L + R}$$



donde

$V_m$  es la tensión entre líneas

$$L = L_a + L_{r1} = 5mH + 20.4mH = 25.4mH$$

Considerando la resistencia de la inductancia  $0.3\Omega$

$$R = R_a + R_{Lr1} = 0.138\Omega + 0.3\Omega = 0.488\Omega$$

$$\text{sen } \phi = \frac{377(25.4 \times 10^{-3})}{377(25.4 \times 10^{-3}) + 0.488} = 0.962$$

$$C_s = \frac{1}{25.4 \times 10^{-3}} \left( \frac{309.4(0.962)}{7 \times 10^6} \right)^2$$

$$C_s = 0.071 \mu F$$

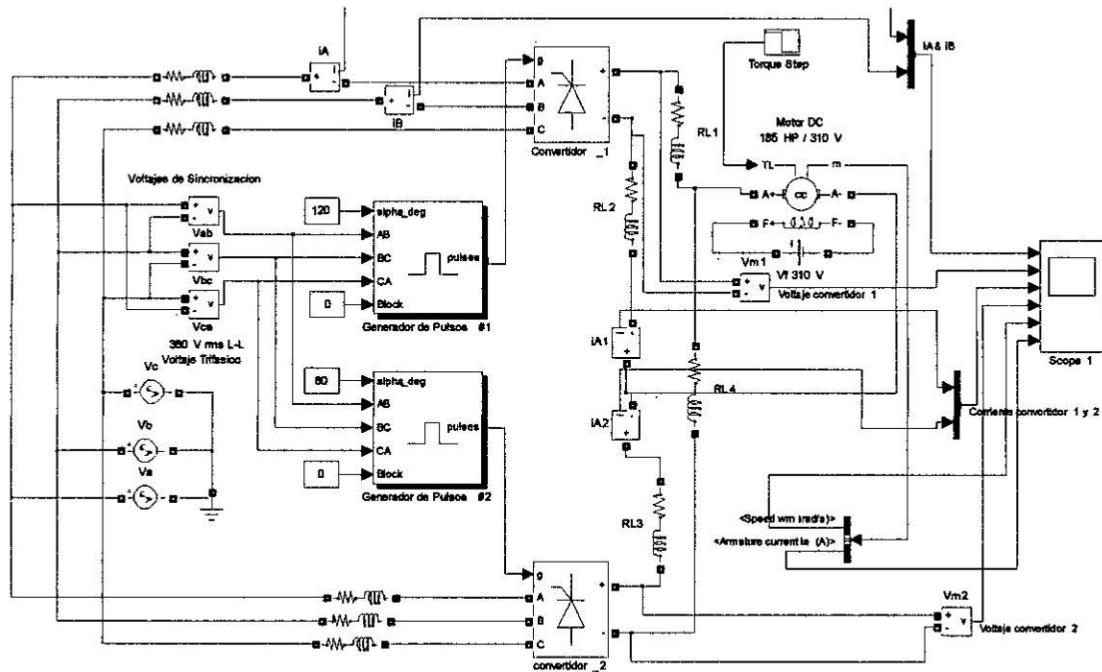
El valor de  $R_s$  según la expresión (V.3.27) será:

$$R_s = \frac{5.55 \times 10^{-3}}{5(0.071 \times 10^{-6})} = 15.6 K\Omega$$

El circuito se puede simular tanto en Pscad como en Simulink de Matlab. Cuando se emplea Simulink se debe usar dos bloques convertidor trifásico con tiristores.

Asimismo, se usan dos bloques generadores de pulsos de disparo los cuales están sincronizados con la red trifásica como se muestra en la figura N° 5.29 (página 81).

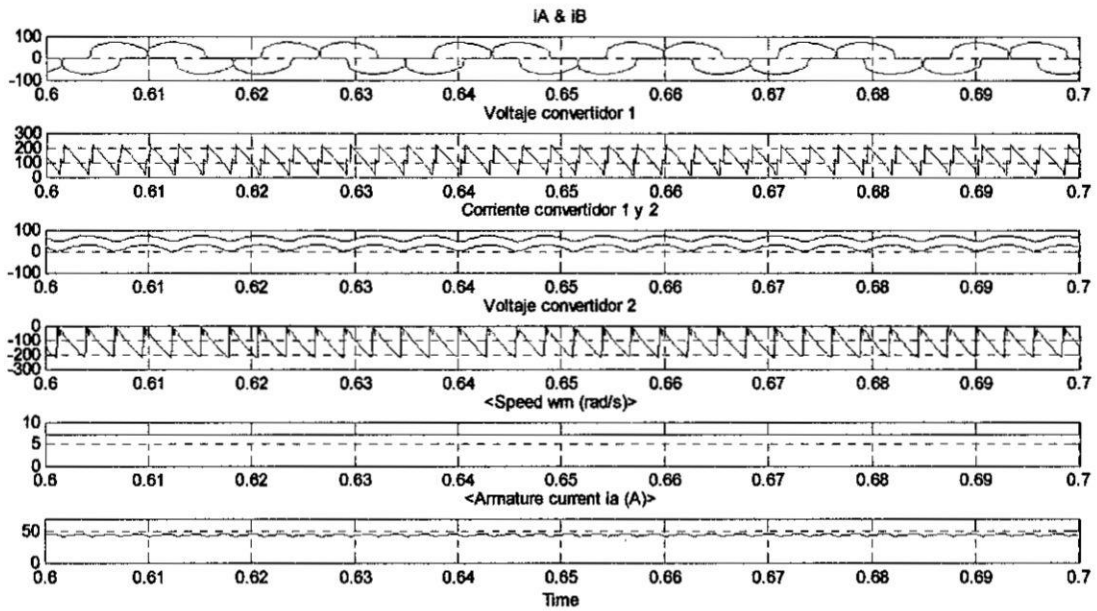
FIGURA N° 5.29 DIAGRAMA DEL CONVERTIDOR DUAL TRIFÁSICO EN SIMULINK



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

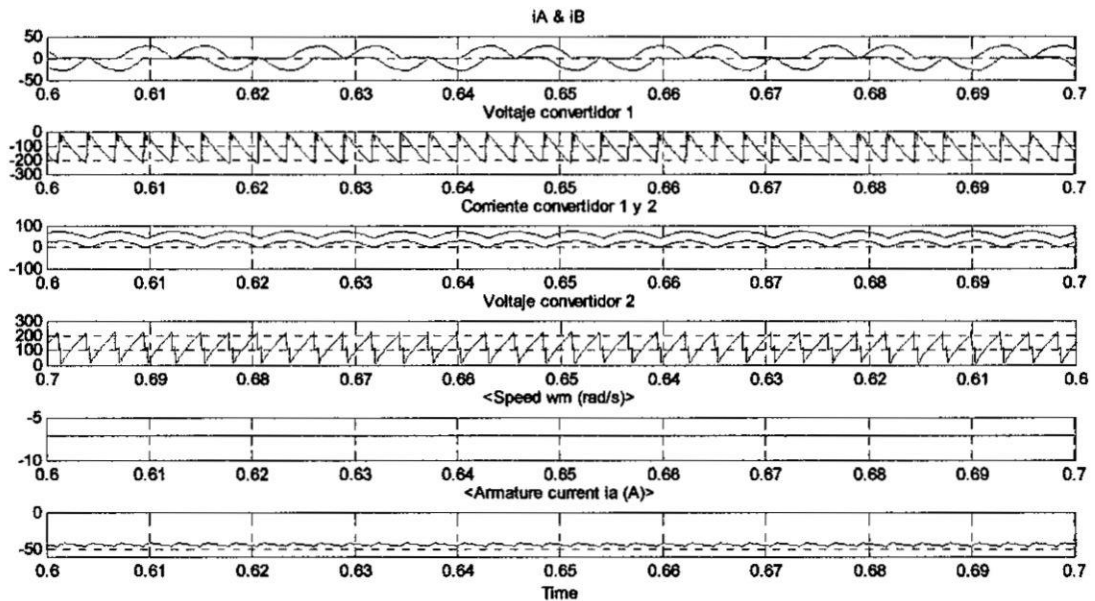
En las siguientes figuras se muestran las formas de onda del convertidor dual, las cuales son similares a la del convertidor dual hexafásico.

FIGURA N° 5.30  
 FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR DUAL PARA  $\alpha_1=60^\circ$



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

FIGURA N° 5.31  
 FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR DUAL PARA  $\alpha_1=120^\circ$



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

### 5.5. Diseño del controlador de corriente.

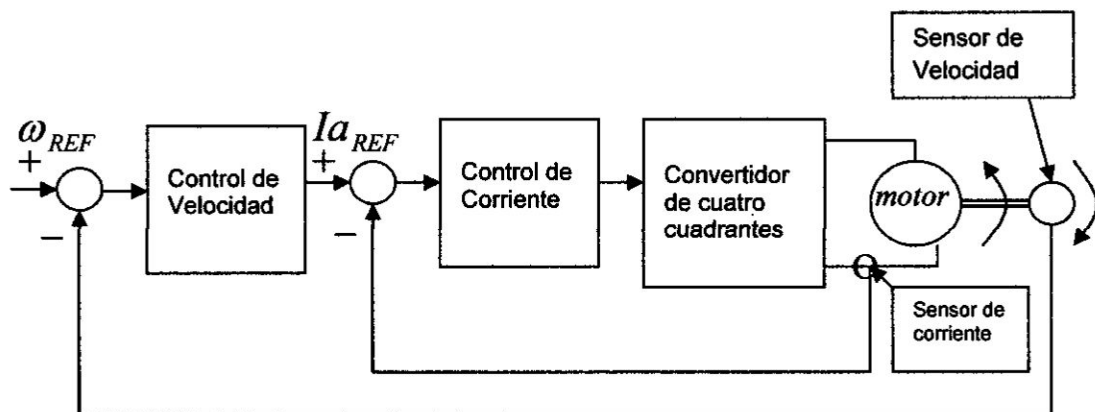
Una estrategia de control muy usada para motores en general es la configuración en cascada: se usa un lazo interno que es el más veloz en cuanto a la respuesta dinámica del control. Dicho lazo será incluido en lazos de control externos más lentos, que impondrán la referencia a los lazos internos.

La idea del control en cascada es mostrada en la Figura N° 5.32 donde cada lazo posee un actuador con su propia constante de tiempo. En esta figura se ve que el lazo interno de corriente controla el convertidor que a su vez es controlada por un lazo de velocidad angular mediante un controlador PI.

El correcto funcionamiento de esta estructura supone que el ancho de banda de cada lazo se va incrementado cuanto más se está acercando al motor.

FIGURA N° 5.32

DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL CONTROL EN CASCADA DEL MOTOR DC



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

La jerarquía de la estructura es tal que el lazo de control más externo es el de mayor jerarquía. De este modo, para sintonizar los controladores se comenzará con el de menor jerarquía.

En el diseño del controlador de corriente la señal de realimentación viene del transductor que pasa por un filtro pasabajos para eliminar un posible rizado de la corriente.

### **Función de transferencia del convertidor**

El voltaje en el secundario del transformador se escoge tal que el voltaje de control  $V_c = 0.9 V_{max}$ . El voltaje del convertidor es igual al voltaje nominal del motor. El voltaje de control varía entre +5V y - 5V. La ganancia  $K_c$  del convertidor está dada por la relación entre el valor máximo del voltaje de salida deseado y la variación entre el voltaje de control requerido para variar la salida de 0 a  $V_c$  max.

$$K_c = \frac{400}{0.9 * 5} = 88.9$$

El retardo de tiempo del convertidor dual es aproximadamente una constante de tiempo de primer orden  $T_c$  el cual es la mitad del intervalo entre dos pulsos consecutivos. Por tanto

$$T_c = \frac{1}{2} \left( \frac{16 \text{mseg}}{12} \right) = 0.692 \text{mseg}$$

y la función de transferencia será escrita como:

$$\frac{U_a(s)}{V_c(s)} = \frac{88.9}{(1 + 0.692 \times 10^{-3} s)} \quad (5.5.1)$$

### **Función de transferencia del transductor de corriente**

Una señal proporcional a la corriente de armadura se obtiene usando una pequeña resistencia y un circuito de aislamiento en serie con el circuito de armadura.

La ganancia se encuentra que es igual a 0.5V/Amp . Un filtro RC con una constante de tiempo de 1.2 mseg se usa como filtro para eliminar el rizado de la señal de corriente.

La función de transferencia será:

$$\frac{K_2}{1+T_2s} = \frac{0.5}{1+1.2 \times 10^{-3}s} \quad (5.5.2)$$

Para suavizar la señal de realimentación se considera  $T_2 = 1.2\text{mseg}$  para un convertidor de 12 pulsos. Este valor depende si el sensor de corriente es instalado en el lado del AC o DC del convertidor. Sensor la línea de corriente es simple debido a que usando un transformador de corriente con una salida rectificadora ofrece un aislamiento barato, mientras que un sensor DC en el lado de la carga, el cual es rápido y exacto, es más costoso. Usando un controlador PID su respuesta a un escalón unitario empezaría con un impulso que causaría resultados inconsistentes en conjunto con el circuito de disparo de los tiristores. Por tanto un controlador PI es más adecuado.

### **Diseño del control corriente en el plano S**

El diseño del controlador de corriente es explicado con la ayuda de la figura N° 5.33 (página 86) tomando como referencia el diagrama de bloques del motor DC mostrado anteriormente en la figura N° 5.32 (página 83).

Donde la  $G_{ci}$  es la ganancia y  $T_{ci}$  es la constante de tiempo del integrador correspondiente al controlador PI.

$$F_{0L,i}(s) = G_{Ci}(s) \frac{K_c K_2}{(T_e s + 1)} \frac{1/R_{aq}}{(T_{aq} s + 1)} \quad (5.5.5)$$

Luego de acuerdo con el método del Módulo Optimo se puede aproximar la función de transferencia en lazo cerrado por una de segundo orden con los dos polos complejos conjugados (sistema subamortiguado) con el ángulo de  $45^\circ$  (razón de amortiguamiento  $\zeta = 0.707$ ) con lo que se logra que la función de transferencia resultante sea de segundo orden. Como resultado de este ajuste la función de transferencia resultante en lazo abierto será:

$$F_{0L,i}(s) = \frac{1}{2T_e s(T_e s + 1)} \quad (5.5.6)$$

Donde  $T_e$  es la constante de tiempo no compensable. A continuación se igualan las dos expresiones anteriores.

$$G_{Ci}(s) \frac{K_c K_2}{(T_e s + 1)} \frac{1/R_{aq}}{(T_{aq} s + 1)} = \frac{1}{2T_e s(T_e s + 1)}$$

Simplificando la función de transferencia del controlador será:

$$G_{Ci}(s) = \frac{R_{aq}}{2K_c K_2} \left( \frac{T_{aq} s + 1}{T_e} \right) = \frac{R_{aq} T_{aq}}{2K_c K_2 T_e} \left( \frac{T_{aq} s + 1}{T_{aq} s} \right) \quad (5.5.7)$$

Según la expresión 5.2.29

$$T_{aq} = \frac{L_a + L_i}{R_a + R_i}$$

donde  $R_a = 0.138\Omega$  ; Resistencia de armadura

$L_a = 5mH$  ; Inductancia de armadura

$R_i = 0.15\Omega$  ; Resistencia de la inductancia Lr

$L_i = 3.85mH$  ; Inductancia Lr

Reemplazando datos:

$$T_{aq} = \frac{(5 + 3.85) \times 10^{-3}}{(0.138 + 0.15)}$$

Por tanto el tiempo integral del controlador de corriente  $T_{ci}$  es :

$$T_{ci} = T_{aq} = 30.7mseg \quad (5.5.8)$$

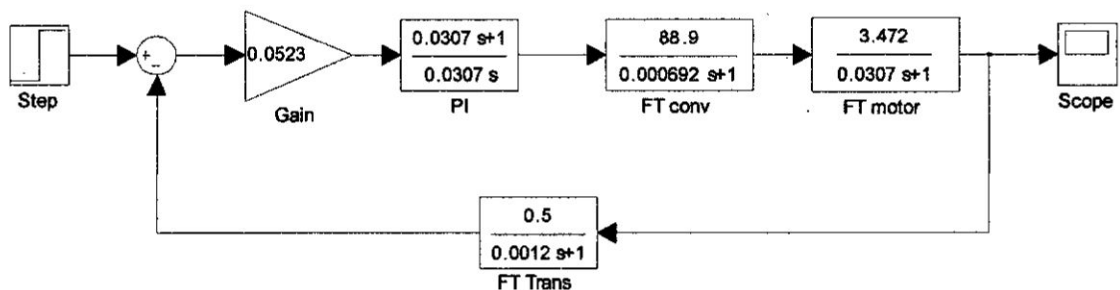
Reemplazando valores la ganancia proporcional del controlador es:

$$G_{Ci} = \frac{R_{aq}}{2} \left( \frac{T_{aq}}{T_e} \right) \frac{1}{K_c K_2} = \frac{0.288}{2} \left( \frac{30.7}{1.9} \right) \frac{1}{88.9(0.5)} = 0.0523 \quad (5.5.9)$$

Con los valores obtenidos se procede a simular el comportamiento del control de corriente en Simulink, como se muestra en la figura N° 5.34.

