

**INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**



**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA  
MECÁNICA Y ELÉCTRICA**

**SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E  
INVESTIGACIÓN**

**SIMULACIÓN DE UN GENERADOR DE INDUCCIÓN AISLADO  
CON CARGA MONOFÁSICA**

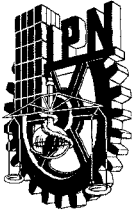
**T E S I S**

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:**

**MAESTRO EN CIENCIAS CON ESPECIALIDAD EN INGENIERÍA  
ELÉCTRICA**

**PRESENTA**

**ING. RAMÓN ALBERTO VÁZQUEZ CHÁVEZ**



# INSTITUTO POLITECNICO NACIONAL SECRETARIA DE INVESTIGACION Y POSGRADO

## ACTA DE REVISION DE TESIS

En la Ciudad de México, D. F. siendo las 16:00 horas del día 16 del mes de Mayo del 2007 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de Tesis designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de E.S.I.M.E. ZAC para examinar la tesis de grado titulada:

**“SIMULACIÓN DE UN GENERADOR DE INDUCCIÓN AISLADO CON CARGA MONOFÁSICA ”**

Presentada por el alumno:

**VÁZQUEZ**

Apellido paterno

**CHÁVEZ**

materno

**RAMON ALBERTO**

nombre(s)

Con registro: 

B	0	4	0	9	5	6
---	---	---	---	---	---	---

aspirante al grado de:

**MAESTRO EN CIENCIAS CON ESPECIALIDAD EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

Después de intercambiar opiniones los miembros de la Comisión manifestaron **SU APROBACION DE LA TESIS**, en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias vigentes.

### LA COMISIÓN REVISORA

Director de tesis

DR. JAIME JOSÉ RODRIGUEZ RIVAS

Presidente

DR. DANIEL OLGUÍN SALINAS

Segundo Vocal

DR. DANIEL RUIZ VEGA

Tercer Vocal

  
M. EN C. PEDRO FRANCISCO HUERTA GONZÁLEZ

Secretario

  
DR. DAVID SEBASTIÁN BALTAZAR

Suplente

  
M. EN C. TOMÁS IGNACIO ASIAÍN OLIVARES

EL PRESIDENTE DEL COLEGIO

DR. JAIME ROBLES GARCÍA



SECRETARIA DE INVESTIGACION Y POSGRADO




**INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**  
**COORDINACIÓN GENERAL DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN**

**CARTA CESIÓN DE DERECHOS**

En la Ciudad de México, Distrito Federal, el día **14** del mes **Junio** del año **2007**, el (la) que suscribe **Ing. Ramón Alberto Vázquez Chávez** alumno(a) del Programa de **Maestría en ciencias con especialidad en ingeniería eléctrica** con número de registro **B040956**, adscrito a la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME Unidad Zacatenco, manifiesta que es autor(a) intelectual del presente Trabajo de Tesis bajo la dirección del **Dr. Jaime José Rodríguez Rivas** y cede los derechos del trabajo intitulado: **Simulación de un generador de inducción aislado con carga monofásica** al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, gráficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del autor y/o director del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a la siguiente dirección: **ravchbeto2001@yahoo.com.mx**. Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

  
Ramón Alberto Vazqu ez Chav ez  
Nombre y firma

# ***DEDICATORIAS***

## ***A Dios:***

*A quien le debo la vida y lo que soy. Por todas las bendiciones concedidas, por mi familia, por el conocimiento recibido, por lo aprendido hasta ahora, por las experiencias vividas desde siempre, por la oportunidad de haber llegado hasta aquí y de poder terminar lo que comencé. Por todas las oportunidades recibidas.*

## ***A mis queridos Padres, a quienes les debo todo:***

***Oliva Chávez y Ramón Vázquez***

*Dedico con todo mi cariño y amor ésta tesis en agradecimiento a su amor, comprensión, esfuerzo, y apoyo incondicional recibido. No habría sido posible llegar hasta aquí sin su apoyo. Los Quiero Mucho.*

## ***A mis hermanos:***

***Mayra, Bruno y Juan Carlos***

*Por su apoyo y cariño incondicional recibido en ésta etapa de mi vida.*

## ***A Mi Familia:***

*A mis Abuelos: Oliva Macias, Consuelo López, Ramón Vázquez y Alberto Chávez.*

*A mis Tíos: Rubén Vázquez, Octavio Chávez, Rogelio Vázquez, Leticia Vázquez, José García, Rebeca Vázquez, Vicente Reyes, Raúl Vázquez, Thelma Martínez y Nelly Valencia.*

*A mis Primos: Daniel Vázquez, Rogelio, Pepe, Daniel García, Adriana, Mónica, Claudia, Juan Pablo, Octavio, Lluvia, Emma, América, Raúl, Fany y Vanesa.*

# ***Agradecimientos***

*Al Dr. Jaime José Rodríguez Rivas, por los conocimientos transmitidos, por la confianza que depositó en mi trabajo, por los consejos recibidos, por su asesoría fundamental para la conclusión de ésta Tesis. Con respeto, y agradecimiento. ¡Gracias Dr. Jaime José Rodríguez Rivas!*

*Al H. Jurado revisor de esta Tesis, integrado por Dr. Daniel Olguín Salinas, Dr. Jaime José Rodríguez Rivas, Dr. David Sebastián Baltazar, Dr. Daniel Ruiz Vega, M. en C. Tomás Ignacio Asiaín Olivares y M. en C. Pedro Francisco Huerta González por sus consejos, comentarios, y aportaciones que enriquecen y mejoran el trabajo de investigación realizado para esta Tesis. Con respeto y admiración, ¡Muchas Gracias!*

*A los profesores de la sección M.en.C. Jesús Reyes García, Dr. Jaime Robles García, M.en.C. Arturo Galán Martínez, Dr. Jaime José Rodríguez Rivas, M. en C. Tomás Ignacio Asiaín Olivares, Dr. David Romero Romero, Dr. Raúl Ángel Cortés Mateos y Dr. David Sebastián Baltazar, por los conocimientos recibidos en el aula de clase. Con respeto y admiración. ¡Muchas Gracias!*

*Al Instituto Politécnico Nacional, institución que me abrió las puertas para mejorar mi preparación académica y profesional, y por ser estandarte del desarrollo científico y tecnológico del país. ¡Muchas Gracias Politécnico!*

*A la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica del IPN, por el apoyo recibido brindándome un lugar apropiado y con todas las condiciones posibles para el desarrollo de esta Tesis y de mis estudios para obtener el grado. ¡Muchas Gracias ESIME!*

*A la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME, y a todo el personal administrativo, por la oportunidad recibida para continuar con mis estudios y preparación académica y profesional, y el apoyo obtenido en todo momento. ¡Muchas Gracias SEPI!*

*A todo el personal académico y docente del **Departamento de Ingeniería Eléctrica de la SEPI – ESIME**, y al personal administrativo del mismo, por brindarme la ayuda y el apoyo necesario para la elaboración de esta Tesis, en todo momento que fue requerido. ¡Muchas Gracias a todos!*

*Al **Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología**, por el apoyo económico y la confianza recibida, que hizo posible la realización de este trabajo de investigación y la conclusión de mis estudios de Posgrado. ¡Muchas Gracias!*

*Muy, pero muy especialmente, a Ti **Alicia**, alguien muy especial en mi vida. Por tu cariño, amor, y confianza. Por ser mi amiga y compañera, ¡Muchas Gracias Chiquis!*

*A quienes me brindaron su amistad, ayuda, y grata compañía, durante el Posgrado.*

*A todos mis compañeros estudiantes, docentes, y maestros de la sección de graduados, sin omitir a ninguno.*

## RESUMEN

La mayoría de los sistemas de generación de energía eléctrica utilizan recursos no renovables y en el proceso de generación deterioran los ecosistemas y el medio ambiente, por lo cual recientemente se han desarrollado sistemas de generación de energía eléctrica renovables aislados de la red, aunque estos sistemas de generación no convencionales son de baja potencia, pueden llegar a lugares donde antes no había posibilidad de llevar energía eléctrica.

También se muestra una metodología para obtener las curvas características de un generador de inducción autoexcitado con carga por medio de un método matemático a diferentes valores de factor de potencia, velocidad y capacitancia de excitación. La excitación del generador de inducción se realiza por medio de un banco de capacitores, de esta forma se logra la potencia reactiva necesaria para generar voltaje en las terminales del generador de inducción. El algoritmo para el cálculo de las curvas características se realizó en una hoja de cálculo del programa EXCEL.

Se simuló un sistema de generación de energía eléctrica no convencional utilizando un motor de corriente directa de imanes permanentes para proporcionar par por medio de su flecha acoplada con la de un generador de inducción autoexcitado. El voltaje generado por el generador de inducción autoexcitado se rectifica para obtener una señal de corriente directa, este voltaje de corriente directa se convierte a una señal de corriente alterna por medio de un inversor a transistores tipo MOSFET (transistor de efecto de campo de semiconductor metal-oxido) de potencia que conmutan con señales PWM (Modulación por Ancho de Pulso) para obtener una señal PWM unipolar, y con ésta alimentar cargas monofásicas. Para la excitación del generador de inducción se utilizó un banco fijo de potencia reactiva.

También se hace la simulación de un esquema para obtener una excitación o capacitancia variable por medio de la conmutación de transistores tipo MOSFET conectados en antiparalelo y a su vez conectados en paralelo a cada capacitor de un banco con conexión delta. Al implementar este esquema al sistema de generación de energía eléctrica descrito en el párrafo anterior permite adicionar un controlador proporcional integral para la regulación del voltaje a la salida del generador de inducción autoexcitado y por medio del inversor PWM se hace una regulación del voltaje en la carga.

Para la obtención de las curvas características y para la simulación del sistema de generación de energía eléctrica no convencional se tomaron los datos y parámetros reales de una máquina de inducción de 1.5 HP y 4 polos. La simulación del sistema se realizó en el programa SIMULINK de MATLAB 7.



## ABSTRACT

Most of the electrical energy systems use nonrenewable resources and in the generation process they deteriorate ecosystems and the environment, thus the renewable electrical energy systems isolated of the network have been developed recently, Although these non conventional systems of generation are of low power, they can arrive at places where before there was no possibility of taking electrical energy from the main system.

Also, we developed a methodology to obtain the characteristic curves of a self-excited induction generator with load by means of a mathematical method for different values of power factor, speed and capacitance of excitation. The excitation of the induction generator is made by means of a capacitor bank, in this way we obtained the reactive power to generate voltage in the terminals of the induction generator. The algorithm for the calculation of this characteristic curve was made in an EXCEL spreadsheet.

The simulation is done of non conventional electrical energy generating system using a direct current motor of permanent magnets to provide torque by means of its axis connected with the a self-excited induction generator. The voltage generated by self-excited induction generator is rectified to obtain a direct current signal, this direct current voltage becomes an alternating current signal by means of an inverter power MOSFET (metal-oxidize semiconductor field effect transistor) transistors that do their commutation with signals PWM (Pulses Wide Modulation) to obtain a single-pole PWM signal, and with this one to feed single-phase loads. For the induction generator excitation a fixed bank of reactive power is used.

Also the simulation is made of a scheme to obtain an excitation or variable capacitance by means of the commutation of transistors type MOSFET anti-parallel connected and connecting in parallel each capacitor of a bank with delta connection. When implementing this scheme to the system of the described generation of electrical energy in the previous paragraph allows when coming out to add integral to proportional controller for the regulation of the voltage of the self-excited induction generator and by means of a PWM inverter it is possible to regulate the voltage in the load.

For obtaining the characteristic curves and for the simulation of the generation system of non conventional electrical energy the real data and parameters from an induction machine of 1,5 HP and 4 poles were taken. The simulation of the system was made using the SIMULINK program of MATLAB 7.

# CONTENIDO

Resumen.....	i
Abstract.....	ii
Contenido.....	iii
Índice de figuras.....	v
Índice de tablas.....	vii
Nomenclatura.....	viii

## CAPITULO 1

## INTRODUCCIÓN

1.1 Generalidades.....	1
1.2 Estado del arte.....	1
1.3 Objetivo.....	3
1.4 Justificación.....	3
1.5 Contenido de la tesis.....	3
1.6 Trabajos relacionados realizados en la SEPI.....	4

## CAPITULO 2 GENERADOR DE INDUCCIÓN AUTOEXCITADO

2.1 Introducción.....	5
2.2 Característica par-velocidad de la máquina de inducción.....	5
2.3 Curva de magnetización.....	6
2.4 Relación no lineal entre la fuerza electromotriz y la corriente de magnetización.....	7
2.4.1 Determinación de las constantes $k_1$ , $k_2$ y $k_3$ por pruebas de laboratorio.....	9
2.5 Cálculo de la curva de magnetización del generador de inducción.....	13
2.5.1 Cálculo de las curvas de la reactancia de magnetización y de su variación con respecto de la corriente de magnetización.....	17
2.6 Descripción matemática del proceso de autoexcitación.....	19
2.7 Regulación del voltaje del generador de inducción.....	25

## CAPITULO 3 SIMULACIÓN DE UN SISTEMA DE UN GENERADOR DE INDUCCIÓN CON EXCITACIÓN CONSTANTE

3.1 Introducción.....	31
3.2 Descripción de los bloques y entrada de datos.....	33
3.3 Simulación y resultados del sistema de generación de energía eléctrica utilizando un generador de inducción autoexcitado.....	39
3.3.1 Formas de onda de los resultados de la simulación 1.....	39
3.3.2 Formas de onda de los resultados de la simulación 2.....	44
3.3.3 Formas de onda de los resultados de la simulación 3.....	46
3.3.4 Formas de onda de los resultados de la simulación 4.....	47

## **CAPITULO 4 REGULACIÓN DEL VOLTAJE CON CARGA EN EL SISTEMA CON UN GENERADOR DE INDUCCIÓN AISLADO AUTOEXCITADO**

4.1 Introducción.....	50
4.2 Variación de la capacitancia efectiva del banco de capacitores.....	50
4.3 Regulación de la capacitancia efectiva.....	52
4.4 Control del voltaje en las terminales del generador de inducción.....	56
4.5 Control del voltaje en la carga.....	59
4.6 Resultados de la simulación.....	62
<b>CONCLUSIONES.....</b>	<b>69</b>
<b>RECOMENDACIONES Y APORTACIONES.....</b>	<b>70</b>
<b>REFERENCIAS.....</b>	<b>71</b>
<b>APÉNDICE A.....</b>	<b>73</b>

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1	Capacitor para el Generador de Inducción Autoexcitado.....	5
Figura 2.2	Característica par-velocidad de una máquina de inducción de cuatro polos.....	6
Figura 2.3	Curva de Magnetización del Generador de Inducción.....	7
Figura 2.4	Circuito equivalente por fase de la maquina de inducción.....	13
Figura 2.5	Conexión de los devanados de la MI para alto y bajo voltaje.....	14
Figura 2.6	Curva característica experimental de magnetización.....	15
Figura 2.7	Comparación entre la curvas de magnetización experimental y aproximada.....	17
Figura 2.8	Curva característica de la variación de la reactancia de magnetización.....	18
Figura 2.9	Modelo clásico simplificado por fase del generador de inducción autoexcitado.....	19
Figura 2.10	Circuito equivalente con carga en paralelo del generador de inducción autoexcitado.....	19
Figura 2.11	Modelo simplificado de Doxey para el generador de inducción autoexcitado.....	20
Figura 2.12	Diagrama de flujo para calcular las características del generador de inducción.....	23
Figura 2.13	Curva de magnetización para calcular la capacitancia de excitación.....	26
Figura 2.14	Variación de voltaje del GIAE a diferentes velocidades.....	28
Figura 2.15	Variación de voltaje del GIAE a diferentes valores de capacitancia de excitación.....	28
Figura 2.16	Variación del deslizamiento a diferentes factores de potencia (FP).....	29
Figura 2.17	Variación de la frecuencia a diferentes factores de potencia (FP).....	29
Figura 2.18	Variación de voltaje a diferentes factores de potencia (FP).....	30
Figura 3.1	Sistema de generación de energía eléctrica utilizando un GIAE.....	31
Figura 3.2	Diagrama en simulink del sistema mostrado en la figura 3.1.....	32
Figura 3.3a	Bloque de simulink para una máquina de inducción trifásica.....	33
Figura 3.3b	Ventana para insertar los datos de placa, parámetros y condiciones iniciales de una máquina de inducción.....	33
Figura 3.4	Circuito equivalente del MCDIP.....	34
Figura 3.5	Diagrama a bloques en simulink del modelo del MCDIP.....	35
Figura 3.6	Diagrama en simulink del arrancador del MCDIP.....	35
Figura 3.7	Rectificador trifásico y su bloque equivalente de simulink.....	36
Figura 3.8	Diagrama a bloques en simulink para generar las señales de PWM.....	36
Figura 3.9	Señal VAN de tipo PWM.....	37
Figura 3.10	Circuito para la implementación del tiempo muerto.....	37
Figura 3.11	Diagrama a bloques en simulink de las señales PWM con tiempo muerto.....	38
Figura 3.12	Señales de control PWM con tiempo muerto.....	38
Figura 3.13	Corriente de armadura del MCD.....	40
Figura 3.14	Par de carga del MCD y del GI sin carga.....	40
Figura 3.15	Velocidad angular del MCD y del GI sin carga.....	41
Figura 3.16	Corriente de línea del GI sin carga.....	41
Figura 3.17	Voltaje de línea en las terminales del GI sin carga.....	42
Figura 3.18	Corriente de magnetización.....	42
Figura 3.19	Voltaje de CD a la salida del rectificador.....	43
Figura 3.20	Forma de onda del voltaje PWM unipolar a la salida del Inversor.....	43
Figura 3.21	Corriente de armadura del MCD.....	44
Figura 3.22	Par de carga del MCD y del GI sin carga.....	44
Figura 3.23	Velocidad angular del MCD y del GI sin carga.....	44
Figura 3.24	Corriente de línea del GI sin carga.....	44
Figura 3.25	Voltaje de línea en las terminales del GI sin carga.....	45
Figura 3.26	Corriente de magnetización.....	45

Figura 3.27	Voltaje de CD a la salida del Rectificador.....	45
Figura 3.28	Forma de onda del voltaje PWM unipolar a la salida del Inversor.....	45
Figura 3.29	Corriente de armadura del MCD.....	46
Figura 3.30	Par de carga del MCD y del GI sin carga.....	46
Figura 3.31	Velocidad angular del MCD y del GI sin carga.....	46
Figura 3.32	Corriente de línea del GI.....	46
Figura 3.33	Voltaje de línea en las terminales del GI.....	46
Figura 3.34	Corriente de magnetización.....	46
Figura 3.35	Voltaje de CD a la salida del Rectificador.....	47
Figura 3.36	Forma de onda del voltaje PWM unipolar a la salida del Inversor.....	47
Figura 3.37	Corriente de armadura del MCD.....	47
Figura 3.38	Par de carga del MCD y del GI sin carga.....	47
Figura 3.39	Velocidad angular del MCD y del GI sin carga.....	47
Figura 3.40	Corriente de línea del GI.....	47
Figura 3.41	Voltaje de línea en las terminales del GI.....	48
Figura 3.42	Corriente de magnetización.....	48
Figura 3.43	Voltaje de CD a la salida del Rectificador.....	48
Figura 3.44	Forma de onda del voltaje PWM unipolar a la salida del Inversor.....	48
Figura 4.1	Arreglo de transistores de potencia para la variación de la capacitancia efectiva.....	50
Figura 4.2	Diagrama a bloques del esquema GIAE.....	51
Figura 4.3	Diagrama equivalente en simulink del arreglo de transistores para variar la capacitancia efectiva.....	51
Figura 4.4	Forma de onda del voltaje en las terminales del GI.....	52
Figura 4.5	Generación de las señales de control para los MOSFET.....	52
Figura 4.6	Diagrama a bloques en simulink para generar señales de control de los transistores.....	53
Figura 4.7	Diagrama general a bloques para generar la señal de control de los transistores.....	54
Figura 4.8	Señales de control para dos transistores.....	54
Figura 4.8a	Para los semiciclos positivos.....	54
Figura 4.8b	Para los semiciclos negativos.....	54
Figura 4.9	Diagrama a bloques en simulink para la generación de la señal dientes de sierra.....	55
Figura 4.10	Diagrama general a bloques para generar una señal dientes de sierra.....	55
Figura 4.11	Resultados de la simulación de la señal dientes de sierra.....	56
Figura 4.12	Diagrama a bloques en simulink del control PI.....	57
Figura 4.13a	Diagrama a bloques en simulink del retardo de tiempo.....	57
Figura 4.13b	Diagrama a bloques en simulink del control PI con retardo de tiempo.....	57
Figura 4.14	Variación del voltaje en las terminales del GI a diferentes condiciones de operación.....	58
Figura 4.15	Variación de la señal de control del ángulo $\alpha$ para la regulación de la capacitancia efectiva y del voltaje en las terminales del GI.....	59
Figura 4.16a	Diagrama a bloques en simulink del retardo de tiempo.....	60
Figura 4.16b	Diagrama a bloques en simulink del control PI con retardo de tiempo y bloque de medición del valor rms.....	60
Figura 4.17	Variación del voltaje de salida del sistema a diferentes condiciones de operación.....	60
Figura 4.18	Diagrama a bloques en simulink del sistema GIAE.....	61
Figura 4.19	Par motor de la Máquina de CD.....	62
Figura 4.20	Velocidad de la Máquina de CD en rad/seg.....	62
Figura 4.21	Forma de onda del voltaje en las terminales del GI.....	63
Figura 4.22	Forma de onda de corriente en las terminales del GI.....	63
Figura 4.23	Forma de onda de corriente en los transistores para la variación de la capacitancia.....	64
Figura 4.24	Forma de onda de corriente en un capacitor del banco reactivo.....	64

Figura 4.25	Forma de onda de las corriente de línea en el banco de capacitores.....	65
Figura 4.26	Voltaje a la salida del rectificador.....	65
Figura 4.27	Voltaje PWM unipolar a la salida del inversor.....	66
Figura 4.28	Voltaje PWM unipolar regulado a la salida del inversor.....	66
Figura 4.29	Voltaje filtrado en la carga sin regulación.....	67
Figura 4.30	Voltaje regulado y filtrado en la carga.....	67
Figura 4.31	Corriente a voltaje regulado y filtrado en la carga.....	68

## LISTA DE TABLAS

Tabla 2.1	Ecuaciones de $k_1$ , $k_2$ y $k_3$ a partir de valores medidos.....	12
Tabla 2.2	Datos de placa de la Máquina de Inducción (MI).....	13
Tabla 2.3	Parámetros de la Máquina de Inducción.....	14
Tabla 2.4	Resultados de la prueba en vacío de la MI impulsada por un Motor de CD.....	14
Tabla 2.5	Resultados con los tres puntos para $k_1$ , $k_2$ y $k_3$ .....	16
Tabla 2.6	Datos para la curva de magnetización aproximada.....	16
Tabla 2.7	Datos para la curva de la reactancia de magnetización.....	18
Tabla 2.8	Datos para calcular la capacitancia de excitación.....	26
Tabla 3.1	Parámetros del MCDIP.....	35
Tabla 3.2	Valores resultados de las simulaciones realizadas.....	39
Tabla 3.3	Observaciones de los resultados de las simulaciones realizadas.....	48

## NOMENCLATURA

GI	Generador de inducción
SEP	Sistema eléctrico de potencia
CA	Corriente alterna
CD	Corriente directa
GIAE	Generador de inducción autoexcitado
PWM	Modulación del ancho de los pulsos
FEM	Fuerza electromotriz
MI	Máquina de inducción
MCD	Motor de CD
MCDIP	Motor de CD de imanes permanentes
M1, M2, M3, M4	Transistores tipo MOSFET
MOSFET	Transistor de efecto de campo con semiconductor de metal-óxido
VAN, VBN	Voltajes de salida de nivel lógico
NOT, OR, AND	Operaciones lógicas
F.T.	Función de transferencia
RC	Resistor-capacitor
A	Constante de proporcionalidad
S	Dominio de la frecuencia
C.I.	Condiciones iniciales
PI	Proporcional-integral
$3\phi$	Trifásico
s	Deslizamiento
$n_r$	Velocidad mecánica del rotor en rpm
$n_s$	Velocidad síncrona en rpm
rpm	Revoluciones por minuto
Q	Potencia reactiva
$V_g$	Voltaje en el entre hierro, voltaje generado, fuerza electromotriz
$I_m$	Corriente de magnetización
$L_m$	Inductancia de magnetización
$X_m$	Reactancia de magnetización
F	Frecuencia en p.u.
p.u.	Por unidad
$k_1, k_2$ y $k_3$	Constantes de la curva de magnetización del GI
f	Frecuencia
$f_{base}$	Frecuencia base
$X_{m0}$	Reactancia de magnetización en el origen
$dX_m, dV_g/dI_m, X_m$	Variación de la reactancia de magnetización
$\omega$	Velocidad angular
C	Capacitancia
$X_C$	Reactancia capacitiva
$X_1$	Reactancia del estator
$X_2$	Reactancia del rotor
$R_1$	Resistencia del estator
$R_2$	Resistencia del rotor
$R_m$	Resistencia de magnetización
$R_L$	Resistencia de carga

$X_L$	Reactancia de carga
$I_C$	Corriente de capacitor
$I_L$	Corriente de carga
$R_{LP}$	Resistencia de carga equivalente en paralelo
$X_{LP}$	Reactancia de carga equivalente en paralelo
$Z_L$	Impedancia de carga
$C_{rms}$	Capacitancia efectiva
$\omega_e$	Velocidad angular eléctrica en rad/seg
$L$	Inductancia
$P$	Potencia activa
$P_{salida} = P_{sal}$	Potencia de salida
$P_{entrada}$	Potencia de entrada
$P_{perdidas}$	Potencia de pérdidas
$P_L$	Potencia de carga o de salida
$FP$	Factor de potencia
$\omega_s$	Velocidad angular síncrona
$\omega_r$	Velocidad angular mecánica del rotor
$f_s$	Frecuencia a velocidad síncrona
$V_t$	Voltaje en las terminales del GI
$Z_{Lnom}$	Impedancia de carga nominal
$V_g(P_L)$	Voltaje generado en función de la potencia de salida
$V_t(P_L)$	Voltaje de línea en función de la potencia de salida
$s(P_L)$	Deslizamiento en función de la potencia de salida
$f(P_L)$	Frecuencia en función de la potencia de salida
$V_L$	Voltaje de línea
$C_{delta}$	Capacitancia de un arreglo en delta
$C_{estrella}$	Capacitancia de un arreglo en estrella
$C_{estrella\ equivalente}$	Capacitancia equivalente de un arreglo en estrella
$v_a$	Voltaje de armadura
$e_a$	Voltaje inducido
$R_a$	Resistencia de armadura
$i_a$	Corriente de armadura
$L_a$	Inductancia de armadura
$T_{em}$	Par electromagnético
$T_L$	Par mecánico de carga
$k_t$	Coefficiente de par-motor
$\omega_m$	Velocidad mecánica
$k_e$	Coefficiente de par-tensión
$V_m$	Voltaje máximo
$\Delta V$	Voltaje de rizo
$Q_C$	Potencia reactiva capacitiva
$I_C$	Corriente de un capacitor
$V_d$	Voltaje de CD a la salida del rectificador
$V_{abc}$	Valor rms del voltaje en las líneas del GI
$\alpha$	Angulo de conmutación alfa
$T$	Periodo
$T_D$	Periodo de la señal dientes de sierra
$T_S$	Periodo de la señal senoidal



$k_p$	Constante proporcional
$K_i$	Constante integral
$K_{cr}$	Constante crítica
$T_i$	Periodo integral
$T_{cr}$	Periodo crítico integral
$f_c$	Frecuencia de corte

# 1

## INTRODUCCIÓN

### 1.1 Generalidades

La gran mayoría de las plantas generadoras de energía eléctrica para su funcionamiento utilizan fuentes no renovables como son los combustibles fósiles derivados del petróleo. En la actualidad se han realizado estudios y se han implementado fuentes alternativas de generación de energía eléctrica que utilizan fuentes renovables como son la energía solar y la fuerza del viento por mencionar algunas. Estos sistemas alternativos tienen mucho menor impacto ambiental que los sistemas que utilizan el petróleo o la energía nuclear como fuente de energía. En las últimas décadas se han desarrollado mayormente los sistemas de generación eólica, los cuales pueden formar sistemas híbridos con paneles solares incluso con generadores diesel, los cuales pueden entrar a generar cuando es insuficiente la fuerza del viento o la intensidad de luz solar.

Los sistemas eólicos que utilizan generadores de inducción (GI), pueden ser aislados del sistema eléctrico de potencia (SEP) o sincronizado a éste. Estos sistemas tienen las ventajas de utilizar GI, los cuales son simples, económicos de estructura robusta y además tienen un bajo costo de mantenimiento [1, 2].

En esta tesis se usará un generador de inducción autoexcitado (GIAE), que usa capacitores como fuente de energía reactiva. El GI se usará para generar energía eléctrica a una pequeña carga monofásica, la cual pudiera ser una estación meteorológica; pequeñas comunidades, etc. El sistema propuesto en la tesis es una primera versión que pudiera implementarse fácilmente en el laboratorio del departamento por lo que se ha considerado como fuerza motriz a una máquina de corriente directa (CD), de imanes permanentes.

### 1.2 Estado del arte

De manera tradicional se han satisfecho las necesidades de energía eléctrica a nivel mundial, en su mayor parte, con combustibles fósiles y se estima que seguirá la dependencia en la generación de energía eléctrica de estos combustibles. La combustión de estos materiales produce vapor de agua a alta presión y alta temperatura y este se emplea para impulsar una turbina a 3600 rpm. La turbina impulsa un generador eléctrico. Las plantas de energía nuclear representan la utilización de otra forma de energía almacenada, la energía de enlace de los átomos. La aplicación del proceso nuclear para la producción de energía eléctrica implica la consideración de características sustancialmente diferentes de las que van asociadas con el uso de combustibles fósiles. El proceso de los combustibles fósiles requiere de la entrada de grandes volúmenes de aire y combustible y la descarga correspondiente es de grandes volúmenes de gases de desecho y partículas en suspensión altamente contaminantes y en el caso de utilizar carbón mineral, cantidades considerables de ceniza. El proceso nuclear, sólo requiere la entrada del material colocado en el núcleo, su producto está formado por materiales del elemento combustible (generalmente uranio) más productos de desechos radiactivos, pequeñas cantidades de gases y sólidos presentes en el combustible [3, 4].

La amenaza a la limitación de las fuentes convencionales de energía eléctrica, planteada por la escasez de combustibles fósiles y de fisión nuclear y la reducida disponibilidad de lugares aptos para la generación de energía eléctrica, han enfocado la atención en fuentes no convencionales o fuentes alternativas para la generación de energía eléctrica como son la energía solar, eólica y la geotérmica [1, 5]. Los sistemas de generación de energía eléctrica no convencionales aislados de la red que utilizan un GI para generar voltaje, tienen una gran ventaja con respecto al costo de instalación y mantenimiento del GI, además de su simplicidad, robustez y que prácticamente se fabrican a cierto rango de potencia [6, 7].

Se dice que el GI es robusto por que puede trabajar con carga constante y variable, se puede arrancar en vacío o con carga, es capaz de operar de manera continua o intermitente, y posee una protección natural contra cortocircuito y sobrecorriente entre sus terminales, cuando la corriente de carga llega a cierto límite, el magnetismo residual cae a cero lo que provoca el colapso del voltaje generado por la pérdida de excitación de la máquina. Cuando esto ocurre, existen tres métodos para volver a magnetizar: (1) mantener un capacitor cargado y cuando sea necesario descargarlo en una de las fases del generador, (2) por medio de una batería o (3) por medio de un rectificador alimentado por la red de distribución [8].

En las últimas décadas la tendencia al desarrollo de sistemas renovables de generación de energía eléctrica utilizando GI se ha incrementado, con lo cual, se han realizado avances significativos en cuanto a las técnicas para el control de suministro de reactivos al GI. Estos avances se deben al desarrollo de los dispositivos de estado sólido y al de los microprocesadores, además del desarrollo de nuevos modelos matemáticos de la máquina de inducción [9, 10, 11].

Las principales ventajas del GI en comparación con generadores de CA convencionales es que cuentan con menores pérdidas con poca carga, pérdidas internas reducidas, bajas temperaturas, menor estrés interno mecánico, eléctrico, y cuentan con un incremento en su vida útil. Su desventaja es el requerimiento del capacitor para la autoexcitación y por lo tanto la regulación de voltaje es mas compleja [12].

Las cargas no lineales como los convertidores a base de electrónica de potencia generan armónicos, estos pueden tener un factor de potencia variable si no se adapta alguna técnica de control. Los armónicos pueden reducirse con la instalación de filtros o por medio de la implementación de señales suplementarias. El capacitor de autoexcitación con o sin control electrónico contribuye favorablemente a la reducción de armónicos [13]. La conexión de un banco de capacitores en las terminales del GI es necesaria, para suministrar potencia reactiva, por eso se debe conectar un capacitor de excitación a cada fase del GI, llamado GIAE, sobre todo cuando depende de una energía primaria y de la carga [1].

La conexión de capacitores de excitación permite la generación del voltaje en las terminales del GI por la potencia reactiva suministrada. Esta fuente de potencia reactiva mantiene la corriente que circula a través de los devanados de la máquina para generar un campo magnético rotatorio el cual corta lo conductores del rotor provocando un voltaje a través de las terminales de la máquina. Si con este voltaje se requiere alimentar cargas monofásicas y se tiene un GI trifásico, este voltaje se puede rectificar por medio de un rectificador a diodos, es decir, convertirlo de CA a un voltaje de CD, para después convertirlo a una señal de CA por medio de un inversor monofásico con el cual se pueda ajustar la frecuencia y el voltaje en la carga [14].

El GI en sistemas de generación de energía eléctrica se modela según el tipo de aplicación: aislado de la red eléctrica (GI autoexcitado) y sincronizado a la red eléctrica (bus infinito). El modelo del GI (autoexcitado) consta del GI y un banco de capacitores para la excitación o un devanado auxiliar alimentado con corriente directa, para el modelo del GI sincronizado se considera el mismo modelo del GI autoexcitado con la diferencia que se agrega una impedancia para conectarlo a un bus infinito.

### **1.3 Objetivo**

Obtener las características en estado estacionario de un generador de inducción autoexcitado que permitan estudiar las formas de regular el voltaje a la salida del generador mediante la variación de la capacitancia de excitación considerando diferentes tipos de carga.

Proponer un sistema de generación aislado que sea factible de implementar en el laboratorio donde se controle el voltaje en una carga monofásica a frecuencia constante.

### **1.4 Justificación**

En los distintos sistemas de generación de energía eléctrica no convencionales donde se utilizan GIAE se requiere del suministro de reactivo al GI para la generación y regulación del voltaje en sus terminales. La técnica de suministro de reactivo mediante la variación de la capacitancia de excitación utilizando dispositivos de estado sólido y circuitos digitales tiene varias ventajas en cuanto a otras técnicas que utilizan máquinas asíncronas o devanados auxiliares. Estas ventajas son: el control del reactivo, bajo costo, no se requiere de un mantenimiento constante y es sencillo. Precisamente y debido a lo anterior, en la tesis se utiliza la electrónica de potencia para controlar la capacitancia efectiva en las terminales del generador y regular su voltaje.

### **1.5 Contenido de la tesis**

Este trabajo está dividido en cuatro capítulos:

*En el capítulo 1* se exponen las generalidades, estado del arte, objetivo, justificación y los trabajos relacionados realizados en la SEPI.

*En el capítulo 2* se muestran algunas características generales del generador de inducción, el desarrollo de la relación no lineal entre la fuerza electromotriz FEM y la corriente de magnetización para obtener una curva de magnetización aproximada y la variación de la reactancia de magnetización a partir de solo tres puntos experimentales, también mediante la descripción matemática del proceso de autoexcitación obtener las diferentes características del generador de inducción autoexcitado.

*En el capítulo 3* se muestran los resultados de la simulación del sistema de generación de energía eléctrica aislado en vacío donde se proporciona excitación fija al GIAE así como el desarrollo de los diagramas de bloques en simulink del sistema.

*En el capítulo 4* se muestran los resultados de la simulación del sistema de generación de energía eléctrica aislado con carga y con excitación variable se muestran además los resultados de la regulación del voltaje en las terminales del generador de inducción, y la regulación del voltaje en la carga.

*En la parte final* se incluyen las conclusiones, recomendaciones, aportaciones, referencias y el apéndice A.

## **1.6 Trabajos relacionados realizados en la SEPI**

Los sistemas de generación de energía eléctrica aislados que utilizan un GIAE ya se han implementado desde hace tiempo. En la sección de estudios de posgrado e investigación (SEPI) de la escuela superior de ingeniería mecánica y eléctrica (ESIME) Zacatenco del instituto politécnico nacional (IPN) se han realizado trabajos relacionados como:

Interacción del generador de inducción con un sistema eléctrico de potencia, por Elmer Santos Mora, en el cual, se simula un generador de inducción que es excitado por un banco de capacitores de valor fijo, en las terminales del estator se conectan diferentes tipos de carga y se simula una falla trifásica a la mitad de la línea.

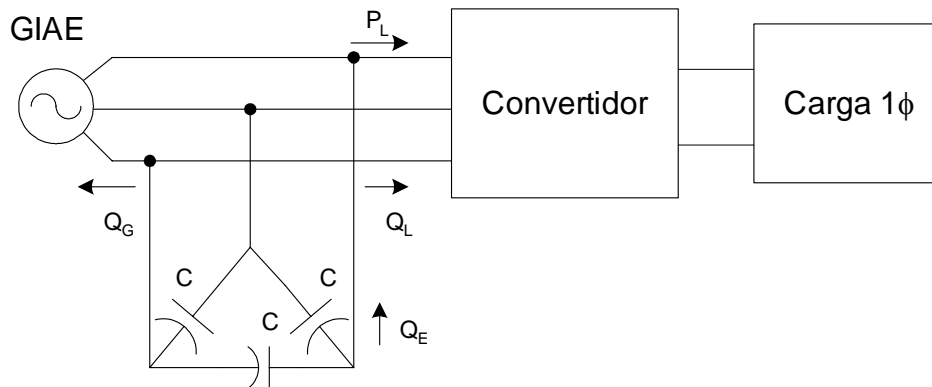
Control neuronal de un generador de inducción para generación eólica, por Ismael García, en el cual, como primo motor se simula un generador eólico, el GI es excitado por medio de un banco de capacitores de valor fijo, el voltaje en las terminales del GIAE se rectifica por medio de un rectificador a diodos, el voltaje a la salida del rectificador se invierte por medio de un inversor trifásico, los transistores del inversor trifásico conmutan por medio de técnicas PWM y para la regulación del voltaje a la salida del inversor se utiliza un control neuronal.

## 2

### GENERADOR DE INDUCCIÓN AUTOEXITADO

#### 2.1 Introducción.

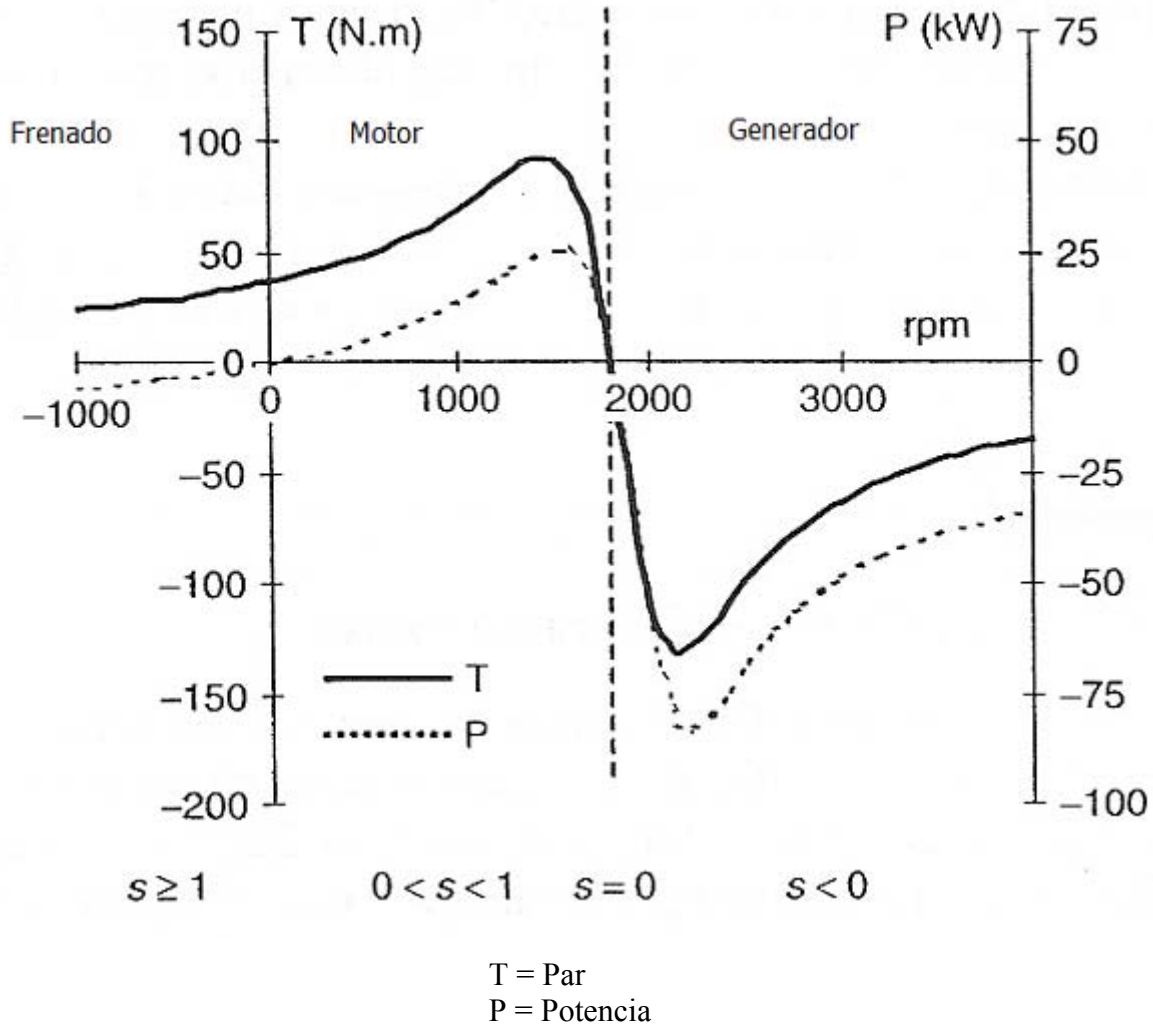
Entre las limitaciones del generador de inducción se encuentra el consumo de potencia reactiva cuando es conectado a la red de distribución, por lo que en la práctica se necesita de una fuente externa de potencia reactiva conectada permanentemente a las terminales del estator [1, 16, 17]. La regulación del voltaje de salida del generador se realiza mediante el control de la potencia reactiva suministrada al generador. Esta fuente de potencia reactiva mantiene la corriente que circula a través de los devanados de la máquina para generar un campo magnético rotatorio el cual corta los conductores del rotor provocando un voltaje a través de las terminales de la máquina. La elevación del voltaje generado durante el arranque se explica a partir del magnetismo residual del material ferromagnético el cual provoca la generación de un pequeño voltaje que, al tener un capacitor conectado entre sus terminales permitirá que fluya una corriente reactiva que irá incrementando el voltaje hasta que alcance un valor determinado por la característica de magnetización y el valor de la capacitancia. Este sistema se muestra en la figura 2.1 donde se tiene un banco de capacitores conectado a través de las terminales del generador de inducción autoexcitado,  $P_L$  es la potencia activa en la carga,  $Q_L$  es la potencia reactiva en la carga,  $Q_G$  es la potencia reactiva en el generador y  $Q_E$  es la potencia reactiva en la excitación [1].



**Figura 2.1 Capacitor para el generador de inducción autoexcitado**

#### 2.2 Característica par-velocidad de la máquina de inducción [1].

Como se observa en la figura 2.2, la máquina de inducción se puede operar en tres modos, frenado ( $s \geq 1$ ), motor ( $0 < s < 1$ ) y generador ( $s < 0$ ). En esta tesis se trabajará como generador. Cuando el deslizamiento es nulo ( $s=0$ ) la velocidad de la máquina ( $n_r$ ) es igual a la velocidad síncrona ( $n_s=n_r$ ), en este instante no existe fuerza electromotriz inducida, no se transfiere potencia del estator al rotor y el par es nulo. Pero cuando  $s < 0$  o de otra manera  $n_r > n_s$  entonces, se transfiere potencia del rotor al estator es decir, la potencia mecánica se convierte a potencia eléctrica debido a la aplicación externa de par a la flecha del rotor y entonces la máquina trabaja como generador [1, 21, 22, 24].



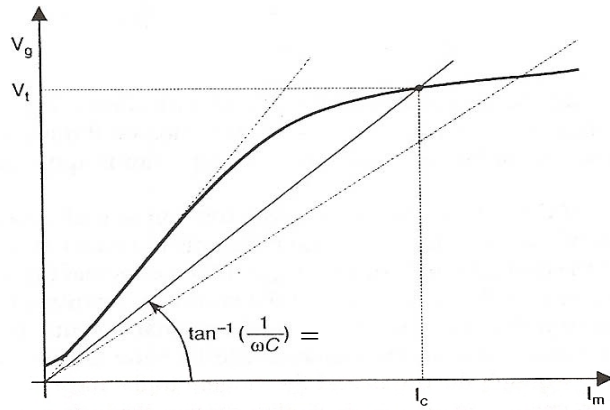
**Figura 2.2 Característica par-velocidad de una máquina de inducción de cuatro polos [1].**

### 2.3 Curva de magnetización.

La curva de magnetización se relaciona directamente con las características del generador de inducción como son: la calidad del hierro, las dimensiones del núcleo, su geometría, los devanados, etc. Por mencionar algunas, pero el factor principal en el proceso de generación y estabilidad de voltaje es la inductancia de magnetización, la cual se puede estimar por medio de la relación entre el voltaje en el entrehierro,  $V_g$  y la corriente de magnetización,  $I_m$  [1].

El proceso de autoexcitación se inicia debido al magnetismo residual y a la capacitancia externa, el magnetismo residual en el hierro produce un pequeño voltaje y este produce una corriente capacitiva, esta corriente produce a su vez un incremento en el voltaje que provoca un incremento en la corriente capacitiva hasta que el campo magnético del hierro se satura.

La reactancia capacitiva se puede obtener como la pendiente de una línea recta que cruza por cero en la curva de magnetización del generador de inducción limitada por dos rectas tangentes a la misma como se observa en la figura 2.3 [1].



**Figura 2.3 Curva de magnetización del generador de inducción**

Los resultados de la característica voltaje-corriente del generador de inducción con carga dependen de la potencia reactiva suministrada. Mientras mayor sea la demanda de potencia reactiva por parte de la carga, mayor debe ser el suministro de reactivo o lo que es lo mismo, se debe incrementar la capacitancia efectiva a través de las terminales del generador.

#### 2.4 Relación no lineal entre la FEM y la corriente de magnetización.

La variación de la inductancia de magnetización es el factor principal en el proceso de aumento y estabilidad de voltaje en la operación del generador de inducción autoexcitado. La inductancia  $L_m$  y reactancia  $X_m$  de magnetización se derivan de la relación entre la fuerza electromotriz  $V_g$  y la corriente de magnetización  $I_m$ , como resultado se tienen funciones no lineales. Los valores obtenidos experimentalmente al hacer las pruebas en vacío a la máquina [15], permiten calcular la inductancia de magnetización a partir de un polinomio [13, 18-20]:

$$L_m = a_0 + a_1 V_g + a_2 V_g^2 + a_3 V_g^3 + a_4 V_g^4 \quad (2.1)$$

En reportes de la literatura técnica [9-11] se muestran otras formas de relacionar el voltaje del entrehierro FEM y la corriente de magnetización. La forma quizá más aceptable es mediante la utilización de la ecuación no lineal:

$$V_g = F I_m (k_1 e^{k_2 I_m^2} + k_3) \quad (2.2)$$

Donde:

$k_1, k_2$  y  $k_3$  son constantes a determinar para estimar la característica de magnetización

$V_g =$  FEM a través de la reactancia de magnetización (sin acceso externo)

$F =$  frecuencia en p.u. definida como:

$$F = \frac{f}{f_{base}} \quad (2.3)$$

Donde:

$f =$  frecuencia del estator

$f_{base} =$  frecuencia de referencia usada en las pruebas para obtener la curva de excitación (usualmente, de 60 Hz por la red de distribución)



En este caso, la reactancia de magnetización puede ser obtenida directamente de la ecuación 2.2 como:

$$X_m = \omega L_m = \frac{V_g}{I_m} = F(k_1 e^{k_2 I_m^2} + k_3) \quad (2.4)$$

En el origen ( $I_m = 0$ ), y asumiendo que  $F = 1$ , la ecuación 2.4 queda:

$$X_{m0} = (k_1 + k_3) \quad (2.5)$$

Para la variación de la reactancia de magnetización se tiene la variación de la FEM con respecto a la corriente de magnetización  $dX_m = dV_g/dI_m$  que se obtiene de la derivada de la ecuación 2.4, es decir:

$$dX_m = \frac{dV_g}{dI_m} = k_3 + (1 + 2k_2 I_m^2) k_1 e^{k_2 I_m^2} = x_m \quad (2.6)$$

A partir de las ecuaciones 2.4 y 2.6 se obtiene la expresión siguiente:

$$x_m = \frac{dV_g}{dI_m} = (1 + 2k_2 I_m^2) \frac{V_g}{I_m} - 2k_2 k_3 I_m^2 \quad (2.7)$$

En la ecuación 2.5 se obtuvo el valor máximo de la reactancia de magnetización  $X_m = X_{m0}$  (para  $I_m = 0$ ); el valor mínimo teórico de  $X_m$  se obtiene para  $dV_g/dI_m = x_m = 0$ , es decir, de la ecuación 2.7 se obtiene:

$$\frac{V_g}{I_m} = \frac{2k_2 k_3 I_m^2}{1 + 2k_2 I_m^2} = \frac{k_3}{1 + \frac{1}{2k_2 I_m^2}} \quad (2.8)$$

Ahora, para efectos prácticos si la máquina de inducción se trabaja como generador, la corriente de magnetización en la zona de saturación puede asumirse lo suficientemente alta para considerar:

$$1 \gg \frac{1}{2k_2 I_m^2} \quad (2.9)$$

Por lo tanto la ecuación 2.8 queda:

$$X_m = \frac{V_g}{I_m} \approx k_3 \quad (2.10)$$

En resumen se tiene como resultado un límite de valores para la reactancia de magnetización descritos por el intervalo siguiente:

$$k_3 < X_m < k_1 + k_3 \quad (2.11)$$

### 2.4.1 Determinación de las constantes $k_1$ , $k_2$ y $k_3$ por pruebas de laboratorio [1].

Si se toma en cuenta que sólo se tienen tres constantes a determinar, entonces solo se requieren de tres mediciones para calcular las constantes  $k_1$ ,  $k_2$  y  $k_3$ .

Para la minimización del número de puntos se debe hacer una selección correcta de valores de voltaje y corriente obtenidos en el laboratorio, y se debe tomar como referencia la ecuación 2.2 pero en condiciones de prueba, es decir,  $F = 1$  (frecuencia de prueba). De las tres mediciones de voltaje ( $V_g$ ) en las terminales del generador sin carga y de la corriente de magnetización ( $I_m$ ) la cual también se mide en las terminales del generador sin carga. La corriente  $I_m$  es la corriente suministrada por el banco de capacitores al generador, considerando lo anterior se tiene:

$$\begin{aligned}V_{g1} &= (k_1 e^{k_2 I_{m1}^2} + k_3) I_{m1} \\V_{g2} &= (k_1 e^{k_2 I_{m2}^2} + k_3) I_{m2} \\V_{g3} &= (k_1 e^{k_2 I_{m3}^2} + k_3) I_{m3}\end{aligned}\tag{2.12}$$

Es decir:

$$\begin{aligned}a &= \frac{V_{g1}}{I_{m1}} = (k_1 e^{k_2 I_{m1}^2} + k_3) \\b &= \frac{V_{g2}}{I_{m2}} = (k_1 e^{k_2 I_{m2}^2} + k_3) \\c &= \frac{V_{g3}}{I_{m3}} = (k_1 e^{k_2 I_{m3}^2} + k_3)\end{aligned}\tag{2.13}$$

En su forma logarítmica:

$$\begin{aligned}\ln(a - k_3) &= \ln k_1 + k_2 I_{m1}^2 \\ \ln(b - k_3) &= \ln k_1 + k_2 I_{m2}^2 \\ \ln(c - k_3) &= \ln k_1 + k_2 I_{m3}^2\end{aligned}\tag{2.14}$$

Restando las dos primeras ecuaciones de 2.14, se obtiene:

$$k_2 (I_{m2}^2 - I_{m1}^2) = \ln \left( \frac{b - k_3}{a - k_3} \right)\tag{2.15}$$

De manera similar restando la primera con la tercera de 2.14, se tiene:

$$k_2 (I_{m3}^2 - I_{m1}^2) = \ln \left( \frac{c - k_3}{a - k_3} \right)\tag{2.16}$$

Dividiendo 2.16 entre 2.15 resulta:

$$k = \frac{I_{m3}^2 - I_{m1}^2}{I_{m2}^2 - I_{m1}^2} = \frac{\ln\left(\frac{c - k_3}{a - k_3}\right)}{\ln\left(\frac{b - k_3}{a - k_3}\right)} \quad (2.17)$$

También:

$$\frac{c - k_3}{a - k_3} = \left(\frac{b - k_3}{a - k_3}\right)^k \quad (2.18)$$

Para hacer más sencillo el procedimiento en la ecuación 2.18, el valor de la constante k puede tomar valores reales pero diferentes de uno. Para seguir una secuencia y memorizar fácilmente la ecuación, k toma el valor siguiente:

$$k = \frac{I_{m3}^2 - I_{m1}^2}{I_{m2}^2 - I_{m1}^2} = 2 \quad (2.19)$$

De otra manera:

$$I_{m3}^2 - I_{m1}^2 = 2(I_{m2}^2 - I_{m1}^2) \quad (2.20)$$

Entonces:

$$I_{m2}^2 = (I_{m1}^2 + I_{m3}^2)/2 \quad (2.21)$$

Ahora si  $I_{m3} = nI_{m1}$ , y n es un numero entero entonces de la ecuación 2.21 se obtiene:

$$I_{m2} = I_{m1} \sqrt{(n^2 + 1)/2} \quad (2.22)$$

Para seguir una secuencia de números enteros, convenientemente para n se escogió un valor lo más pequeño posible, por consiguiente se fijo el valor de  $n = 7$ , entonces:

$$\begin{aligned} I_{m3} &= 7I_{m1} \\ I_{m2} &= 5I_{m1} \end{aligned} \quad (2.23)$$

De aquí se debe tomar en cuenta que el valor de  $I_{m3}$  no debe rebasar el valor nominal de corriente del generador (corriente de placa).

Haciendo referencia a la ecuación 2.18 la cual tiene un conjunto infinito de soluciones para  $k > 1$ , si no consideramos la solución trivial que se obtiene para  $k=1$ , el siguiente entero más próximo da la solución más simple, es decir, para  $k=2$  se obtiene:

$$(c - k_3)(a - k_3) = (b - k_3)^2 \quad (2.24)$$

Desarrollando:

$$b^2 - 2bk_3 + k_3(a + c) - ac = 0 \quad (2.25)$$

Despejando  $k_3$ :

$$k_3 = \frac{b^2 - ac}{2b - (a + c)} \quad (2.26)$$

Ya que se encontró una ecuación para  $k_3$  solo falta obtener las ecuaciones restantes para calcular  $k_1$  y  $k_2$ , pero para eso se requiere obtener de la ecuación 2.13 la ecuación siguiente:

$$\begin{aligned} a - k_3 &= k_1 e^{k_2 I_{m1}^2} \\ c - k_3 &= k_1 e^{k_2 I_{m3}^2} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Para obtener una ecuación para  $k_1$  se puede despejar de cualquiera de las dos expresiones de la ecuación 2.27, en el caso de tomar la segunda se obtiene:

$$k_1 = \frac{c - k_3}{e^{k_2 I_{m3}^2}} \quad (2.28)$$

Para obtener  $k_2$  de la ecuación 2.27 se divide la segunda expresión entre la primera, pero de manera más sencilla se toma la ecuación 2.16 y se hace solo un despeje, es decir:

$$k_2 = \frac{\ln\left(\frac{c - k_3}{a - k_3}\right)}{(I_{m3}^2 - I_{m1}^2)} \quad (2.29)$$

Para acarrear el menor número de errores en los cálculos y obtener la mayor precisión posible, es conveniente que las ecuaciones para  $k_1$  y  $k_2$  preferentemente solo estén en función de los valores medidos en el laboratorio, por lo cual se hacen los siguientes artificios matemáticos:

De la ecuación 2.26 se hace  $a - k_3$  y  $c - k_3$ ,

$$a - k_3 = a - \frac{b^2 - ac}{2b - (a + c)} = \frac{a(2b - (a + c)) - (b^2 - ac)}{2b - (a + c)} \Rightarrow a - k_3 = \frac{(a - b)^2}{a + c - 2b} \quad (2.30)$$

$$c - k_3 = c - \frac{b^2 - ac}{2b - (a + c)} = \frac{c(2b - (a + c)) - (b^2 - ac)}{2b - (a + c)} \Rightarrow c - k_3 = \frac{(b - c)^2}{a + c - 2b} \quad (2.31)$$

Sustituyendo las ecuaciones 2.30 y 2.31 en la ecuación 2.29 y tomando en cuenta que  $I_{m1} = I_{m3}/7$  se obtiene,

$$k_2 = \frac{49}{24} \frac{\ln\left(\frac{b - c}{a - b}\right)}{I_{m3}^2} \quad (2.32)$$

Si la ecuación 2.32 se multiplica por  $I_{m3}^2$  y el resultado se sustituye en la ecuación 2.28 se obtiene:

$$k_1 = \frac{c - k_3}{e^{k_2 I_{m3}^2}} = (c - k_3) e^{-\ln\left(\frac{b - c}{a - b}\right)^{\frac{49}{24}}} = (c - k_3) \left(\frac{a - b}{b - c}\right)^{\frac{49}{24}} \quad (2.33)$$

En la tabla 2.1 se tiene un resumen de las ecuaciones para calcular  $k_1$ ,  $k_2$  y  $k_3$

**Tabla 2.1 Ecuaciones de  $k_1$ ,  $k_2$  y  $k_3$  a partir de valores medidos**

No.	Corrientes medidas	Voltajes medidos	$X_m$ [ $\Omega$ ]	Ecuación para $k_1$ , $k_2$ y $k_3$
1	$I_{m1} = I_{m1}$	$V_{g1}$	$a = V_{g1}/I_{m1}$	$k_1 = (c - k_3) \left(\frac{a - b}{b - c}\right)^{49/24}$
2	$I_{m2} = 5I_{m1}$	$V_{g2}$	$b = V_{g1}/I_{m1}$	$k_2 = \frac{49}{24} \frac{\ln\left(\frac{b - c}{a - b}\right)}{I_{m3}^2}$
3	$I_{m3} = 7I_{m1}$	$V_{g3}$	$c = V_{g1}/I_{m1}$	$k_3 = \frac{b^2 - ac}{2b - (a + c)}$

La capacitancia de excitación se puede representar por medio del voltaje ( $V_t$ ) y de la corriente de línea ( $I_t$ ) del generador:  $V_t = I_t/F\omega C$ . Entonces si se despeja  $I_t$  y se sustituye por  $I_m$  en la ecuación 2.2 esta capacitancia queda representada por,

$$\frac{1}{\omega C} = F^2 (k_1 e^{k_2 (\omega C F V_t)^2} + k_3) \quad (2.34)$$

Si de la ecuación 2.34 se despeja  $V_t$  queda,

$$V_t = \frac{1}{\omega C F \sqrt{k_2}} \sqrt{\ln\left(\frac{1}{\omega C F^2 k_1} - \frac{k_3}{k_1}\right)} \quad (2.35)$$

Entonces el límite para la capacitancia de excitación es el siguiente,

$$\frac{1}{\omega C F^2 k_1} > \frac{k_3}{k_1} \Rightarrow C < \frac{1}{\omega F^2 k_3} \quad (2.36)$$

## 2.5 Cálculo de la curva de magnetización del generador de inducción.

En la tabla 2.2 se muestran los datos de placa de la máquina de inducción utilizada y en la tabla 2.3 [15] aparecen los parámetros del circuito equivalente del generador de inducción mostrado en la figura 2.4 [1]. Este circuito equivalente por fase representa también al GIAE con el capacitor de excitación conectado entre sus terminales. Se puede observar que los parámetros de este circuito están afectados por la frecuencia en por unidad F para obtener una mejor estimación de los cambios en el estator y en el rotor debido a la variación de la frecuencia,  $X_1 = F\omega L_1$ ,  $X_2 = F\omega L_2$ ,  $X_C = 1/F\omega C$ , de la misma manera para corregir el valor de la resistencia referida  $R_2/s$  se obtiene:

$$\frac{R_2}{Fs} = \frac{R_2}{F \left(1 - \frac{n_r}{n_s}\right)} = \frac{R_2}{F - v}; v = F(n_r/n_s) \quad (2.37)$$

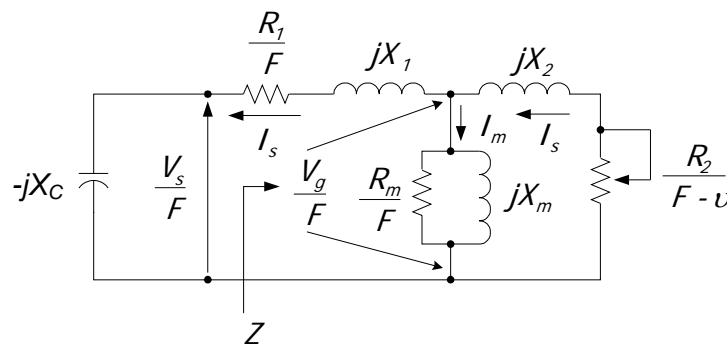


Figura 2.4. Circuito equivalente por fase de la máquina de inducción

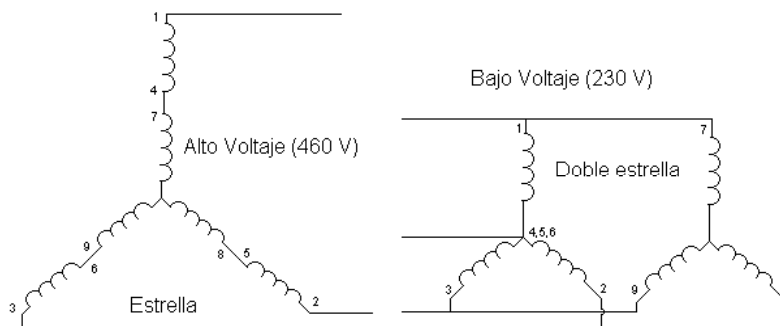
Tabla 2.2 Datos de placa de la Máquina de Inducción (MI) [2].

Número de catalogo:	ZDM3584T	Código de diseño NEMA:	B
Número de especificación:	05E535W053Z1	Clasificación de aislamiento:	H
Potencia:	1 ½ W	Eficiencia nominal:	87.5
Voltaje:	230/460	Factor de potencia:	N/A
Frecuencia:	60 Hz	Acorazado:	N/A
Número de fases:	3	Tipo Baldor :	0528M
Corriente nominal	4.2/2.1 A	Rodamiento DE:	6205
Utilización a 208 Volts:	N/A	Rodamiento ODE:	6203
rpm:	1750	Número de especificación eléctrica:	05WGW053
Armadura:	145TC	Número de especificación mecánica:	05E535
Factor de servicio:	1.00	Base:	RG
Clasificación:	40C AMB-CONT	Montaje:	F1
Código de rotor devanado:	N/A		

**Tabla 2.3 Parámetros de la Máquina de Inducción [2].**

Parámetros del circuito equivalente ( $\Omega$ )	
$R_1$	1.36
$X_1$	0.936
$R_2$	1.89
$X_2$	1.401
$R_m$	145.74
$X_m$	33.37

La máquina de inducción tiene dos voltajes de alimentación; bajo (230V) y alto (460V) en la figura 2.5 se muestran las conexiones de los devanados para ambos niveles de voltaje.



**Figura 2.5. Conexión de los devanados de la MI para alto y bajo voltaje**

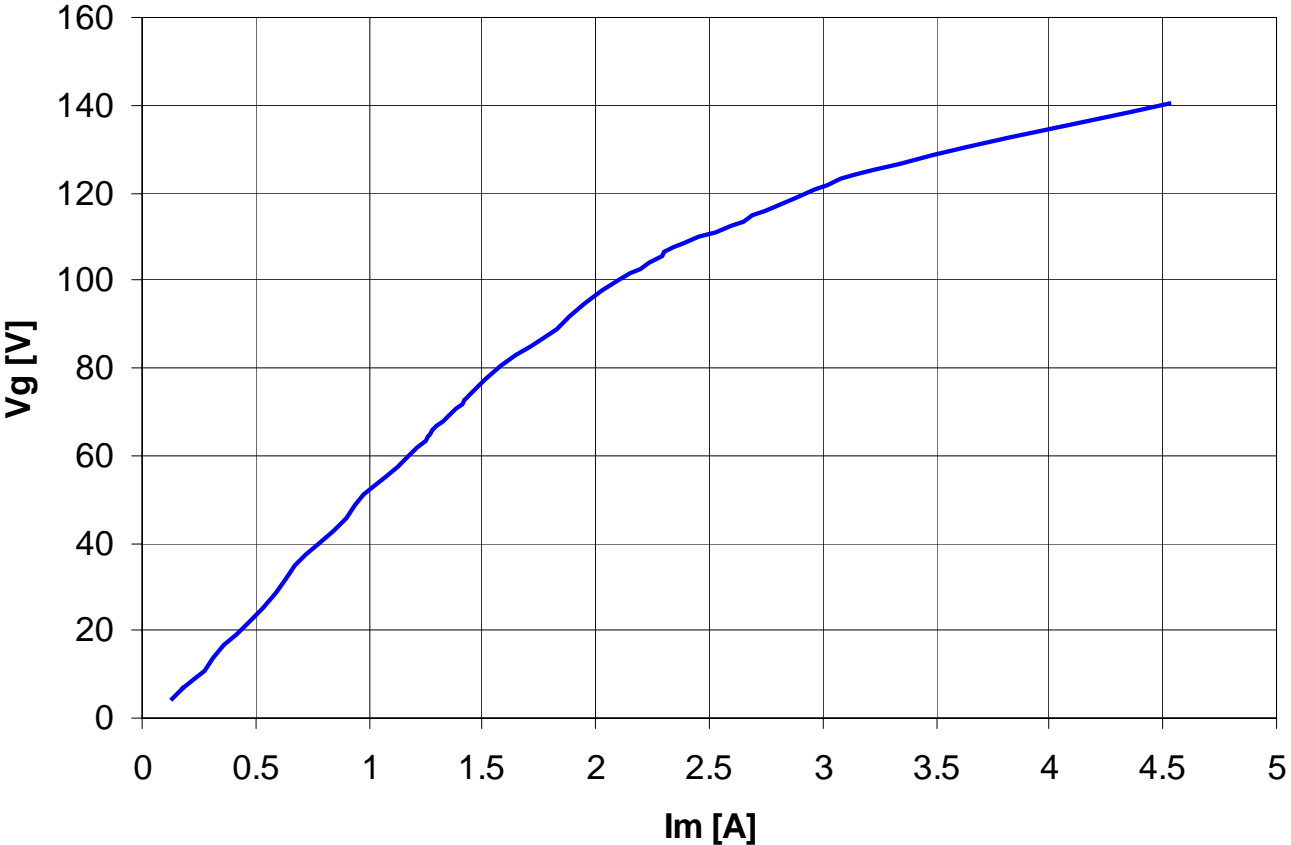
En la tabla 2.4 aparecen las mediciones del voltaje y la corriente en las terminales de la máquina de inducción. Las mediciones se tomaron con la máquina de inducción girando a la velocidad síncrona (1800 rpm) utilizando una máquina de corriente directa acoplada a su flecha [15].

**Tabla 2.4 Resultados de la prueba en vacío de la MI impulsada por un Motor de CD.**

No.	$I_m$ [A]	$V_g$ [V]	No.	$I_m$ [A]	$V_g$ [V]
1	0.13	8	15	1.41	124
2	0.18	12	16	1.46	129
3	0.27	19	17	1.58	139
4	0.36	29	18	1.71	147
5	0.47	38	19	1.83	154
6	0.59	49	20	1.95	164
7	0.67	60	21	2.1	173
8	0.78	69	22	2.27	182
9	0.9	79	23	2.34	186
10	0.98	88	24	2.59	195
11	1.07	95	25	2.81	203
12	1.17	104	26	3.22	217
13	1.25	110	27	4.53	243
14	1.3	116			

Debido a que la conexión de bajo voltaje es doble estrella y la reactancia de magnetización se calculó considerando esta conexión [15], entonces la característica de magnetización se calculará considerando los voltajes de fase y no los de línea. Dividiendo entre  $\sqrt{3}$  los voltajes medidos que se muestran en la tabla 2.4 se obtiene la característica de magnetización experimental mostrada en la figura 2.6.