FIGURA N° 5.34

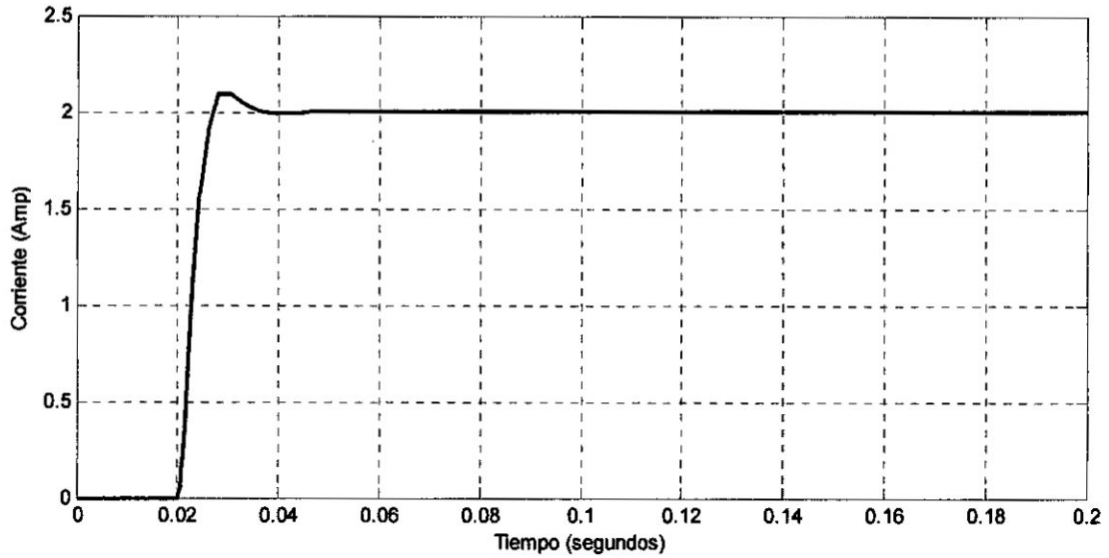
DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE EN EL PLANO S



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR



FIGURA N° 5.35  
 RESPUESTA A UN ESCALON UNITARIO DE CORRIENTE DE  
 ARMADURA



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

En el caso que exista un error en estado estacionario, una solución a este problema sería agregar un integrador adicional, pero tornaría más inestable el lazo. En la práctica no es necesaria eliminar este error ya que el lazo de corriente está inserto dentro de un lazo de velocidad y la función principal del lazo de corriente es evitar aumentos peligrosos de la corriente de armadura durante la aceleración del motor o producto de una sobrecarga.

El lazo de control de corriente se puede ver como un sistema de primer orden con una constante de tiempo equivalente  $T_{eq}$  y una ganancia  $K_{eq}$  donde

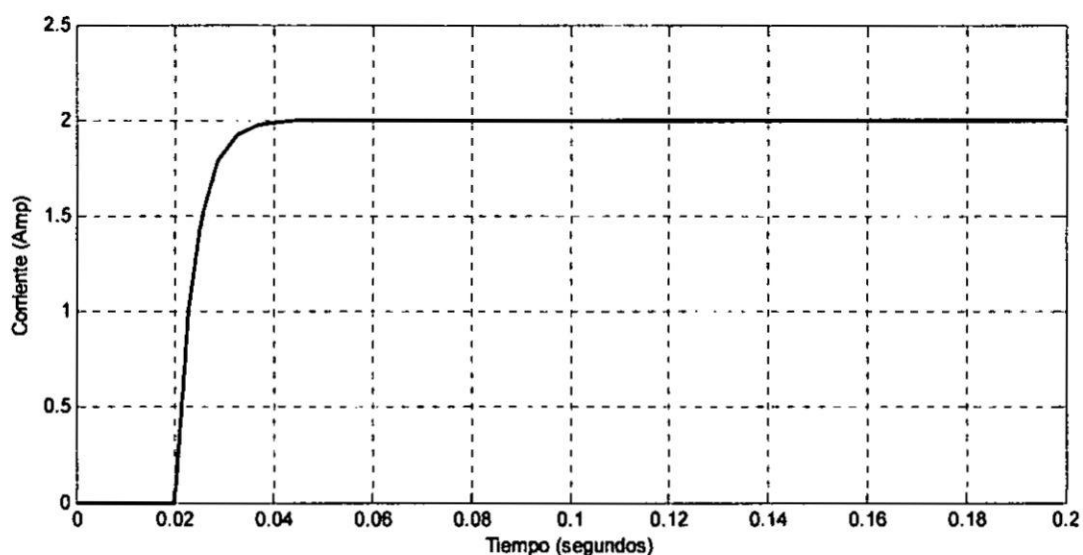
$$T_{eq} = 2 \times T_e = 3.8 \text{mseg}$$

$$K_{eq} = 2$$

La respuesta a un escalón unitario de corriente de armadura se muestra en la figura N° 5.36 en donde se aprecia la similitud entre las respuestas de las dos funciones de transferencia.

FIGURA N° 5.36

RESPUESTA A UN ESCALÓN UNITARIO DE CORRIENTE DE ARMADURA CONSIDERANDO EL LAZO DE CONTROL DE CORRIENTE COMO UN SISTEMA DE PRIMER ORDEN



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

### Diseño del control de corriente en el plano Z

El control de corriente se obtiene a partir del sistema de control continuo mostrado en la figura N° 5.34 (página 88) hallando el equivalente discreto cada una de las funciones de transferencia del sistema usando un bloqueador de orden cero para efectuar la conversión del convertidor, motor y transductor de corriente. Mientras que para el controlador PI se usa la transformación rectangular hacia atrás.

La función de transferencia del bloqueador de orden cero que se usa para la reconstrucción de la señal es:

$$G_{h0} = \frac{1 - e^{-T_s}}{s} \quad (5.5.10)$$

$$u(k) - u(k-1) = K_p \left[ e(k) \left( 1 + \frac{T}{T_i} + \frac{T_d}{T} \right) - e(k-1) \left( 1 + 2 \frac{T_d}{T} \right) + e(k-2) \left( \frac{T_d}{T} \right) \right]$$

Tomando la transformada Z :

$$(1 - z^{-1})U(z) = E(z) \left[ K_p \left( 1 + \frac{T}{T_i} + \frac{T_d}{T} \right) - K_p \left( 1 + 2 \frac{T_d}{T} \right) z^{-1} + K_p \left( \frac{T_d}{T} \right) z^{-2} \right]$$

$$\frac{U(z)}{E(z)} = C(z) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{(1 - z^{-1})} \quad (5.5.18)$$

donde :

$$q_0 = K_p \left( 1 + \frac{T}{T_i} + \frac{T_d}{T} \right)$$

$$q_1 = -K_p \left( 1 + \frac{2T_d}{T} \right)$$

$$q_2 = K_p \frac{T_d}{T}$$

Como el control es un regulador PI simplificando se tiene:

$$G_c(z) = \frac{K_p \left( \left( 1 + \frac{T}{T_i} \right) z - 1 \right)}{(z-1)} \quad (5.5.19)$$

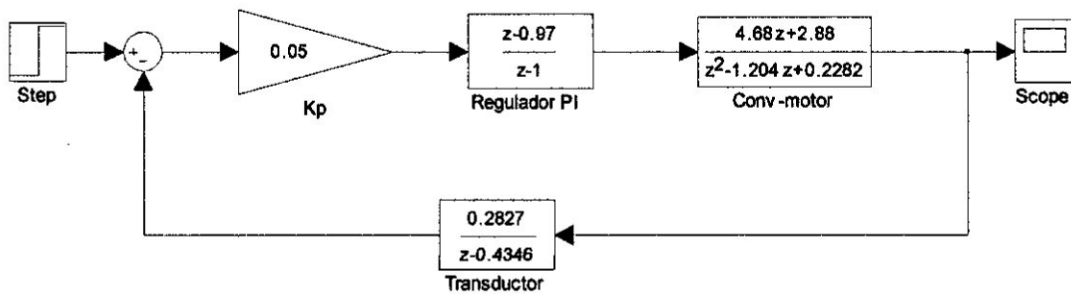
Reemplazando valores con  $T = 0.001\text{seg}$ ,  $K_p = 0.05$  y  $T_i = 0.0307$

$$G_c(z) = \frac{0.05(z - 0.97)}{(z-1)} \quad (5.5.20)$$

Con los datos obtenidos se procede a simular el comportamiento del controlador de corriente empleando Simulink como se muestra en la figura N° 5.37.

FIGURA N° 5.37

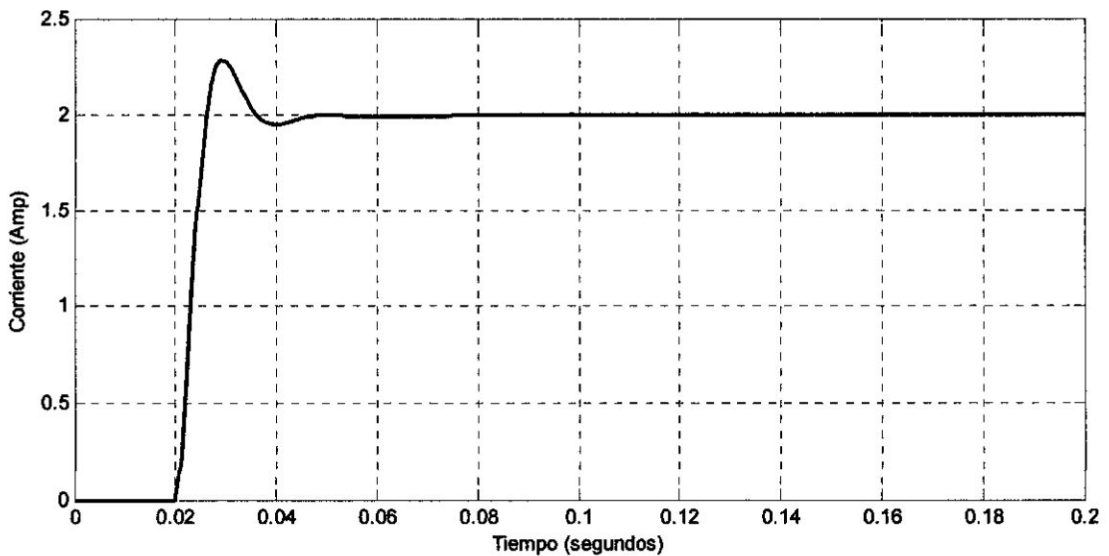
DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROLADOR DE CORRIENTE EN EL PLANO Z



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

FIGURA N° 5.38

RESPUESTA A UN ESCALÓN UNITARIO DE CORRIENTE EN EL PLANO Z



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

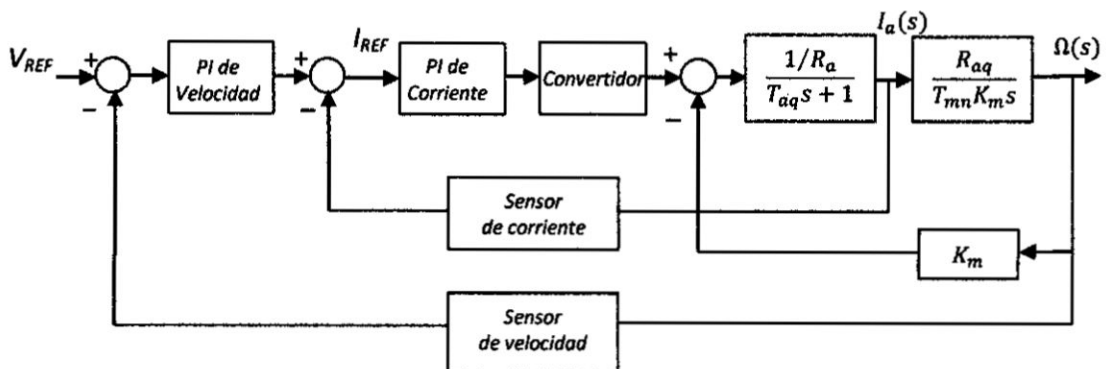
Como se puede apreciar en la figura N° 5.38 (página 94) el regulador PI satisface las consideraciones de sobreimpulso y factor de amortiguamiento requeridos. Sin embargo, si se desea disminuir el sobreimpulso se puede reducir un 10% la ganancia proporcional.

### 5.6. Diseño y simulación del control de velocidad.

El control de velocidad es explicado con ayuda de la figura N° 5.39 donde se toma como referencia el diagrama de bloques del motor mostrado anteriormente en la figura N° 5.8 (página 48) en el cual se le adiciona el controlador de corriente, controlador PI de velocidad y el lazo de realimentación proveniente del sensor de velocidad.

FIGURA N° 5.39

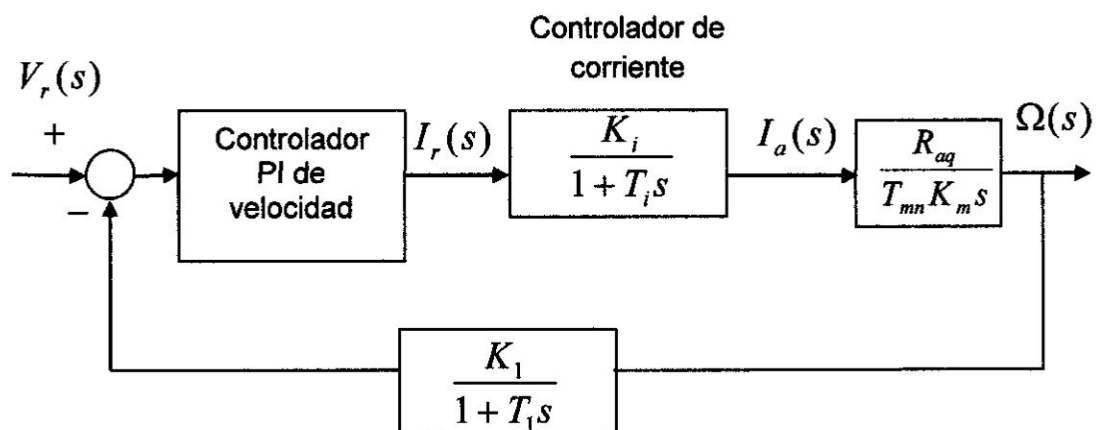
DIAGRAMA DE BLOQUES DEL ESQUEMA DE CONTROL DE VELOCIDAD



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

FIGURA N° 5.40

DIAGRAMA DE BLOQUES SIMPLIFICADO DEL ESQUEMA DE CONTROL DE VELOCIDAD



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

Con una fuente de alimentación o convertidor de “cuatro cuadrantes” el motor podrá ser operado en los cuatro cuadrantes del plano torque-velocidad. La señal de velocidad es normalmente obtenida por un tacómetro, (generador DC de imán permanente) el cual entrega una tensión DC que es proporcional a la velocidad.

Cuando sea necesaria una mayor precisión, una solución digital puede ser implementada, en este caso la señal de velocidad puede ser extraída de un sensor óptico que genera cierta cantidad de pulsos cuya frecuencia es proporcional a la velocidad.

**Función de transferencia del sensor de velocidad**

Un tacogenerador accionado por el eje del motor es usado para obtener la señal de velocidad. Como 5V corresponde a una velocidad de 320 RPM la ganancia es igual a  $0.149 \frac{V}{rad / seg}$ . Un filtro con una constante de tiempo de 50 msec se usa para suavizar los picos de la señal de velocidad.

La función de transferencia del tacogenerador es:

$$\frac{K_1}{1 + T_1 s} = \frac{0.149}{1 + 50 \times 10^{-3} s} \quad (5.6.1)$$

### Diseño del control de velocidad en el plano S

Para el lazo de control de velocidad el lazo de control de corriente puede verse como un sistema de primer orden. Incorporando el controlador de velocidad y la función de transferencia restante se llega al diagrama de bloque mostrado en la figura N° 5.40 (página 96), cuya función de transferencia en lazo abierto es:

$$F_{OL,\omega}(s) \approx G_{C\omega} \frac{T_{c,\omega} s + 1}{T_{c,\omega} s} \frac{K_i}{T_i s + 1} \frac{R_{aq}}{T_{mn} K_m s} \frac{K_1}{T_1 s + 1} \quad (5.6.2)$$

Si el lazo de control de corriente está bien sintonizado es posible reemplazar el controlador de corriente por una ganancia  $K_i$  y una constante de tiempo  $T_i$ . Desde que este retardo equivalente es una aproximación de una función mucho más complicada no se podrá compensar por medio de redes en adelante. Por tanto la mejor solución será un controlador PI.

Uno de los métodos generalmente usados para sintonizar los controladores de velocidad es el método del Optimo Simétrico. Este método consiste en aproximar la función de transferencia en lazo cerrado por una de tercer orden con dos polos complejos conjugados (sistema subamortiguado) con ángulo de  $60^\circ$  y otro más alejado con lo que se logra que la función de transferencia resultante sea óptima.

La idea principal consiste en escoger la frecuencia de corte como la media geométrica de las dos constantes de tiempo, de modo que se obtenga el máximo margen de fase. El cual resultará en el factor de amortiguamiento óptimo del control de velocidad, El nombre del método viene del diagrama

de Bode que muestra simetría con respecto a la frecuencia de corte, según se muestra en la figura N° 5.39 (página 95). Luego el tiempo integral es:

$$T_{c,\omega} = a^2 T_{ie} \quad (5.6.3)$$

donde

$$T_{ie} = T_i + T_1 \quad (5.6.4)$$

la frecuencia de corte es:

$$\omega_{cross} = \frac{1}{\sqrt{T_{c,\omega} T_i}} = \frac{1}{a T_{ie}} \quad (5.6.5)$$

de la condición de la frecuencia de corte:

$$|F(j\omega_{cross})| = 1 \quad (5.6.6)$$

con ayuda de las ecuaciones (V.6.2), (V.6.3), (V.6.5) y (V.6.6) se obtiene la ganancia proporcional:

$$G_{c,\omega} = \frac{1}{a K_i K_1} \frac{T_{mn} K_m}{R_a T_{ie}} \quad (5.6.7)$$

Los polos de la función de transferencia resultante son

$$s_1 = -\omega_{cross}, \dots, s_{2,3} = \omega_{cross} \left[ -\frac{a-1}{2} \pm j \sqrt{1 - \left(\frac{a-1}{2}\right)^2} \right] \quad (5.6.8)$$

donde:

$$\xi = \frac{a-1}{2} \quad (5.6.9)$$

es el factor de amortiguamiento de la parte oscilatoria de la respuesta. Asumiendo una respuesta ligeramente sobreamortiguada  $\xi = 1/\sqrt{2}$  se tiene:



Según la expresión (5.2.23)

$$T_{mn} = \frac{J\omega_0}{m_0} = \frac{JR_{aq}}{(K_m)^2} = \frac{4.2(0.288)}{(6.5)^2} = 28.6 \text{ mseg}$$

Reemplazando valores en la expresión (5.6.7) la ganancia proporcional del controlador PI es:

$$G_{c,\omega} = \frac{1}{2.41 \times 2 \times 0.149} \left( \frac{28.6 \times 6.5}{0.288 \times 51.9} \right) = 17.3 \quad (5.6.11)$$

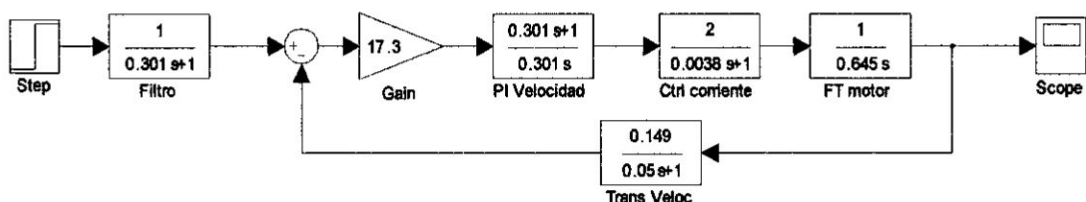
Debido al doble integrador en la función de transferencia de lazo abierto, el control de lazo cerrado de velocidad posee error cero en estado estable. Esto significa que la respuesta al escalón tendrá un sobre-pico considerable aun cuando el controlador haya sido bien sintonizado. Para eliminar este efecto, que es causado por el término en adelanto del controlador PI, el correspondiente término en atraso:

$$\frac{1}{T_{c,\omega}s + 1} \quad (5.6.12)$$

Deberá insertarse antes del control de velocidad correspondiente como se muestra en el diagrama de bloques de la figura N° 5.42.

FIGURA N° 5.42

DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROLADOR DE VELOCIDAD EN EL PLANO S

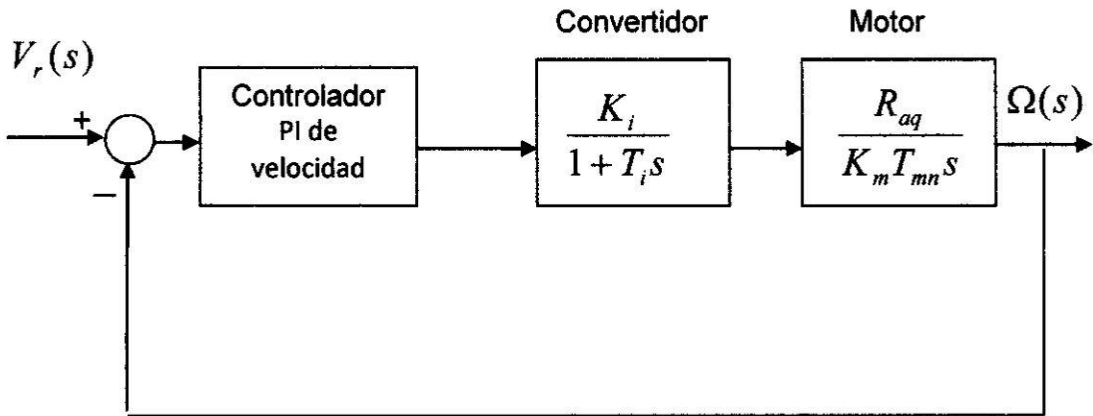


FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

## Cálculo de los parámetros del control PI de velocidad en plano Z

El control de velocidad se obtiene a partir del sistema de control continuo mostrado en la figura N° 5.43 hallando el equivalente discreto cada una de las funciones de transferencia del sistema usando un bloqueador de orden cero para efectuar la conversión del convertidor, motor. Mientras que para el controlador PI se usa la transformación rectangular hacia atrás.

FIGURA N° 5.43  
DIAGRAMA DE BLOQUES DEL ESQUEMA DE CONTROL DE VELOCIDAD



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

La función de transferencia del convertidor, motor y regulador PI se calculan de manera similar al caso anterior.

Luego la función de transferencia del motor es:

$$M(s) = \frac{1}{0.645s} \quad (5.6.13)$$

La función de transferencia del control de corriente el cual fue remplazado por un sistema de primer orden es:

### Simulación del control PI de velocidad del motor usando Simulink

A continuación se presenta en Simulink la simulación de control de velocidad del motor DC el cual comprende el controlador de velocidad, el controlador de corriente, el convertidor de cuatro cuadrantes y el motor eléctrico.

Asimismo la inductancia circulante  $L_r = 41.4\text{mH}$ , la cual se divide entre cuatro de acuerdo con la configuración adoptada mostrada en la figura N° 5.45 (página 106). Por otro lado, la ganancia del convertidor de cuatro cuadrantes es:

$$K_c = \frac{420V}{90^\circ} = 4.66 \quad (5.6.21)$$

Por tanto la función de transferencia de acuerdo con la expresión V.5.1 es:

$$\frac{4.66}{0.000692s + 1} \quad (5.6.22)$$

Con estos valores se procede a calcular los nuevos valores del controlador PI de corriente y controlador PI de velocidad. Según la expresión 5.2.29 y 5.5.8 el tiempo integral del controlador de corriente es:

$$T_{ci} = T_{aq} = \frac{L_a + L_r}{R_a + R_{Lr}} = \frac{5 + 20}{0.138 + 0.3} = 57 \text{ mseg}$$

Según la expresión 5.5.9 la ganancia proporcional del controlador de corriente es:

$$G_{Ci} = \frac{R_{aq}}{2} \left( \frac{T_{aq}}{T_e} \right) \frac{1}{K_c K_2} = \frac{0.438}{2} \left( \frac{57}{1.9} \right) \frac{1}{4.6(0.5)} = 2.8 \quad (5.6.23)$$

Se considera un transductor de velocidad formado por un tacogenerador el cual tiene una relación de 10V por 10rad/seg con un filtro de 50mseg por tanto la función de transferencia del transductor es:

$$\frac{K_1}{1 + T_1 s} = \frac{1}{0.05s + 1} \quad (5.6.24)$$

Según la expresión 5.6.3 el tiempo integral del controlador de velocidad es:

$$T_{c,\omega} = a^2 T_{ie} = (1.41)^2 51.9 = 103 \text{mseg} \quad (5.6.25)$$

Rescribiendo la expresión 5.6.7 la ganancia proporcional del controlador de velocidad es:

$$G_{c,\omega} = \frac{1}{a K_i K_1} \frac{T_{mn} K_m}{R_{aq} T_{ie}}$$

donde

$$R_{aq} = R_a + R_{Lr1} + R_{Lr2} = 0.138 + 0.15 + 0.15 = 0.438 \Omega$$

$$T_{mn} = \frac{J R_{aq}}{(K_m)^2} = \frac{4.2(0.438)}{(6.5)^2} = 43.5$$

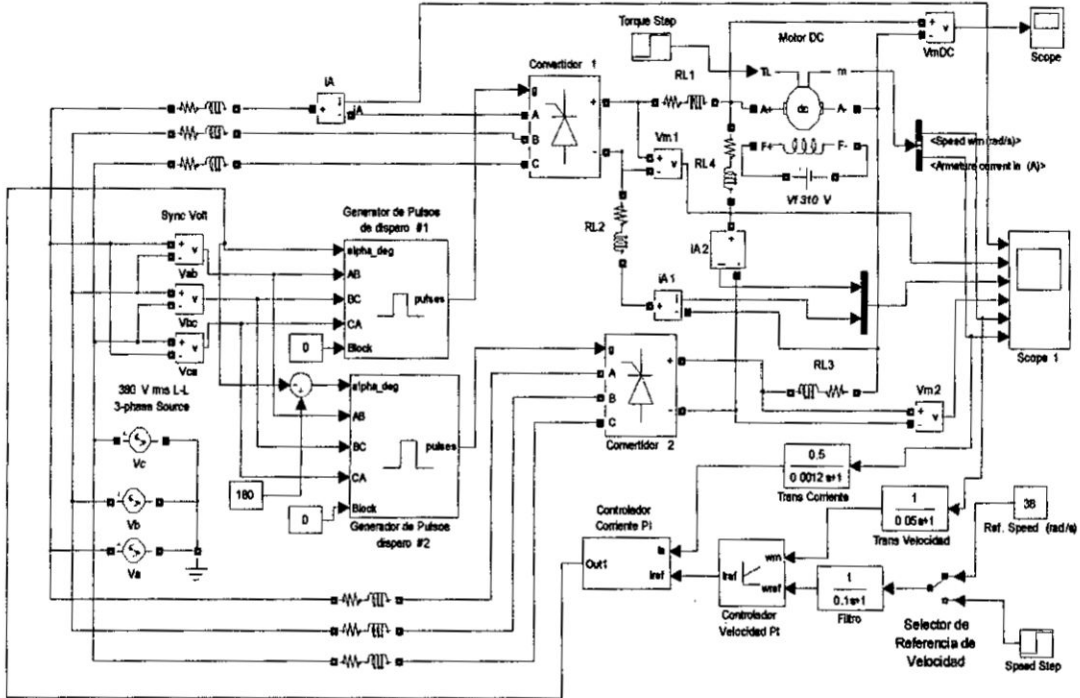
Reemplazando datos:

$$G_{c,\omega} = \frac{1}{1.41} \left( \frac{43.5 \times 6.5}{0.438 \times 51.9} \right) = 8.8 \quad (5.6.26)$$

En la figura N° 5.45 (página 106) se muestra el control de cuatro cuadrantes correspondiente al motor DC, en donde se puede apreciar el control de velocidad, el control de corriente y el convertidor dual aplicado al motor eléctrico.

FIGURA N° 5.45

DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL CONTROL DE VELOCIDAD DEL MOTOR DC



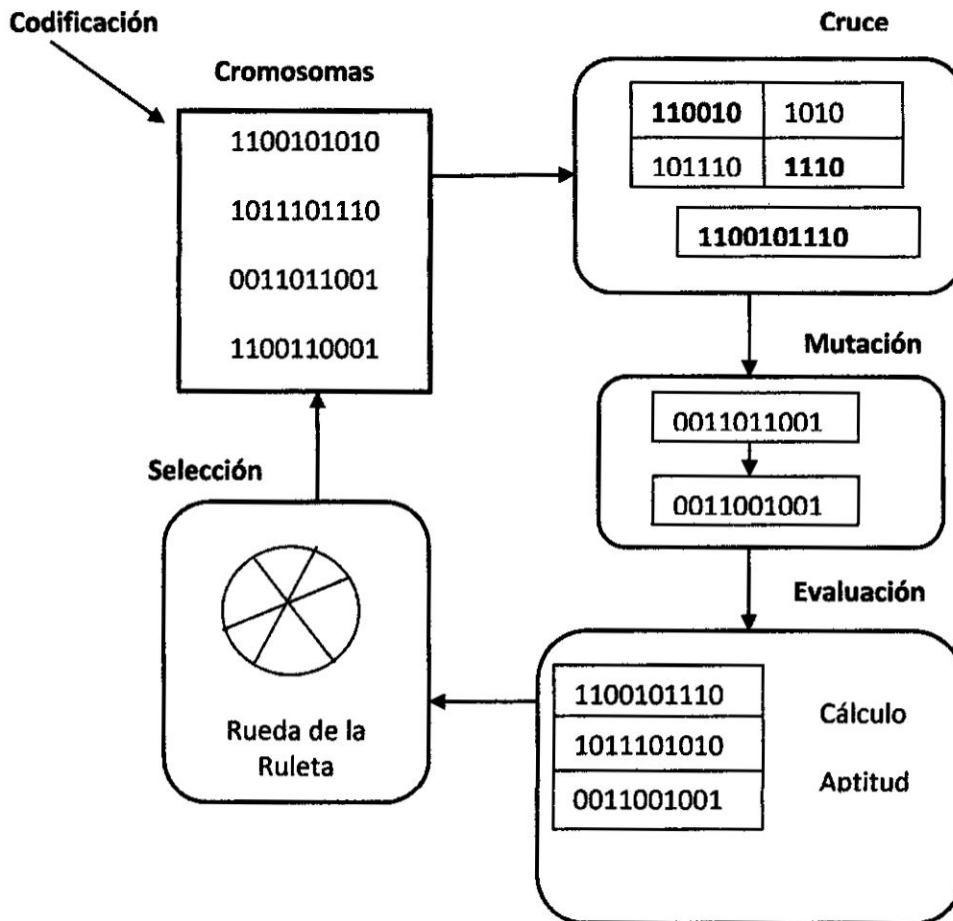
FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

5.7. Algoritmos Genéticos.

Los programas evolutivos son métodos de búsqueda estocástica basados en el concepto de la genética y la selección natural. Es un proceso de selección en el que los individuos de una población, producen descendencia que toman las mejores características de sus padres, quizás incluso se combina las mejores características de ambos padres. De esta manera, la aptitud total de la población puede aumentar gradualmente de generación en generación. Para ello se requiere un mecanismo que mida la calidad del individuo.