### Vg vs Im



**Figura 2.6 Curva característica experimental de magnetización**

Los puntos de la característica de magnetización de la figura 2.6 serán utilizados para calcular los valores de  $k_1$ ,  $k_2$  y  $k_3$  con el siguiente procedimiento: Por conveniencia para que  $I_{m3}$  este dentro del rango de los valores medidos de corriente se hace igual a la corriente nominal o la corriente máxima medida, es decir,  $I_{m3}=4.53A$ , a la cual le corresponde un voltaje de fase (de la tabla 2.4 dividido entre  $\sqrt{3}$ )  $V_{g3}=140.296V$ , y según la tabla 2.1:  $I_{m2} = 5I_{m1}$  e  $I_{m3} = 7I_{m1}$ , por lo tanto,  $I_{m1}=0.6471A$ ,  $I_{m2}=3.2357A$ , a las cuales les corresponden los voltajes  $V_{g1}=34.64V$  y  $V_{g2}=125.28V$ . Con estos puntos se calculan las constantes  $k_1$ ,  $k_2$  y  $k_3$  mostradas en la tabla 2.5.



**Tabla 2.5 Resultados con los tres puntos para  $k_1$ ,  $k_2$  y  $k_3$**

$I_m$ [A]	$V_g$ [V]	$X_m$ [ $\Omega$ ]	$k_1, k_2$ y $k_3$
$I_{m1} = 0.6471$	$V_{g1} = 34.64$	$a = V_{g1}/I_{m1} = 53.53$	$k_1 = (c - k_3) \left( \frac{a - b}{b - c} \right)^{49/24} = 31.9$
$I_{m2} = 3.2357$	$V_{g2} = 125.28$	$b = V_{g2}/I_{m2} = 38.718$	$k_2 = \frac{49}{24} \frac{\ln \left( \frac{b - c}{a - b} \right)}{I_{m3}^2} = -0.06448$
$I_{m3} = 4.53$	$V_{g3} = 140.296$	$c = V_{g3}/I_{m3} = 30.97$	$k_3 = \frac{b^2 - ac}{2b - (a + c)} = 22.4747$

Sustituyendo los valores de  $k_1$ ,  $k_2$  y  $k_3$  en la ecuación 2.2 con  $F = 1$ , se tiene la siguiente ecuación para la curva característica de magnetización aproximada,

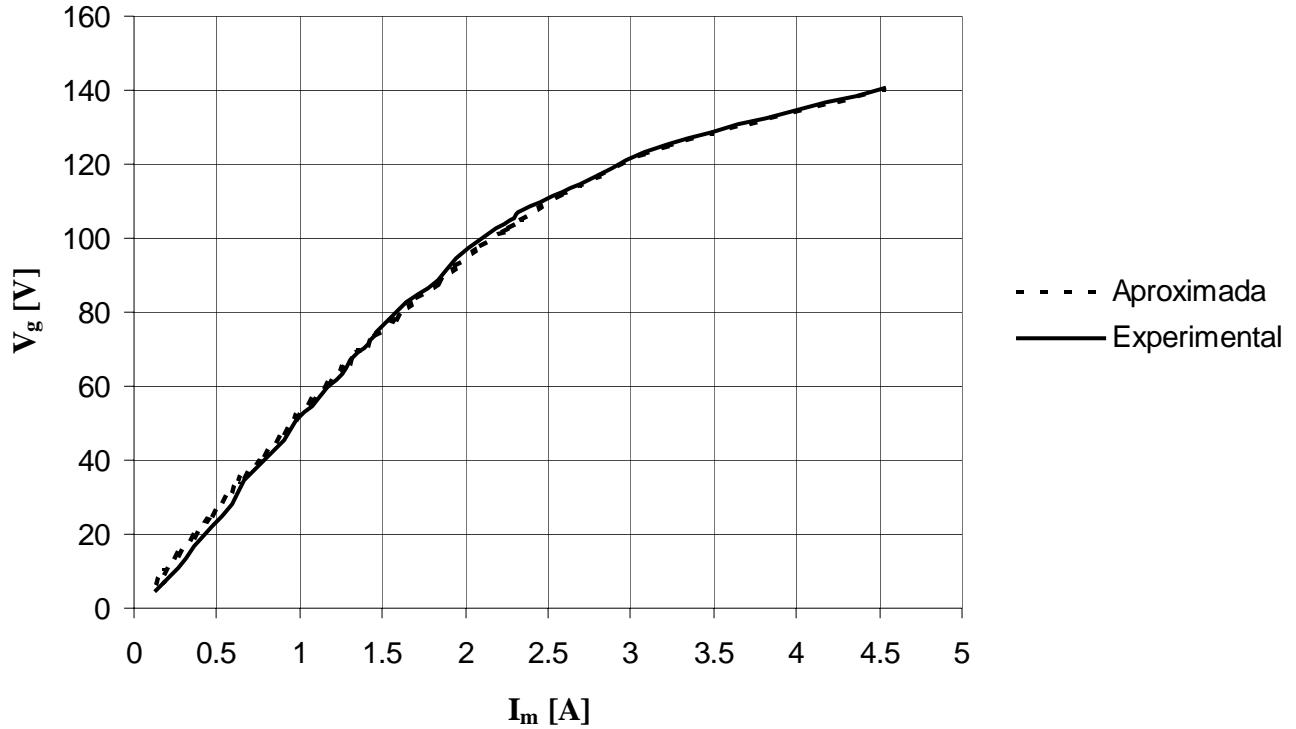
$$V_g = I_m (31.9e^{-0.06448I_m^2} + 22.47) \quad (2.38)$$

Con la ecuación 2.38 se obtienen los nuevos valores de  $V_g$  que se muestran en la tabla 2.6 para así trazar la curva característica de magnetización aproximada que se muestra en la figura 2.7; en esta gráfica también se muestra la curva de magnetización experimental para poder compararlas.

**Tabla 2.6 Datos para la curva de magnetización aproximada**

No.	$I_m$ [A]	$V_g$ [V]	No.	$I_m$ [A]	$V_g$ [V]
1	0.13	7.063583426	15	1.41	71.25000026
2	0.18	9.774616611	16	1.46	73.39925032
3	0.27	14.63950881	17	1.58	78.4108015
4	0.36	19.47763258	18	1.71	83.59913259
5	0.47	25.34185893	19	1.83	88.15946972
6	0.59	31.66055921	20	1.95	92.49561959
7	0.67	35.81812455	21	2.1	97.59684809
8	0.78	41.45138662	22	2.27	102.9488552
9	0.9	47.47199648	23	2.34	105.0208799
10	0.98	51.40537581	24	2.59	111.8067628
11	1.07	55.74685721	25	2.81	117.0148066
12	1.17	60.45972985	26	3.22	124.9911181
13	1.25	64.1408419	27	4.53	140.2691651
14	1.3	66.39948143			

## V<sub>g</sub> vs I<sub>m</sub>



**Figura 2.7 Comparación entre la curvas de magnetización experimental y aproximada**

### 2.5.1 Cálculo de las curvas de la reactancia X<sub>m</sub> y la variación de la reactancia x<sub>m</sub> de magnetización en función de la corriente de magnetización.

A partir de la ecuación 2.38 se puede calcular la curva de la reactancia de magnetización en función de la corriente de magnetización:

$$X_m = \frac{V_g}{I_m} = 31.9e^{-0.06448I_m^2} + 22.47 \quad (2.39)$$

A partir de la ecuación 2.6 y sustituyendo los valores de k<sub>1</sub>, k<sub>2</sub> y k<sub>3</sub>, la variación de la característica de la reactancia de magnetización en función de la corriente de magnetización (I<sub>m</sub>):

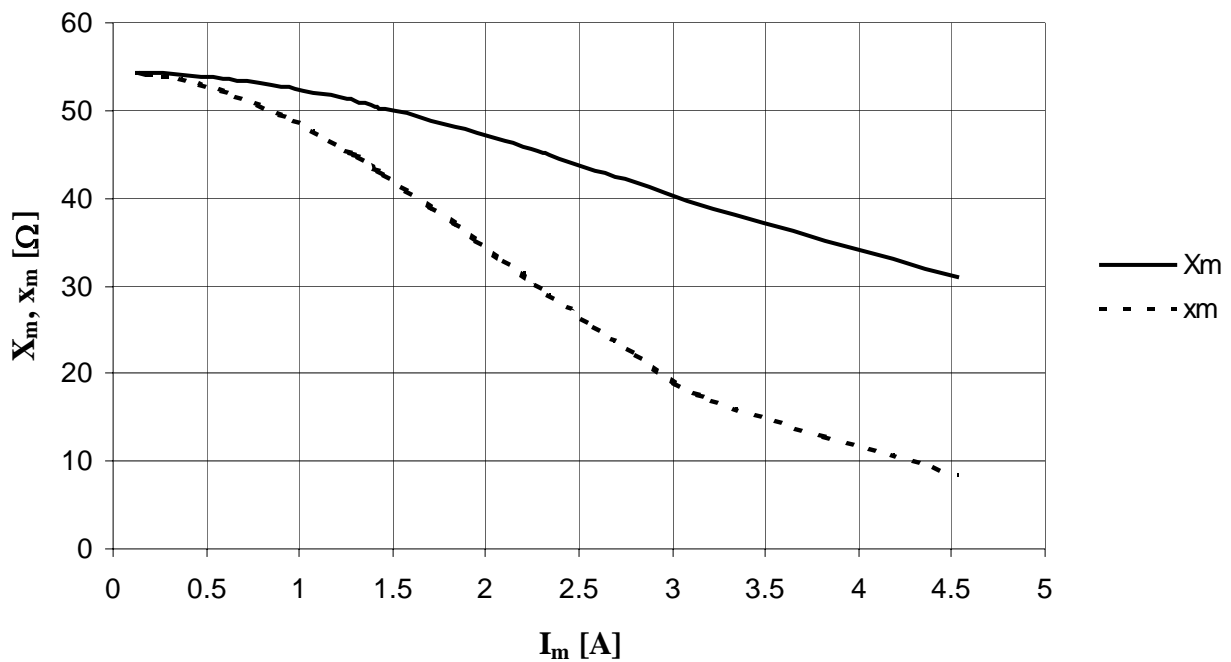
$$x_m = 22.47 + [1 + 2(-0.06448)I_m^2] (31.9e^{0.06448I_m^2}) \quad (2.40)$$

De las ecuaciones 2.39 y 2.40 se trazan las curvas para X<sub>m</sub> y x<sub>m</sub> mostradas en la figura 2.8. Se puede observar que para una corriente nominal, se obtiene un valor de X<sub>m</sub> aproximadamente igual al que aparece en la tabla 2.3.

**Tabla 2.7 Datos para la curva de la reactancia de magnetización**

No.	$I_m$ [A]	$X_m = V_g/I_m$	$x_m$	No.	$I_m$ [A]	$X_m = V_g/I_m$	$x_m$
1	0.13	54.3352571	54.2705092	15	1.41	50.5319151	43.3419504
2	0.18	54.3034256	54.1751159	16	1.46	50.2734591	42.6352347
3	0.27	54.220403	53.9266116	17	1.58	49.6270896	40.8889517
4	0.36	54.1045349	53.5805201	18	1.71	48.8883816	38.930923
5	0.47	53.9188488	53.0276571	19	1.83	48.1745736	37.0781329
6	0.59	53.6619648	52.266427	20	1.95	47.4336511	35.1969155
7	0.67	53.4598874	51.6705783	21	2.1	46.4746896	32.8275961
8	0.78	53.1428034	50.7409378	22	2.27	45.3519186	30.1511722
9	0.9	52.7466628	49.5887352	23	2.34	44.8807179	29.060462
10	0.98	52.4544651	48.7454936	24	2.59	43.1686343	25.2674306
11	1.07	52.0998666	47.7298263	25	2.81	41.6422799	22.1242105
12	1.17	51.6749828	46.5240295	26	3.22	38.8171174	16.9639418
13	1.25	51.3126735	45.5055748	27	4.53	30.9644956	8.48957256
14	1.3	51.0765242	44.8466496				

**$X_m, x_m$  vs  $I_m$**



**Figura 2.8 Curva característica de la variación de la reactancia de magnetización**

## 2.6 Descripción matemática del proceso de autoexcitación.

Para la descripción matemática del proceso de autoexcitación se puede usar el modelo del circuito de Doxey [1], el cual se muestra en la figura 2.9 y es un modelo clásico para representar la máquina de inducción en estado estable. Otra manera de representar este modelo se muestra en la figura 2.10, donde el circuito de carga está en su equivalente paralelo [20].

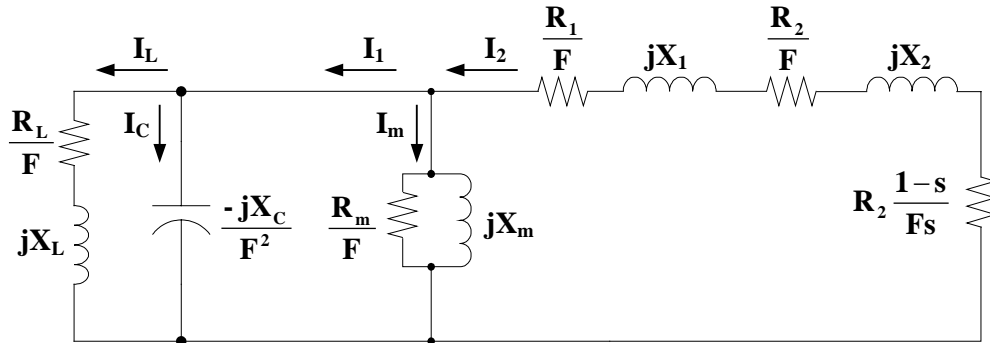


Figura 2.9 Modelo clásico simplificado por fase del generador de inducción autoexcitado

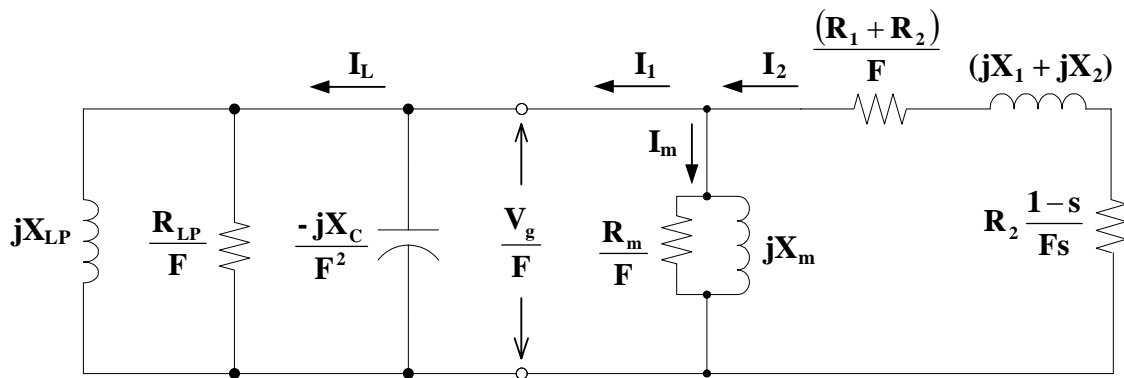


Figura 2.10 Circuito equivalente con carga en paralelo del generador de inducción autoexcitado

Una impedancia de carga en serie  $Z$  puede ser transformada a su configuración en paralelo de la siguiente forma,

$$Z = R_{\text{serie}} + jX_{\text{serie}} = \frac{jX_p R_p}{R_p + jX_p} = \frac{R_p X_p^2 + jX_p R_p^2}{R_p^2 + X_p^2} \quad (2.41)$$

Donde:

$$R_p = \frac{R_{\text{serie}}^2 + X_{\text{serie}}^2}{R_{\text{serie}}} = \frac{Z_s^2}{R_{\text{serie}}}; \quad X_p = \frac{R_{\text{serie}}^2 + X_{\text{serie}}^2}{X_{\text{serie}}} = \frac{Z_s^2}{X_{\text{serie}}}$$

Para el modelo de Doxey  $\frac{Z_L}{F}$  queda,

$$\frac{Z_L}{F} = \frac{R_L}{F} + jX_L = \frac{jX_{LP} \frac{R_{LP}}{F}}{jX_{LP} + \frac{R_{LP}}{F}} \quad (2.42)$$

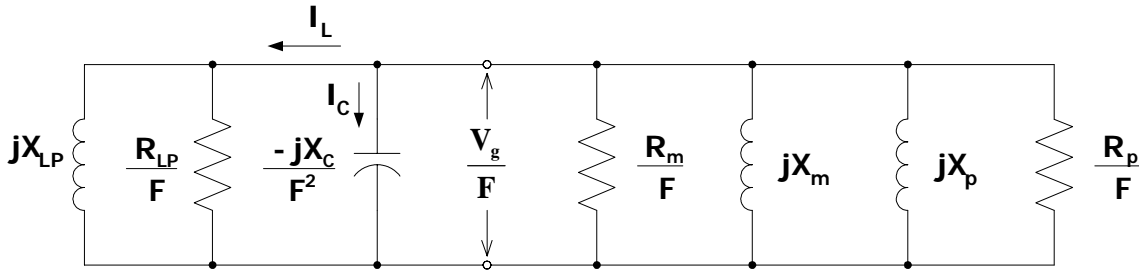
de las ecuaciones 2.41 y 2.42 se obtiene,

$$\theta = \arctan\left(\frac{FX_L}{R_L}\right) = \arctan\left(\frac{R_{lp}}{FX_{LP}}\right) \quad (2.43)$$

$$\left\{ R_{LP} = \frac{Z_L^2}{F^2 R_L} \quad X_{LP} = \frac{Z_L^2}{F^2 X_L} \quad P = \frac{V_S^2}{Z_L^2} R_L \right\} \quad (2.44)$$

Donde: P es la potencia de salida o en la carga.

Con lo anterior el modelo del circuito de Doxey de la figura 2.10 queda simplificado al circuito de la figura 2.11 y las ecuaciones 2.45 y 2.46 representan a  $X_p$  y  $R_p$  respectivamente,



**Figura 2.11 Modelo simplificado de Doxey para el generador de inducción autoexcitado**

$$X_p = \frac{\left(\frac{R_1}{F} + \frac{R_2}{F}\right)^2 + (X_1 + X_2)^2}{X_1 + X_2} \quad (2.45)$$

$$R_p = \frac{\left(\frac{R_1}{F} + \frac{R_2}{F}\right)^2 + (X_1 + X_2)^2}{R_1 + \frac{R_2}{s}} \quad (2.46)$$

El aumento en la reactancia inductiva de la carga disminuye el valor de la capacitancia efectiva de excitación, este valor se puede estimar con la siguiente ecuación:

$$C_{rms} = C - \frac{L}{R_L^2 + (\omega_e L)^2} \quad (2.47)$$

La cual se deduce de forma sencilla haciendo un análisis del circuito.

Para valores pequeños de la inductancia de la carga L no se aprecia una influencia en gran medida en la capacitancia efectiva de excitación, sin embargo para un valor alto de L el efecto sobre la capacitancia de excitación es tal que puede provocar un colapso en el voltaje generado. Lo positivo de esto es que una resistencia de carga pequeña lo que sería el caso ante una sobrecarga o una resistencia cero durante un cortocircuito, entonces ocurre una descarga rápida del capacitor de excitación con lo cual se logrará protección contra altas corrientes y cortos circuitos.

La potencia que entra al circuito eléctrico proviene de la máquina primaria que acciona el G.I., de esta forma, las sumas algebraicas de las potencias activas y reactivas en el circuito de la figura 2.11 son:

$$I_2^2 R_2 \left( \frac{1-s}{s} \right) + I_2^2 (R_1 + R_2) + \frac{V_g^2}{R_m} + \frac{V_g^2}{R_{LP}} = \sum P = 0 \quad (2.48)$$

$$\frac{V_g^2}{X_m} + \frac{V_g^2}{X_p} + \frac{V_g^2}{X_c} + \frac{V_g^2}{X_{LP}} = \sum Q = 0 \quad (2.49)$$

donde:

$$X_m = \omega_e L_m$$

El primer término de la ecuación 2.48 es la energía mecánica suministrada al generador, y su signo depende si se trabaja como generador ( $s < 0$ ) o en régimen de frenado de motor ( $s > 0$ ). Dividiendo la ecuación 2.48 entre  $I_2^2$  se logra simplificar de la siguiente manera:

$$\frac{R_2}{s} + R_1 + \frac{V_g}{I_2^2} \frac{1}{R_{mL}} = 0 \quad (2.50)$$

donde:

$$\frac{1}{R_{mL}} = \frac{1}{R_m} + \frac{1}{R_{LP}}$$

De la figura 2.10 se tiene:

$$\frac{V_g^2}{F^2 I_2^2} = \left( \frac{R_2}{Fs} + \frac{R_1}{F} \right)^2 + (X_1 + X_2)^2 \quad (2.51)$$

Entonces de la ecuación 2.50 queda:

$$\frac{R_2}{s} + R_1 + \left[ \left( \frac{R_2}{s} + R_1 \right)^2 + F^2 (X_1 + X_2)^2 \right] \frac{1}{R_{mL}} = 0 \quad (2.52)$$

o

$$\left(\frac{R_2}{s} + R_1\right)R_{mL} + \left(\frac{R_2}{s} + R_1\right)^2 + F^2(X_1 + X_2)^2 = 0 \quad (2.53)$$

Si los parámetros son constantes, la ecuación 2.53 es de segundo grado, el valor correspondiente de  $s$  para las condiciones de potencia de entrada (sobre la flecha de GI) y potencia de salida (en la carga) es:

$$s = \frac{2R_2}{-2R_1 - R_{mL} \pm \sqrt{R_{mL}^2 - 4F^2(X_1 + X_2)^2}} \quad (2.54)$$

Considerando el caso práctico de que  $s$  depende de la resistencia de carga y teniendo en cuenta que  $X_1+X_2$  es pequeño, entonces se toma el signo negativo del radical ya que en caso contrario  $s$  no dependerá de la resistencia de carga, entonces se tiene:

$$s \approx \frac{-R_2}{R_1 + R_{mL}} \quad (2.55)$$

Y escribiendo  $R_{mL}$  en función de  $R_m$  y  $R_{Lp}$  la ecuación 2.55 queda:

$$s \approx \frac{-R_2}{R_1 + R_{mL}} = \frac{-R_2(R_m + R_{Lp})}{R_1R_m + R_1R_{Lp} + R_mR_{Lp}} \quad (2.56)$$

Es necesario un proceso numérico o iterativo cuando se utiliza la ecuación 2.54 en lugar de la 2.56 ya que  $F$  depende de  $s$  y viceversa .

La regulación de voltaje también depende de la variación de  $X_m$ , donde su valor se obtiene despejando de la ecuación 2.49, es decir:

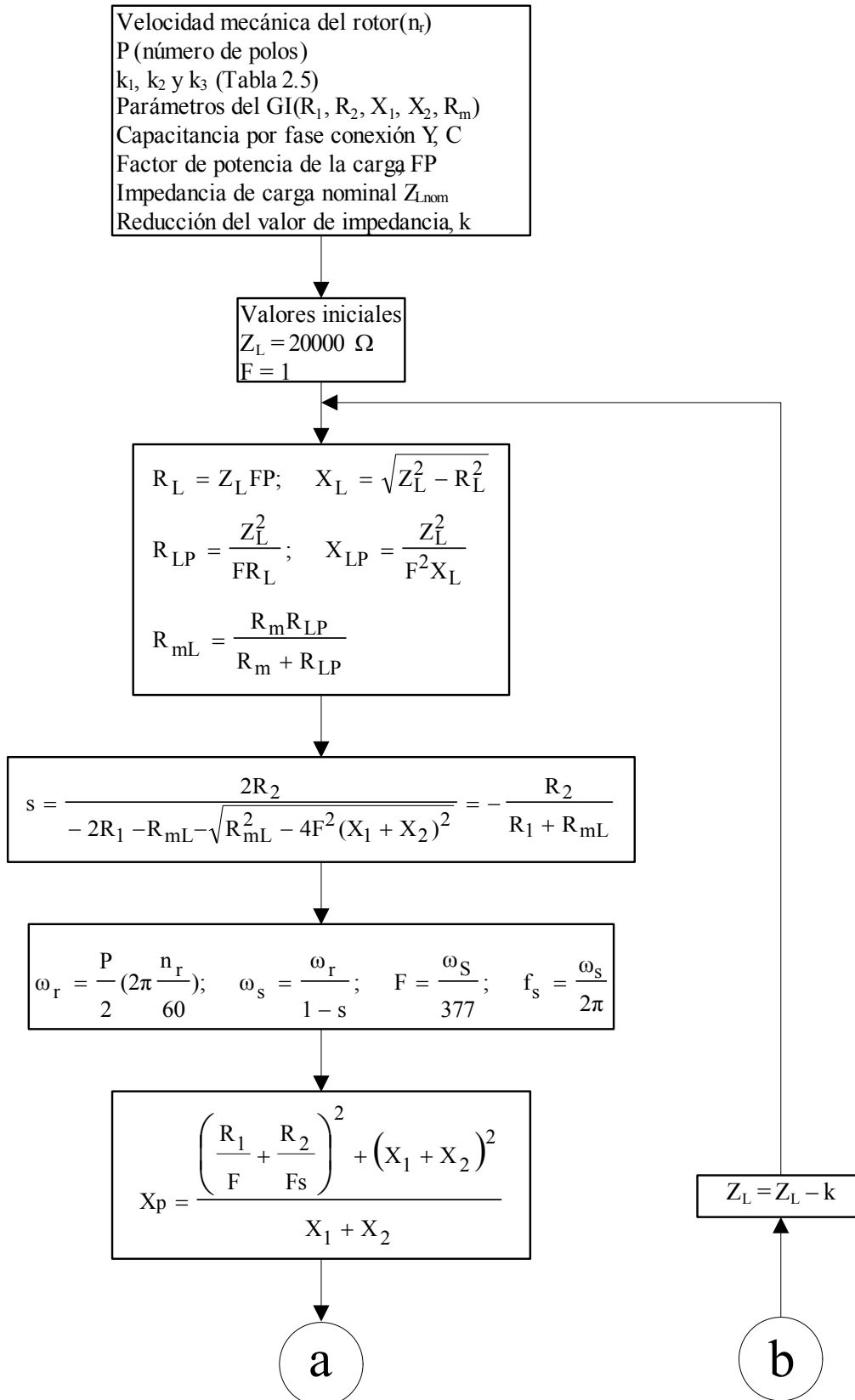
$$X_m = \frac{1}{F^2 \omega_e C - \frac{1}{X_p} - \frac{1}{X_{Lp}}} \quad (2.57)$$

Si se considera que la potencia de entrada es la potencia mecánica y que las pérdidas son debidas a los parámetros  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_m$  entonces, de la ecuación 2.48 se deduce que la potencia trifásica de salida es:

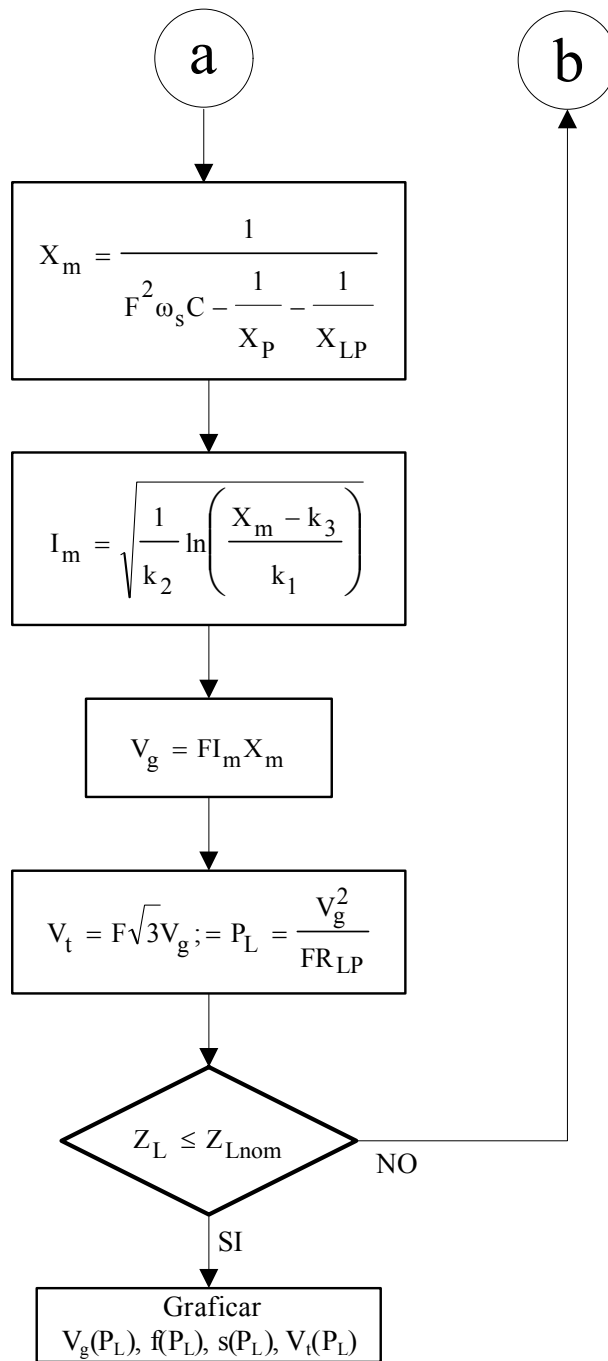
$$P_{salida} = P_{entrada} - P_{pérdidas} = 3I_2^2 R_2 \frac{1-s}{s} 3I_2^2 (R_1 + R_2) + \frac{3V_g^2}{R_m} = -\frac{3V_g^2}{R_{Lp}} = P_L \quad (2.58)$$

Con el desarrollo anterior se puede elaborar un diagrama como se muestra en la figura 2.12 que se puede implementar en un programa computacional que permitirá calcular las características de salida del generador de inducción autoexcitado.

## DIAGRAMA DE FLUJO







**Figura 2.12 Diagrama de flujo para calcular las características del generador de inducción**

## 2.7 Regulación del voltaje del GI.

El tipo de carga conectada a las terminales del GI es el principal factor que influye en la regulación del voltaje, ya sea por la variación de la carga resistiva y/o inductiva, esto provoca variaciones en el voltaje generado, otra manera de observar esto es en la disminución del factor de potencia debido al aumento de la carga inductiva.

Este efecto se contrarresta con la capacitancia de excitación, pero también conforme la capacitancia de excitación se incrementa por encima de cierto valor el voltaje en las terminales tiende a colapsarse [1].

Siguiendo el diagrama de flujo de la figura 2.12 se pueden trazar las curvas de regulación de voltaje a diferentes factores de potencia, variación de la frecuencia y deslizamiento conforme aumenta la carga. Para calcular el valor de la capacitancia de excitación para que el GI en vacío genere un voltaje de línea igual a su voltaje nominal de 240 V se debe tomar en cuenta la tabla 2.4 con la cual se graficó la curva característica de magnetización. Pero como el banco de capacitores de excitación está conectado en delta se debe tomar en cuenta un factor de  $\sqrt{3}$  para la corriente  $I_m$  y esto se muestra en la Tabla 2.8.

Por medio de la gráfica de la figura 2.13 la cual fue graficada a partir de los resultados experimentales mostrados en la Tabla 2.4, se observa que el valor está entre 4.3 y 4.4 A de  $I_m$ , para corroborar y encontrar un valor aproximado se hace una interpolación.

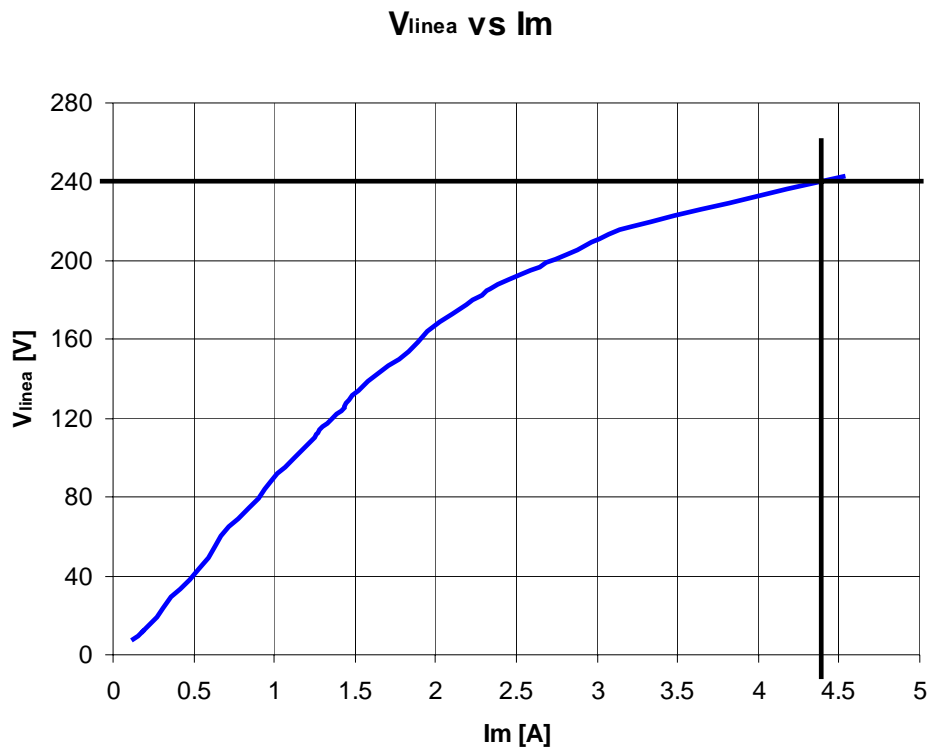
$$\frac{(4.53 - 3.22)}{243 - 217} = \frac{(I_m - 3.22)}{240 - 217} \rightarrow I_m = 4.3788 \text{ A}$$

considerando un arreglo de tres capacitores de excitación idénticos conectados en delta, entonces la corriente por cada capacitor es de:

$$I_C = \frac{I_m}{\sqrt{3}} = \frac{4.3788}{\sqrt{3}} \text{ A} = 2.528 \text{ A}$$

entonces el valor de la capacitancia de excitación es de:

$$V_L = X_C I_m; \quad X_C = \frac{1}{\omega C}; \quad \Rightarrow \quad C = \frac{I_m}{\omega V_L} = \frac{2.528}{377(240)} \text{ F} = 27.94 \times 10^{-6} \text{ F} = \underline{\underline{27.94 \mu\text{F}}}$$



**Figura 2.13** Curva de magnetización para calcular la capacitancia de excitación

**Tabla 2.8.** Datos para calcular la capacitancia de excitación

No.	$I_m$ [A]	$V_{línea}$ [V]	$I_{m(capacitor)}=I_m/\sqrt{3}$	No.	$I_m$ [A]	$V_{línea}$ [V]	$I_{m(capacitor)}= I_m/\sqrt{3}$
1	0.13	8	0.07505553	15	1.41	124	0.81406388
2	0.18	12	0.10392305	16	1.46	129	0.84293139
3	0.27	19	0.15588457	17	1.58	139	0.91221343
4	0.36	29	0.2078461	18	1.71	147	0.98726896
5	0.47	38	0.27135463	19	1.83	154	1.05655099
6	0.59	49	0.34063666	20	1.95	164	1.12583302
7	0.67	60	0.38682468	21	2.1	173	1.21243557
8	0.78	69	0.45033321	22	2.27	182	1.31058511
9	0.9	79	0.51961524	23	2.34	186	1.35099963
10	0.98	88	0.56580326	24	2.59	195	1.4953372
11	1.07	95	0.61776479	25	2.81	203	1.62235426
12	1.17	104	0.67549981	26	3.22	217	1.85906787
13	1.25	110	0.72168784	27	4.53	243	2.61539672
14	1.3	116	0.75055535				

En la ecuación 2.36 se establece el límite máximo de la capacitancia de excitación conectada en el circuito equivalente por fase de la figura 2.4. Sustituyendo los valores en la ecuación 2.36 se obtiene:

$$C < \frac{1}{2\pi 60(1)^2 (22.4747)} \Rightarrow \underline{\underline{C < 118 \mu\text{F}}}$$

El capacitor que se calculó de 27.9  $\mu\text{F}$  ( $C_{\text{delta}}$ ) es para el arreglo en delta (entre las terminales del generador de inducción). El de 118  $\mu\text{F}$  ( $C_{\text{estrella}}$ ) es del circuito equivalente por fase de la figura 2.9 o 2.10 (con  $F=1$ ). Como cada capacitor conectado en una estrella equivalente es tres veces el valor del capacitor en conexión delta se tiene:  $C_{\text{estrella equivalente}} = 3C_{\text{delta}} = 3(27.94 \mu\text{F}) = 83.82 \mu\text{F}$  que es menor que el valor límite de 118  $\mu\text{F}$ .