FIGURA N° 5.46

ESTRUCTURA DE UN ALGORITMO GENÉTICO



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

Para implementar cualquier algoritmo genético es muy importante realizar un buen diseño de tres aspectos que son esenciales para el buen funcionamiento del algoritmo, los cuales son: codificación de los individuos, función de adaptación, selección de los mejores individuos y mecanismos de reproducción.

**Codificación:** Tomando en cuenta que la información de las características fisiológicas y físicas se encuentra en los cromosomas y que la evolución

ocurre a nivel de los mismos, se debe representar las soluciones potenciales (las entradas del modelo) por medio de los cromosomas ideando una codificación y decodificación de la estructura de la información. La codificación es una manera de convertir la representación de la variable del problema a una representación del Algoritmo Genético.

Una cuestión importante es la relación al tamaño idóneo de la población. En efecto, las poblaciones pequeñas corren el riesgo de no cubrir adecuadamente el espacio de búsqueda, mientras que el hecho de trabajar con poblaciones de gran tamaño puede acarrear problemas relacionados con el exceso de coste computacional. Goldberg demostró que el tamaño óptimo de la población, con codificación binaria, crece exponencialmente con la longitud del cromosoma. Estudios posteriores, como los de Alander, coinciden en afirmar que una población inicial no superior a 30 individuos garantiza, en general, dar con una solución factible al problema, aunque cabe decir que los problemas que les sirvieron de base para realizar dicha aseveración eran de complejidad media. En cambio, lo que sí parece seguro es que el tamaño de la población inicial debe estar relacionado con la longitud de los cromosomas y la complejidad del problema.

**Función de Aptitud:** Para realizar la selección de los individuos más aptos se debe tener una función de aptitud, es decir, un mecanismo de presión el cual determinará cuáles son los individuos más fuertes. Es un mecanismo que mide la calidad del individuo como solución del problema.

**Métodos de Selección:** Los algoritmos de selección serán los encargados de escoger qué individuos van a disponer de oportunidades de reproducirse y cuáles no.

Puesto que se trata de imitar lo que ocurre en la naturaleza, se ha de otorgar un mayor número de oportunidades de reproducción a los individuos más aptos. Por lo tanto la selección de un individuo estará relacionada con su valor de ajuste. No se debe sin embargo eliminar por

completo las opciones de reproducción de los individuos menos aptos, pues en pocas generaciones la población se volvería homogénea.

Una opción bastante común consiste en seleccionar el primero de los individuos participantes en el cruce mediante alguno de los métodos expuestos a continuación y el segundo de manera aleatoria.

**Selección Estocástica uniforme.**-La función de selección traza una línea cuyas secciones corresponden a cada uno de los padres; la longitud de cada sección es proporcional al valor de escala (Fitness) de cada padre. El algoritmo se mueve a lo largo de la línea de pasos de igual tamaño. en cada paso , el algoritmo asigna el padre que le corresponde a la sección . el primer paso es un número aleatorio menor al tamaño del paso de los algoritmos.

**Selección uniforme.**- La selección uniforme asigna a los padres con base en su puntuación y el número total de padres. Este tipo de selección es útil para depurar y hacer pruebas, pero no es una estrategia de búsqueda muy eficaz.

**Selección por ruleta.**- Esta selección elige a los padres mediante la simulación de una ruleta, en la que el área de sección de la rueda correspondiente a un individuo es proporcional a la puntuación del individuo. El algoritmo utiliza un número aleatorio para seleccionar una de las secciones con una probabilidad igual a su área.

**Selección por torneo.**- Esta opción elige a cada uno de los padres primero escogiendo el tamaño del torneo y se selecciona el más apto de este conjunto. El tamaño del torneo de tamaño debe ser mínimo 2.

**Mecanismo de Reproducción:** Se debe crear el mecanismo de reproducción, el cual emulará la reproducción sexual y la mutación, el proceso constará de la recombinación y la alteración parcial del material genético, estos operadores actúan sobre los cromosomas para modificar la



información genética. Este proceso ocurre en dos pasos. El primer paso se llama el proceso de cruce. Usando la probabilidad de cruce el cromosoma con aptitud más alta tiene una probabilidad más alta de que su gen en su posición actual bajo consideración se pasará al gen de la descendencia.

Este segundo paso se llama el proceso de mutación. En el método de búsqueda del Algoritmo Genético, es este método de perturbación que le permite al Algoritmo Genético buscar nuevas soluciones, hay que tener presente que la alteración de los cromosomas por mutación debe ser leve.

#### **5.7.1. Controlador PI con algoritmo genético.**

**Codificación de los Individuos:** En este aspecto se debe elegir la representación de una posible solución (cromosomas). En el caso del algoritmo PID, un cromosoma representa una combinación de las tres constantes  $K_c$  (Proportional),  $T_i$  (Integral),  $T_d$  (Derivativo).

En consecuencia, se debe usar una cadena que contenga las tres constantes y que permita fácilmente identificar y separar cada una de estas, además de que permita aplicar mecanismos de reproducción sobre ellas.

En el caso de que se use codificación binaria es necesario colocar bandas dentro de las cuales se moverán cada una de las constantes, no existe un método específico para el cálculo de estas bandas, por consiguiente deben ser escogidas experimentalmente. Otras representaciones pueden ser usadas como la representación en números reales.

**Función de Adaptación:** La función de adaptación es el aspecto más crítico de los algoritmos genéticos, por esto es muy importante diseñar una función de adaptación correcta y apropiada para el problema determinado que resolverá el algoritmo.

Para el problema del control PID, se debe escoger una función de adaptación que minimice el error en el tiempo que producirá un determinado individuo del espacio de soluciones.

Un criterio que puede ser usado para el cálculo de la función de adaptación es el del cuadrado de la integral del error o el valor absoluto de la integral del error en el tiempo; también pueden ser tomados en cuenta otros criterios tales como: el sobreimpulso, el tiempo de reposo, etc.

**Mecanismos de Reproducción:** Se deben diseñar mecanismos que permitan combinar características de los individuos. Los mecanismos de reproducción dependen de la representación que se ha escogido.

Para una representación binaria se puede tener diferentes tipos de cruce, tales como: cruce de un punto, cruce de dos puntos y cruce uniforme; además de que se deben escoger experimentalmente la probabilidad de cruce de cada uno de los tipos de cruce escogidos.

Para otro tipo de representación como la real, pueden tener cruce de suma pesada o cualquier otro tipo que permita combinar las características de los padres.

También se debe elegir un tipo de mutación que cambie la estructura interna de cada individuo y una probabilidad de mutación.

### **5.7.2. Implementación del algoritmo genético**

**Codificación de los individuos:** En este caso, se necesita una cadena binaria de 32 bits para representar un cromosoma una combinación específica de las constantes PID, es decir, en un cromosoma representará un valor proporcional e integral. El cromosoma de 32 bits se puede ver en la figura N° 5.47 (página 112) donde la constante proporcional y la constante integral utilizan 16 bits cada una.

En este caso la función de adaptación es la inversa de la integral del valor absoluto del error. Quedando como sigue:

$$f_{adap} = \frac{1}{1 + \int_0^{\infty} |e(t)| dt}$$

La función a integrar es el valor absoluto del error con respecto al tiempo. Se sabe que el error se considera como la diferencia entre el valor deseado y el valor actual del sistema. Donde el valor deseado es el "set\_point", y el valor actual del sistema se obtiene por medio de la transformada inversa de La Place de la función de transferencia del sistema en lazo cerrado. De este modo se obtiene la respuesta del sistema con respecto al tiempo en función de una combinación de un valor PID dado.

**Selección por Resto.-** Esta selección asigna a los padres de manera determinista de acuerdo a la parte entera del valor de escala de cada individuo y utiliza luego la selección de ruleta para la parte fraccional. Por ejemplo si el valor de escala es de 2.3 es listado dos veces como padre porque la parte entera es dos. Después de que los padres han sido asignados conforme a las partes enteras de los valores de escala, el resto de los padres son elegidos estocásticamente. La probabilidad de que un padre sea elegido en este paso es proporcional a la parte fraccional de su valor de escala.

**Mecanismos de Reproducción:** Los operadores evolutivos implementados en este algoritmo, son los siguientes:

**Cruce de un punto:** Parte de los dos cromosomas paternos se intercambian después de un punto al azar seleccionado, creando a dos hijos.

**Cruce de dos puntos:** Se sortean dos puntos sobre los cromosomas entre los cuales se efectuará el cruce, se intercambia material genético entre los puntos de cruce.

**Cruce Uniforme:** Se sortea con una probabilidad a priori, genes sobre el cromosoma que se intercambiarán con sus homólogos en el otro cromosoma.

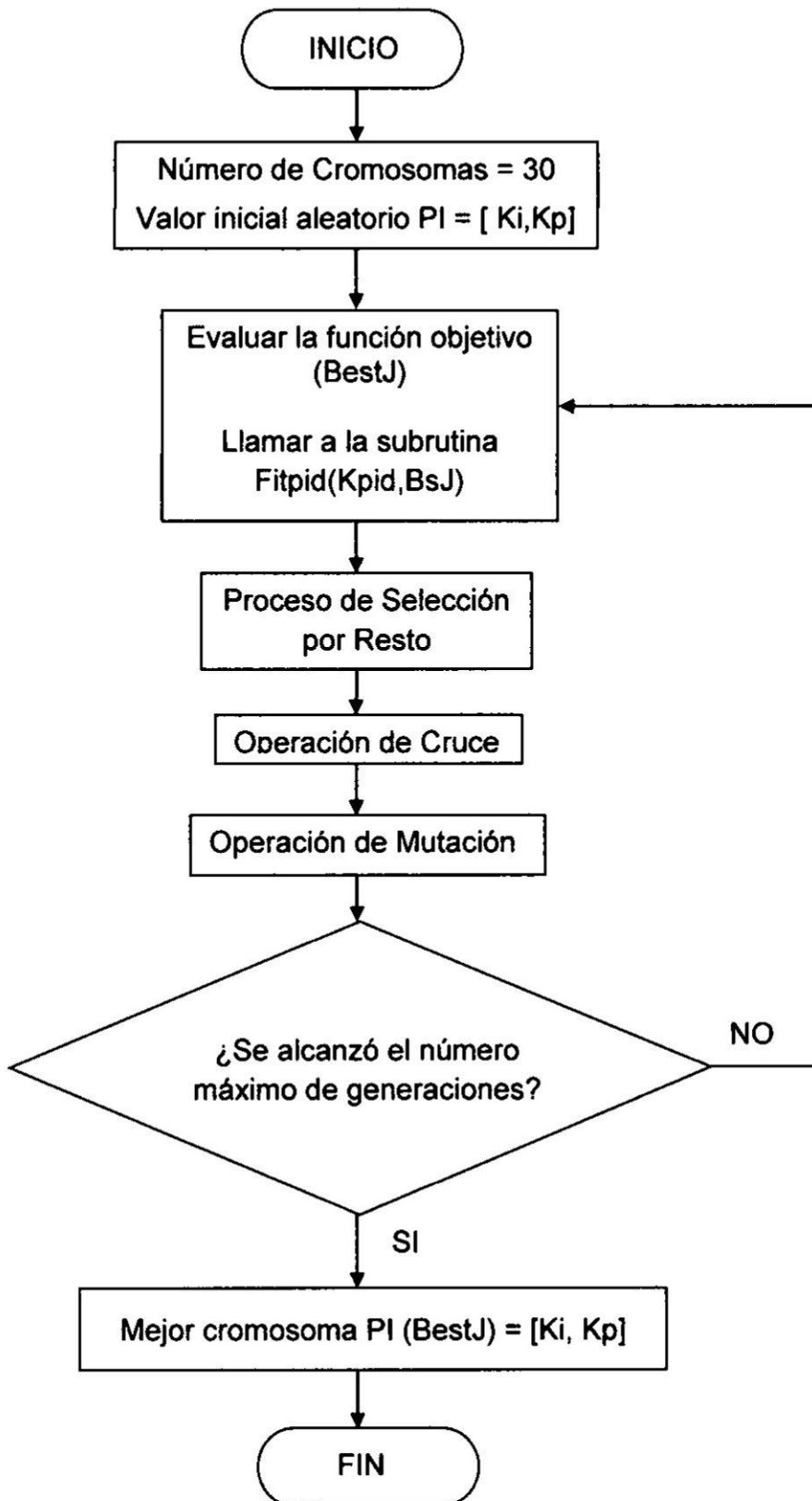
**Mutación:** El cromosoma de la descendencia se evalúa una vez más bit por bit y la probabilidad de mutación asignada al Algoritmo Genético se usa para determinar si el valor booleano actual del bit particular será invertido (es decir, un uno a un cero o un cero a un uno).

En el programa en Matlab se realiza el ajuste de los parámetros del controlador PI dentro de los rangos calculados en base al método Óptimo simétrico empleado anteriormente para calcular los parámetros del controlador PI. El programa principal inicia con los valores teóricos de las constantes que luego son evaluadas por el controlador y la planta. Ya teniendo el error pasan al algoritmo donde se vuelven a calcular las constantes por el gradiente de éste.

Para una mejor comprensión se presenta el diagrama de flujo del programa en la figura N° 5.48 (página 115) y en el anexo B se muestra el programa escrito en Matlab.

FIGURA N° 5.48

DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA USANDO EL ALGORITMO GENÉTICO



## **5.8. Algoritmo Simulado Recocido**

El Recocido Simulado (RS) es una técnica de búsqueda local propuesta con el objetivo de evitar, en la medida de lo posible, quedar atrapados en óptimos locales. El origen del método se puede encontrar en el método de Monte Carlo propuesto en 1953 por Metrópolis. Como método de optimización el recocido simulado fue investigado por Kirkpatrick en 1983. Geman y otros proporcionaron una condición necesaria y suficiente para la convergencia del algoritmo a un mínimo global. Es posible demostrar que la heurística RS converge estadísticamente a la solución óptima, con independencia de la solución inicial, aunque la demostración requiere que el número de iteraciones tienda a infinito.

El método tiene su origen en un comportamiento físico, que se describe a continuación junto con la aplicación del método en optimización con transiciones entre estados y el algoritmo propiamente dicho con sus distintas variaciones teóricas.

El funcionamiento de RS es similar al proceso de enfriamiento al que es sometido un metal fundido. Cuando el metal se funde, sus partículas toman configuraciones aleatorias siendo propenso a deformarse. Tras la fundición, su temperatura disminuye lentamente hasta alcanzar un estado de mínima energía, proceso durante el cual dichas partículas toman paulatinamente una configuración robusta, y por tanto se dificulta su deformación.

A nivel físico, el proceso comienza elevando la temperatura de la sustancia hasta su punto de fusión, para posteriormente proceder a su enfriamiento de forma muy lenta, permitiendo así a los átomos redistribuirse, alinearse y formar un cristal puro completamente ordenado, asociado con el estado de mínima energía. Tanto a nivel físico como computacional ya puede intuirse que la selección adecuada del esquema de enfriamiento es crítica.

En física de sólidos, las partículas vienen caracterizadas por una probabilidad  $P\{E\}$  de estar en un estado  $E$  a temperatura  $T$ . La probabilidad viene dada por la función de distribución de Boltzmann:

$$P\{E\} = \frac{1}{Z(T)} \cdot e^{-E/(k_b \cdot T)}$$

Donde  $k_b$  es la constante de Boltzmann y  $Z(T)$  es un factor normalizado dependiente de la temperatura. Es más probable que las partículas del sistema estén con alta energía a altas temperaturas que a bajas temperaturas.

Cuando una partícula se mueve a un lugar nuevo depende directamente de la variación local del total de la energía del sistema. RS intenta atravesar el espacio de soluciones modelando los cambios de energía que sufre un material durante el proceso de enfriamiento. Cada estado en una determinada temperatura se corresponde con una cierta solución y la energía asociada se relaciona a nivel computacional con el fitness o calidad de dicha solución.

### **5.8.1. Implementación del algoritmo simulado recocido PI**

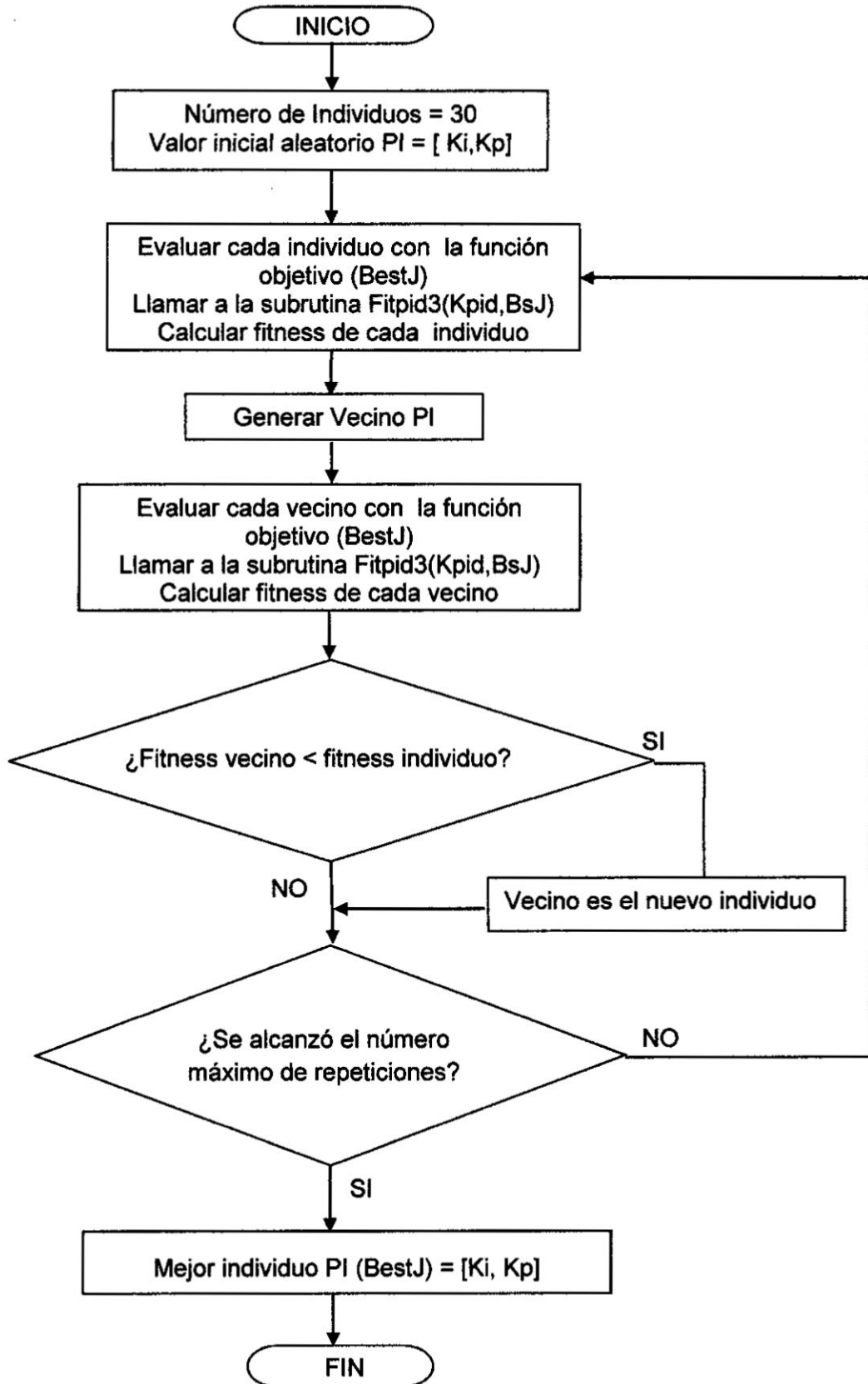
La idea básica del algoritmo RS es que a partir de puntos existentes se crean vecinos (versiones perturbadas de los puntos) a los cuales se les prueba su función de costo o fitness y si esta es de mejor calidad que del punto existente, el vecino entra a reemplazar al punto existente. Por medio del enfriamiento se puede lograr que el vecino de mala calidad que se puedan presentar en alto porcentaje en la parte inicial del proceso, se vayan eliminando y se reduzca la probabilidad de aparición. Generalmente los algoritmos RS se ejecutan dentro de un lazo donde su ciclo termina cuando se cumple una determinada meta deseada, esto no se puede aplicar a sistemas en tiempo real, en donde el tiempo limitado impide que la estrategia de control tenga lazos indefinidos, por lo que solo se ejecuta

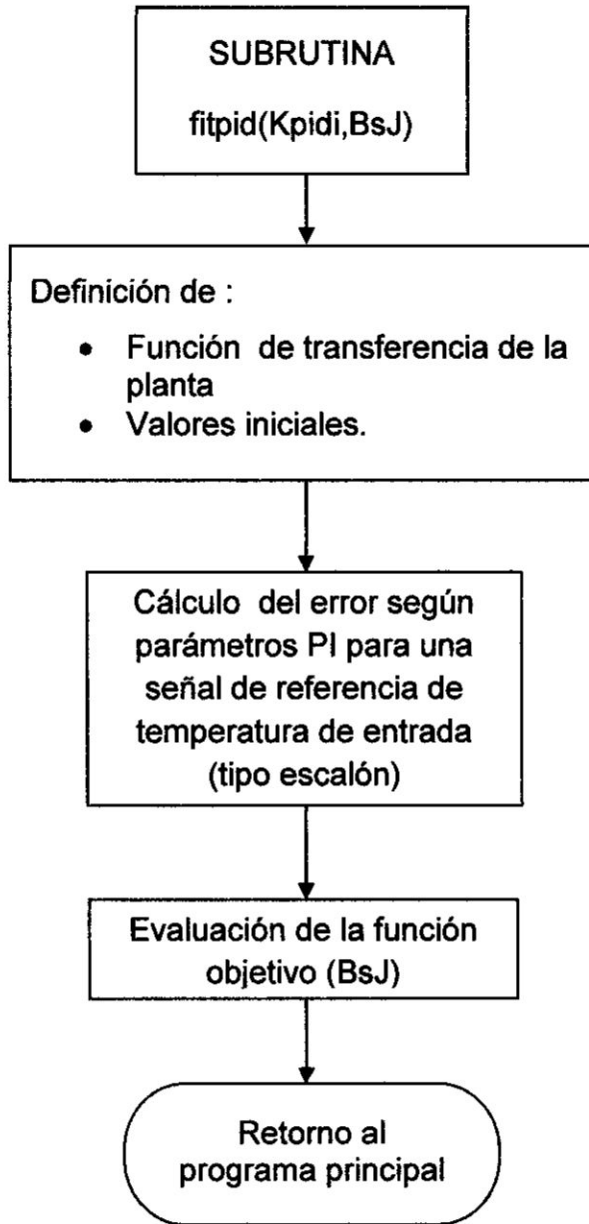
el algoritmo mostrado en la figura N° 5.49 (página 120) durante un número predeterminado de veces.



FIGURA N° 5.49

DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA USANDO EL ALGORITMO SIMULADO RECOCIDO





FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

## CAPÍTULO VI

### RESULTADOS

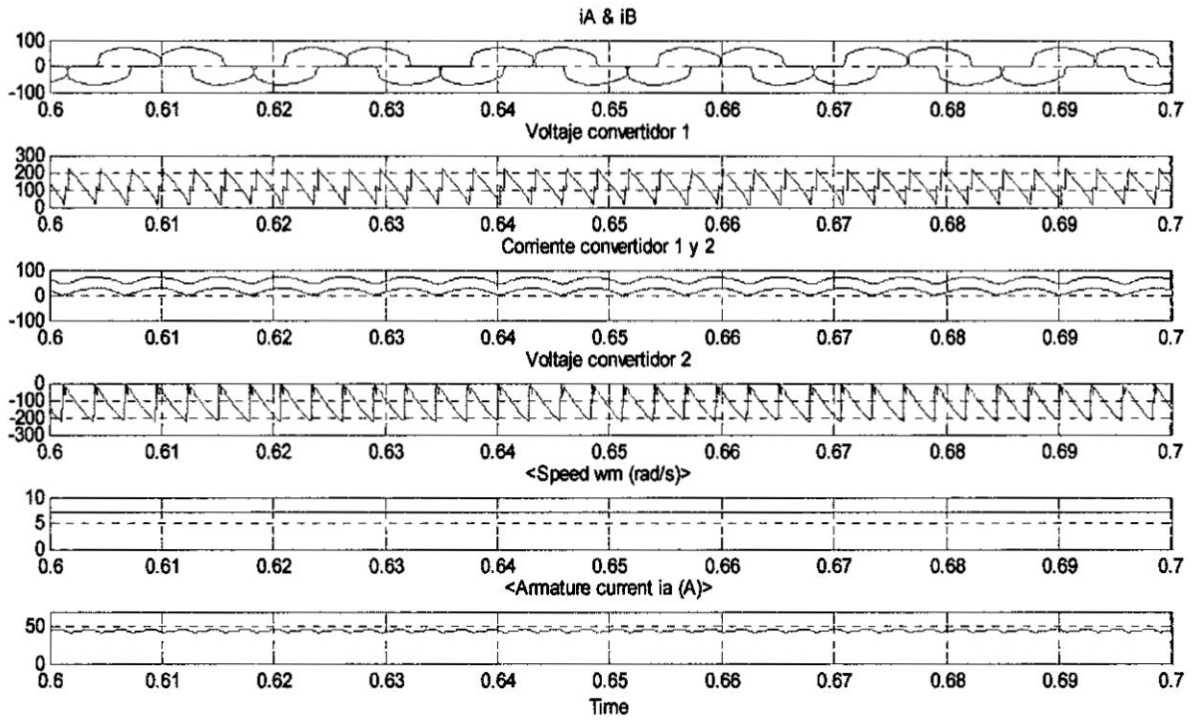
#### 6.1 Resultados parciales

Las formas de onda del convertidor de cuatro cuadrantes implementado con dos convertidores trifásicos se muestra en la figura 6.1 (página 123). Se puede apreciar que para un ángulo de disparo de  $60^\circ$  la tensión del convertidor 1 es positiva y la tensión de salida del convertidor 2 es negativa, pero como los convertidores están conectados espalda con espalda el valor medio de cada convertidor es el mismo. Se observa que la velocidad tiene signo positivo. La corriente en un convertidor es igual a la corriente que circula en el motor mientras que por el otro convertidor circula la corriente circulante.

En la figura 6.2 (página 123) se puede apreciar que para un ángulo de disparo de  $120^\circ$  la tensión del convertidor 1 es negativa y la tensión de salida del convertidor 2 es positiva, pero como los convertidores están conectados espalda con espalda el valor medio de cada convertidor es el mismo. Se observa que la velocidad tiene signo negativo. La corriente en un convertidor es igual a la corriente que circula en el motor mientras que por el otro convertidor circula la corriente circulante.

FIGURA N° 6.1

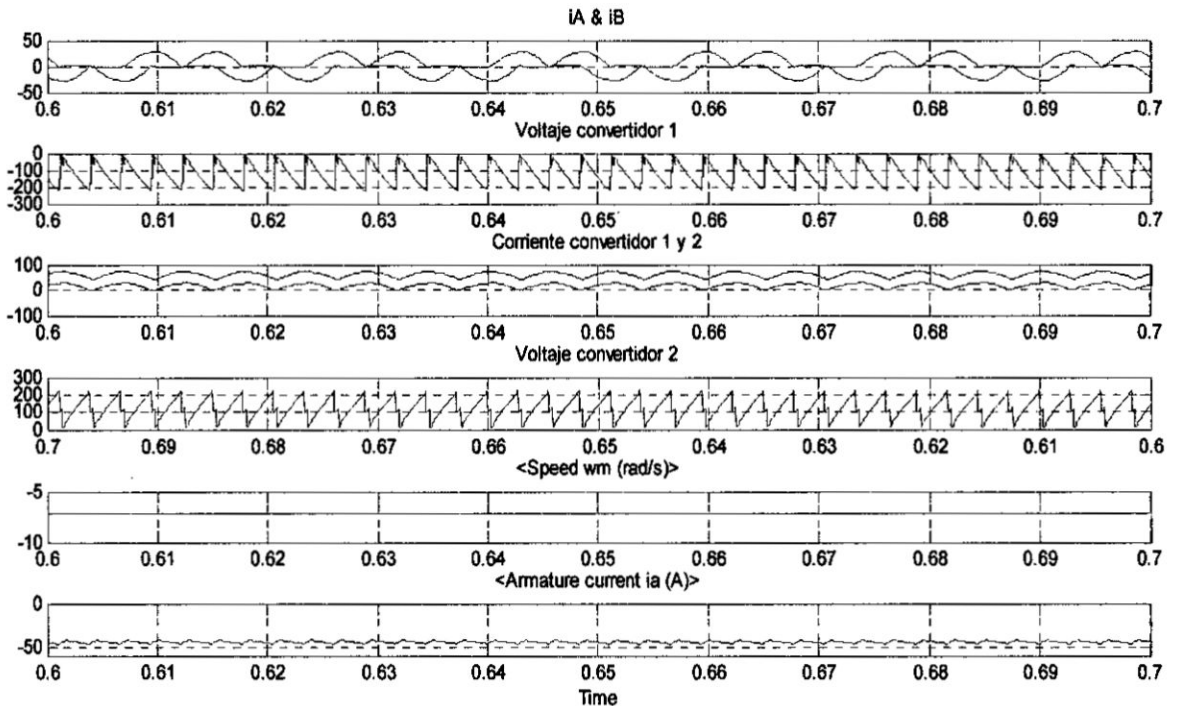
FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR DUAL PARA  $\alpha_1 = 60^\circ$



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

FIGURA N° 6.2

FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR DUAL PARA  $\alpha_1 = 120^\circ$