A partir del diagrama de flujo de la figura 2.12 se programó una hoja de cálculo en Excel y se obtuvieron las gráficas mostradas en las figuras 2.14 - 2.18; las cuales describen la operación del GI en estado estacionario con diferentes condiciones de operación.

En la figura 2.14 se muestran las gráficas de voltaje de línea entre las terminales del GI contra la potencia de salida, teniendo como parámetro la velocidad del rotor; en esta figura se tiene una capacitancia por fase de  $C = 110 \mu\text{F}$  en conexión estrella (36.66  $\mu\text{F}$  en conexión delta), la cual es mayor a la calculada en vacío (27.94  $\mu\text{F}$ ) debido a la carga del generador. Un incremento de la velocidad del rotor provoca un incremento del voltaje generado. Los resultados mostrados en la figura 2.14 fueron obtenidos para un factor de potencia unitario en la carga.

En la figura 2.15 también se muestra la regulación de voltaje ante variaciones de la potencia de salida manteniendo la velocidad del rotor constante (1800 rpm) y un factor de potencia unitario en la carga; como se puede apreciar a medida que se incrementa la capacitancia de excitación por fase, aumenta el voltaje en las terminales del GI, con lo cual se muestra que al variar la capacitancia de excitación se puede lograr una regulación de voltaje generado en las terminales del GI.

La variación del deslizamiento en función de la potencia de salida se muestra en la figura 2.16, para diferentes valores de factor de potencia, con una capacitancia por fase constante de 110  $\mu\text{F}$  y una velocidad constante de 1800 rpm. En esta figura se puede apreciar el incremento del deslizamiento provocado por el incremento en la potencia de salida, para potencias de salida cero, el valor del deslizamiento es menor que cero debido a la presentación de pérdidas en el GI en vacío (pérdidas en el núcleo) lo cual indica que la potencia mecánica de entrada del GI no es cero (primer termino de la ecuación 2.48) cuando la potencia de salida del GI es cero.

La figura 2.17 muestra la variación de la frecuencia en función de la potencia de salida; en este caso el parámetro es el factor de potencia; la velocidad y la capacitancia de excitación se mantienen constantes e igual a 1800 rpm y 110  $\mu\text{F}$  respectivamente. Se puede observar en las figuras 2.17 y 2.18 como a medida que el factor de potencia de la carga disminuye, la potencia de salida que puede entregar el GI disminuye.

### $V_t$ vs $P_{sal}$

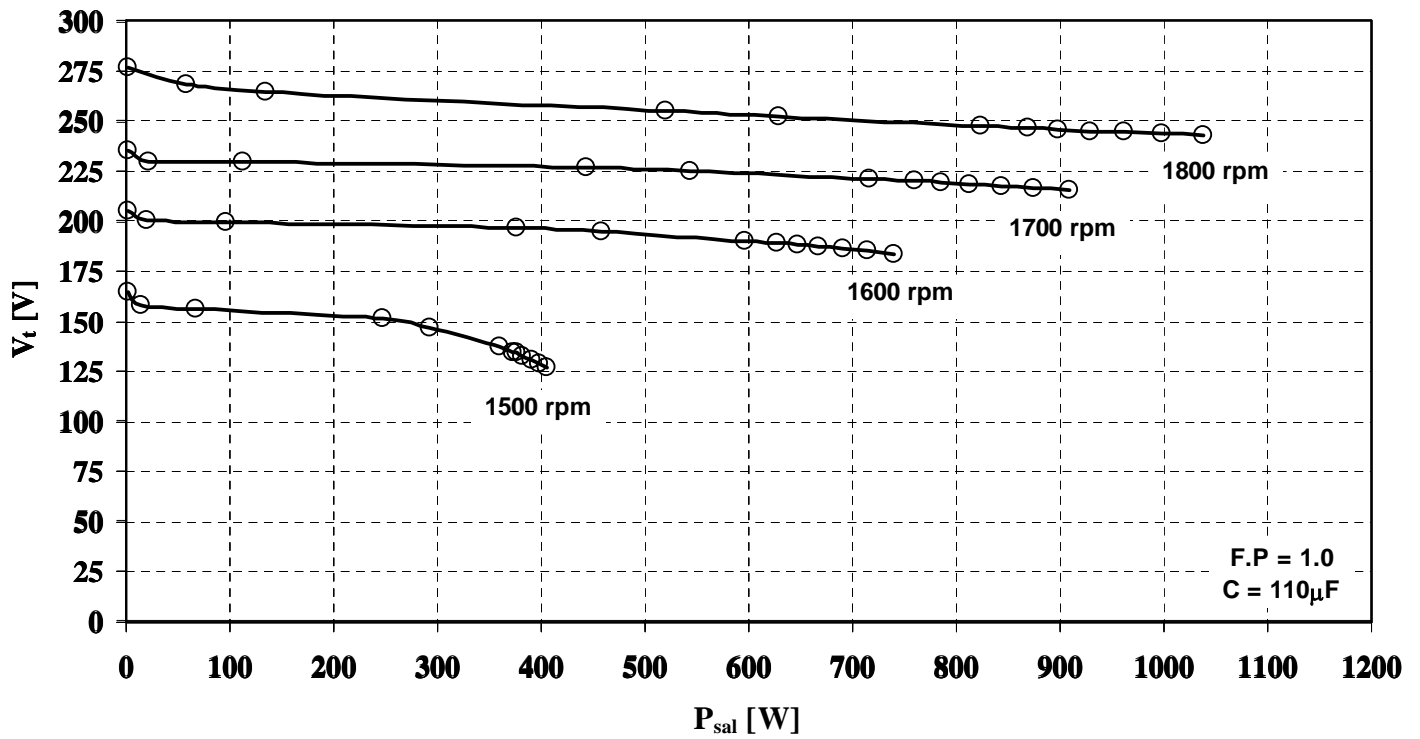


Figura 2.14 Variación de voltaje del GIAE a diferentes velocidades

### $V_t$ vs $P_{sal}$

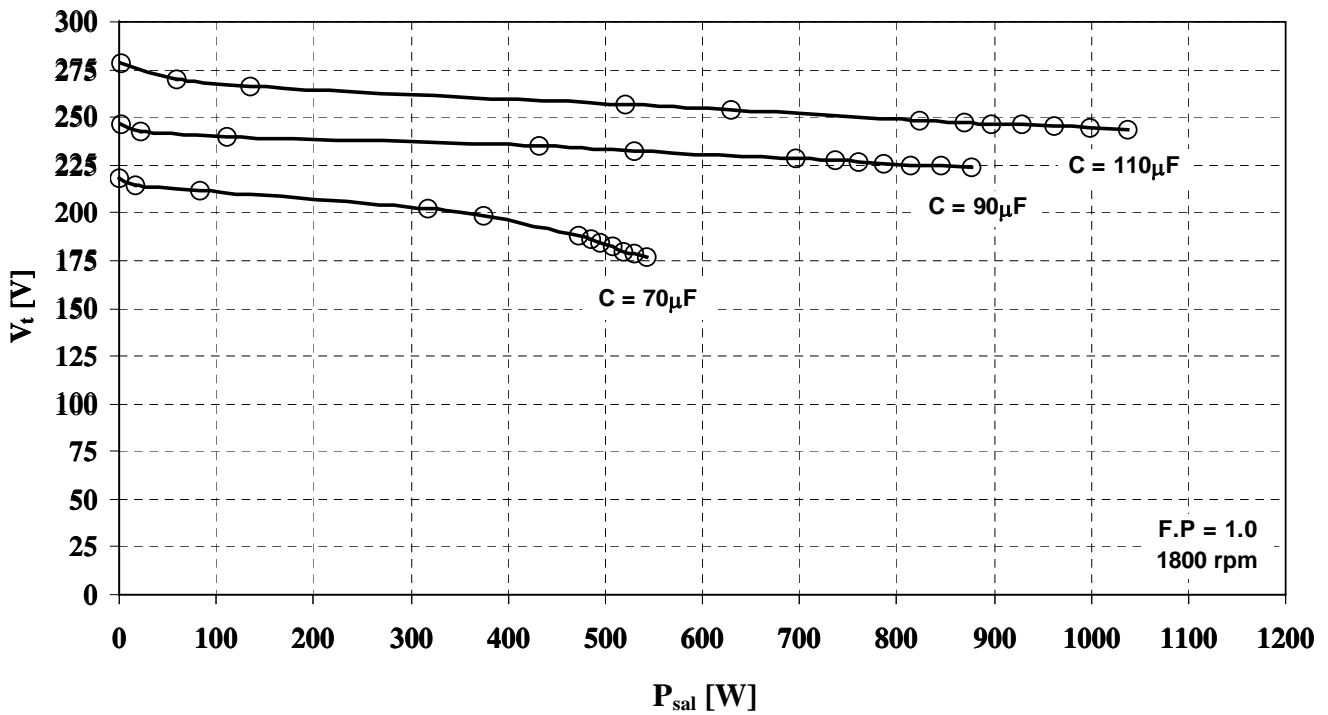


Figura 2.15 Variación de voltaje del GIAE a diferentes valores de capacitancia de excitación

### s vs P<sub>sal</sub>

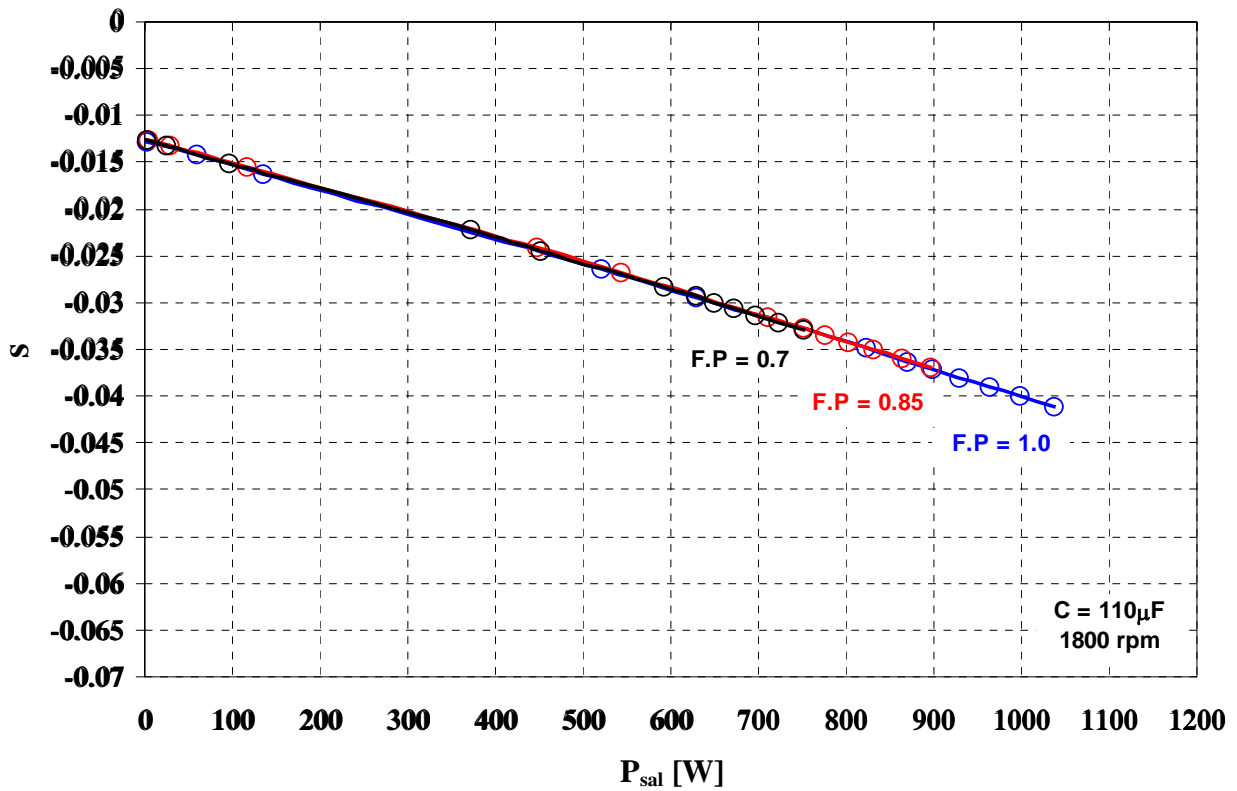


Figura 2.16 Variación del deslizamiento a diferentes factores de potencia (FP)

### f vs P<sub>sal</sub>

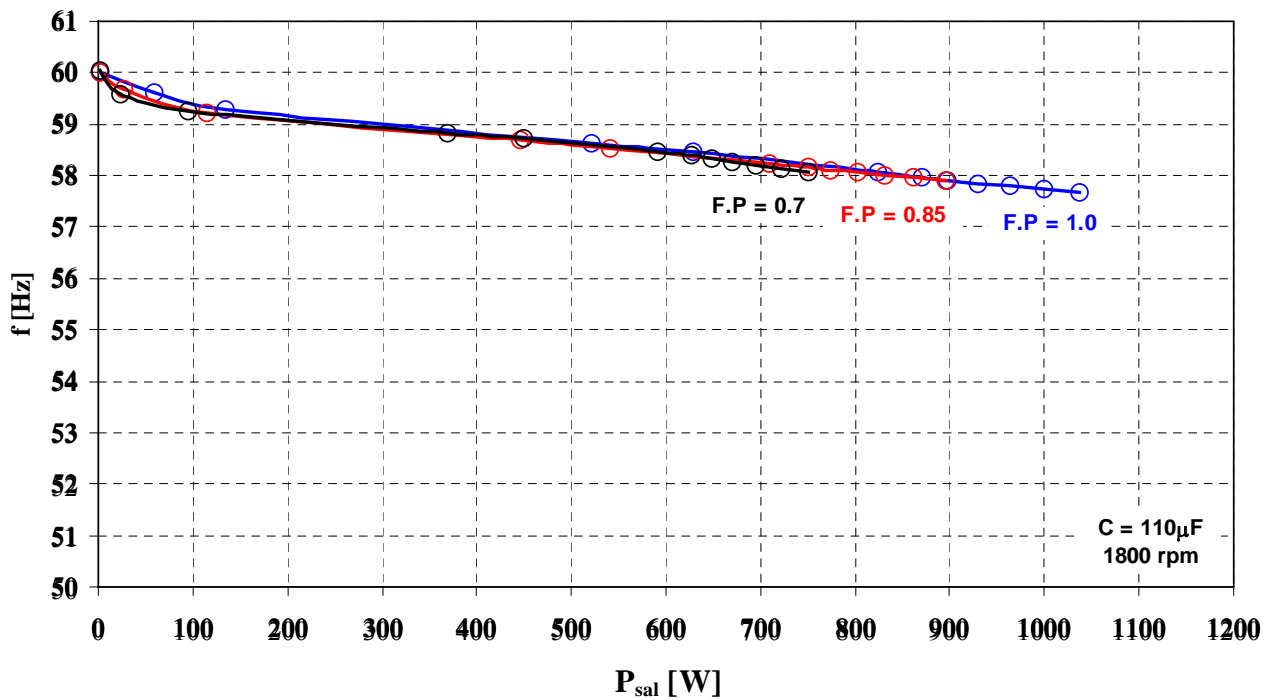


Figura 2.17 Variación de la frecuencia a diferentes factores de potencia (FP)

### $V_t$ vs $P_{sal}$

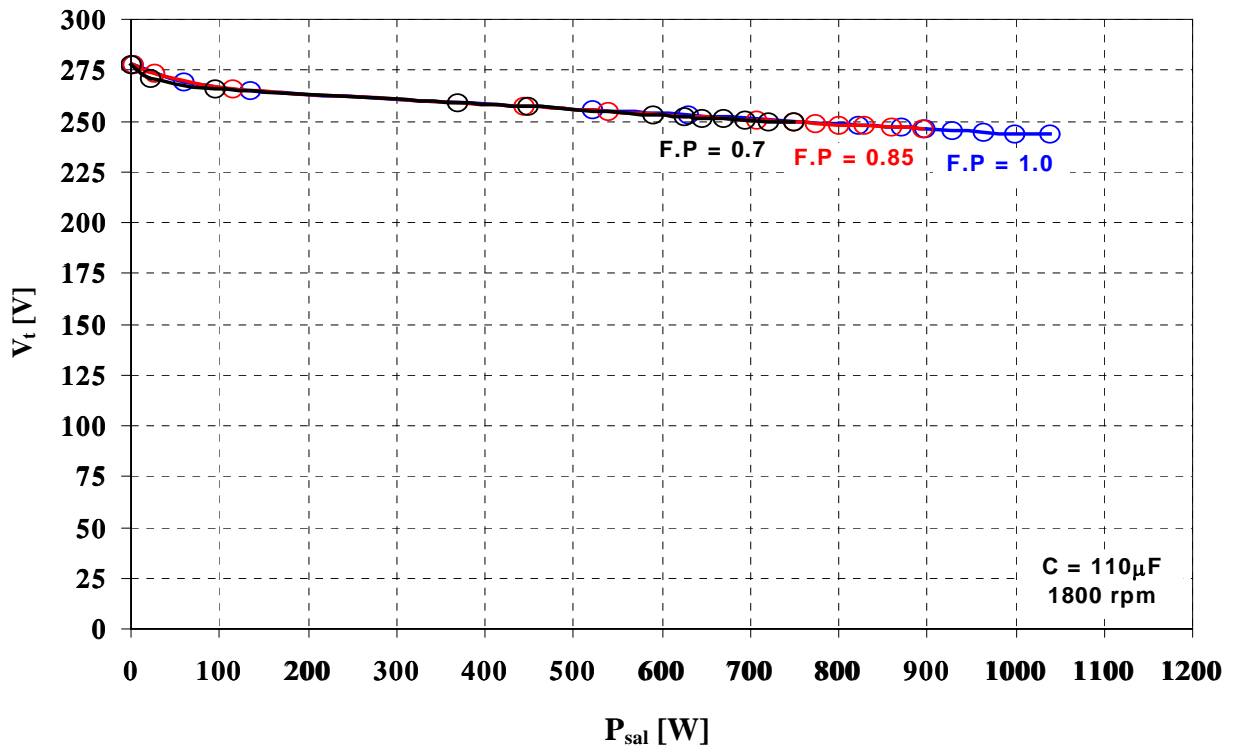


Figura 2.18 Variación de voltaje a diferentes factores de potencia (FP)

### 3

## SIMULACIÓN DE UN SISTEMA DE UN GENERADOR DE INDUCCIÓN CON EXCITACIÓN CONSTANTE.

### 3.1 Introducción.

En la figura 3.1 se presenta el esquema del sistema de generación de energía eléctrica utilizando un generador de inducción con excitación constante también llamado generador de inducción autoexcitado, este sistema consiste de una máquina de inducción trifásica impulsada por medio de la flecha por un motor de corriente directa (MCD) para que trabaje como un GI y éste se utilizará para alimentar cargas monofásicas de CA, además en sus terminales se conecta un banco de capacitores fijos para el suministro de potencia reactiva como se vio en el capítulo 2. El MCD se acciona por medio de un convertidor a tiristores y para obtener un voltaje monofásico variable que permita regular la velocidad de la MCD, a la salida del GI se conecta un rectificador trifásico y después un inversor monofásico PWM.

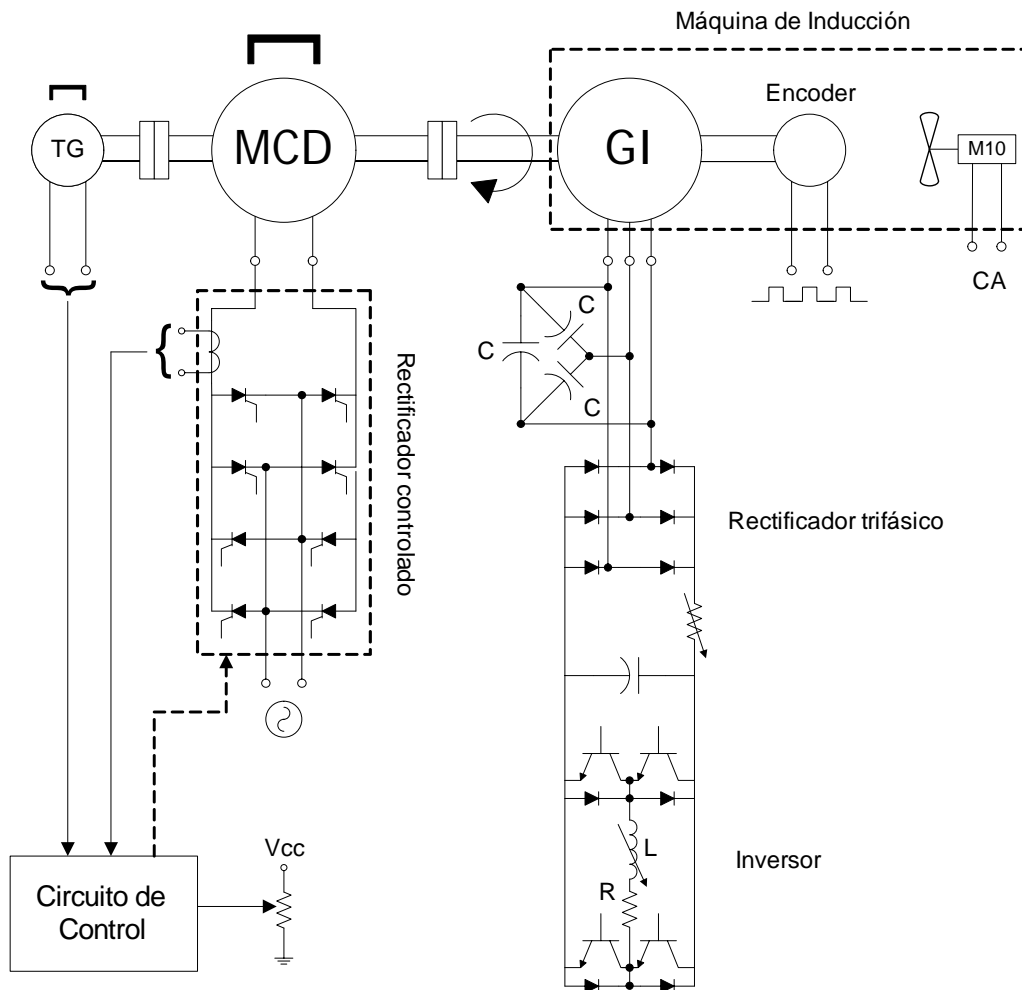


Figura 3.1 Sistema de generación de energía eléctrica utilizando un GIAE.



Este sistema se simuló utilizando el simulink de Matlab. Este programa tiene la ventaja de contar con bibliotecas como SimPowerLib que contiene bloques para simular sistemas eléctricos de potencia, además de bloques para simular dispositivos de estado sólido, convertidores y también contiene bloques de control.

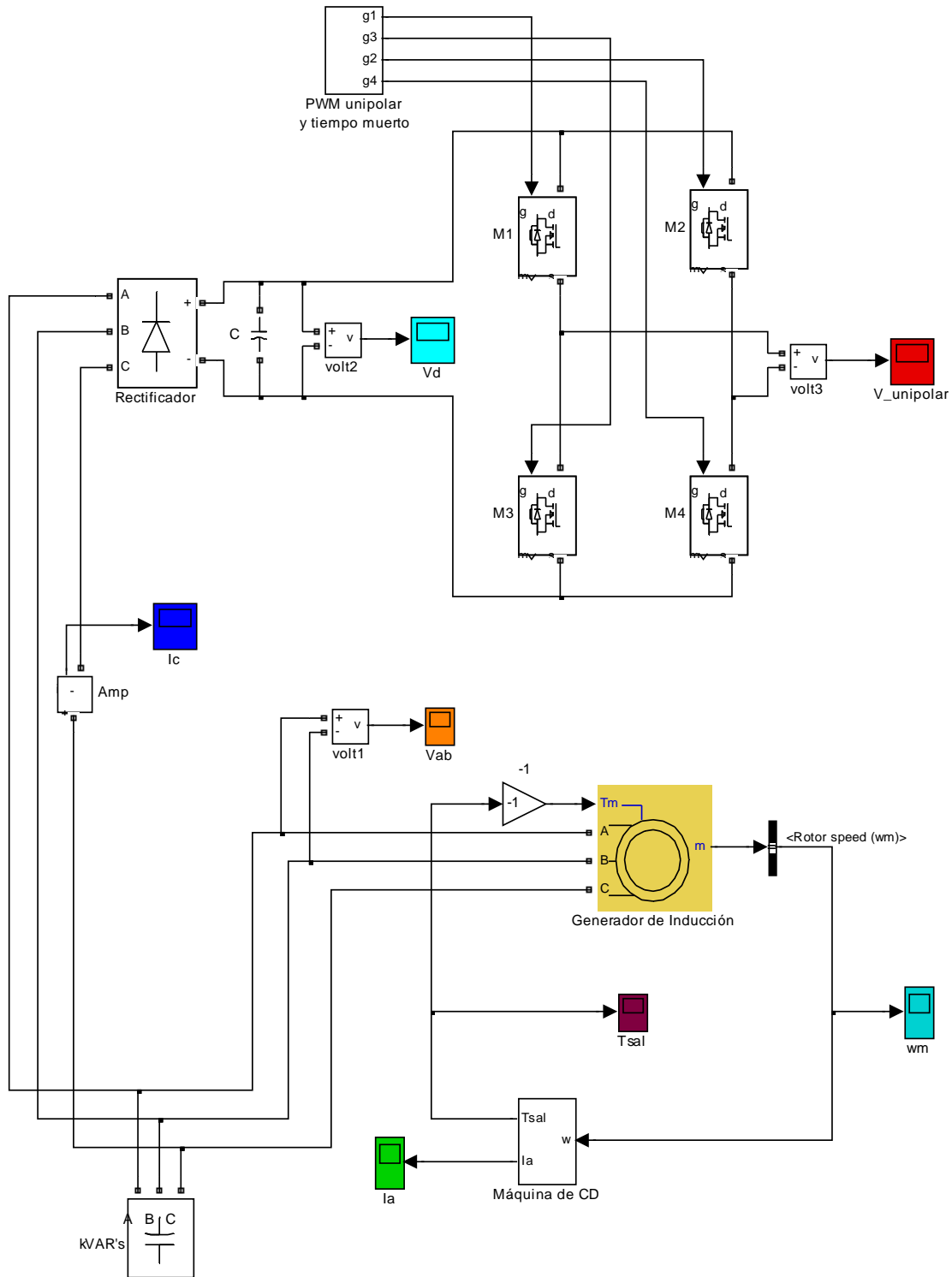
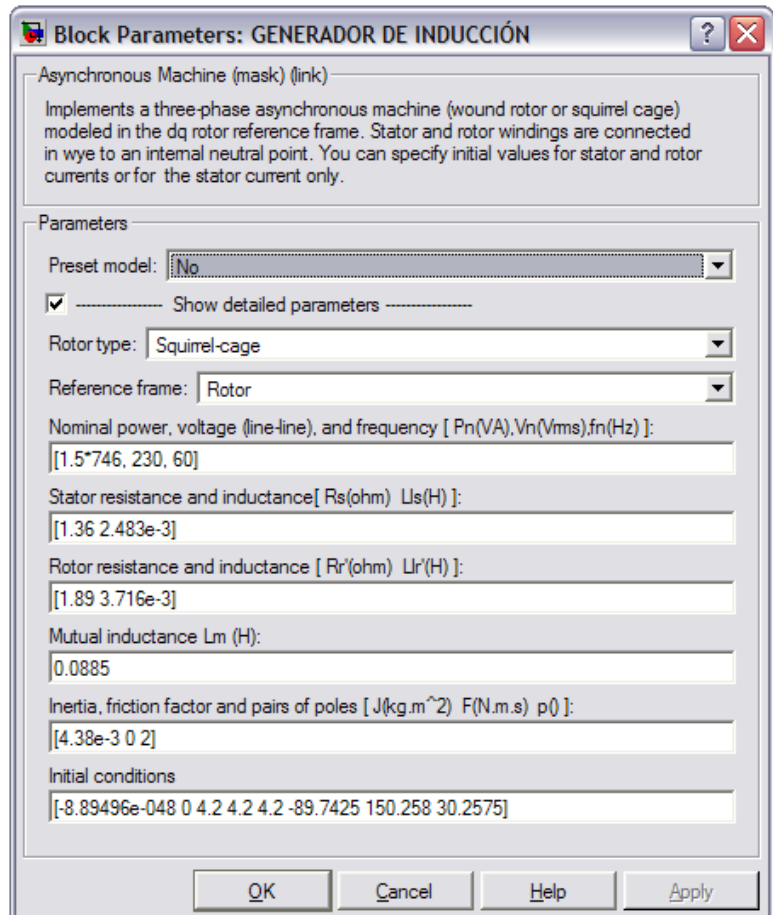
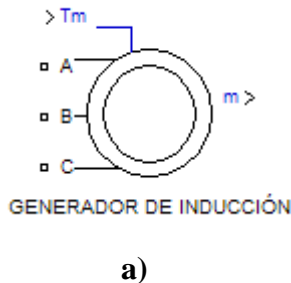


Figura 3.2 Diagrama en simulink del sistema mostrado en la figura 3.1.

En la figura 3.2 se muestra el diagrama en simulink del sistema, como se puede observar, el diagrama no cuenta con bloques de control, por lo cual, este sistema se encuentra en lazo abierto, además, los capacitores del banco reactivo tienen un valor fijo, es decir, con este valor de excitación se puede generar cierta cantidad de voltaje en las terminales del GI.

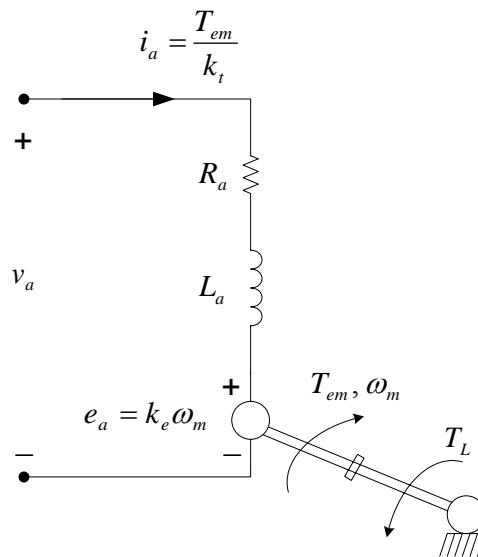
### 3.2 Descripción de los bloques y entrada de datos.

Para simular un generador de inducción (GI), en simulink se tiene el bloque de una máquina asíncrona que se puede trabajar en dos modos de operación, como motor o generador, para trabajarlo como generador se le debe proporcionar un par negativo, por lo tanto cuando se tiene un par positivo trabajará como motor. En la figura 3.3a se muestra el bloque de simulink del GI, al hacer doble clic en este bloque con el botón izquierdo del ratón aparece una tabla (Figura 3.3b) en la cual se puede insertar los datos y parámetros de la máquina, así como las condiciones iniciales de operación, en la tabla 2.2 proporcionaron los datos de placa de la máquina y en la tabla 2.3 los parámetros, las condiciones iniciales que se pueden especificar son: deslizamiento, ángulo eléctrico, amplitud de corriente de estator y ángulo de fase.



**Figura 3.3. a) Bloque de simulink para una máquina de inducción trifásica, b) Ventana para insertar los datos de placa, parámetros y condiciones iniciales de una máquina de inducción.**

Para realizar el diagrama de bloques del motor de corriente directa (MCD) se tomó el modelo del MCD de imanes permanentes [28] (MCDIP) que se muestra en la figura 3.4, de este modelo o circuito equivalente se obtienen las ecuaciones 3.1, 3.2 y 3.3 que describen el voltaje de armadura, corriente de armadura y velocidad mecánica, respectivamente [28].



**Figura 3.4 Circuito equivalente del MCDIP**

$$v_a = e_a + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (3.1)$$

$$I_a = \frac{T_{em}}{k_t} \quad (3.2)$$

$$\omega_m = \frac{E_a}{k_e} \quad (3.3)$$

Donde,

$v_a$  = voltaje de armadura

$e_a$  = voltaje inducido

$R_a$  = Resistencia de armadura

$i_a$  = corriente de armadura

$L_a$  = inductancia de armadura

$T_{em}$  = par electromagnético

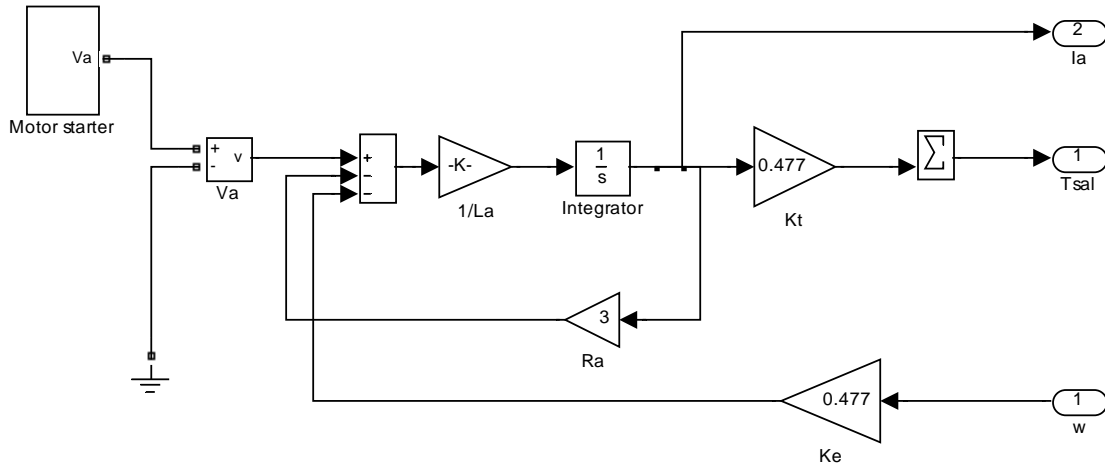
$T_L$  = par mecánico de carga

$k_t$  = coeficiente de par-motor

$\omega_m$  = velocidad mecánica

$k_e$  = coeficiente de par-tensión

De acuerdo con las ecuaciones del modelo del MCDIP descritas, el diagrama a bloques en simulink queda como se muestra en la figura 3.5, los parámetros a sustituir en este modelo se tomaron de la tabla 3.1 que pertenecen a un MCDIP que se tiene en el laboratorio y que fueron determinadas en las pruebas de laboratorio que se hicieron en [15].

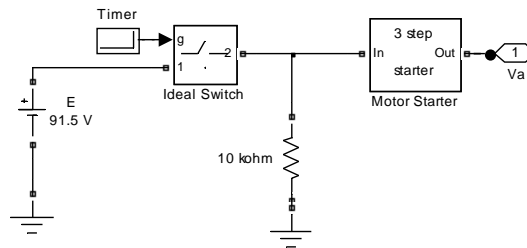


**Figura 3.5 Diagrama a bloques en simulink del modelo del MCDIP.**

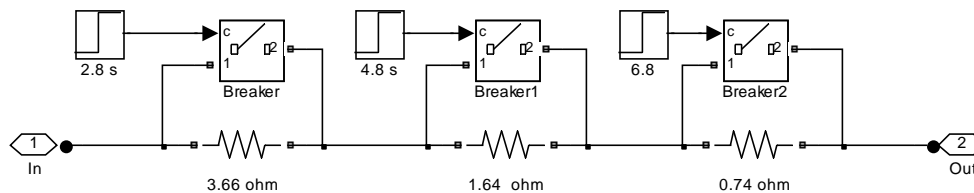
El diagrama de bloques en simulink del arrancador del MCDIP se muestra en la figura 3.6, este arrancador trabaja de tal manera que el MCDIP se acciona paso a paso para evitar un alto consumo de corriente y generar el par de arranque necesario. Como se observa en la figura 3.2 no se simuló el convertidor a tiristores que acciona al MCD que aparece en la figura 3.1 debido a que se va a mantener la velocidad constante y por lo tanto el voltaje en las terminales del motor permanece constante.

**Tabla 3.1 Parámetros del MCDIP**

Parámetros
$R_a = 3 \Omega$
$L_a = 5.73 \text{ mH}$
$k_t = 0.477 \text{ V/s}$
$k_e = 0.477 \text{ V/s}$



**a)**



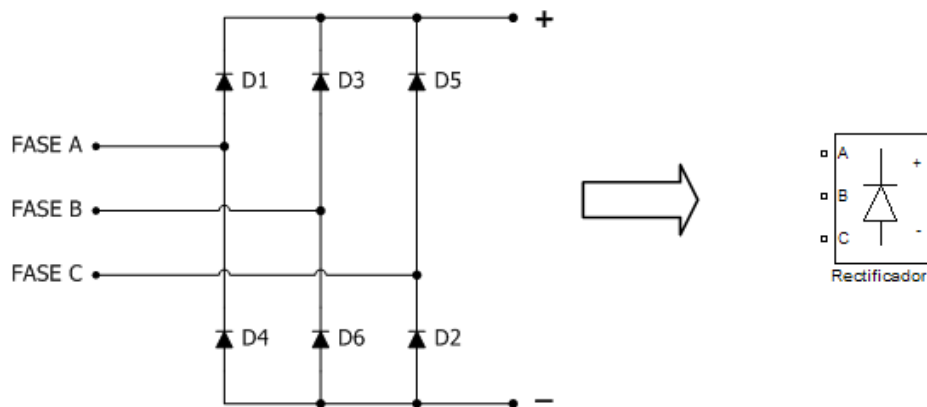
**b)**

**Figura 3.6 a) Diagrama en simulink del arrancador del MCDIP b) Diagrama interno del arrancador (Motor Starter)**

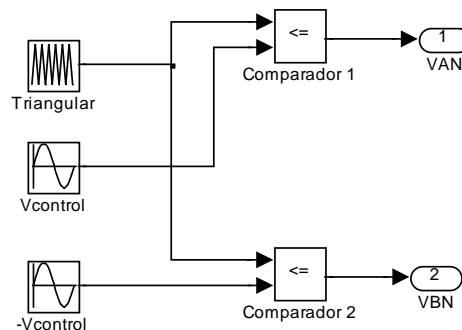
En el diagrama a bloques en simulink de la figura 3.2 se tiene un banco trifásico de suministro de potencia reactiva fija que equivale a un banco trifásico simétrico de capacitores conectados en delta, el valor del capacitor se puede calcular a partir de la potencia reactiva del banco. En la tabla 3.2 se muestran diferentes valores de los capacitores. En esta tabla se muestran los resultados de diferentes simulaciones con distintos valores de potencia reactiva y su respectivo valor de capacitancia. Para aumentar el voltaje en las terminales del GI se debe aumentar el suministro de potencia reactiva de la forma que se mostró en el capítulo 2. En la tabla se observa que los valores de la capacitancia de los capacitores de excitación es prácticamente la misma que se calculó en el capítulo 2 para la operación en vacío del GI.

El rectificador trifásico se utiliza para convertir el voltaje de CA de las terminales del GI a un voltaje de CD y en simulink este rectificador trifásico se encuentra compactado en un solo bloque como se puede observar en la figura 3.7. El voltaje de CD a la salida del rectificador se convierte en voltaje de CA monofásico mediante un inversor PWM a base de transistores tipo Mosfet para alimentar cargas monofásicas de CA. La PWM se implementa para regular el voltaje en la carga y también para mantener la frecuencia constante igual a 60 Hz.

La regulación del voltaje a la salida del inversor monofásico se realiza de la forma mostrada en el diagrama de bloques de la figura 3.8 con lo que se logra generar las señales PWM, de tal manera que la variación de voltaje se obtenga a partir del valor promedio de la señal PWM. En este sistema se utilizó el PWM unipolar que se obtiene por medio de la conmutación de los transistores de potencia que conforman el inversor monofásico de puente completo, también llamado puente H. En el apéndice A se describen dos esquemas de conmutación polar (unipolar y bipolar) y para este trabajo se utilizó el esquema de conmutación unipolar por presentar menor contenido de armónicos [14, 25-27].



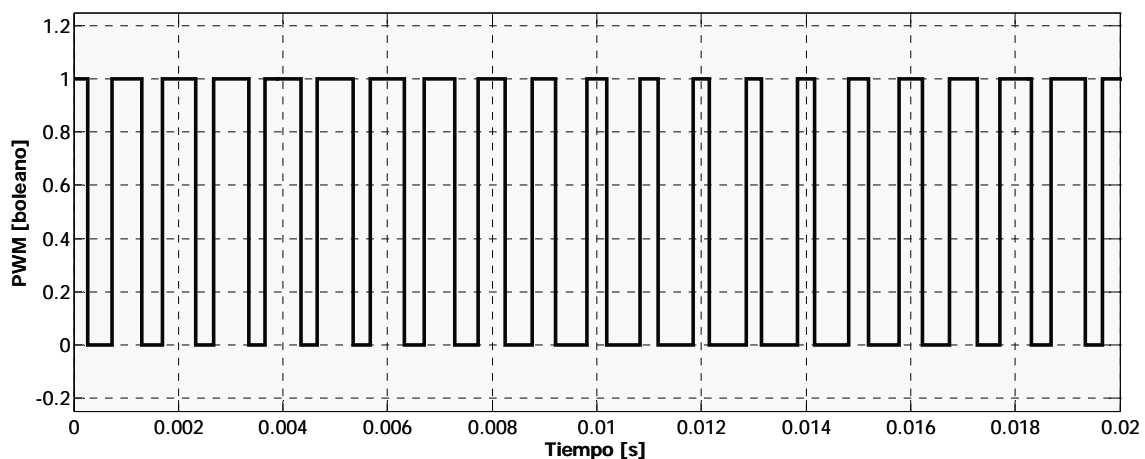
**Figura 3.7 Rectificador trifásico y su bloque equivalente de simulink**



**Figura 3.8 Diagrama a bloques en simulink para generar las señales de PWM**

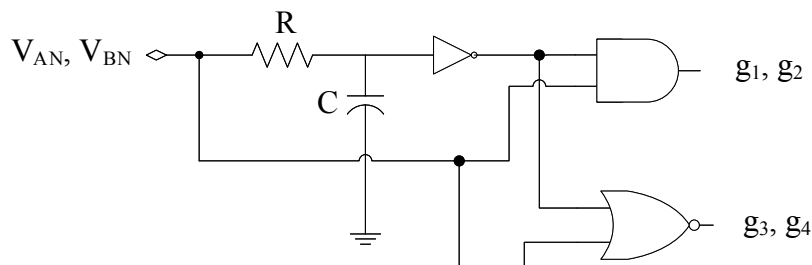
En el diagrama de la figura 3.8 la señal triangular (portadora) tiene una frecuencia de 1 kHz mientras que la señal senoidal (referencia) es de 60 Hz. La señal de salida VAN se muestra en la figura 3.9, ésta señal resulta de la comparación de la señal triangular con la señal senoidal y VBN de la comparación de la triangular con la misma senoidal pero desfasada 180 grados. La señal VAN controla al Mosfet 1 (M1) del inversor de la figura 3.2 y por medio de una compuerta lógica NOT al Mosfet 3 (M3) esto evita que los dos transistores estén encendidos al mismo tiempo y se provoque un cortocircuito, de la misma forma la señal que sale de VBN controla al Mosfet 2 (M2) y por medio de una compuerta lógica NOT al Mosfet 4 (M4) para entonces obtener en la carga una señal PWM unipolar. No es necesario mostrar en una figura la señal VBN ya que tiene la misma forma de onda que VAN.

Para este tipo de conmutación la inyección de señales es inmediata por lo cual se puede presentar un cortocircuito, es decir, cuando M1 comienza a conducir M3 comienza a dejar de conducir y lo mismo pasa con M2 y M4. Por lo cual se requiere implementar un tiempo de retardo entre la entrada en conducción de un Mosfet y la salida de conducción del otro, es decir, se requiere de un tiempo muerto.

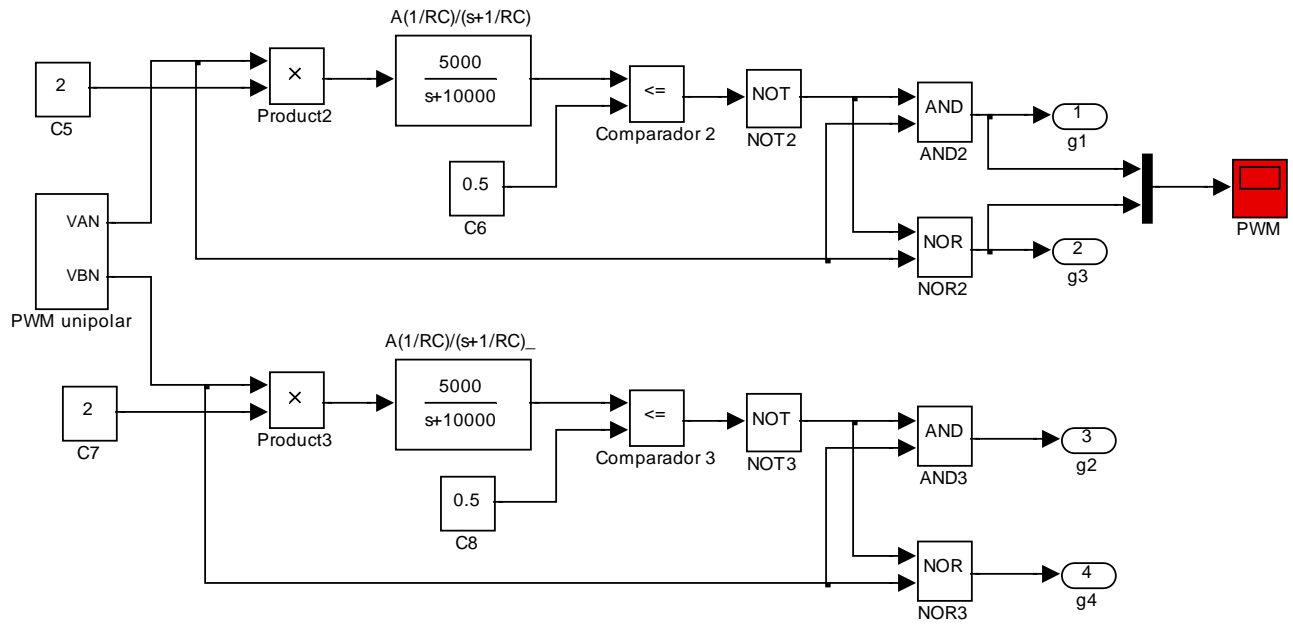


**Figura 3.9 Señal VAN de tipo PWM**

Para obtener el tiempo muerto, al diagrama de bloques de la figura 3.8 se debe adicionar una constante de tiempo por medio de un circuito RC a través de un arreglo de compuertas lógicas como se muestra en la figura 3.10. En la figura 3.11 se muestra el diagrama de bloques en simulink de la señales de control PWM con tiempo muerto.



**Figura 3.10 Circuito para la implementación del tiempo muerto**



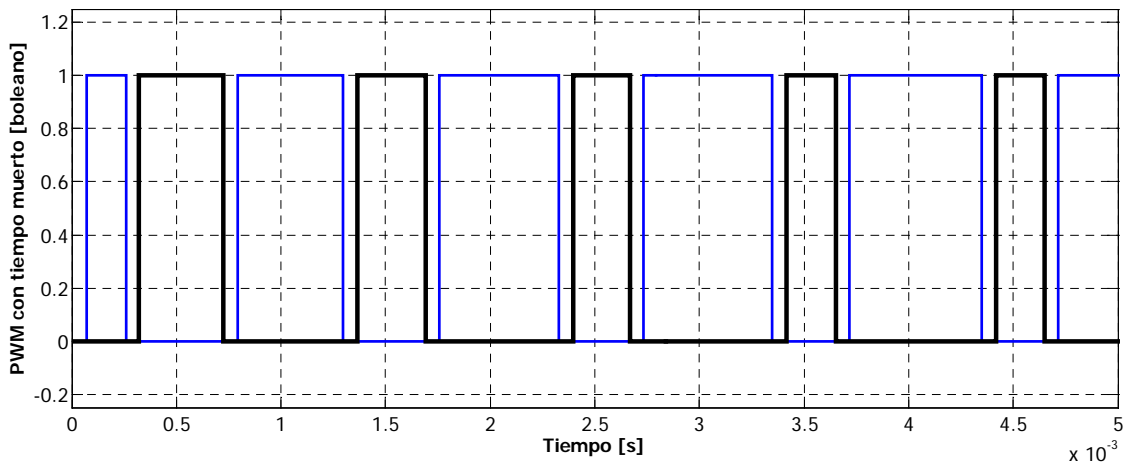
**Figura 3.11 Diagrama de bloques en simulink de las señales PWM con tiempo muerto**

Para implementar el circuito RC en un diagrama de bloques en simulink, se tuvo que obtener su

función de transferencia,  $FT. = \frac{A \frac{1}{RC}}{S + \frac{1}{RC}}$  donde A es una constante de proporcionalidad,  $A \approx 0.5$  unidades.

Con una función de transferencia igual a  $\frac{5000}{s + 10000}$  se obtuvo un tiempo muerto aproximado de  $20 \mu s$ .

Del diagrama de la figura 3.11 se obtienen las señales de la figura 3.12 donde se puede observar el tiempo muerto entre las dos señales PWM.



**Figura 3.12 Señales de control PWM con tiempo muerto**

A la salida del rectificador trifásico se conectó un filtro capacitivo de 8.3  $\mu\text{F}$  para disminuir el rizado de voltaje a menos del 1% del voltaje máximo (340 V medidos) siguiendo la ecuación para el cálculo de la capacitancia de filtro para rectificadores trifásicos de onda completa [25-27]:

$$C \cong \frac{V_m}{6\Delta V f R} \quad (3.4)$$

donde:

$V_m$  (Voltaje pico o máximo) = 340 V medidos,

$\Delta V$  (Voltaje de rizo) = 1.2 V medidos,

$f$  (Frecuencia) = 60 Hz, por lo tanto,

$R$  (Resistencia de descarga) = 94.8  $\text{k}\Omega \cong 100 \text{ k}\Omega$ . Es la resistencia equivalente a la salida del rectificador

### 3.3 Simulación y resultados del sistema de generación de energía eléctrica utilizando un GIAE.

El banco para suministrar potencia reactiva al GI tuvo que ajustarse de tal manera que el sistema fuese estable a diferentes voltajes de salida. Al mismo tiempo se ajustaron las condiciones iniciales del GI. En la tabla 3.2 se muestran los valores resultantes que se obtuvieron de distintas simulaciones según las condiciones iniciales y ajustando los VAR (volt-amper reactivos).

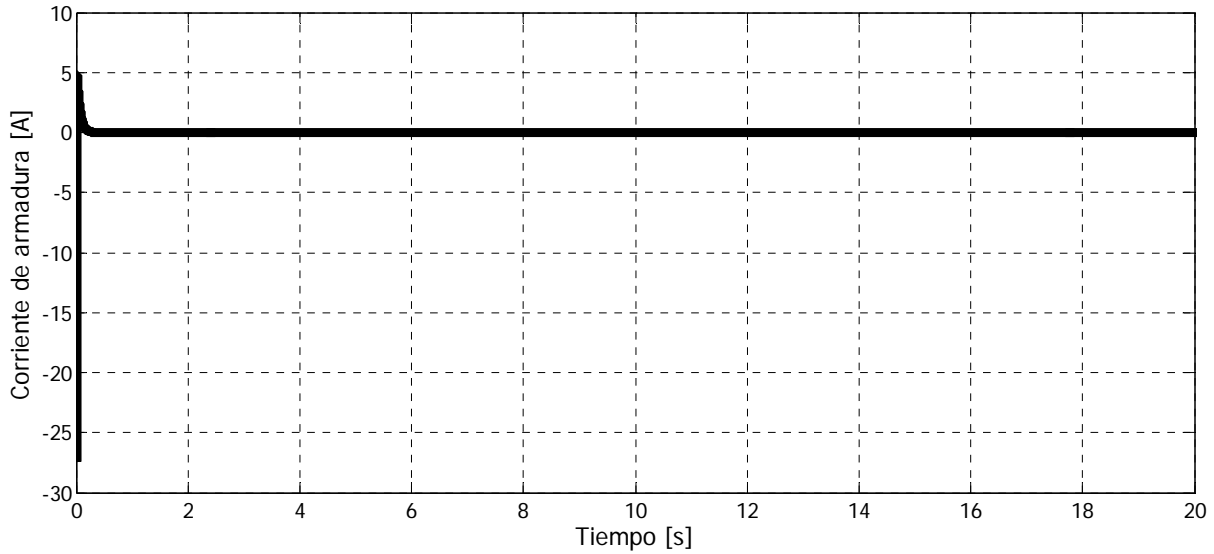
**Tabla 3.2 Valores resultados de las simulaciones realizadas.**

	Simulación 1	Simulación 2	Simulación 3	Simulación 4
<b>C.I. (<math>I_{abc}</math>) [A]</b>	1.176	4.2 (100% $I_{nom}$ )	6.3	8.4
<b><math>Q_C</math> [VAR]</b>	1489.56	1505.74	1530.5	1571.5
<b><math>V_{abc}</math> [V]</b>	$45/\sqrt{2}$	$163.6/\sqrt{2}$	$250/\sqrt{2}$	$340/\sqrt{2}$
<b><math>I_a</math> [A]</b>	0.0013	0.175	0.42	0.81
<b><math>T_a</math> [Nm]</b>	0.0063	0.084	0.2	0.39
<b><math>\omega_m</math> [rad/s]</b>	191.7	190.7	189.2	186.74
<b><math>C</math> [<math>\mu\text{F}</math>]</b>	24.9	25.2	25.6	26.3

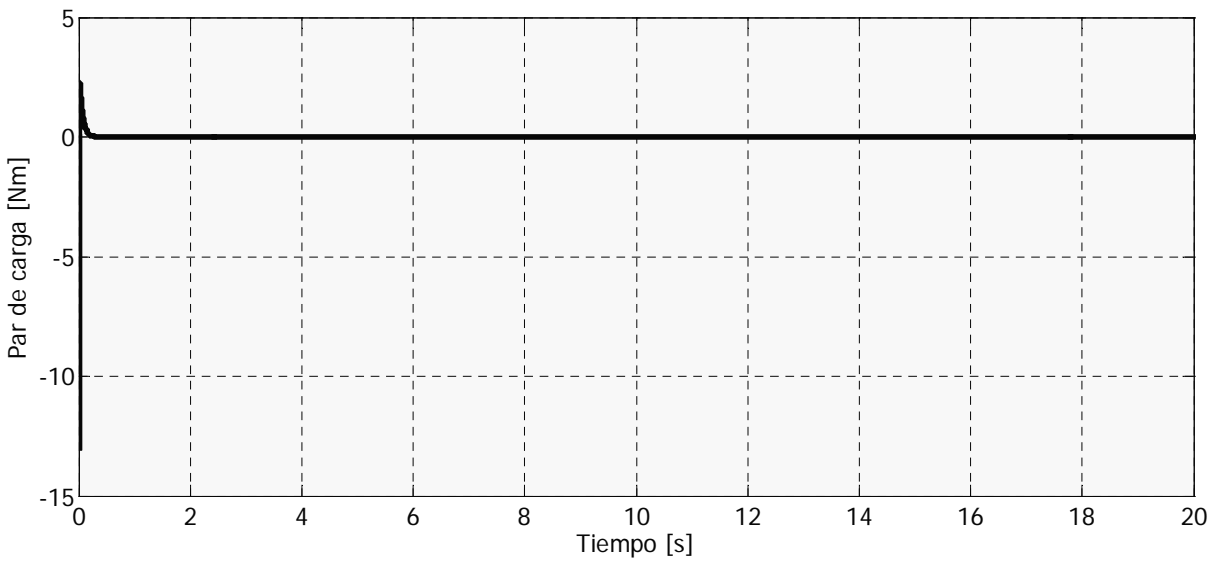
#### 3.3.1 Formas de onda de los resultados de la simulación 1.

En las figuras 3.13 y 3.14, se observa que tanto la corriente de armadura del MCD como el par de carga son prácticamente cero debido a que este sistema se simuló en vacío (no es cero completamente debido a las pérdidas en el generador), a la salida del inversor PWM monofásico no se conecto carga para observar el comportamiento del sistema en vacío. Al inicio de las gráficas se observa un transitorio donde la corriente y el par de carga respectivamente son diferentes de cero, esto debido al arranque de MCD, después del transitorio, la corriente y el par se estabilizan a un valor muy cercano a cero.



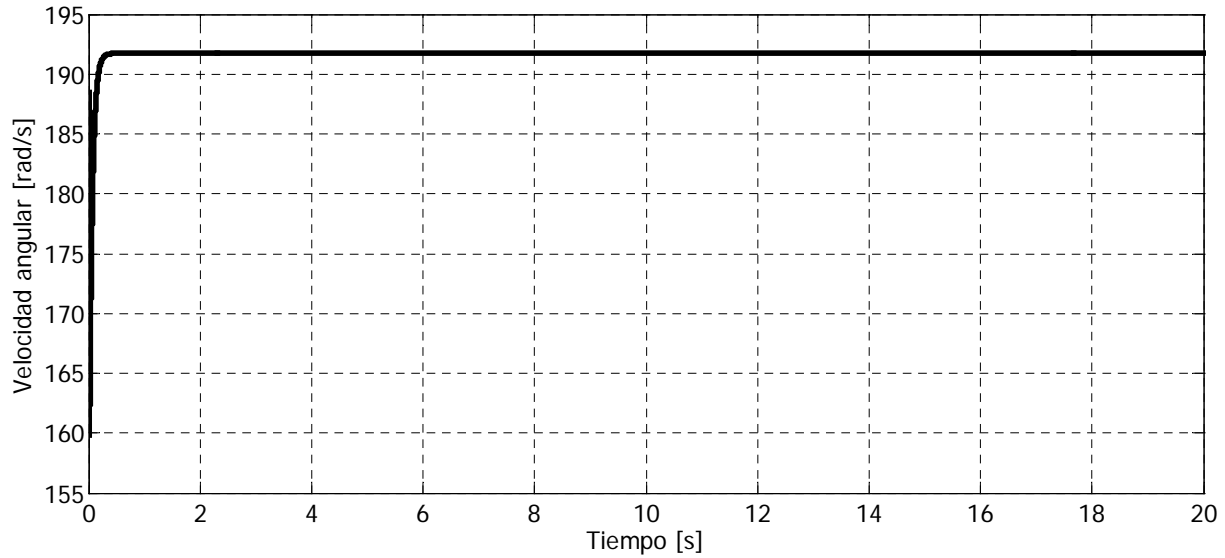


**Figura 3.13 Corriente de armadura del MCD**

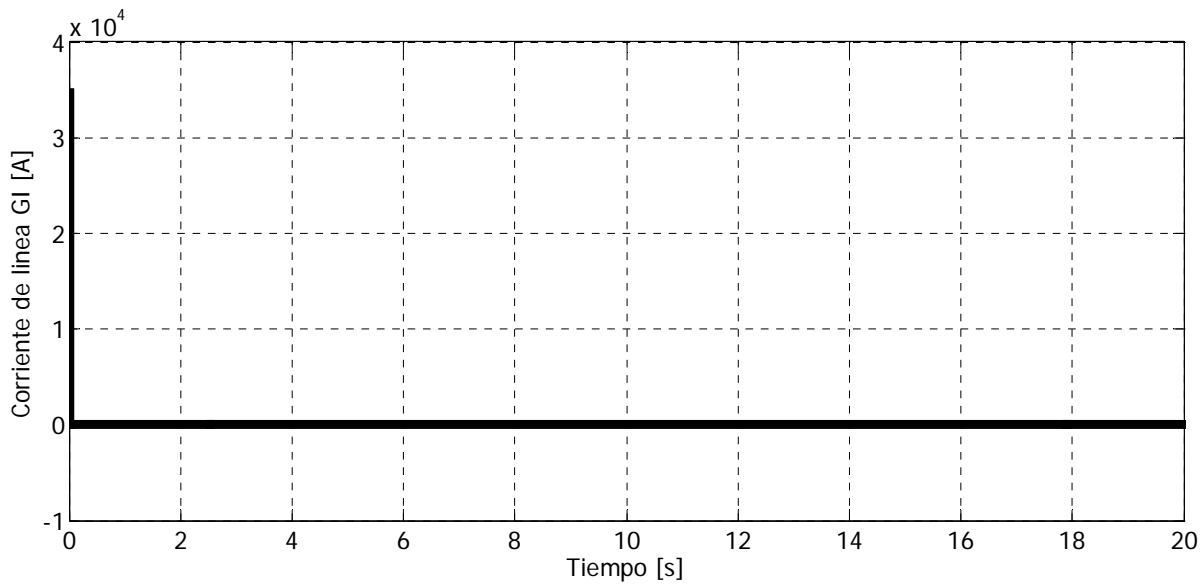


**Figura 3.14 Par de carga del MCD y del GI sin carga**

En la figura 3.15 la velocidad del MCD y del GI llega a 191.74 rad/seg, que equivale a 1830 rpm, velocidad que se encuentra por encima de la velocidad síncrona del GI (1800 rpm) la cual indica que la máquina de inducción trabaja como generador (Tabla 3.2). En la figura 3.16 se muestra la corriente de línea entre el banco reactivo del GIAE y el rectificador trifásico y como el sistema está en vacío la corriente es cero, en el transitorio la corriente no solo es diferente de cero sino que tiene un valor muy grande debido al filtro capacitivo que se tiene a la salida del rectificador el cual debe ser cargado. Esta corriente se pudiera limitar mediante una inductancia o una resistencia que debe ser cortocircuitada una vez que termine el transitorio.



**Figura 3.15 Velocidad angular del MCD y del GI sin carga**

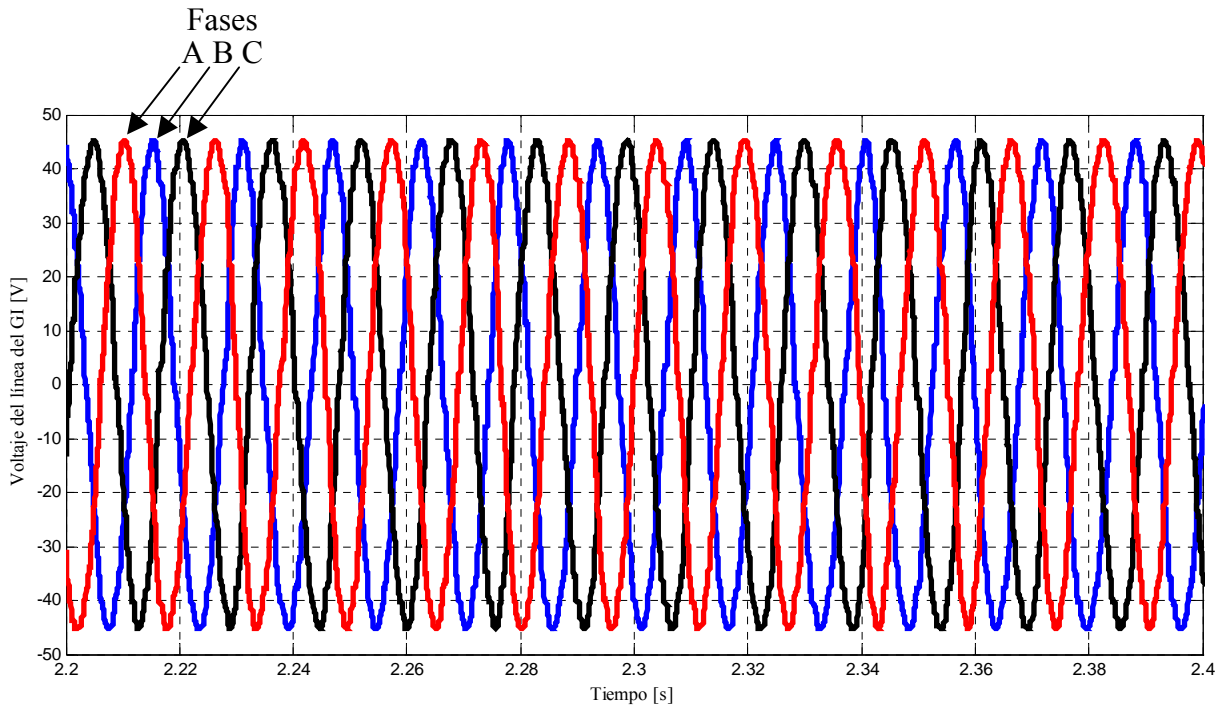


**Figura 3.16 Corriente de línea del GI sin carga**

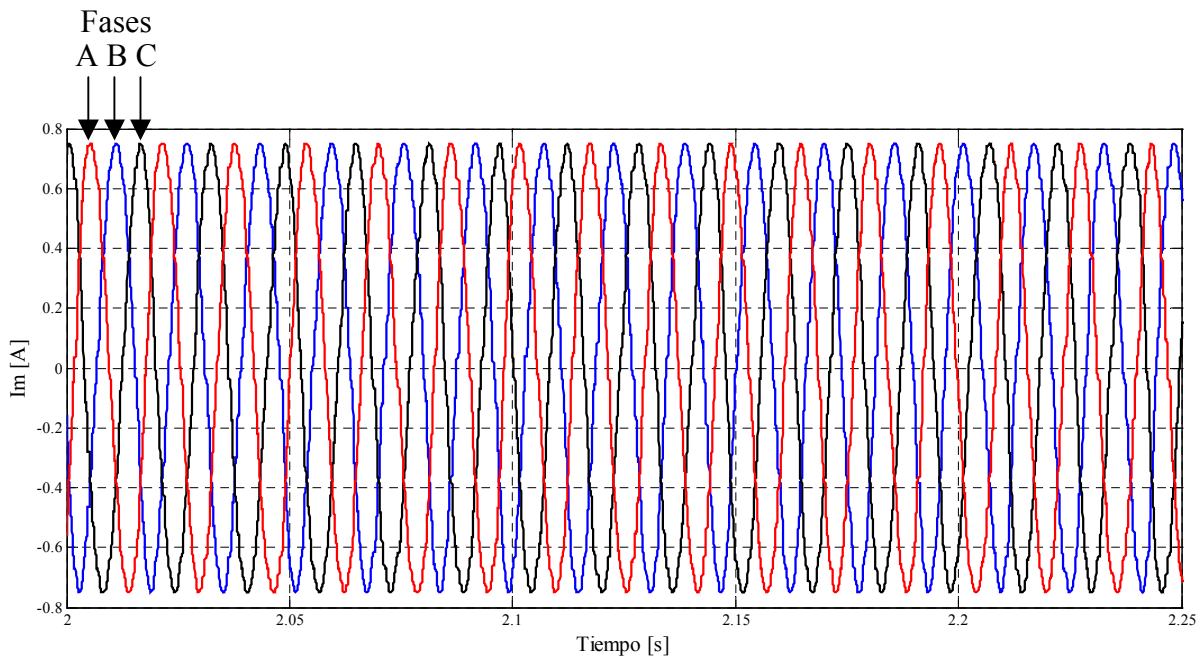
En la figura 3.17 se muestra el voltaje trifásico generado en las terminales del GI con un valor rms de  $45/\sqrt{2}$  [V] debido a una capacitancia de  $24.9 \mu\text{F}$ , luego en la figura 3.18 se tiene la corriente de magnetización  $I_m$  con un valor rms de  $0.75/\sqrt{2}$  y con la cual se puede corroborar la capacitancia de excitación, teniendo en cuenta que el banco de capacitores esta en delta, entonces se tiene:

$$\frac{I_m}{\sqrt{3}} = \frac{0.75}{\sqrt{6}} = 0.306 [\text{A}] \Rightarrow C = \frac{I_m}{\omega V_L} = \frac{0.306}{377(45/\sqrt{2})} \approx 24.9 \mu\text{F}$$

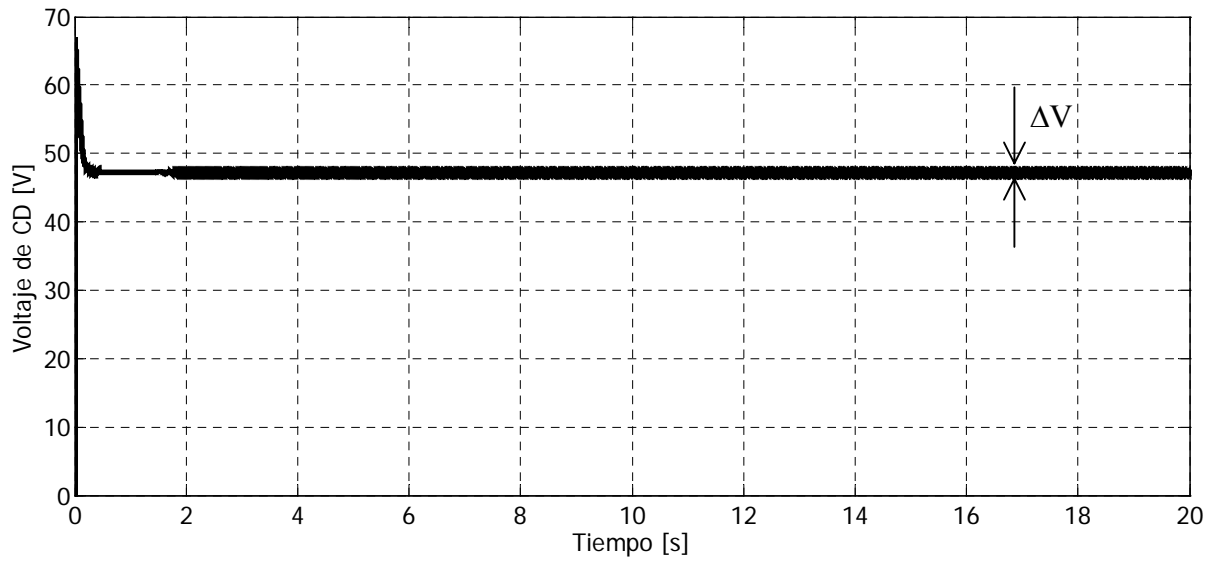
En la figura 3.19 se tiene el voltaje de CD a la salida del rectificador trifásico y debido al filtro capacitivo de  $8.3 \mu\text{F}$  el voltaje de rizo  $\Delta V$  es de  $0.147 \text{ V}$  que corresponde a menos del 1% del valor máximo de voltaje en las terminales del GI ( $45 \text{ V}$ ). En la figura 3.20 se puede observar la señal PWM unipolar con una frecuencia de referencia de  $60 \text{ Hz}$  y una frecuencia portadora de  $1 \text{ kHz}$ , y como se esperaba el valor máximo que alcanzan los pulsos es alrededor de  $\pm 45 \text{ V}$  debido a que esta señal de CA parte de la conversión de una señal de  $45 \text{ V}$  de CD.