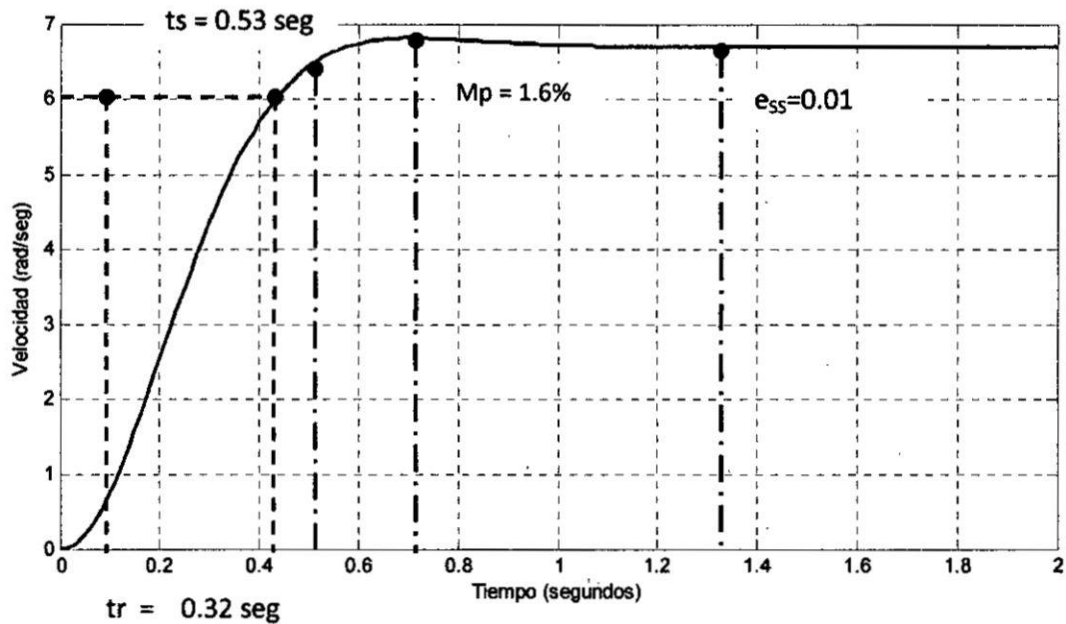


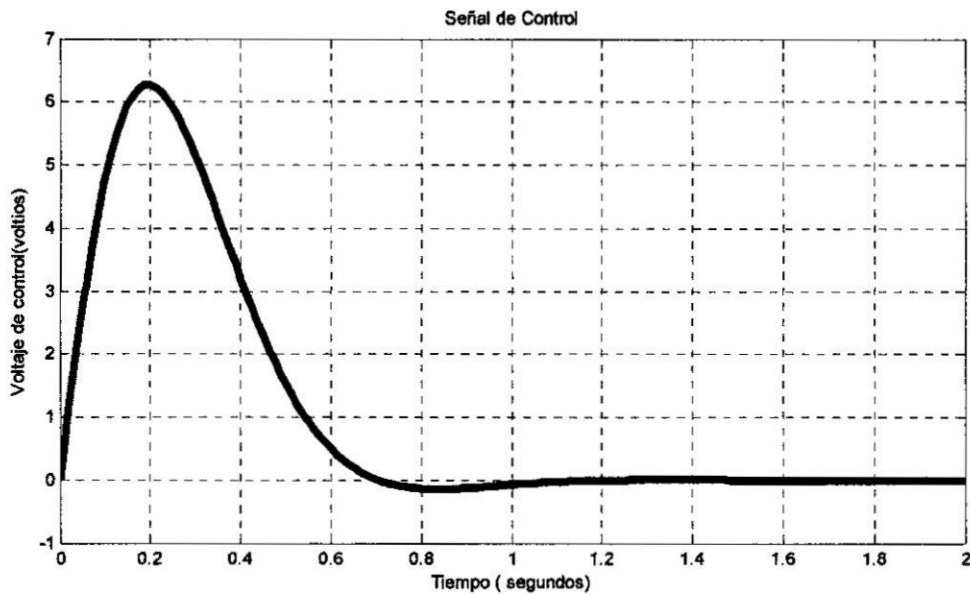
FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

De acuerdo al diagrama de bloques mostrado en la figura N° 5.42 (página 100) se procedió a la simulación en Matlab del sistema de control de velocidad correspondiente al motor DC en el plano S cuyo resultado se aprecia en la figura N° 6.3 el regulador PI satisface las consideraciones de diseño, en donde se tiene un sobreimpulso  $M_p = 1.6\%$ , tiempo de establecimiento  $t_s = 0.53$  segundos, un tiempo de subida  $t_r = 0.32$  segundos y un error en estado estacionario de  $e_{ss} = 0.01$  rad/seg.

FIGURA N° 6.3

RESPUESTA A UN ESCALÓN UNITARIO DE REFERENCIA DE VELOCIDAD EN EL PLANO S



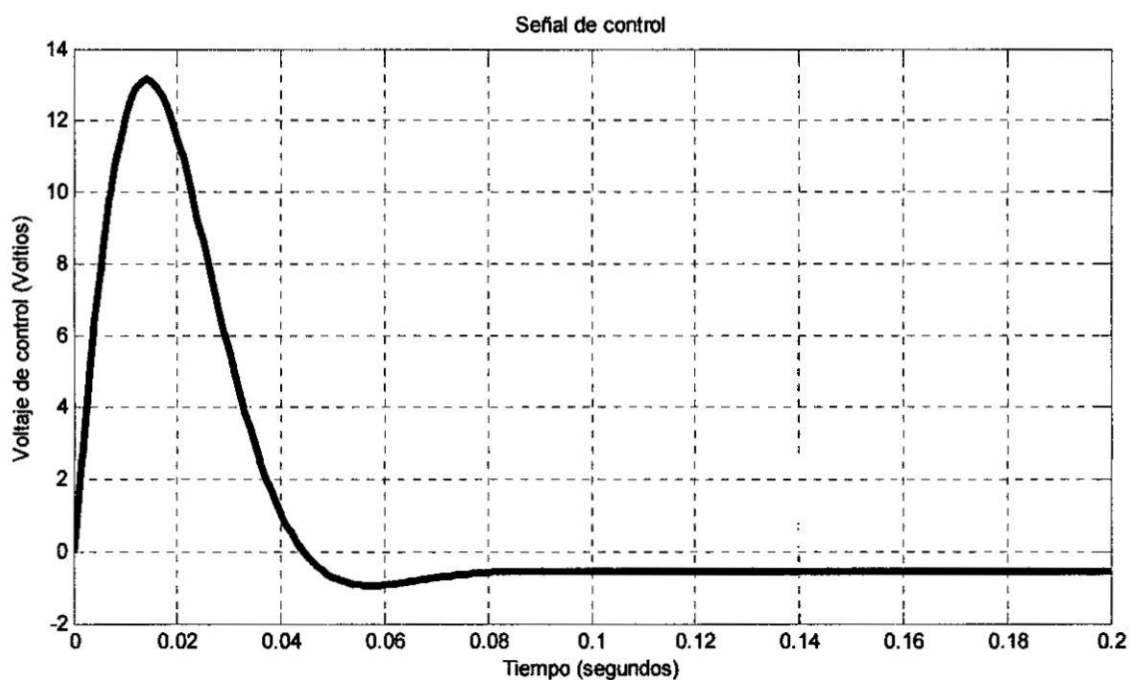
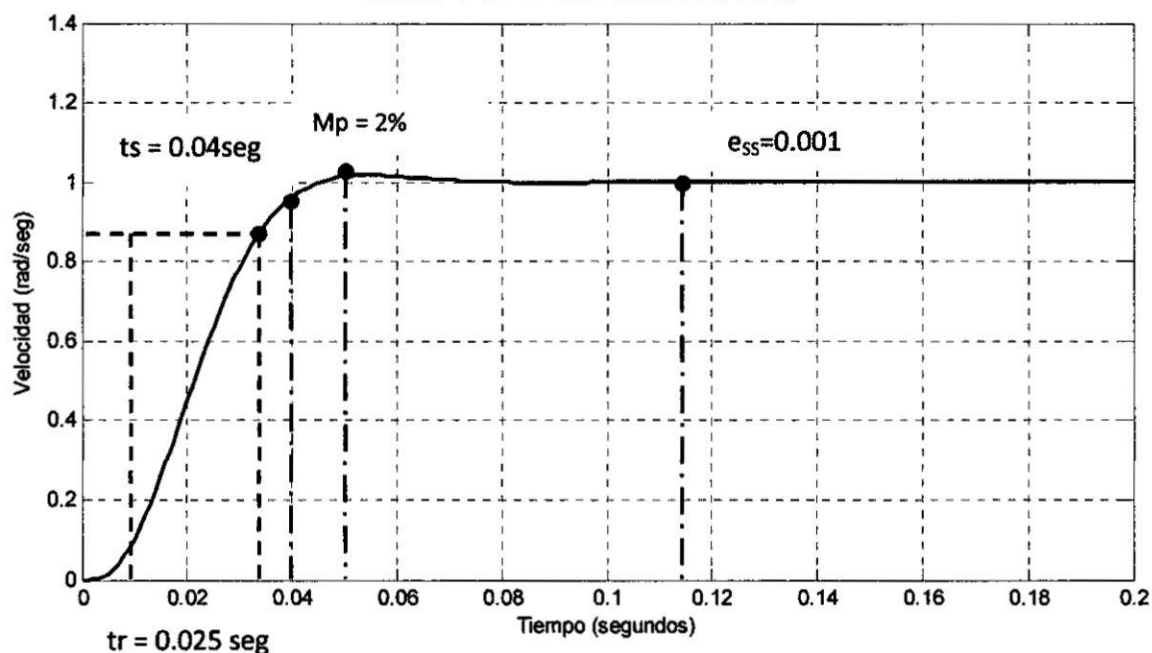


FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

Conforme al diagrama de bloques mostrado en la figura N° 5.44 (página 103) se procedió a la simulación del sistema de control de velocidad en el plano Z cuyo resultado se aprecia en la figura N° 6.4 (página 126) el regulador PI satisface las consideraciones de diseño. Se tiene un sobreimpulso  $M_p = 2\%$ , tiempo de establecimiento  $t_s = 0.04$  segundos, un tiempo de subida  $t_r = 0.025$  segundos y un error en estado estacionario de  $e_{ss} = 0.001$  rad/seg. Sin embargo, para disminuir el sobreimpulso se utilizó un algoritmo genético para sintonizar el algoritmo de control PI; de esta manera se logró un mejor ajuste de la constante proporcional y la constante integral del algoritmo PI.

FIGURA N° 6.4

RESPUESTA A UN ESCALÓN UNITARIO DE REFERENCIA DE VELOCIDAD EN EL PLANO Z



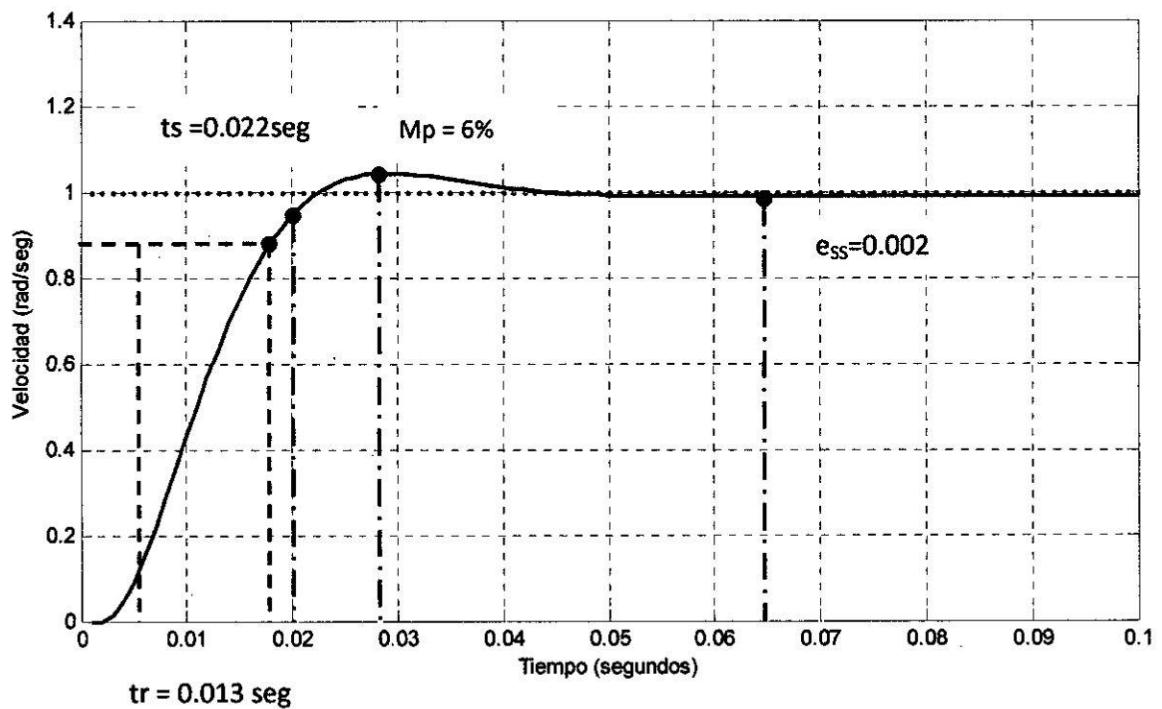
FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

## 6.2 Resultados finales

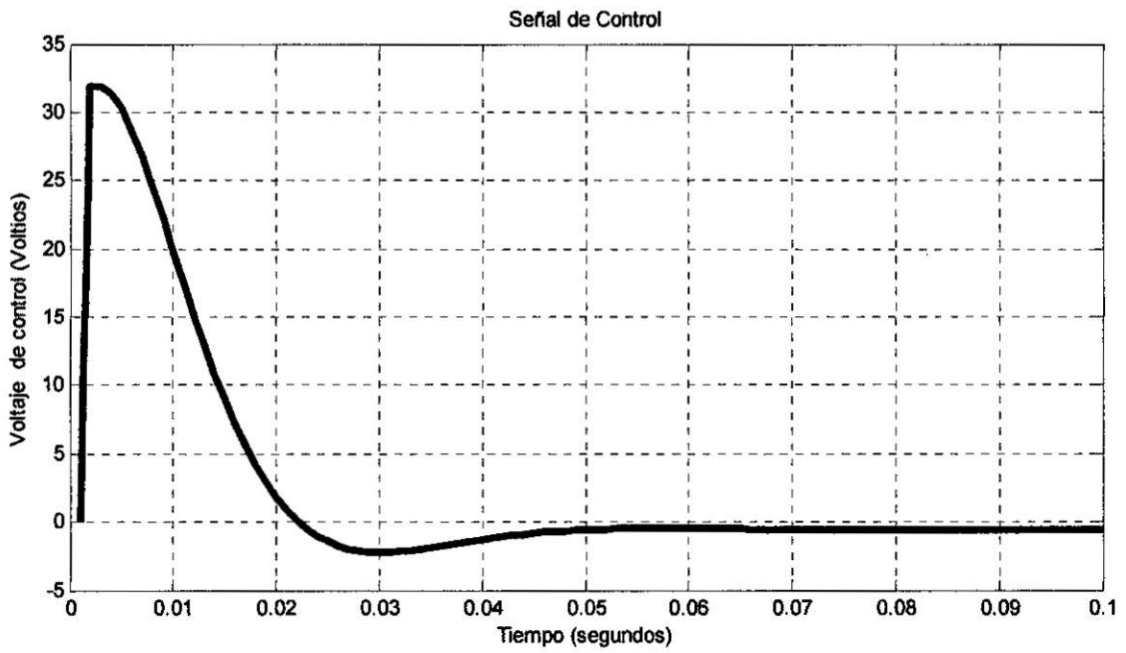
En la figura N° 6.5 se muestra la respuesta a un escalón de velocidad de referencia. El controlador PI empleó el algoritmo genético para mejorar la respuesta del sistema, de esta manera se logró que el sobreimpulso de velocidad no sea excesivo.