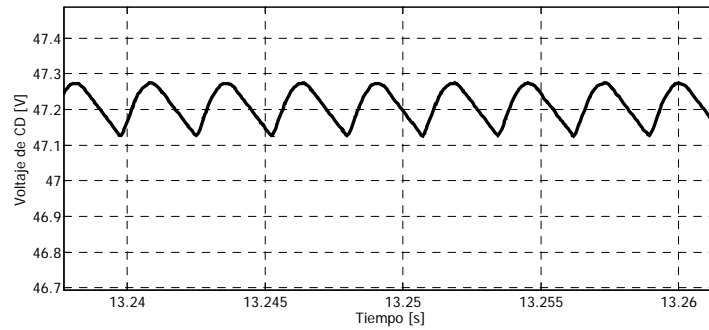
**Figura 3.17 Voltaje de línea en las terminales del GI sin carga**



**Figura 3.18 Corriente de magnetización**

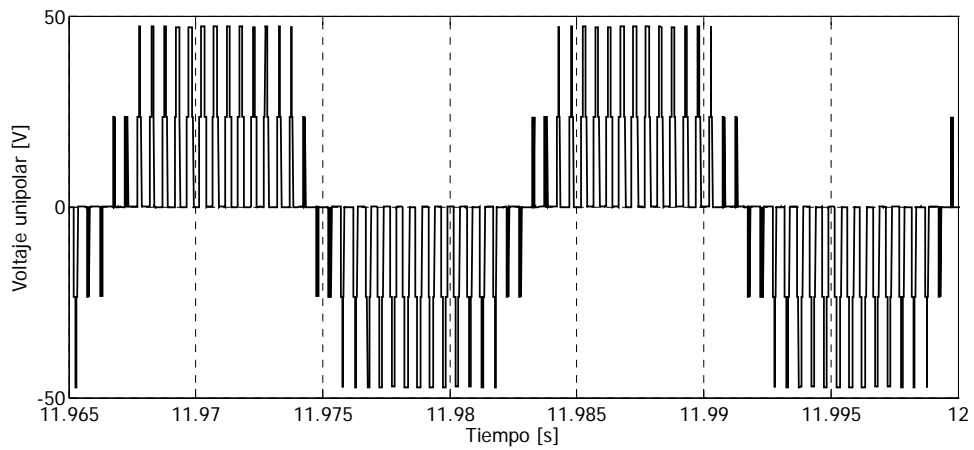


(a)



(b)

**Figura 3.19. (a) Voltaje de CD a la salida del rectificador, (b) Acercamiento del voltaje de CD a la salida del rectificador,**



**Figura 3.20 Forma de onda del voltaje PWM unipolar a la salida del Inversor**

### 3.3.2 Formas de onda de los resultados de la simulación 2.

En la figura 3.21 se observa la corriente de armadura para la segunda simulación, la cual aumenta (de 0.0013 A a 0.175 A) con respecto a la primera simulación, igualmente el par de carga (figura 3.22), esto se debe al aumento del voltaje generado, lo cual provoca un incremento de las pérdidas de núcleo del generador y por lo tanto, la velocidad del MCD y del GI tiene una ligera disminución alcanzando el valor de 190.7 rad/seg que equivale a 1821 rpm, en la figura 3.23 se puede observar la curva de la velocidad del MCD y el GI para las condiciones de la segunda simulación.

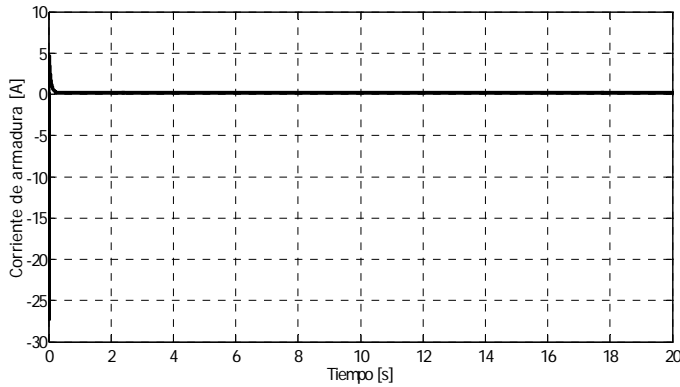


Figura 3.21 Corriente de armadura del MCD

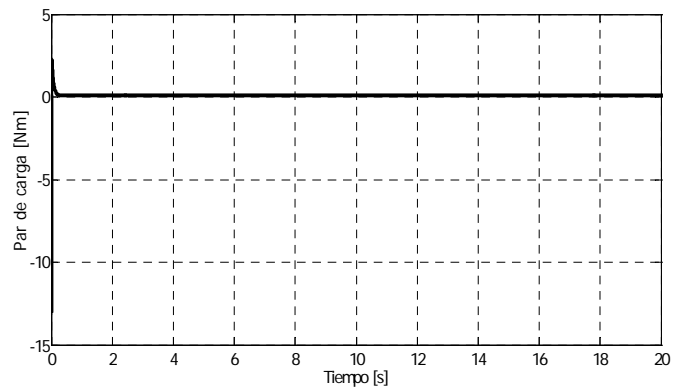


Figura 3.22 Par de carga del MCD y del GI sin carga

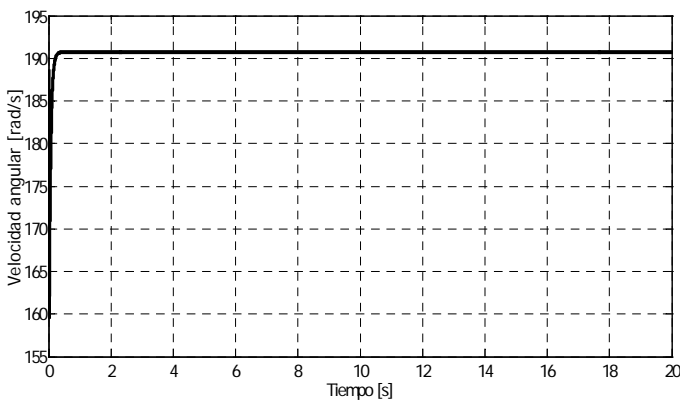


Figura 3.23 Velocidad angular del MCD y del GI sin carga

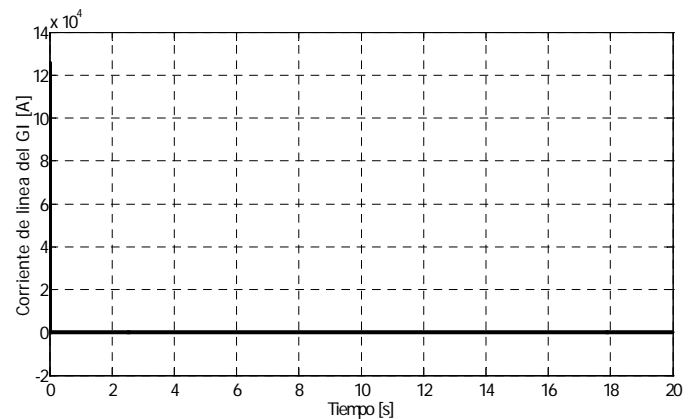
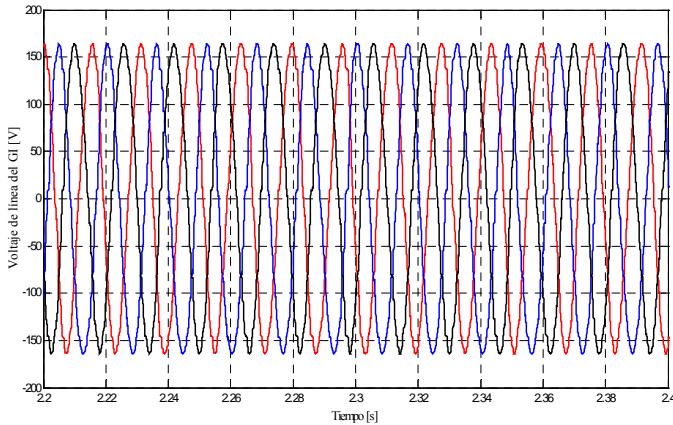


Figura 3.24 Corriente de línea del GI sin carga

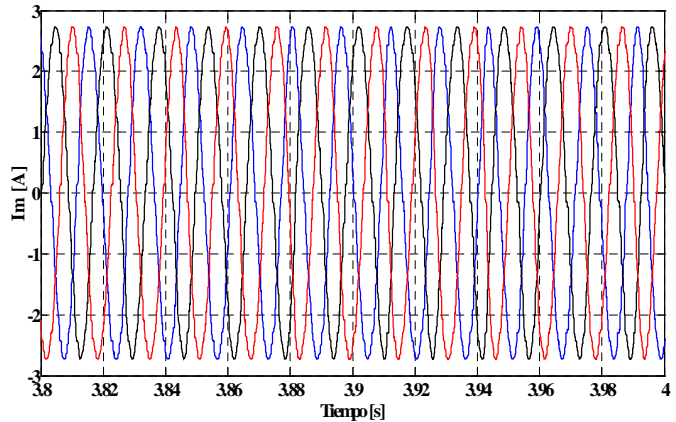
En la figura 3.24 la corriente entre el banco de potencia reactiva y el rectificador trifásico es cero debido a que no se tiene carga, pero en el transitorio la corriente aumentó con respecto a la primera simulación y esto se debe a que el voltaje generado también aumentó considerablemente (de 45 a 163.6 Volts pico), en la figura 3.25 el voltaje generado rms es  $163.6/\sqrt{2}$  V y con la corriente de magnetización de la figura 3.26 se puede corroborar que la capacitancia de excitación es:

$$\frac{I_m}{\sqrt{3}} = \frac{2.7}{\sqrt{6}} = 1.1 \text{ [A]} \Rightarrow C = \frac{I_m}{\omega V_L} = \frac{1.1}{377(163.6/\sqrt{2})} \approx 25.2 \mu\text{F}$$

Se puede observar que el incremento en la capacitancia de excitación provoca un incremento en el voltaje generado en vacío, tal como se mostró en el capítulo 2.

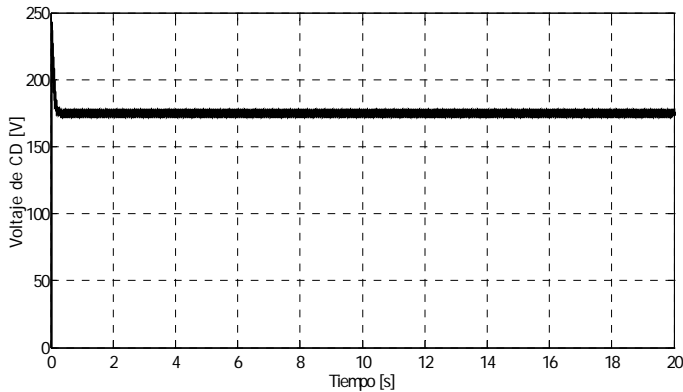


**Figura 3.25 Voltaje de línea en las terminales del GI sin carga**

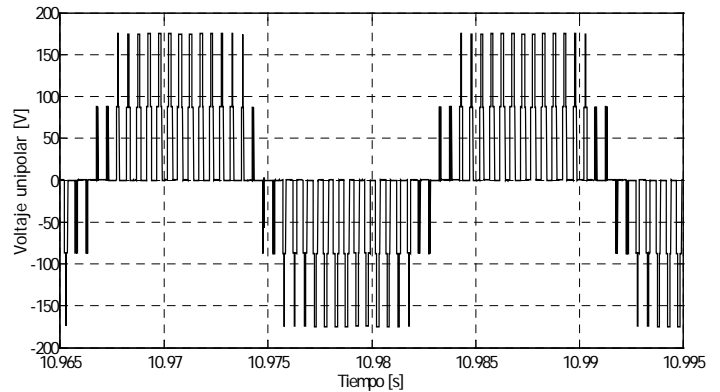


**Figura 3.26 Corriente de magnetización**

En la figura 3.27 se tiene el voltaje de CD a la salida del rectificador trifásico y debido al filtro capacitivo de  $8.3 \mu\text{F}$  el voltaje de rizo  $\Delta V$  es de  $0.58 \text{ V}$  que corresponde a menos del 1% del valor máximo de voltaje en las terminales del GI ( $163.6 \text{ V}$ ). En la figura 3.28 se tiene el voltaje PWM unipolar a la salida del inversor con una frecuencia de referencia de  $60 \text{ Hz}$  y una frecuencia portadora de  $1 \text{ kHz}$  y un valor máximo de voltaje que alcanzan los pulsos de  $175 \text{ V}$ .



**Figura 3.27 Voltaje de CD a la salida del Rectificador**



**Figura 3.28 Forma de onda del voltaje PWM unipolar a la salida del Inversor**

A continuación se muestran las formas de onda de las simulaciones tres y cuatro.

### 3.3.3 Formas de onda de los resultados de la simulación 3.

Para la tercera simulación se aumentó tanto la potencia reactiva como las condiciones iniciales a 1530.5 VAR y 6.3 A respectivamente como se observa en la tabla 3.2. lo cual provoca un aumento en las características de salida.

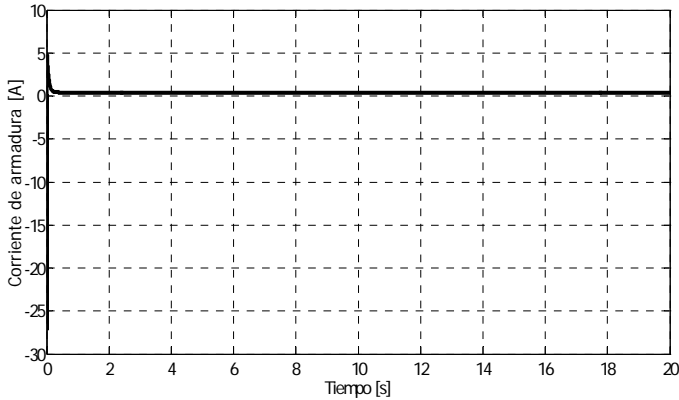


Figura 3.29 Corriente de armadura del MCD

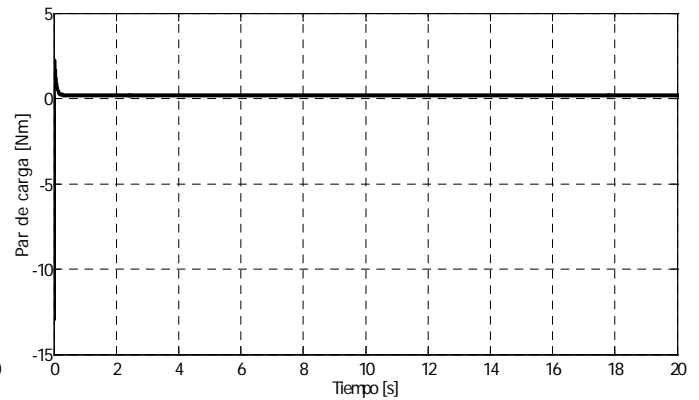


Figura 3.30 Par de carga del MCD y del GI sin carga

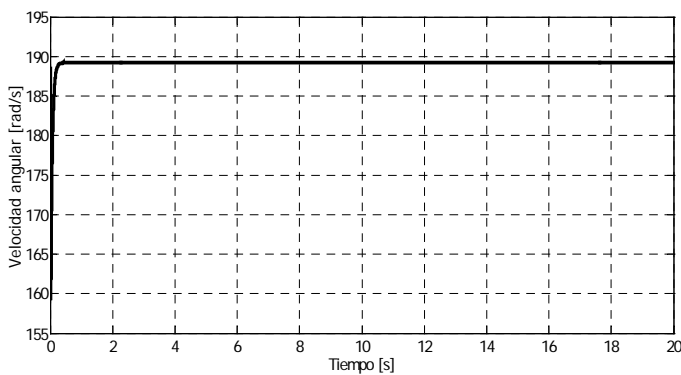


Figura 3.31 Velocidad angular del MCD y del GI sin carga

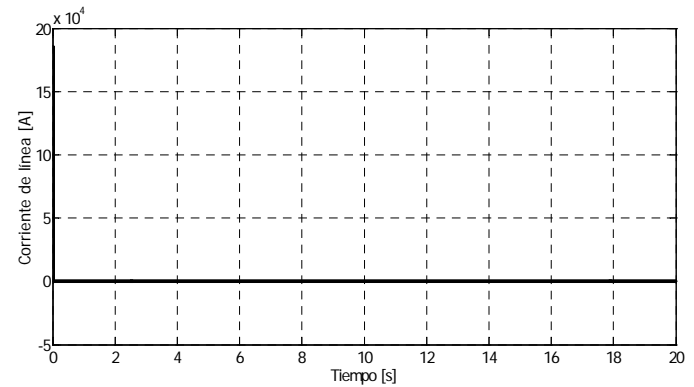


Figura 3.32 Corriente de línea del GI

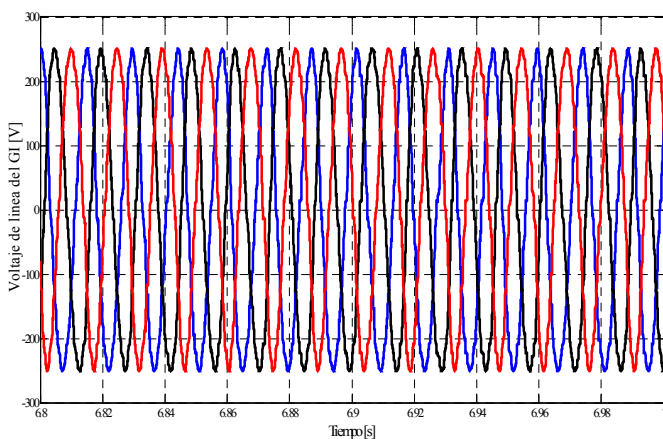


Figura 3.33 Voltaje de línea en las terminales del GI

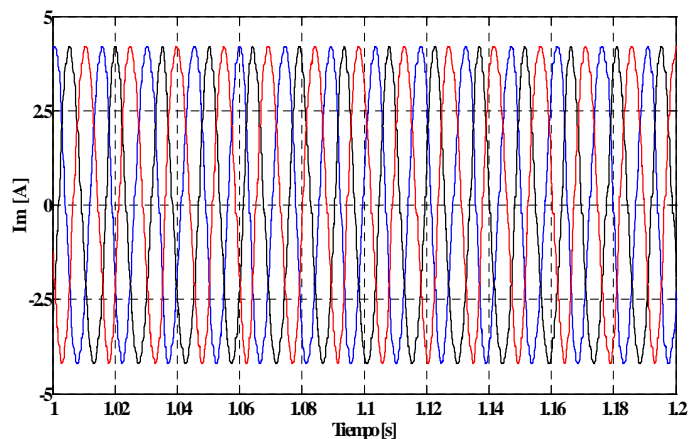
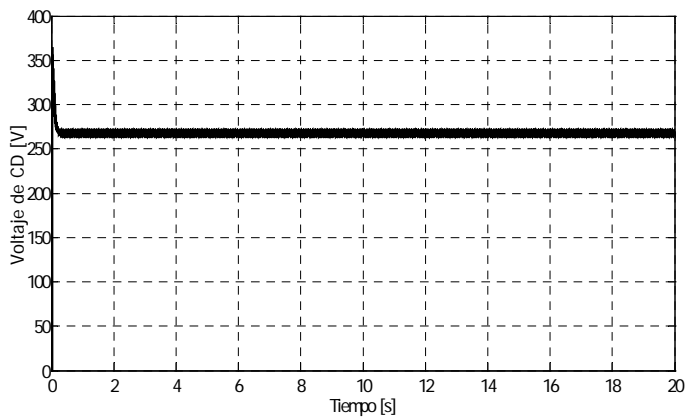
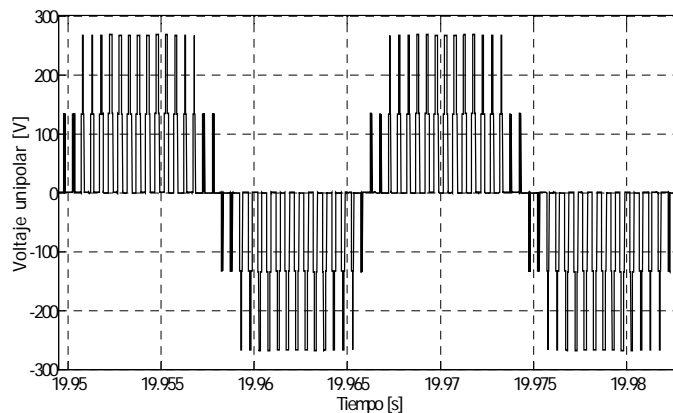


Figura 3.34 Corriente de magnetización



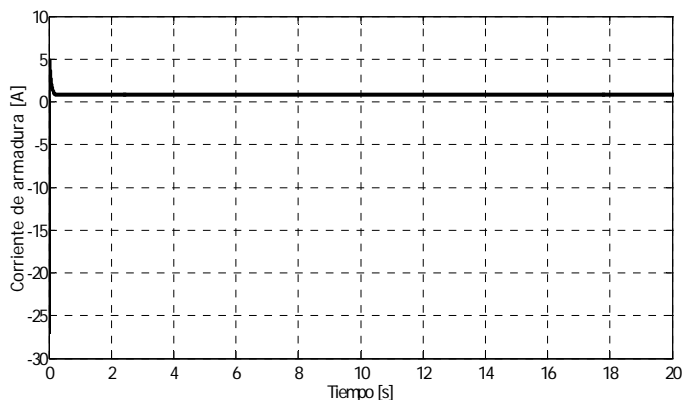
**Figura 3.35 Voltaje de CD a la salida del Rectificador**



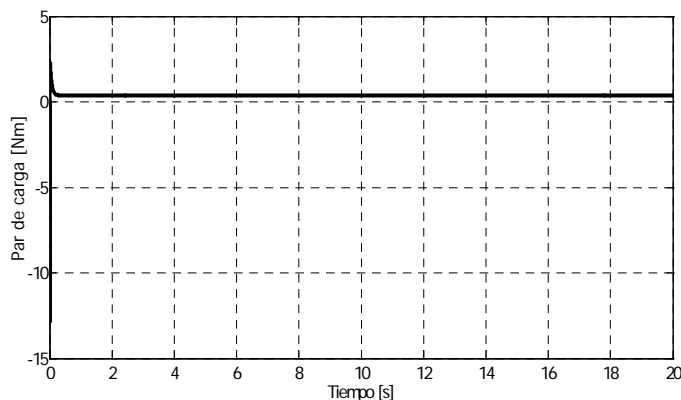
**Figura 3.36 Forma de onda del voltaje PWM unipolar a la salida del Inversor**

### 3.3.4 Formas de onda de los resultados de la simulación 4.

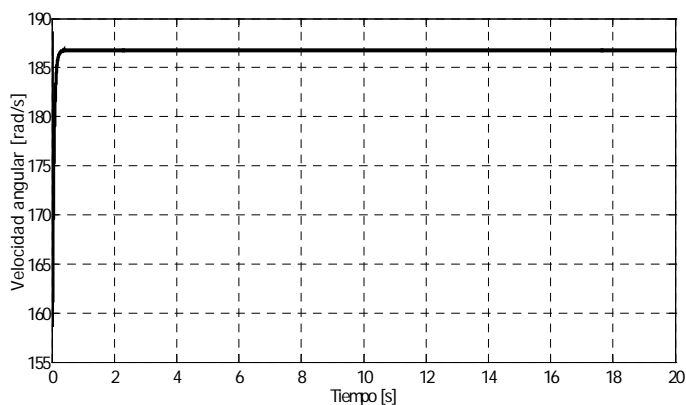
Para la cuarta simulación se aumentó tanto la potencia reactiva como las condiciones iniciales a 1571.5 VAR y 8.4 A respectivamente como se observa en la tabla 3.2. lo cual provoca un aumento en las características de salida.



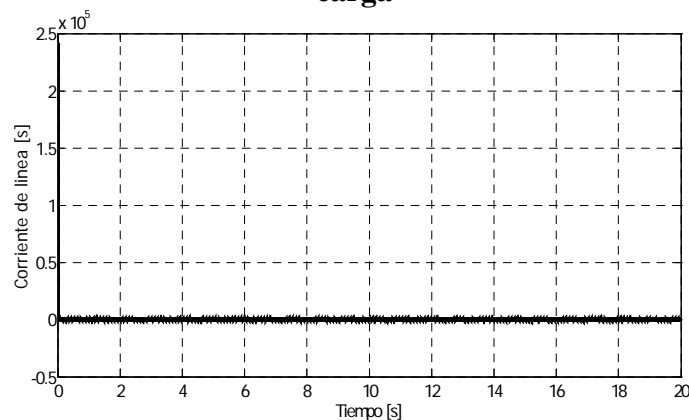
**Figura 3.37 Corriente de armadura del MCD**



**Figura 3.38 Par de carga del MCD y del GI sin carga**

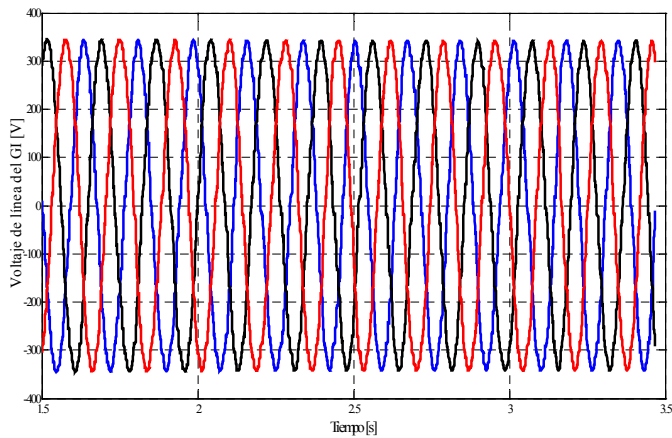


**Figura 3.39 Velocidad angular del MCD y del GI sin carga**

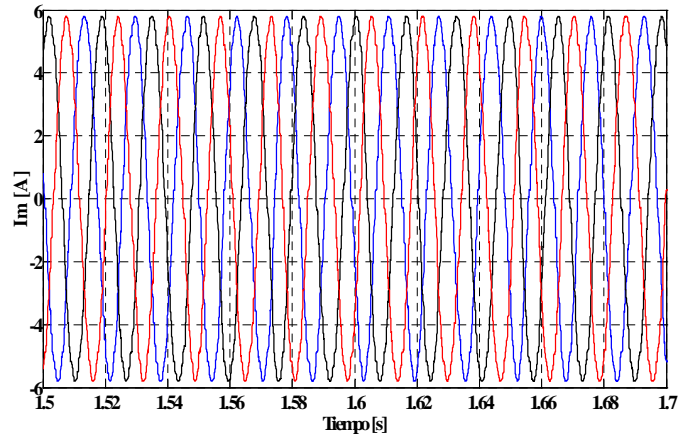


**Figura 3.40 Corriente de línea del GI**

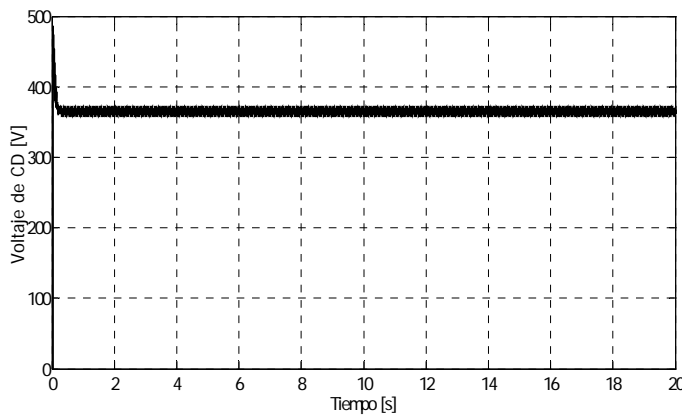




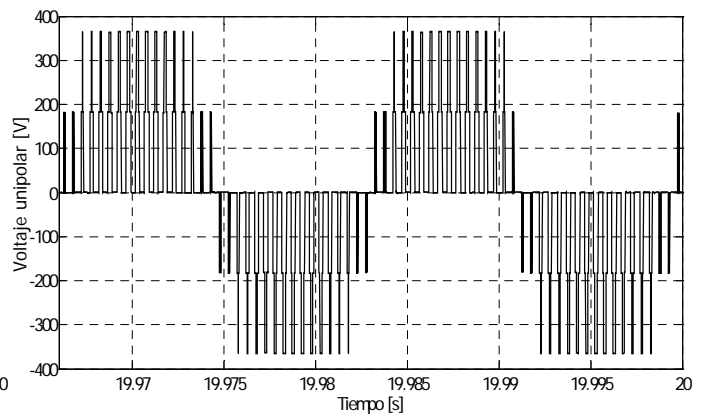
**Figura 3.41 Voltaje de línea en las terminales del GI**



**Figura 3.42 Corriente de magnetización**



**Figura 3.43 Voltaje de CD a la salida del Rectificador**



**Figura 3.44 Forma de onda del voltaje PWM unipolar a la salida del Inversor**

En la tabla 3.3 se muestran valores resultantes de las simulaciones 1 a 4, la corriente de magnetización máxima, la corriente máxima de un capacitor, el rizado de voltaje a la salida del rectificador, el voltaje de directa a la salida del rectificador y la velocidad mecánica del MCD.

**Tabla 3.3 Observaciones de los resultados de las simulaciones realizadas.**

	<b>Simulación 1</b>	<b>Simulación 2</b>	<b>Simulación 3</b>	<b>Simulación 4</b>
$I_m$ [A]	$0.75/\sqrt{2}$	$2.7/\sqrt{2}$	$4.2/\sqrt{2}$	$5.8/\sqrt{2}$
$I_c$ [A]	$0.75/\sqrt{6}$	$2.7/\sqrt{6}$	$4.2/\sqrt{6}$	$5.8/\sqrt{6}$
$\Delta V$ [V]	0.147	0.58	0.84	1.2
$V_d$ [V]	45	175	267	365
$\omega_m$ [rpm]	1830	1821	1806.7	1783

Donde:

$I_m$  = Corriente de magnetización

$I_C$  = Corriente de un capacitor

$V_d$  = Voltaje de CD a la salida del rectificador

De acuerdo con los resultados de las simulaciones 1 a 4 y las tablas 3.2 y 3.3, para obtener un sistema estable en cada simulación, la potencia reactiva,  $Q_c$ , del banco reactivo se tuvo que ajustar a cierto valor para generar su respectivo valor de voltaje, esto nos indica que necesariamente hay que implementar un control para la regulación del suministro de reactivos al GI como se verá mas adelante en el capítulo 4, para esto también se necesita implementar un circuito para variar la capacitancia efectiva de un banco de capacitores fijos para así variar el suministro de potencia reactiva al GI.

## 4

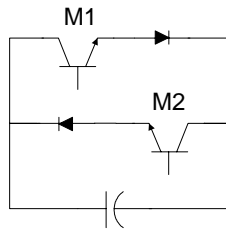
### REGULACIÓN DEL VOLTAJE CON CARGA EN EL SISTEMA CON UN GENERADOR DE INDUCCIÓN AISLADO AUTOEXCITADO.

#### 4.1 Introducción.

Para la regulación del voltaje a la salida del GIAE se varía la capacitancia efectiva del banco capacitivo por medio de la conmutación de transistores de potencia conectados en antiparalelo, luego de rectificar el voltaje a la salida del GIAE, se invierte por medio de un inversor a base de transistores de potencia que conmutan con técnicas PWM para la regulación del voltaje en la carga por medio de un controlador proporcional integral.

#### 4.2 Variación de la capacitancia efectiva del banco de capacitores.

Para la variación de la capacitancia efectiva de un banco fijo de capacitores se utilizan dos transistores de potencia M1 y M2 conectados en antiparalelo (Figura 4.1) con un capacitor fijo, este capacitor se calcula de acuerdo a la excitación del GI para obtener un voltaje mínimo generado que se requiera en las terminales del GI; el cálculo de esta capacitancia se realizó en el apartado 3.2, del capítulo 3.