FIGURA N° 6.5

RESPUESTA A UN ESCALÓN UNITARIO DE REFERENCIA DE VELOCIDAD USANDO EL ALGOTIMO GENÉTICO





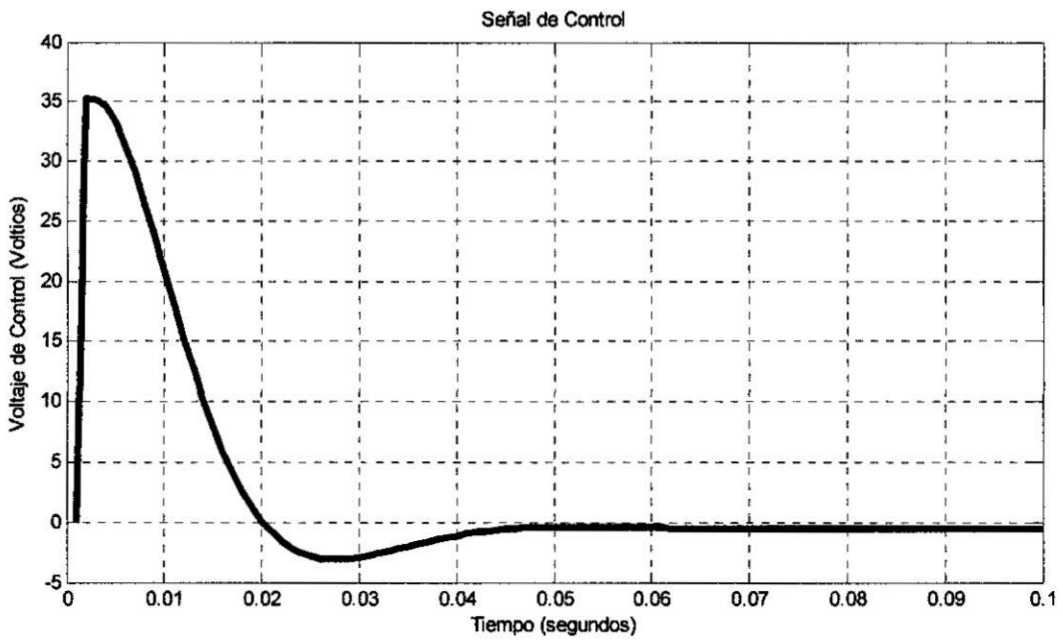
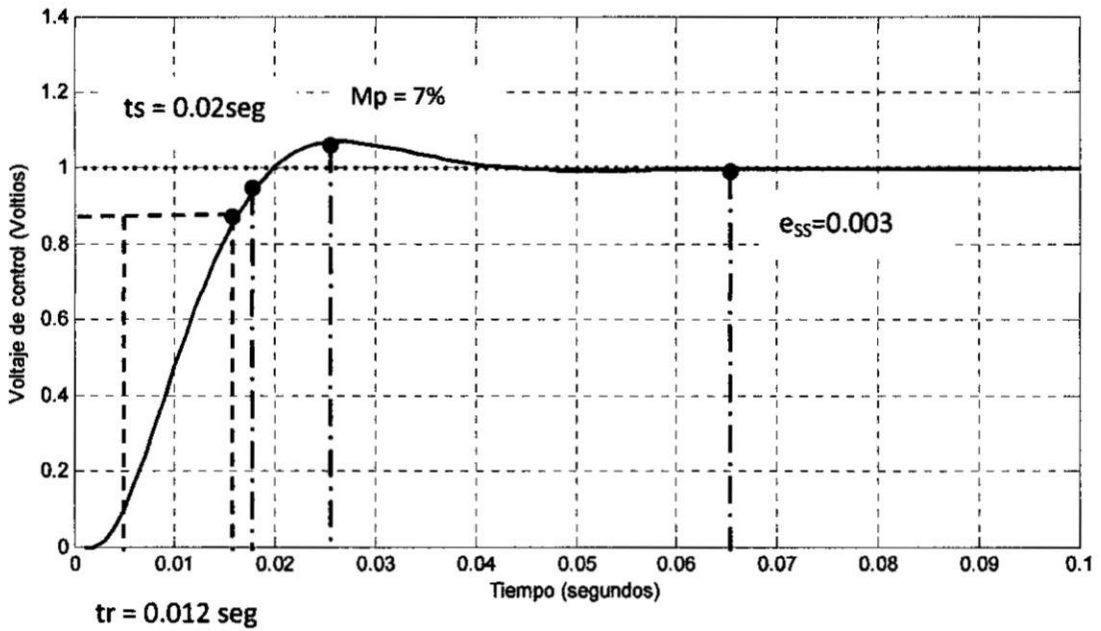


FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

En la figura N° 6.6 (página 129) se muestra la respuesta a un escalón de velocidad de referencia. El controlador PI empleó el algoritmo simulado recocido para obtener una respuesta del sistema similar a la que se obtuvo empleando algoritmo genético, de esta manera se logró que el sobreimpulso de velocidad no sea excesivo.

FIGURA N° 6.6

RESPUESTA A UN ESCALÓN UNITARIO DE REFERENCIA DE VELOCIDAD USANDO EL ALGORITMO SIMULADO RECOCIDO



FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

A continuación en el cuadro N° 6.1 se presenta un cuadro comparativo de los sistemas de control asociados al motor DC que han sido analizados en la presente tesis.

CUADRO N° 6.1

CUADRO COMPARATIVO DE LOS SISTEMAS DE CONTROL

	Sobreimpulso Mp (%)	Tiempo de subida tr (segundos)	Tiempo de establecimiento ts (segundos)	Error en estado estacionario (rad/seg)
Controlador PI en el plano S con filtro	1.6	0.32	0.53	0.01
Controlador PI en el plano Z con filtro	2	0.025	0.04	0.001
Controlador PI sintonizado con AG sin filtro	6	0.013	0.022	0.002
Controlador PI sintonizado con algoritmo RS sin filtro	7	0.012	0.02	0.003

FUENTE: PROPIA DEL AUTOR

## CAPÍTULO VII

### DISCUSIÓN DE RESULTADOS

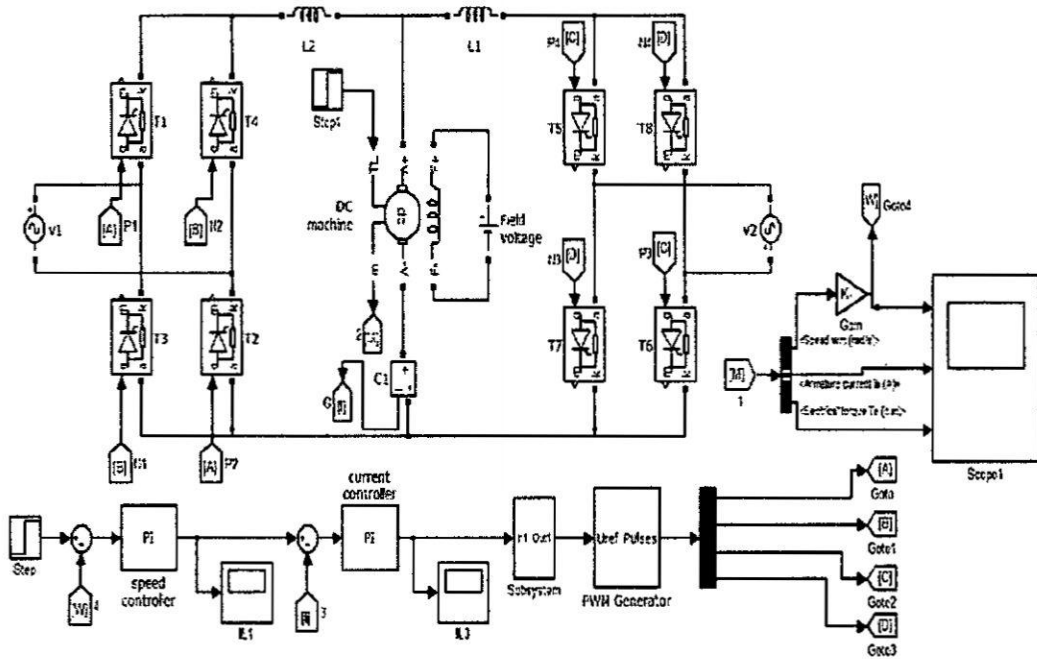
En el subcapítulo 5.1 se efectuó el dimensionamiento del motor DC de acuerdo con la aplicación, en este caso una grúa plataforma para mover objetos de 20,000 Kg. Luego se procedió a calcular el modelo matemático del motor DC usando los parámetros inherentes del mismo. Con la función de transferencia del motor DC en el plano S se calculó los parámetros del control PI de corriente mediante el método del control óptimo, con el cual se obtuvo en forma aproximada la respuesta deseada. Transformando la función de transferencia del motor del plano S al plano Z se calculó los parámetros del controlador PI de corriente digital consiguiendo una respuesta aproximada. El controlador de corriente se reemplazó por un sistema de primer orden debido a que está dentro de un lazo de control de velocidad. A continuación se calculó los parámetros del controlador PI de velocidad en el plano S y luego en el Plano Z. Estos parámetros del controlador PI de velocidad fueron el punto de partida para calcular los parámetros PI con mayor precisión usando el algoritmo genético y las simulaciones demostraron que se obtiene una respuesta en el tiempo más precisa sin usar un filtro de entrada al sistema de control. Lo que nos lleva a concluir que el algoritmo genético es muy eficiente. Sin embargo el tiempo para realizar los cálculos es largo (300 generaciones) comparado con el algoritmo simulado recocido (50 repeticiones), con el cual se obtuvo una respuesta similar a la obtenida empleando el algoritmo genético.

#### **7.1. Contrastación de hipótesis con los resultados**

Según la hipótesis se trata de controlar en forma precisa los parámetros del motor DC. Como indicador se asume una variación de velocidad menor de 1%. En la figura 6.5 (página 127) se observa que el error de velocidad en estado estacionario es menor de 1% (0.002 rad/seg) como se estableció en la hipótesis. El sobreimpulso que se obtiene es de 1.06 rad/seg lo que

FIGURA N° 7.1

DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONVERTIDOR DUAL MONOFASICO



En la figura N° 7.2 (página 134) se muestra las formas de onda obtenidas con Simulink Matlab cuando la velocidad de referencia del motor DC es  $\omega_m = 900$  RPM ( motor dc trabajando en el primer cuadrante) y en la figura N° 7.3 (página 135) cuando la velocidad de referencia es  $\omega_m = -900$  RPM (motor dc trabajando en el tercer cuadrante).

FIGURA N° 7.2

FORMAS DE ONDA DE LA CORRIENTE DE ARMADURA Y VELOCIDAD DEL MOTOR DC PARA  $\omega_m = 900$  RPM

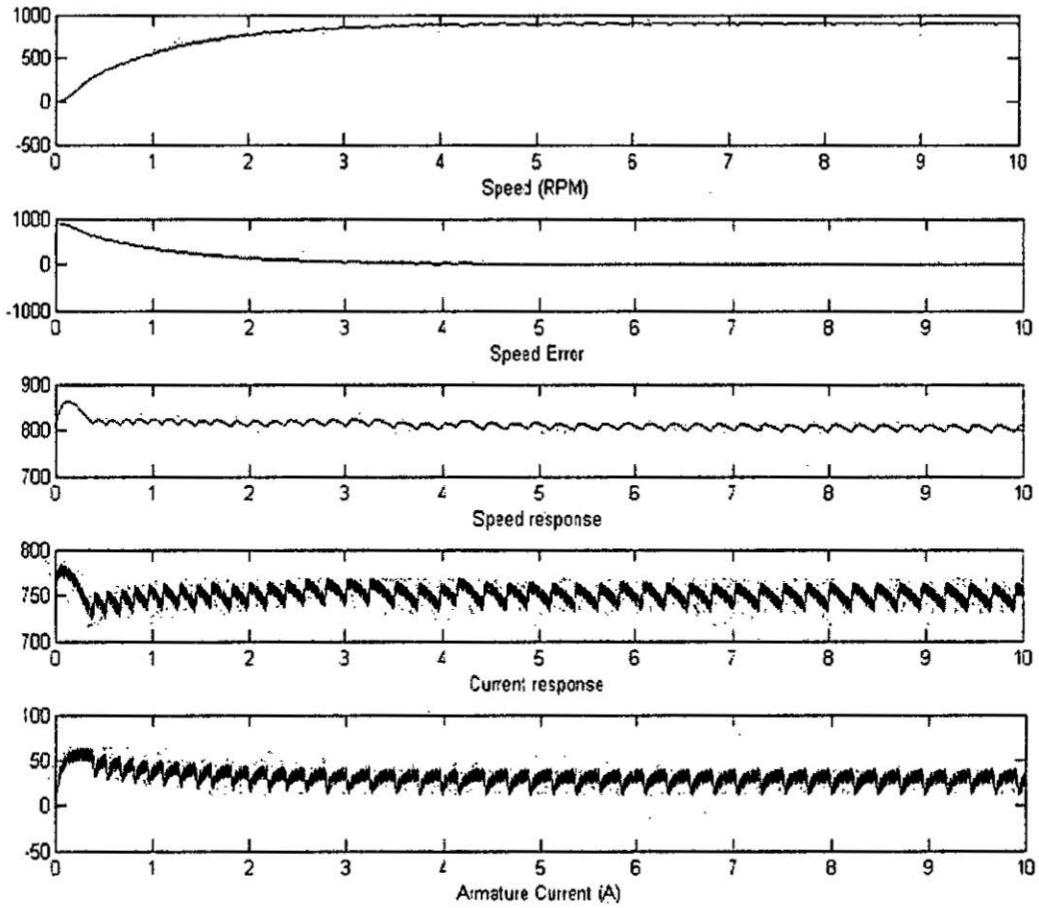
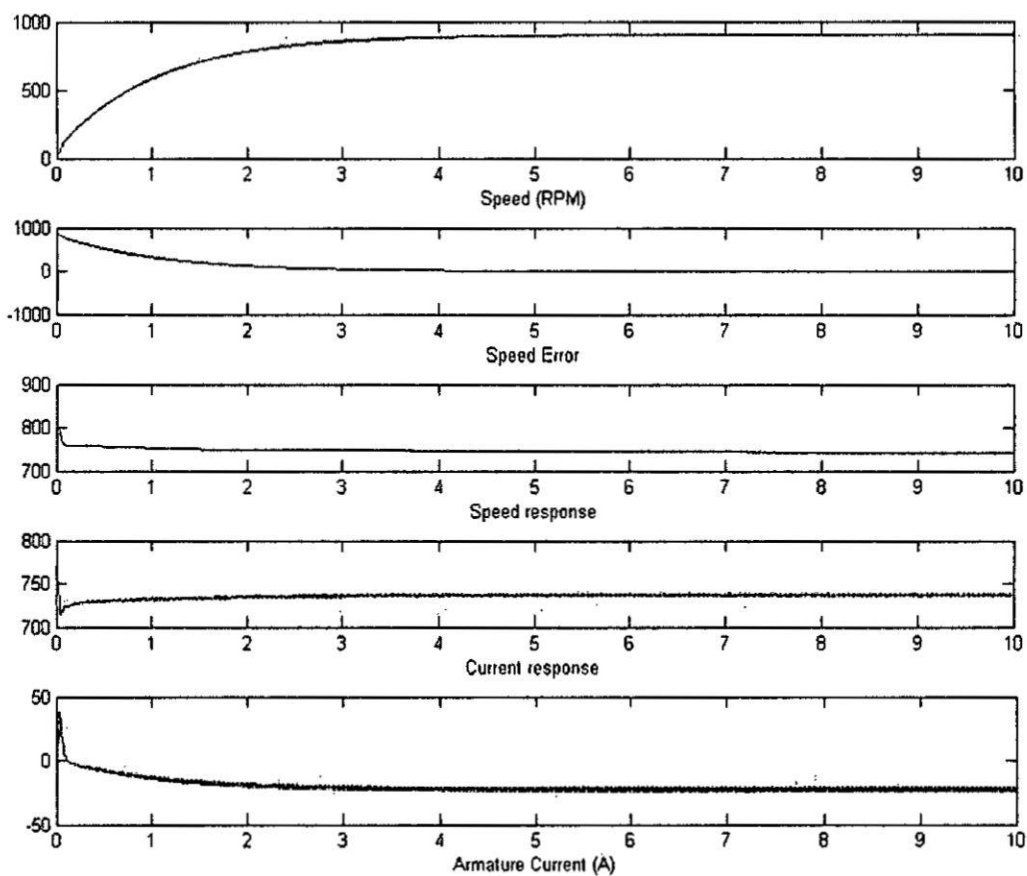


FIGURA N° 7.3

FORMAS DE ONDA DE LA CORRIENTE DE ARMADURA Y VELOCIDAD DEL MOTOR DC PARA  $\omega_m = -900$  RPM



## **CAPÍTULO VIII**

### **CONCLUSIONES**

- a) La función de transferencia del sistema de control en el plano Z sirvió para realizar la simulación del sistema digital usando Matlab - Simulink.
- b) Con el convertidor trifásico dual a tiristores con corriente circulante se varió la velocidad del motor DC en ambos sentidos.
- c) Mediante el método del control óptimo se obtuvo en forma aproximada los parámetros del controlador PI digital que permitió simular el lazo de regulación de velocidad del motor DC.
- d) Usando el algoritmo genético se calculó los parámetros del control PI y se consiguió una mayor precisión en el control de velocidad del motor DC, prescindiendo de un filtro a la entrada del sistema.
- e) Usando el algoritmo simulado recocido se calculó los parámetros del control PI y se consiguió una mayor velocidad en el cálculo de los parámetros del control PI de velocidad del motor DC con respecto al algoritmo genético.