**Figura 4.1. Arreglo de transistores de potencia para la variación de la capacitancia efectiva.**

Por medio de la conmutación de los transistores (en este trabajo se utilizaron tipo MOSFET) se ajusta el valor de la capacitancia efectiva, controlándose el tiempo en el cual el capacitor está conectado al circuito. Cuando el transistor tipo MOSFET no está en conducción, la corriente fluirá por el capacitor. Al instante en el que el voltaje en el capacitor cae a cero, el transistor se enciende durante un periodo corto.

Durante este periodo corto, la corriente y el voltaje a través del capacitor permanecen nulos. Al aumentar este periodo, la componente fundamental del voltaje a través del capacitor disminuye lo que provoca que la capacitancia efectiva del capacitor aumente independientemente del flujo de corriente, por lo tanto la capacitancia mínima es el valor fijo del capacitor, mientras el límite más alto en teoría es infinito [29], esto también se puede observar por medio de las ecuaciones 4.1, 4.2 y 4.3.

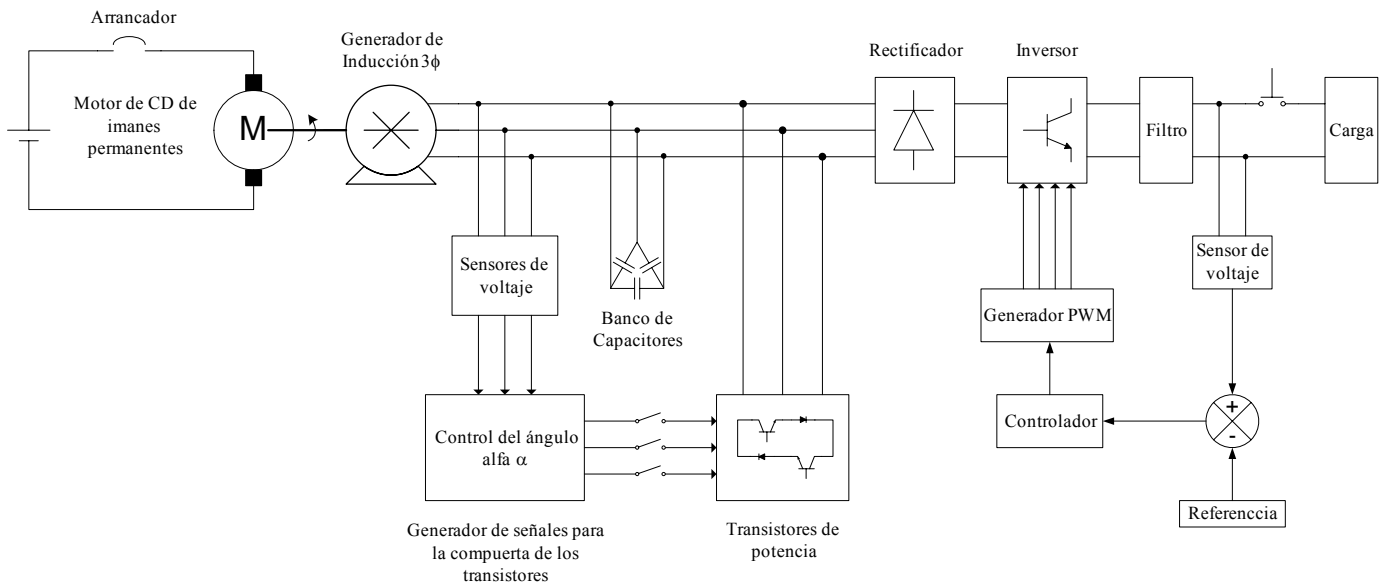
$$\frac{V^2}{X_c} = Q_c \quad (4.1)$$

$$X_c = \frac{1}{\omega C} \quad (4.2)$$

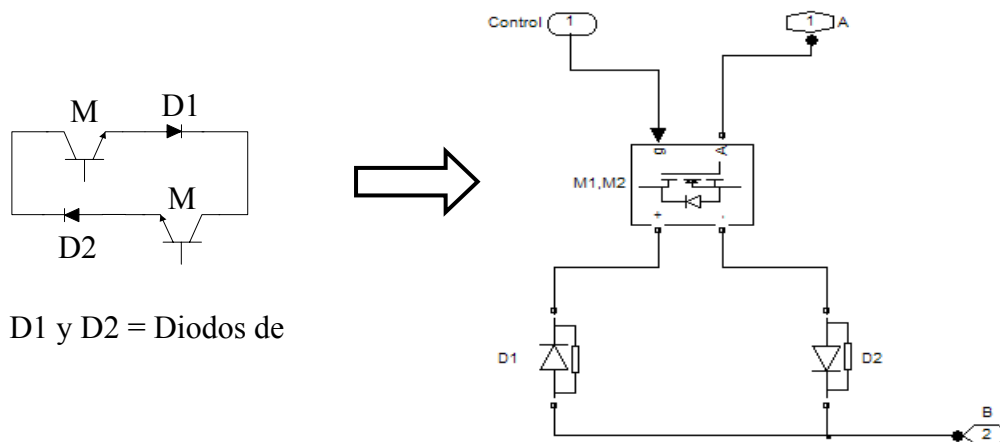
$$C = \frac{Q_c}{\omega V^2} \quad (4.3)$$

En la ecuación 4.3 se puede observar que al disminuir el voltaje efectivo de la componente fundamental en las terminales del capacitor, la capacitancia efectiva aumenta independientemente de la carga.

El objetivo de la variación de la capacitancia de excitación es hacer una regulación de la capacitancia efectiva y como resultado obtener una regulación del voltaje generado en las terminales del GI con carga. El diagrama simplificado del esquema del generador de inducción autoexcitado se muestra en la figura 4.2. La figura 4.3 muestra el diagrama equivalente en simulink del arreglo de transistores para variar la capacitancia efectiva.

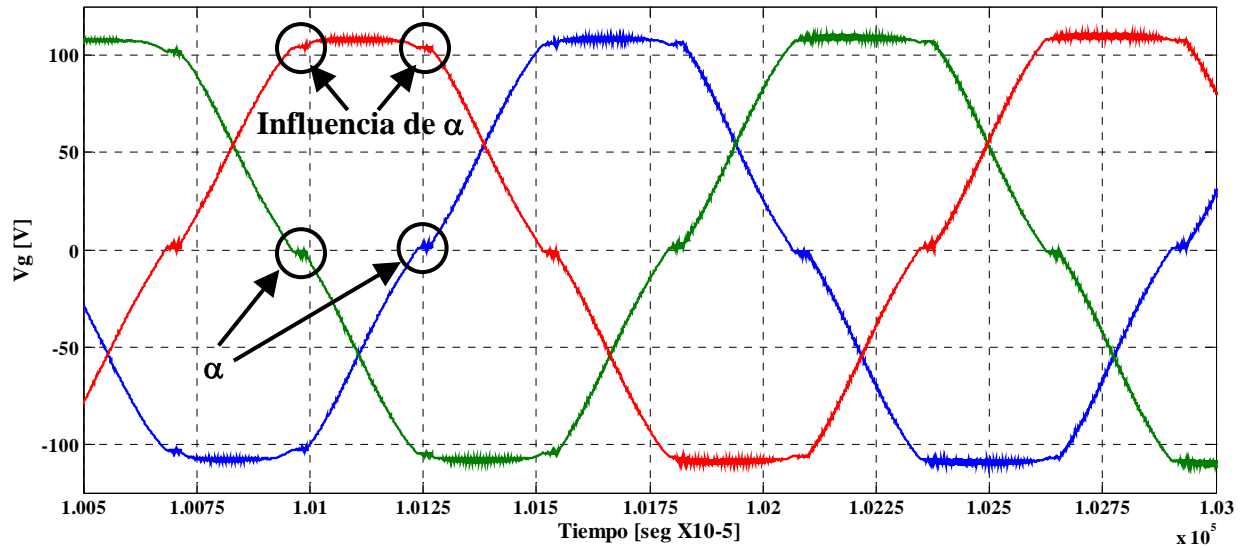


**Figura 4.2. Diagrama de bloques del esquema del GIAE.**



**Figura 4.3. Diagrama equivalente en simulink del arreglo de transistores para variar la capacitancia efectiva.**

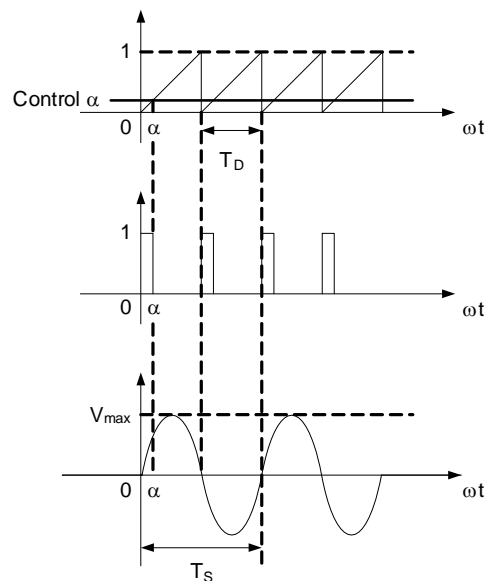
Cuando se varía la capacitancia efectiva del banco fijo de capacitores para aumentar el voltaje en las terminales de GI, en los cruces por cero de las formas de onda de los voltajes se observa el ángulo  $\alpha$  y su influencia en las demás fases (figura 4.4).



**Figura 4.4. Forma de onda del voltaje en las terminales del GI.**

### 4.3 Regulación de la capacitancia efectiva.

La regulación de la capacitancia efectiva se hace por medio del control del ángulo  $\alpha$  que se puede implementar por medio de la comparación de una señal dientes de sierra portadora y una señal de control de CD como se muestra en la figura 4.5, la señal resultante es el control de los interruptores de potencia, entonces el ángulo  $\alpha$  es el ángulo de encendido de los MOSFET. Esta señal de encendido se aplica cuando el voltaje en las terminales del GI existe un cruce por cero. En un cruce por cero positivo (instante en el que la señal se hace positiva) la señal de control se aplica al transistor de drenado M1 de la figura 4.1 y cuando existe un cruce por cero negativo (instante en el que la señal se hace negativa) la señal de control se aplica al transistor de fuente M2 [29].

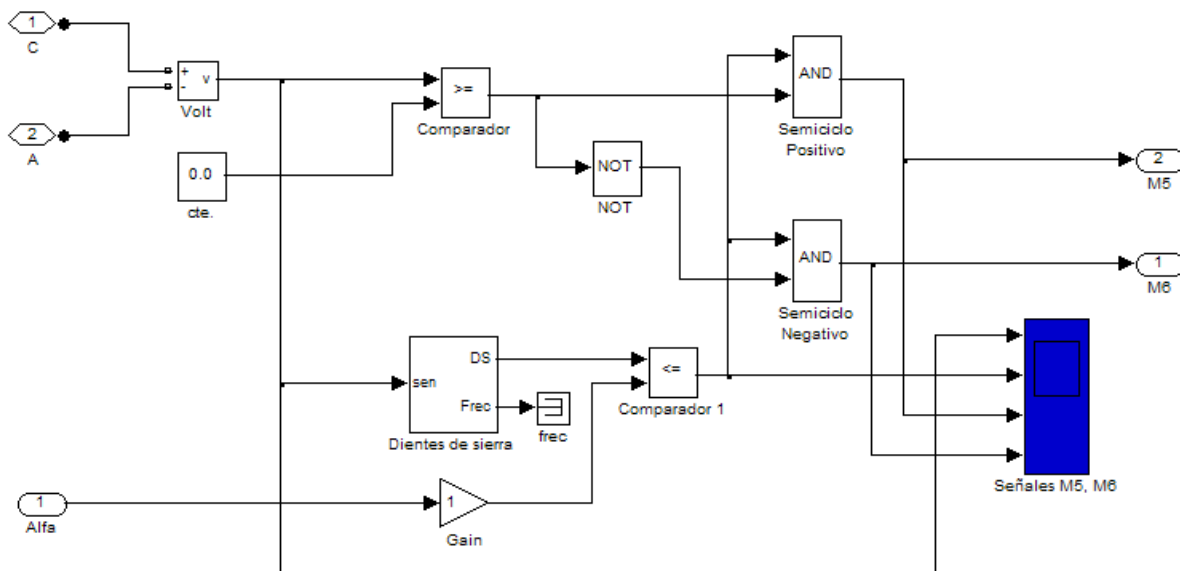


**Figura 4.5. Generación de las señales de control para los MOSFET.**

Para implementar este tipo de señales de pulso  $\alpha$  para el control de los MOSFET se tienen que tomar las siguientes consideraciones:

- 1.- El periodo de la señal dientes de sierra debe ser la mitad del periodo de la señal de voltaje en las terminales del GI, es decir  $T_D = T_S/2$  (figura 4.5) o de otra manera, la frecuencia de la señal dientes de sierra debe ser el doble de la señal de voltaje en las terminales del GI.
- 2.- Las señales de control deben entrar justamente en los cruces por cero de las señales de voltaje en las terminales del GI, por lo tanto, debe haber una sincronización entre las señales diente de sierra y las señales de voltaje en las terminales del GI (Figura 4.5).

En la figura 4.6 se muestra el diagrama de bloques en simulink para generar las señales de control de los transistores. Para obtener la señal de cruce por cero positivo, se mide la señal de voltaje de una línea, por medio de un comparador la señal senoidal se convierte en una señal de pulsos cuadrados para los semiciclos positivos con la misma frecuencia que la senoidal, la señal de pulsos cuadrados junto con la señal de control  $\alpha$  entran a una compuerta AND y como resultado la señal de pulsos de los semiciclos positivos obtiene el ancho del ángulo  $\alpha$ . Para la señal de cruce por cero negativo se sigue el mismo procedimiento que para la señal de cruce por cero positivo excepto que antes de entrar a la compuerta AND, la señal de pulsos cuadrados se debe negar por medio de una compuerta NOT para obtener pulsos en los semiciclos negativos. Como los voltajes son trifásicos, este procedimiento se hace para cada uno de los voltajes de línea del GI ( $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$ ,  $V_{ca}$ ).



**Figura 4.6. Diagrama a bloques en simulink para generar señales de control de los transistores.**

En la figura 4.7 se muestra un diagrama general de bloques para generar una señal de control para uno de los transistores y la forma de onda de las señales resultantes de cada bloque, en este caso la señal resultante se da a partir de los semiciclos positivos (cuando cruza por cero y se hace positiva) del voltaje de línea del GI. En la figura 4.8 se muestran los resultados de la simulación de las señales de control para dos transistores, la señal de voltaje en el GI y la de los cruces por cero positivo y negativo.

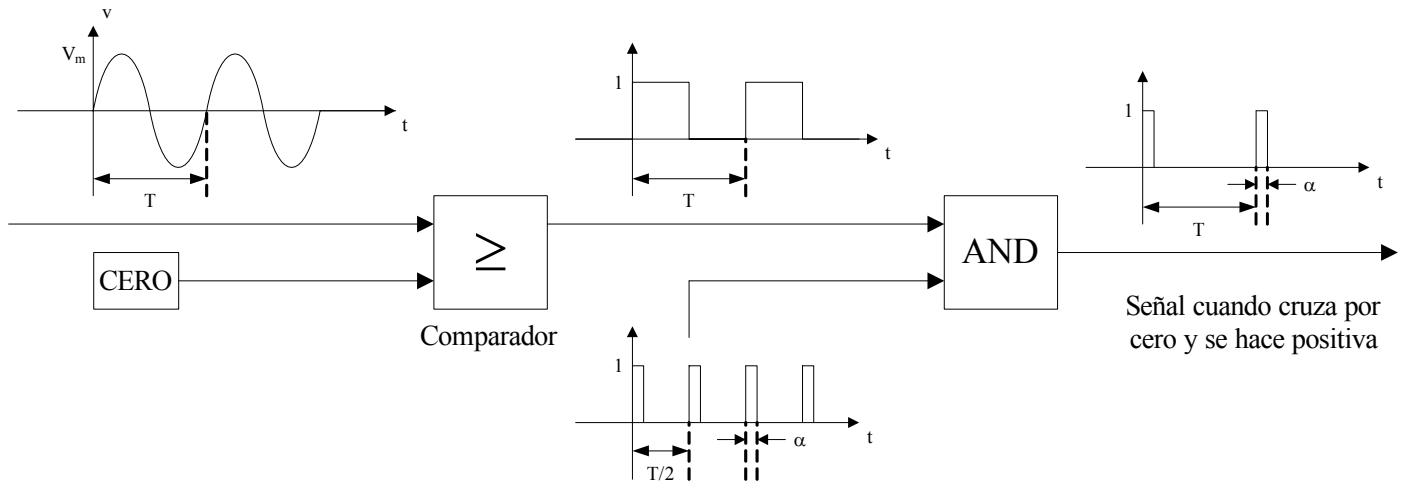
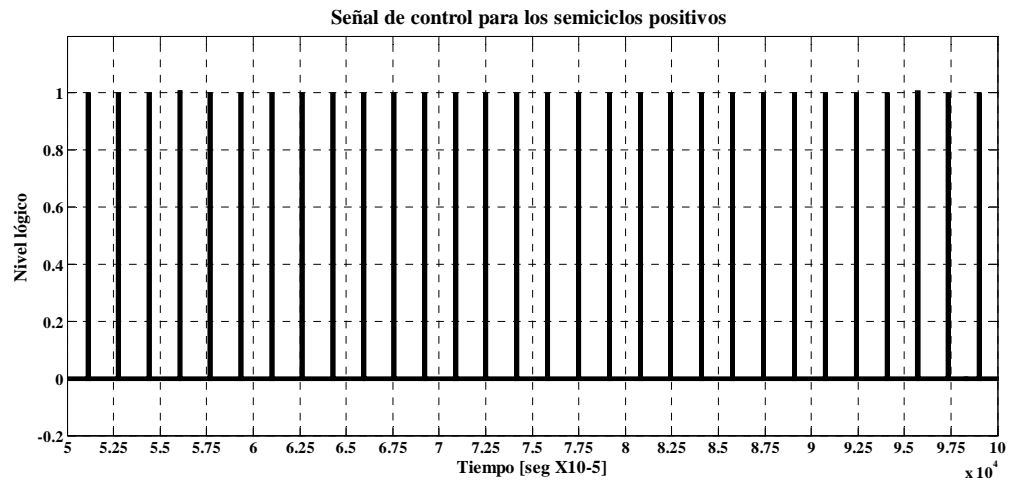
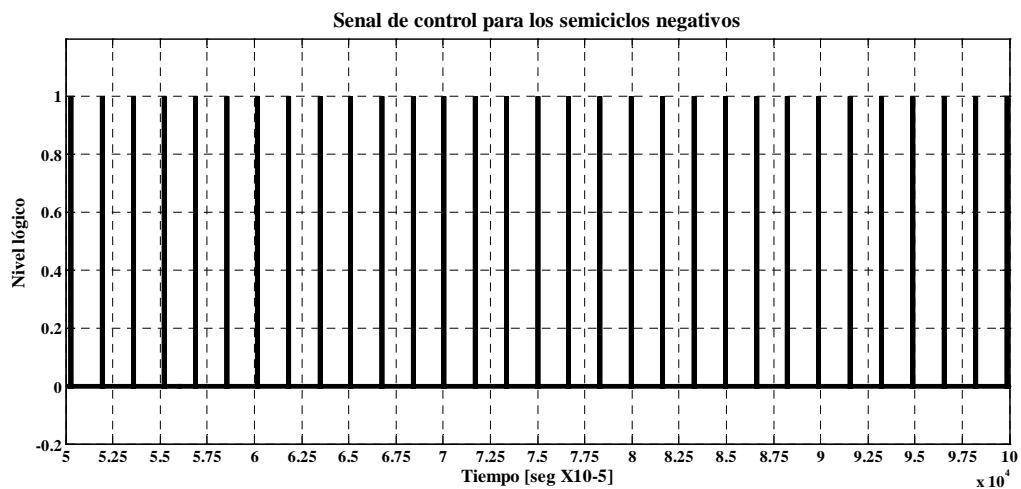


Figura 4.7. Diagrama general de bloques para generar la señal de control de los transistores.



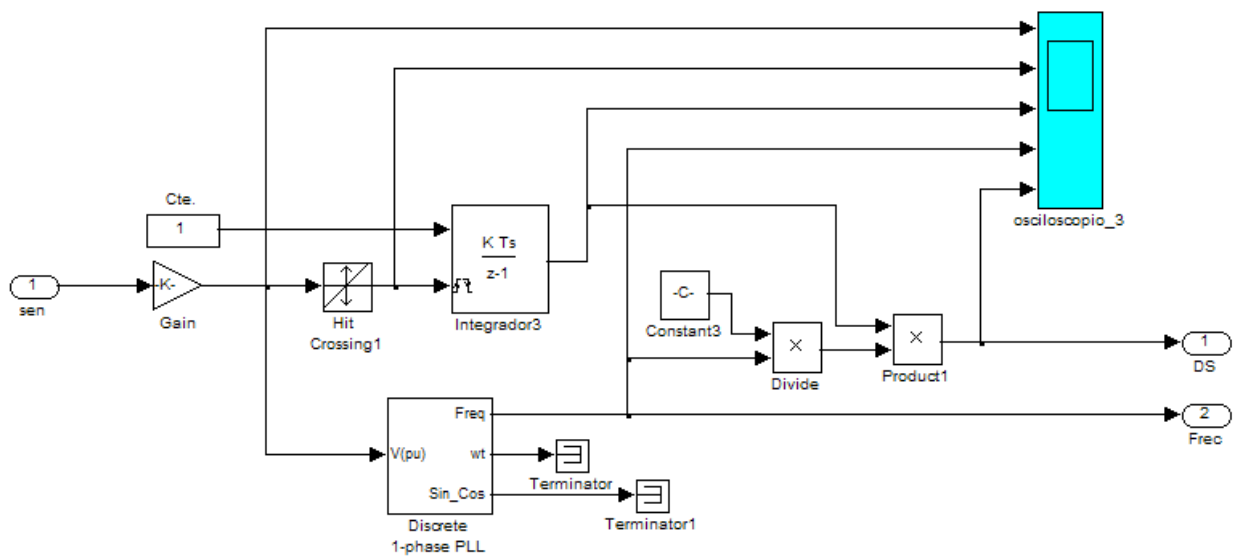
a)



b)

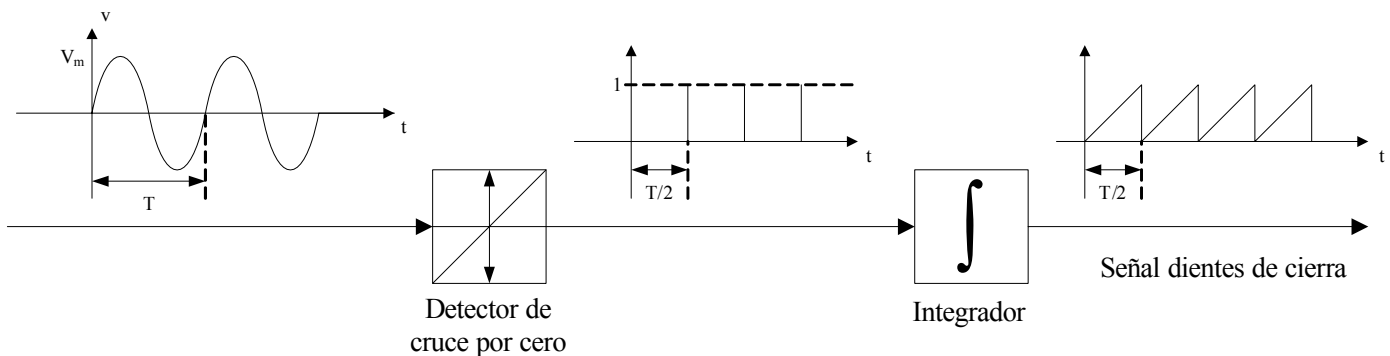
Figura 4.8. Señales de control para dos transistores. a) Para los semiciclos positivos. b) Para los semiciclos negativos.

Como se observó en la figura 4.5, la señal de control de  $\alpha$  se obtiene por medio de la comparación de una señal dientes de sierra y una señal de directa, para la sincronización de esas señales, la señal dientes de sierra se obtiene a partir de la medición de la señal de voltaje de una línea del GI, en la figura 4.9 se muestra el diagrama de bloques en simulink de la generación de la señal dientes de sierra. La señal de voltaje de una línea del GI entra a un bloque de ganancia unitaria para operarla en un diagrama con bloques de control, en seguida entra a un bloque que detecta los cruces por cero que da como resultado un pulso en cada cruce por cero, esta señal entra a un integrador y como resultado se obtiene una señal dientes de sierra pero de amplitud menor a la unidad, esto se debe a que la integral de la señal de cruces por cero se hace dentro de intervalos de tiempo de acuerdo al periodo de la señal de cruces por cero o que es lo mismo, de acuerdo a la mitad del periodo de la señal de voltaje de una línea del GI, por lo cual esta señal dientes de sierra se debe multiplicar por el doble de la frecuencia medida en la señal de voltaje del GI y así obtener una señal dientes de sierra con amplitud 1.



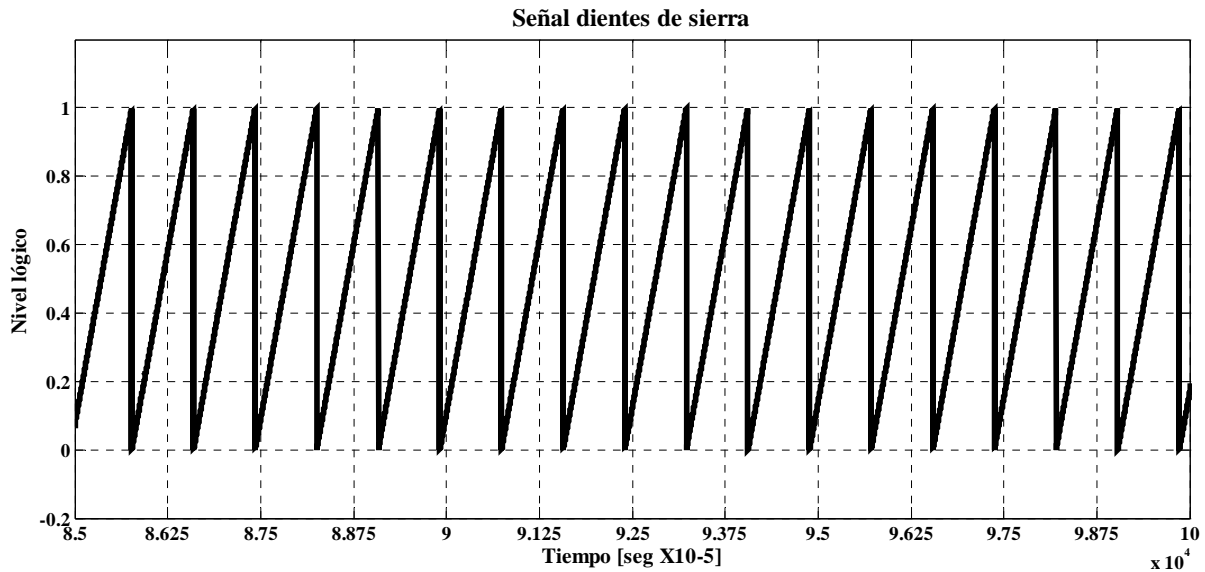
**Figura 4.9. Diagrama de bloques en simulink para la generación de la señal dientes de sierra.**

En la figura 4.10 se muestra un diagrama general de bloques para generar una señal dientes de sierra a partir de una señal de alterna sinusoidal. En la figura 4.11 se muestran los resultados de la simulación de la señal dientes de sierra a partir de la señal de voltaje de línea del GI.



**Figura 4.10. Diagrama general de bloques para generar una señal dientes de sierra.**





**Figura 4.11. Resultados de la simulación de la señal dientes de sierra.**

Como se mencionó, la integral de una señal indicadora de cruce por cero sobre un intervalo de tiempo  $T/2$  es  $At$  donde  $A = 1$  y  $t = T/2$ , por lo cual si  $T$  es menor a 2, la amplitud  $A$  de la señal resultante dientes de sierra es menor a la unidad, pero para generar la señal de control, la señal dientes de sierra debe tener de amplitud la unidad, por lo cual se debe afectar con el producto  $2/T$  o en función de la frecuencia se afecta por el factor  $2f$ .

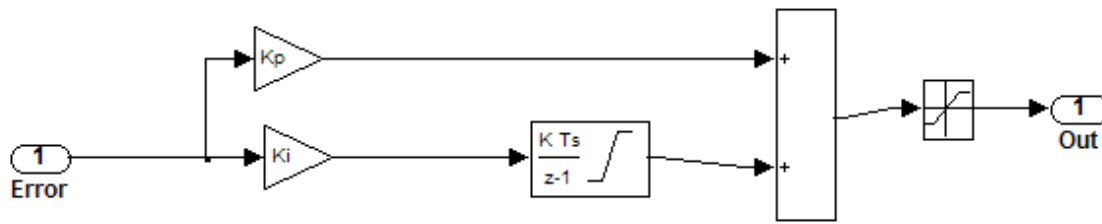
#### 4.4 Control del voltaje en las terminales del GI.

Para la regulación de voltaje a la salida del GI se utilizó un controlador proporcional integral (PI), en la figura 4.12 se muestra el diagrama de bloques en simulink del controlador PI, el error se obtiene por medio de la diferencia entre el valor de referencia y el valor medido, la salida del controlador PI tiene la acción de regular al valor de referencia. Para sistemas en los cuales no se conoce la planta o el modelo matemático de la Función de Transferencia (F.T.) es complejo se recomienda usar el segundo método de sintonización experimental de Ziegler-Nichols [30]. Para la sintonización del control PI se deben calcular la constantes proporcional e integral  $K_p$  y  $K_i$  respectivamente de la manera siguiente:

Se incrementa  $K_p$  desde 0 hasta un valor crítico  $K_{cr}$  en donde la salida presenta oscilaciones sostenidas. El periodo crítico  $T_{cr}$  es el periodo de la señal resultante de oscilaciones sostenidas. Entonces con estos valores críticos según el método de Ziegler-Nichols las constantes proporcional e integral son:  $K_p = 0.45K_{cr}$  y  $T_i = (1/1.2)T_{cr}$  para un controlador PI, donde  $F.T. = K_p(1+1/T_i s)$ ,  $K_i = T/T_i$ ,  $T =$  periodo de muestreo =  $1 \times 10^{-5}$ .

El sistema del GIAE que se presenta en esta tesis se simuló en tiempo discreto debido a que dentro del sistema se utilizan señales digitales como son, las señales de control para los transistores para la variación de la capacitancia de excitación y las señales de control para los transistores del inversor PWM.

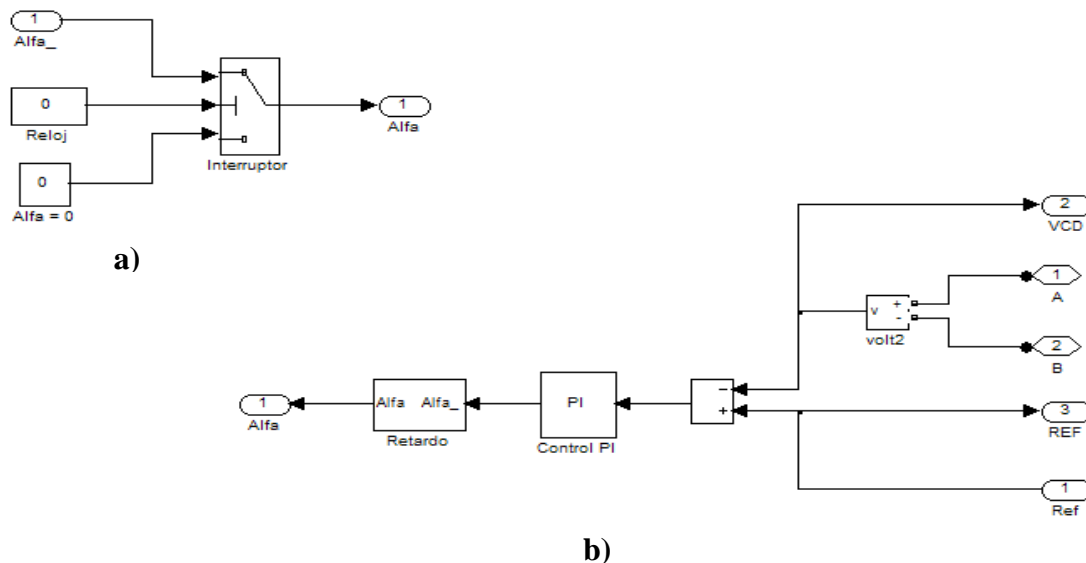
Todas las demás señales del sistema son analógicas en el tiempo continuo entonces, para simular en tiempo discreto estas señales analógicas se deben discretizar y para eso se tomo un tiempo de muestreo de  $1 \times 10^{-5}$  que se toma como periodo de muestreo del controlador PI.



**Figura 4.12. Diagrama a bloques en simulink del controlador PI**

Para observar el buen funcionamiento del controlador PI se debe tomar en cuenta lo siguiente:

El banco de capacitores tiene un valor fijo de capacitancia de excitación, la cual provoca que se genere cierto valor de voltaje en las terminales del GI en vacío, este valor de voltaje es el mínimo requerido en las terminales del GI y se requiere de cierto tiempo para que se genere, una vez que se tenga este valor mínimo, entonces puede entrar la carga y el voltaje en las terminales del GI se puede regular a un valor mayor, por lo cual se requiere que tanto la carga como el controlador PI entren después de que el voltaje del GI alcanza el valor mínimo debido al banco de capacitores de valor fijo. Para lograrlo se requiere que tanto la carga como el controlador PI entren con un retardo de tiempo, en la figura 4.13 se muestra el diagrama de bloques en simulink del retardo de tiempo y el controlador PI con retardo de tiempo.