## **CAPÍTULO IX**

### **RECOMENDACIONES**

- a) Se podría mejorar el modelo o función de transferencia del conjunto convertidor - motor DC usando el método de identificación de parámetros ARX.
- b) Para el cálculo de los parámetros del controlador PI digital, usando el algoritmo genético o el algoritmo simulador recocido, se debe restringir el rango de valores dentro de los cuales se halla la respuesta óptima.

## ANEXO A: MATRIZ DE CONSISTENCIA

### TÍTULO: CONTROL BIDIRECCIONAL DE LOS PARÁMETROS DE UN MOTOR DC DE ALTA POTENCIA CON ALGORITMOS GENÉTICOS

PROBLEMA	OBJETIVOS	HIPOTESIS	VARIABLES	METODOLOGIA
<p><b>a. Problema General</b> ¿Cómo controlar en forma bidireccional los parámetros de un motor DC?</p> <p><b>b. Problemas Específicos</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• ¿Cómo dimensionar el motor DC de acuerdo al sistema de transporte del objeto?</li> <li>• ¿Cómo modelar el motor DC en el plano Z?</li> <li>• ¿Cómo diseñar el convertidor dual con el control para el motor DC utilizando el software Pscad?</li> <li>• ¿Cómo regular la corriente para cada sistema de control de pulsos de disparo de los tiristores en el plano Z?</li> <li>• ¿Cómo regular la velocidad conforme al sistema de regulación empleado?</li> <li>• ¿Cómo sintonizar el control PI de velocidad usando un algoritmo genético?</li> </ul>	<p><b>a. Objetivo General</b> Diseñar y simular un control bidireccional de los parámetros de un motor DC de alta potencia.</p> <p><b>b. Objetivos específicos</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Dimensionamiento del motor DC de acuerdo al sistema de transporte del objeto.</li> <li>• Diseñar y simular el modelo de motor DC en el plano Z</li> <li>• Diseñar y simular el convertidor dual con el control para el motor DC utilizando el software Pscad.</li> <li>• Diseñar y simular el lazo de regulación de corriente para cada sistema de control de pulsos de disparo de los tiristores en el plano Z</li> <li>• Diseñar y simular el regulador de velocidad conforme al sistema de regulación empleado.</li> <li>• Diseño del algoritmo genético para sintonizar el control PI de velocidad.</li> </ul>	<p><b>a. Hipótesis General</b> Es posible controlar en forma bidireccional los parámetros de un motor DC de alta potencia.</p> <p><b>b. Hipótesis Específicas</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Es posible dimensionar el motor DC de acuerdo al sistema de transporte del objeto.</li> <li>• Es posible diseñar y simular el modelo de motor DC en el plano Z</li> <li>• Es posible diseñar y simular el convertidor dual con el control para el motor DC utilizando el software Pscad.</li> <li>• Es posible diseñar y simular el lazo de regulación de corriente para cada sistema de control de pulsos de disparo de los tiristores en el plano Z.</li> <li>• Es posible diseñar y simular el regulador de velocidad conforme al sistema de regulación empleado.</li> <li>• Es posible diseñar el algoritmo genético para sintonizar el control PI de velocidad.</li> </ul>	<p><b>X.-Variable independiente.</b> Controlador bidireccional.</p> <p><b>Y.- Variable dependiente.-</b> Parámetros del motor DC de alta potencia.</p>	<p>Se aplicaron métodos de investigación aplicada.</p> <p>Por tanto, se realizó el diseño y simulación del modelo del motor DC en plano Z y luego del sistema de control de corriente con convertidor a tiristores usando el software Simulink. El diseño y simulación del convertidor dual con el control para el motor DC se efectuó utilizando el software Pscad. El diseño y simulación del convertidor dual para el control del motor DC se realizó con dispositivos electrónicos de potencia. El diseño y simulación del lazo de regulación PI de velocidad se desarrolló en el plano Z usando el software Simulink. El Diseño y simulación del algoritmo genético para calcular las constantes del controlador PI se realizó en Matlab conforme al sistema de regulación de velocidad empleado.</p>

## B. Programa algoritmo genético PI

```
clc; clear all; close all;
global rin yout timef
Size=30;
CodeL=2;
MinX(1)=30*ones(1);
MaxX(1)=40*ones(1);
MinX(2)=-30.0*ones(1);
MaxX(2)=-40.0*ones(1);
Kpid(:,1)=MinX(1)+(MaxX(1)-MinX(1))*rand(Size,1);
Kpid(:,2)=MinX(2)+(MinX(2)-MaxX(2))*rand(Size,1);
G=300;
BsJ=0;
%-----inicio-----
for kg=1:1:G
    time(kg)=kg;
%-----Paso 1:Evaluar BestJ-----
for i=1:1:Size
    Kpidi=Kpid(i,:);
    [Kpidi,BsJ]=fitpid3(Kpidi,BsJ);%llamar a la funcion fitpid3
    BsJi(i)=BsJ;
end
[OderJi,IndexJi]=sort(BsJi);
BestJ(kg)=OderJi(1);
BJ=BestJ(kg);
Ji=BsJi+1e-10;%evitar dividir por cero
fi=1./Ji;
[Oderfi,Indexfi]=sort(fi);%arreglando fi de menor a mayor
Bestfi=Oderfi(Size);%Hacer Bestfi=max(fi)
BestS=Kpid(Indexfi(Size),:);%Hacer bests=e(m), donde m es el indexfi
% de max(fi)
```

```

%-----selección-----
fi_sum=sum(fi);
fi_Size=(Oderfi/fi_sum)*Size;
fi_S=floor(fi_Size);%Seleccionando el mayor valor de fi
r=Size-sum(fi_S);
Rest=fi_Size-fi_S;
[RestValue,Index]=sort(Rest);
for i=Size:-1:Size-r+1
    fi_S(Index(i))=fi_S(Index(i))+1;%sumando el resto al mismo tamaño
end
k=1;
for i=Size:-1:1%selecciona por tamaño y reproduce el primero
    for j=1:1:fi_S(i)
        TempE(k,:)=Kpid(Indexfi(i,:));%seleccionar y reproducir
        k=k+1;%k es usado para reproducir
    end
end
%-----operación de cruce-----
Pc=0.90;
for i=1:2:(Size-1)
    temp=rand;
    if Pc>temp %condición de cruce
        alfa=rand;
        TempE(i,:)=alfa*Kpid(i+1,:)+(1-alfa)*Kpid(i,:);
        TempE(i+1,:)=alfa*Kpid(i,:)+(1-alfa)*Kpid(i+1,:);
    end
end
TempE(Size,:)=BestS;
kpid=TempE;
%-----operación de mutación-----
Pm=0.10-[1:1:Size]*(0.01)/Size;%mayor fi menor pm
Pm_rand=rand(Size,CodeL);

```

```

Mean=(MaxX+MinX)/2;
Dif=(MaxX-MinX);
for i=1:1:Size
    for j=1:1:CodeL
        if Pm(i)>Pm_rand(i,j)% condición de mutación
            TempE(i,j)=Mean(j)+Dif(j)*(rand-0.5);
        end
    end
end
end
%garantiza que TempE(Size,:) pertenezca al mejor individuo
TempE(Size,:)=BestS;
Kpid=TempE;
end
Bestfi;
BestS;
Best_J=BestJ(G);
figure(1);
plot(time,BestJ);
xlabel('Time');ylabel('Best J');
figure(2);
plot(timef,rin,'r',timef,yout,'b');
xlabel('Time(s)');
ylabel('rin,yout');

```

```

function [Kpidi,BsJ]=fitpid3(Kpidi,BsJ)

```

```

global rin yout timef
ts=0.001;
num1=[3.744e-4 3.43e-4];
den1=[1 -1.769 0.7686];
dsys=tf(num1,den1,ts);
[num,den]=tfdata(dsys,'v');
rin=1.0;

```

```

u_1=0.0;u_2=0.0;
y_1=0.0;y_2=0.0;
x=[0,0]';
B=0;
BsJ=0;
error_1=0;
error_2=0;
tu=1;
s=0;
P=100;
for k=1:1:P
    timef(k)=k*ts;%tiempo transcurrido
    r(k)=rin;%referencia
    u(k)=Kpidi(1)*error_1+Kpidi(2)*error_2+u_1;
    if u(k)>=100
        u(k)=100;
    end
    if u(k)<=-100
        u(k)=-100;
    end
    yout(k)=-den(2)*y_1-den(3)*y_2+num(2)*u_1+num(3)*u_2;
    error(k)=r(k)-yout(k);
%-----retorna los parámetros PI-----
    u_2=u_1;u_1=u(k);
    y_2=y_1;y_1=yout(k);
    x(1)=error(k);
    x(2)=x(2)+error(k)*ts;
    error_2=error_1;
    error_1=error(k);
    if s==0
        if yout(k)>0.95&yout(k)<1.05
            tu=timef(k);

```

```

        s=1;
        end
    end
end
for i=1:1:P
    Ji(i)=abs(error(i))+0.1*abs(u(i));
    B=B+Ji(i);
    if i>1
        erry(i)=yout(i)-yout(i-1);
        if erry(i)<0
            B=B+100*abs(erry(i));
        end
    end
end
end
BsJ=B+2*tu*10;

```

Los parámetros del controlador PI son:  $K_p = 32.56$  y  $K_i = - 32.62$

### C. Programa Algoritmo Simulado Recocido PI.

```
clc; clear all; close all;
global rin yout timef
Size=30; % número de individuos
MinX(1)=30*ones(1);
MaxX(1)=40*ones(1);
MinX(2)=-30.0*ones(1);
MaxX(2)=-40.0*ones(1);
Kpid(:,1)=MinX(1)+(MaxX(1)-MinX(1))*rand(Size,1);
Kpid(:,2)=MinX(2)+(MinX(2)-MaxX(2))*rand(Size,1);
BsJ=0;
% Evaluar Best J inicial
for i=1:1:Size
    Kpidi=Kpid(i,:);
    [Kpidi,BsJ]=fitpid3(Kpidi,BsJ);%llamar a la funcion fitpid3
    BsJi(i)=BsJ;
end
Kpidv=Kpid;
G=50; % número de lazos de reducción de temperatura
TolFun=1e-8;
%-----inicio-----
for kg=1:1:G
    time(kg)=kg;
    %-----Evaluar BestJ-----
    for i=1:1:Size
        if Kpid(i,:)~=Kpidv(i,:)
            Kpidi=Kpid(i,:);
            [Kpidi,BsJ]=fitpid3(Kpidi,BsJ);%llamar a la funcion fitpid3
            BsJi(i)=BsJ;
        end
    end
end
```



```

end
[OderJi,IndexJi]=sort(BsJi);%ordenar BsJi de menor a mayor
BestJ(kg)=OderJi(1);%Hacer BestJ(kg)=min(BsJi)
Ji=BsJi+1e-10;%evitar dividir por cero
fi=1./Ji;% fitness de los individuos
[Oderfi,Indexfi]=sort(fi);%ordenar fi de menor a mayor
BestS=Kpid(Indexfi(Size),:);%Hacer BestS mejor valor PI
%generar un vecino
u=[45 -35];
l=[35 -45];
q=1;
kmax=300;
for k=1:1:Size
Ti=(k/kmax)^q;% inverso de la temperatura entre 0 y 1
mu = 10^(Ti*100);
dx = mu_inv(2*rand(size(Kpid(k,:)))-1,mu).*(u-1);% incremento
x1 =Kpid(k,.)+ dx; %próximo intento
%confinar x1 en la región limitada por l_b y u_b
Kpidi = (x1<l).*l+(l<=x1).*(x1<=u).*x1+(u<x1).*u;
[Kpidi,BsJ]=fitpid3(Kpidi,BsJ);%llamar a la función fitpid3
BsJi(k)=BsJ;
Kpidv(k,:)=Kpidi;
end
Jiv=BsJi+1e-10;%evitar dividir por cero
fiv=1./Jiv;% fitness de los vecinos
df=fiv-fi;
% probar para cada individuo si fivecino>fi entonces Kpid=Kpidvecino
for i=1:1:Size
Ti=(i/kmax)^q;% inverso de la temperatura entre 0 y 1
if df(i) > 0||rand > exp(-Ti*df(i)/(abs(fi(i))+eps)/ToIFun)
    Kpid(i,:)=Kpidv(i,:);
end

```

```

end
end
for i=1:1:Size
    Kpidi=Kpid(i,:);
    [Kpidi,BsJ]=fitpid3(Kpidi,BsJ);%llamar a la funcion fitpid3
    BsJi(i)=BsJ;
end
% Graficar resultados
Best_J=BestJ(G)
BestS
figure(1);
plot(time,BestJ);
xlabel('Time');ylabel('Best J');
figure(2);
plot(timef,rin,'r',timef,yout,'b');
xlabel('Time(s)');
ylabel('rin,yout');

%obtención del incremento en x
function x = mu_inv(y,mu)
x=(((1+mu).^abs(y)-1)/mu).*sign(y);
Los parámetros del controlador PI son: Kp= 35.00 y Ki = - 35.068

```

## D. Hoja de datos Motor DC

Rated speed $n_N$ rpm	Rated output $P_N$ kW	Rated torque $M_N$ Nm	Maximum field weakening speed $n_{Fmax}$ rpm	Order No.	Rated current $I_N$ A	Efficiency $\eta$ %	Armature circuit Resistance at 120 °C $R_a$ mΩ	Inductance $L_a$ mH	
at rated armature voltage 420 V   470 V   520 V   600 V   720 V   810 V									
Overall length 8									
540		121	2140	1510	1GG6 258-0NA -1VV1	328	85	138	5
615		137	2120	1520	-1WV1	326	86		
	685	153	2140	1520	-7MV1	326	87		
	800	179	2140	1380	-7NV1	328	89		
	975	218	2140	1070	-2XV1	328	90		
615		139	2160	1530	1GH6 258-0NB -1VV1	372	86	107	3.77
	700	158	2160	1530	-1WV1	372	88		
	780	176	2150	1390	-7MV1	372	89		
	910	205	2150	1180	-7NV1	370	90		
720		164	2180	1470	1HS6 258-0NC -1VV1	432	88	79.5	2.87
	815	185	2160	1320	-1WV1	432	89		
	910	206	2160	1170	-7MV1	430	90		

Motor type	Field power approx. $P_{field}$ kW	Moment of inertia $J$ kgm <sup>2</sup>	Mechanical limit speed $n_{mech}$ rpm	Weight, net approx. kg
1GG6 256	4	3.6	2600	1160
1GH6 256	4	3.6	2600	1120
1HS6 256	4	3.6	2600	1320
1GG6 258	4.7	4.2	2600	1320
1GH6 258	4.7	4.2	2600	1280
1HS6 258	4.7	4.2	2600	1500

### Armature control

Speed can be coasted down by means of armature control to approx. 10 rpm at constant torque of the motor.

### Field weakening

The order numbers for the motors are valid for field weakening speeds  $n_F$  up to  $1.15 \cdot n_N$ . At higher field weakening speeds supplementary short codes are required: "C05" for  $n_F > 1.15 \cdot n_N$  to  $1.7 \cdot n_N$  and "C06" for  $n_F > 1.7 \cdot n_N$  (short codes: from Page 3/137)

The motors can be operated at rated output  $P_N$  up to the field weakening speed  $n_{Fmax}$ .

For higher speeds, the output must be reduced.

### Rated field voltage

For other rated field voltages and the associated Order No. supplement, see Page 3/6.

### Type of construction

For other type of constructions and the associated Order No. supplement, see Page 3/6.