**Figura 4.13. a) Diagrama de bloques en simulink del retardo de tiempo, b) Diagrama de bloques en simulink del control PI con retardo de tiempo.**

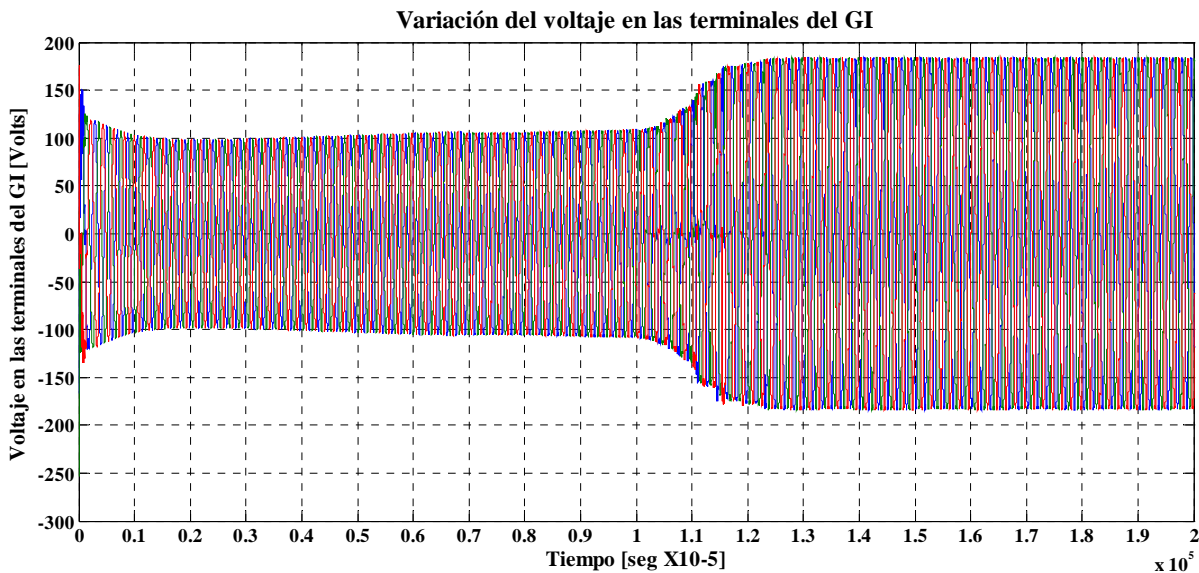
Comenzando la simulación del sistema del GIAE desde 0 s, la carga ( $100 \Omega$ ) entra en 0.5 s, y el control PI en 1 s, en la figura 4.14 se muestra la variación del voltaje en las terminales del GI debido a los cambios durante la simulación de las condiciones de operación mencionadas, a) sin carga y sin control, b) con carga y sin control y c) con carga y control. El voltaje a la salida del GI se regula a 180 Volts pico que equivalen a  $127 V_{rms}$ , pero con la variante de que la medición de voltaje se hizo a la salida del rectificador, es decir, se regulan 180 V de CD con filtro capacitivo. El filtro capacitivo a la salida del rectificador trifásico de 6 pulsos cambio de valor con respecto al que se calculo en el capítulo 3 por la diferencia en cuanto a las condiciones de operación, haciendo referencia a la ecuación 3.4 el valor de la capacitancia de filtrado es de 1.2 mF y el valor de los demás parámetros son los siguientes:

$V_m$  (Voltaje pico o máximo) = 180 V medidos,

$\Delta V$  (Voltaje de rizo) = 0.5 V medidos,

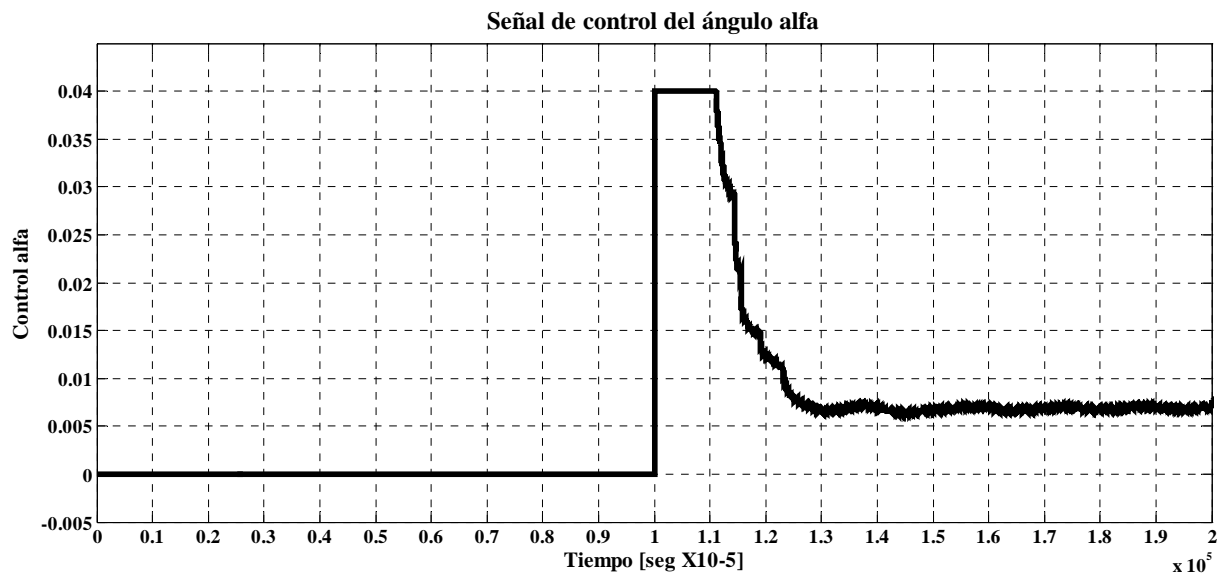
$f$  (Frecuencia) = 60 Hz, por lo tanto,

$R$  (Resistencia de descarga) =  $833.33 \Omega \cong 850 \Omega$ . Es la resistencia equivalente a la salida del rectificador.



**Figura 4.14. Variación del voltaje en las terminales del GI a diferentes condiciones de operación.**

La sintonización del control PI dio como resultado,  $K_{cr} = 0.002$ ,  $T_{cr} = 0.15$ ,  $T_i = 0.125$ , entonces, el valor de las constantes proporcional e integral es:  $K_p = 0.0009$  y  $K_i = 0.00008$ , respectivamente. En la figura 4.15 se muestra la señal de control del ángulo  $\alpha$  que a partir de 1 s su valor es diferente de cero debido a que en ese instante entra el control PI.



**Figura 4.15. Variación de la señal de control del ángulo  $\alpha$  para la regulación de la capacitancia efectiva y del voltaje en las terminales del GI.**

#### 4.5 Control del voltaje en la carga.

Para la variación del voltaje en la carga monofásica se implementó un inversor PWM de puente H descrito en el capítulo 3, pero para obtener un voltaje sinusoidal de una frecuencia aproximada de 60 Hz para alimentar cargas monofásicas, se añadió un filtro paso bajas a la salida del inversor [28], para el filtro paso bajas se tomo una frecuencia de corte de 100 Hz descrita por la siguiente ecuación:

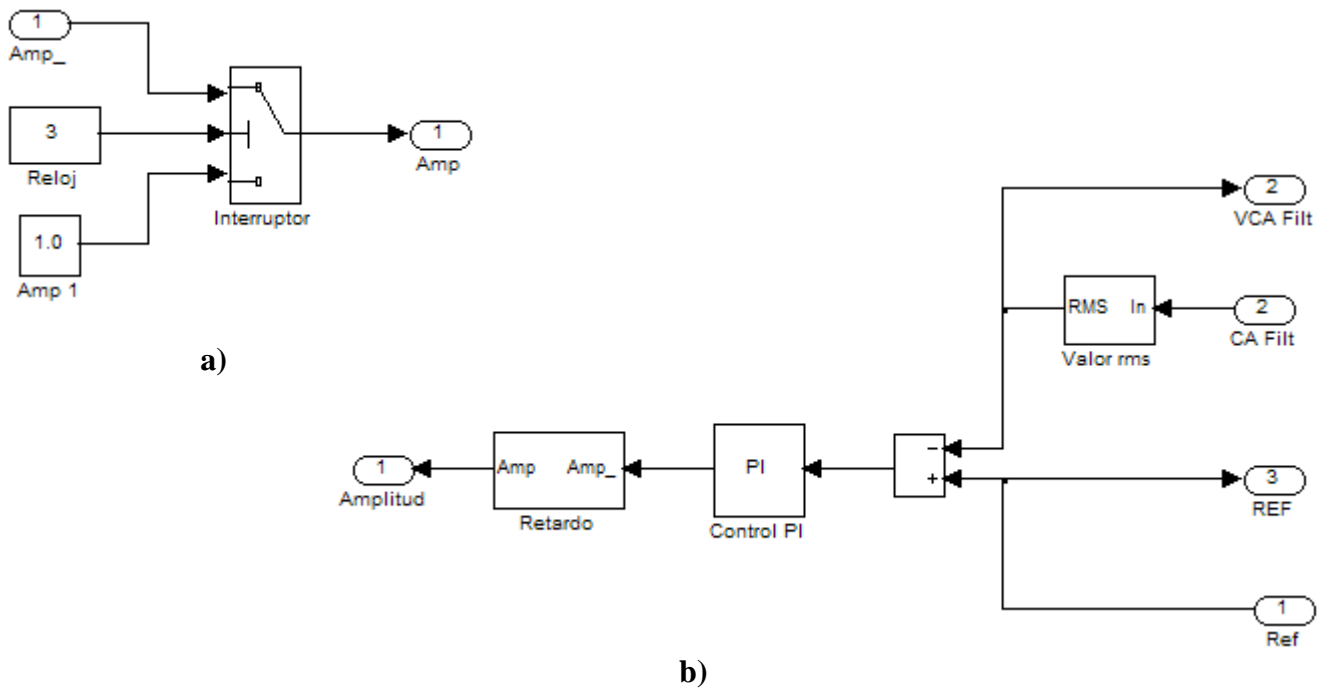
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.4)$$

Donde:

L = Inductancia del filtro = 200 mH

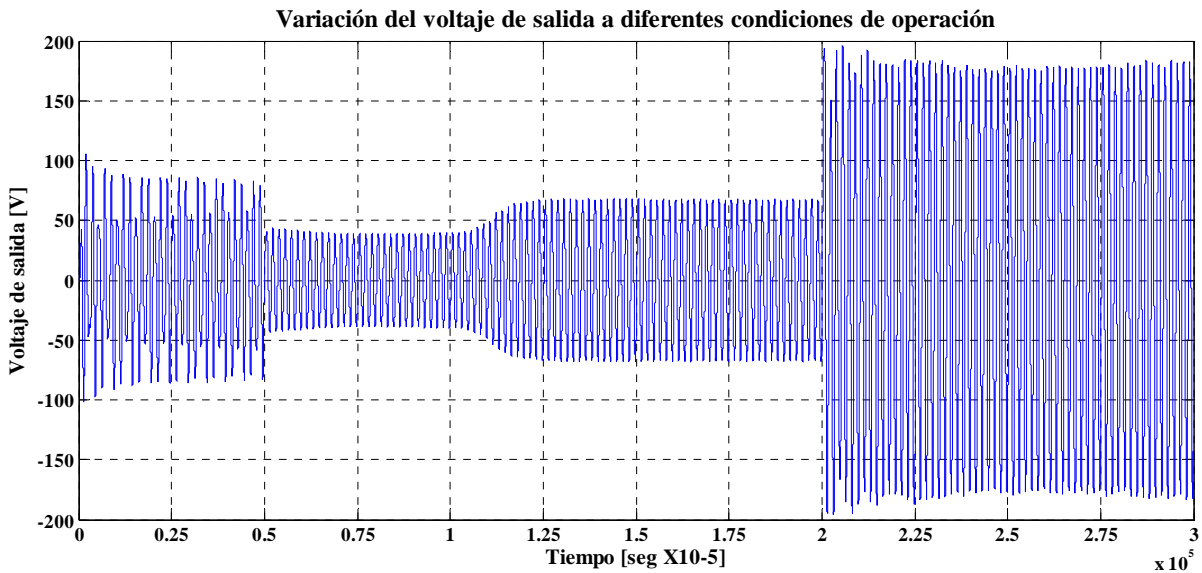
C = Capacitancia del filtro = 12.7  $\mu$ F

Se tomo una carga puramente resistiva de 100  $\Omega$  para observar el comportamiento simple del sistema y que la corriente llegue al valor nominal del GI, como se mencionó anteriormente la carga entra en 0.5 s luego el control del voltaje en las terminales del GI entra en 1 s y el control del voltaje en la carga entra en 2 s para observar el buen funcionamiento del control. Para la regulación del voltaje en la carga se utilizó también un control PI con un diagrama de bloques en simulink como el de la figura 4.12 y para el retardo de tiempo un diagrama de bloques en simulink como el de la figura 4.13. En este caso, para la regulación se midió el voltaje a la salida del filtro paso bajas por lo cual se tomó su valor rms como se observa en la figura 4.16 b y como referencia 127  $V_{rms}$ .



**Figura 4.16. a) Diagrama a bloques en simulink del retardo de tiempo, b) Diagrama a bloques en simulink del control PI con retardo de tiempo y bloque de medición del valor rms.**

La sintonización del control PI se hizo también por el método experimental de Ziegler-Nichols del cual se obtuvo una regulación a  $127 V_{rms}$  con las constantes proporcional e integral  $K_p = 0.17$ ,  $K_i = 0.018$ , respectivamente. En la figura 4.17 se muestra la variación del voltaje en la carga a diferentes condiciones de operación, la carga entra en 0.5 s, el control del voltaje en las terminales del GI entra en 1 s y el control del voltaje en la carga entra en 2 s.



**Figura 4.17. Variación del voltaje de salida del sistema a diferentes condiciones de operación.**

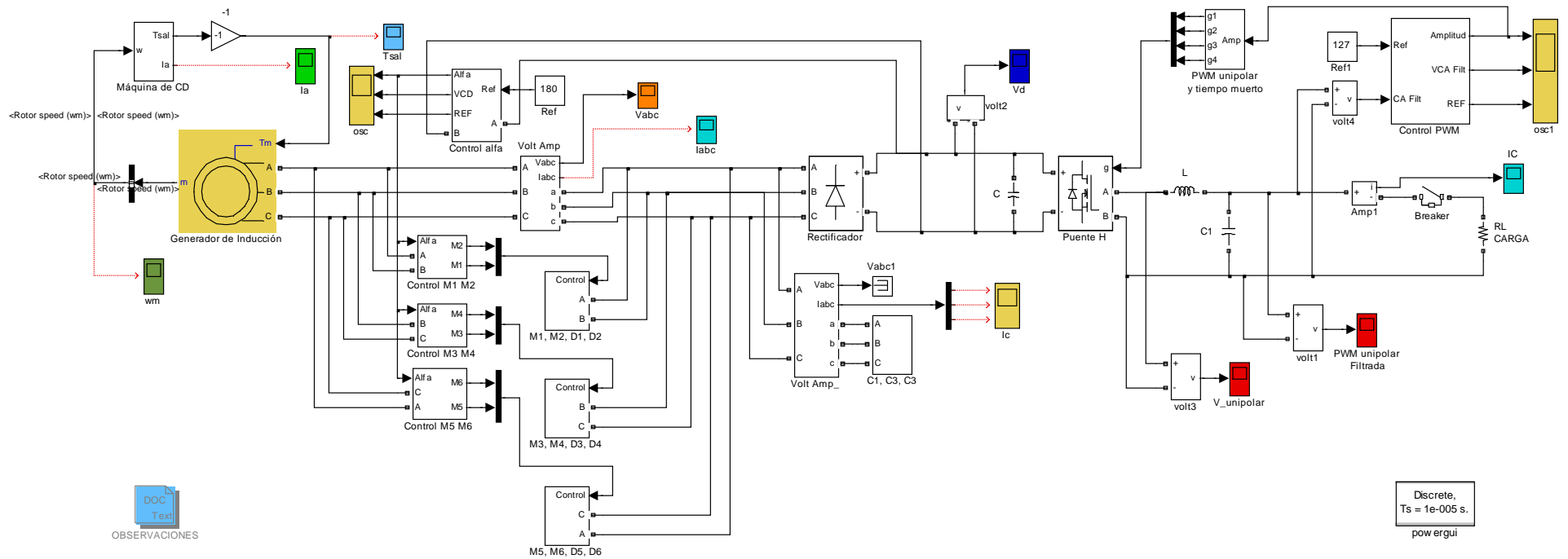


Figura 4.18. Diagrama de bloques en simulink del sistema del GIAE.

#### 4.6 Resultados de la simulación.

El diagrama de bloques en simulink del diagrama general del sistema del GIAE de la figura 4.2 se muestra en la figura 4.18 donde se pueden observar los bloques de control para la regulación del voltaje en las terminales del GI y los bloques de control para la regulación del voltaje a la salida del sistema a diferentes condiciones de operación.

Para regular el voltaje a la salida del GI a 180 Volts pico, con el banco de capacitores fijo se debe generar un voltaje menor a 180 Volts pico, entonces el valor de cada capacitor del banco debe ser de 25.2  $\mu\text{F}$  para generar 163.6 Volts pico y la condición inicial del GI debe ser de 4.2 A como se realizó en el capítulo 3.

En la figura 4.19 se observa el comportamiento del par de la máquina de CD a distintas condiciones de operación, el transitorio oscila aproximadamente entre  $-11.8$  y  $4.5$  Nm, luego después de tres segundos se estabiliza a cero, aunque en 0.5 s. entra la carga, el par se mantiene casi nulo hasta que en 1 s. entra el control para regular el voltaje a la salida del GI a 180 V pico, entonces al haber un aumento del voltaje el par aumenta aproximadamente a 0.3 Nm y como se observa en la figura 4.20 la velocidad en el MCD disminuye, se observa que el transitorio de velocidad oscila aproximadamente entre 190 rad/s. que equivalen a 1814 rpm y 128 rad/s. que equivalen a 1222 rpm, en 1 s. cuando entra el control del voltaje en las terminales del GI la velocidad cae a 188.5 rad/s. que equivalen a la velocidad síncrona, 1800 rpm.

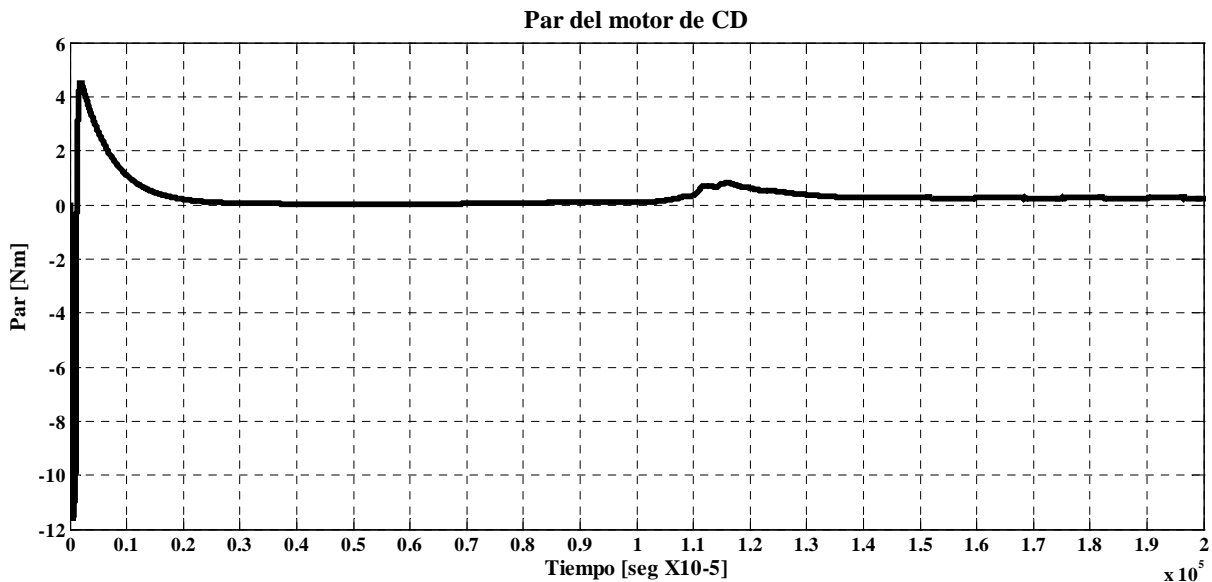
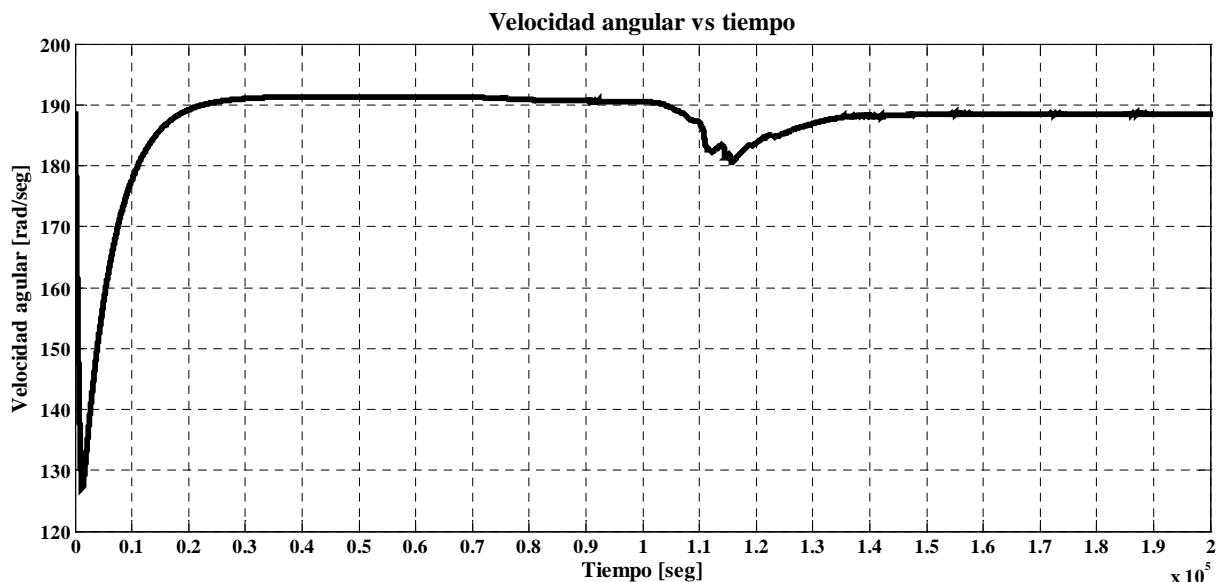
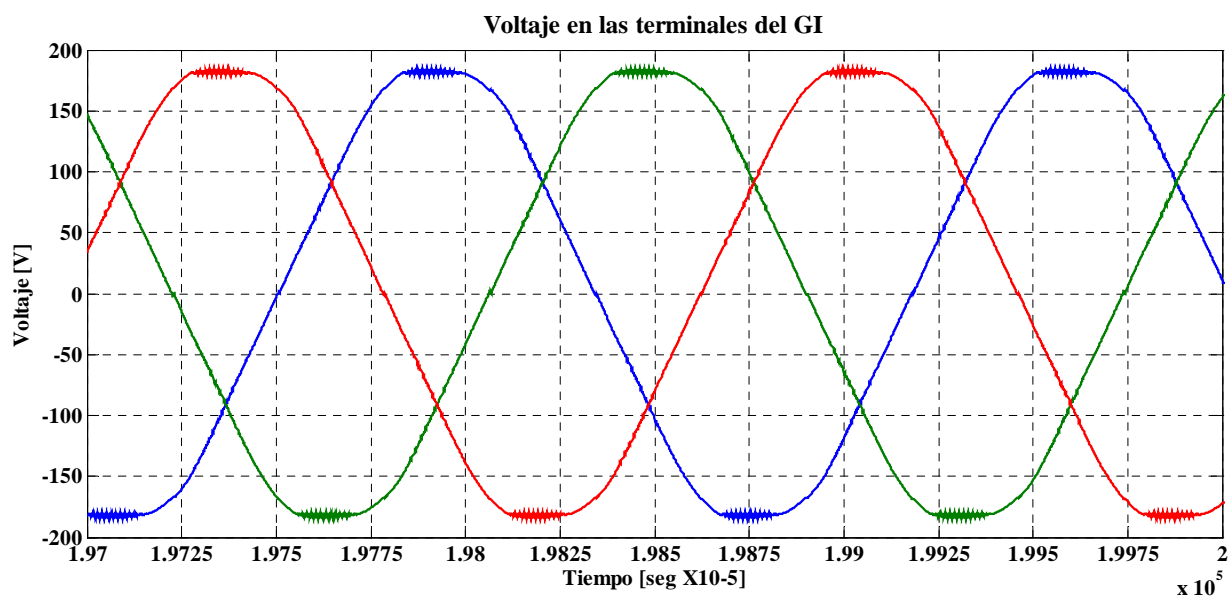


Figura 4.19. Par motor de la máquina de CD.



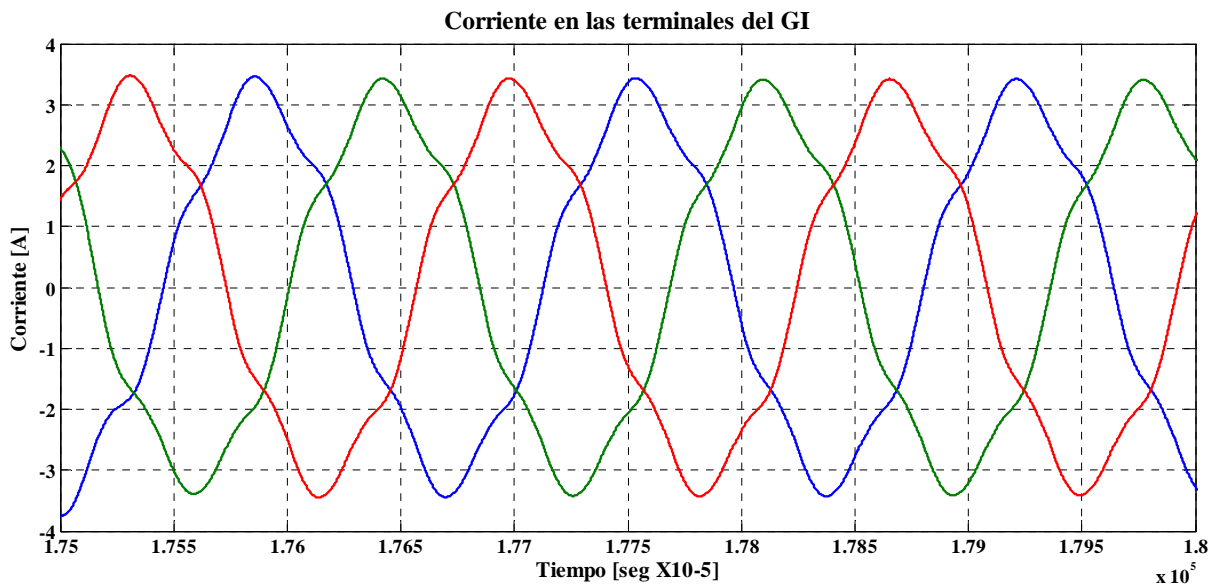
**Figura 4.20. Velocidad de la máquina de CD en rad/s.**

En la figura 4.21 se muestra el voltaje en las terminales del GI regulado a 180 Volts pico que equivalen a  $127 V_{rms}$ , casi no se percibe el ángulo  $\alpha$  ni su influencia en las demás fases debido a que ya se alcanzó el nivel de referencia de 180 Volts pico y para mantenerlo se requiere de un valor muy pequeño de control de  $\alpha$ , menor a 0.01. El ángulo  $\alpha$  y su influencia se perciben con mayor claridad en el instante en el cual entra el control del voltaje en las terminales del GI, después de 1 s de simulación como se observa en la figura 4.4, su respectiva forma de onda de corriente se muestra en la figura 4.22 donde su valor pico es cercano a los 3.5 A, aunque la carga es puramente resistiva, el efecto de la capacitancia de excitación provoca que la forma de onda de la señal de corriente no sea de la misma forma que la del voltaje.



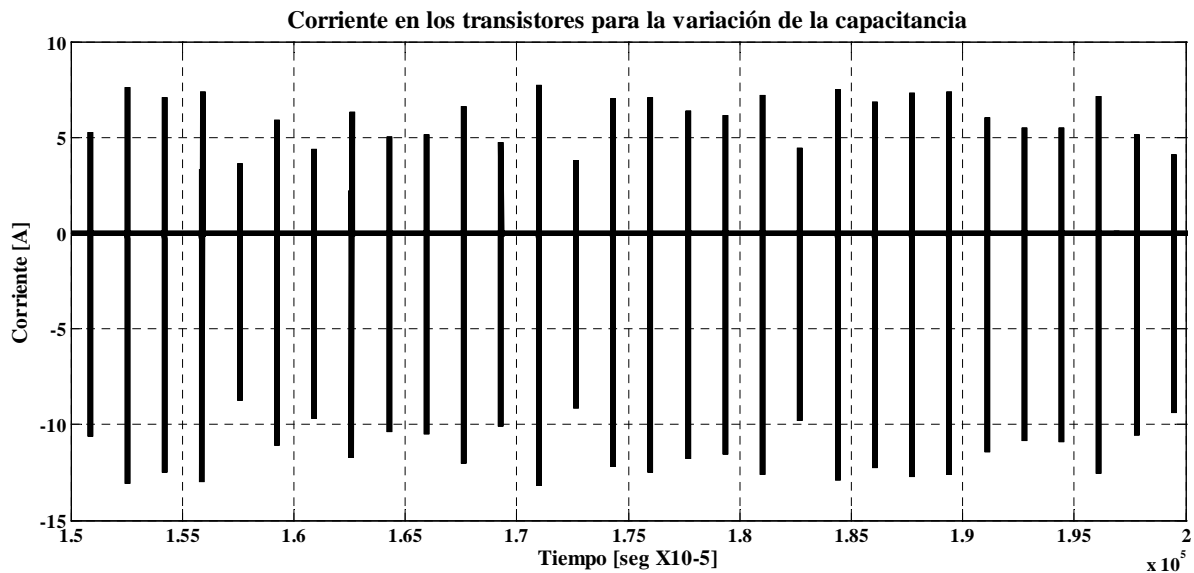
**Figura 4.21. Forma de onda del voltaje en las terminales del GI.**



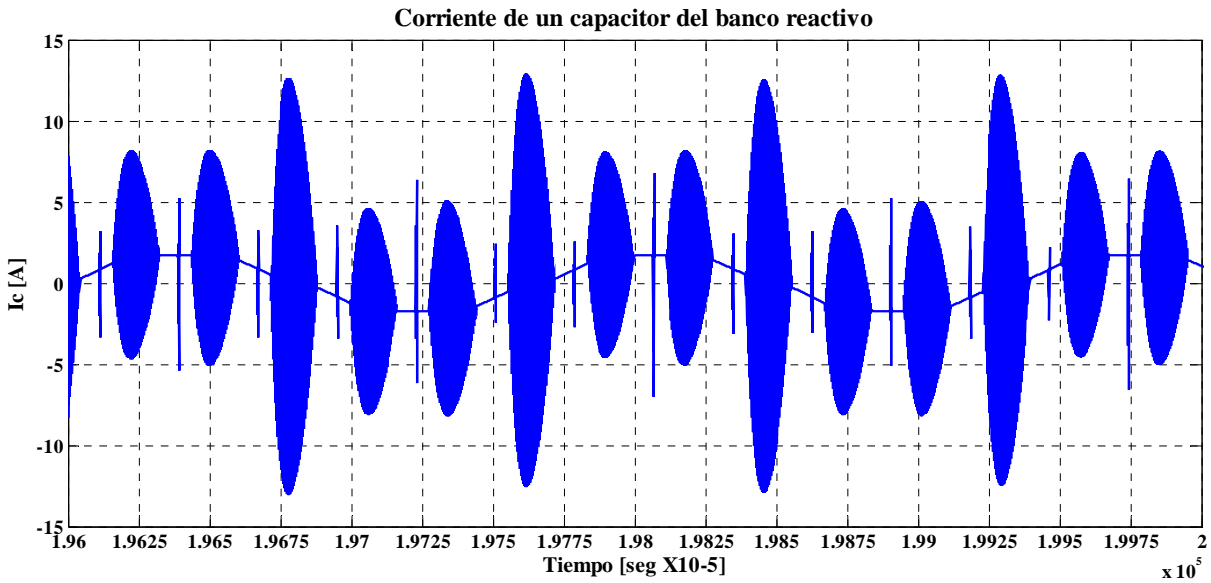


**Figura 4.22. Forma de onda de corriente en las terminales del GI.**

En la figura 4.23 se muestra la corriente en los transistores de potencia cuando conmutan para variar la capacitancia de excitación, se puede observar que el valor máximo oscila entre  $-12.5$  y  $7.5$  A, la forma de onda de la corriente en un capacitor de excitación se muestra en la figura 4.24, se puede observar que en los cruces por cero, cuando entra el control del ángulo  $\alpha$ , los transistores cortocircuitan al capacitor, la corriente alcanza un valor pico aproximado a los  $12.5$  A, también se puede percibir la influencia de las demás fases debido al ángulo  $\alpha$  que provoca un valor máximo de corriente de  $7.5$  A para los semiciclos positivos, y para los semiciclos negativos la corriente alcanza un valor pico de  $-7.5$  A.

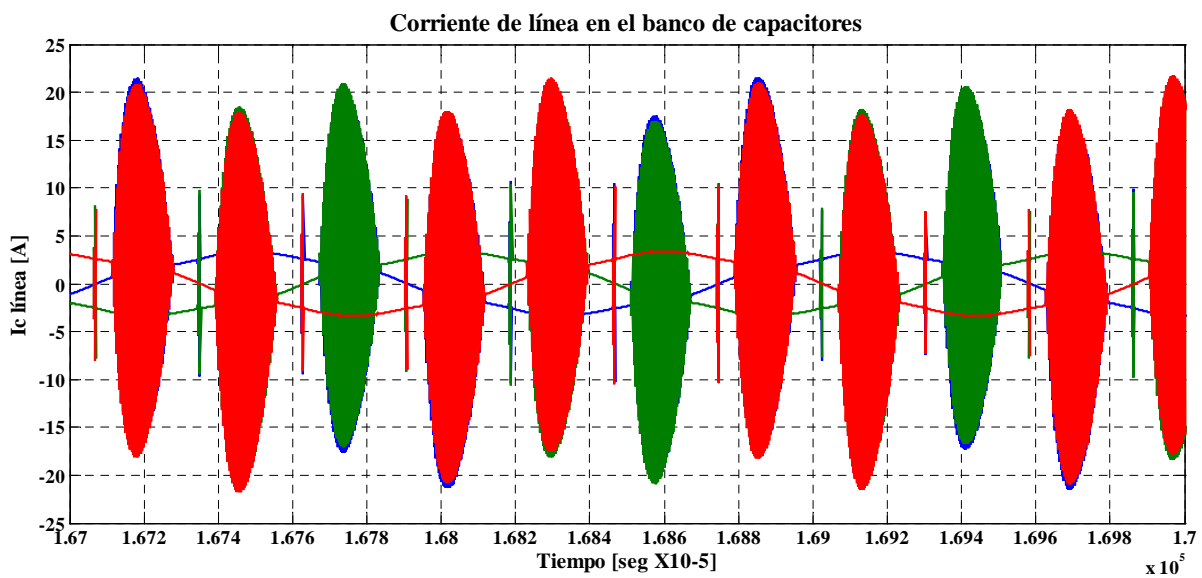


**Figura 4.23. Forma de onda de corriente en los transistores para la variación de la capacitancia.**

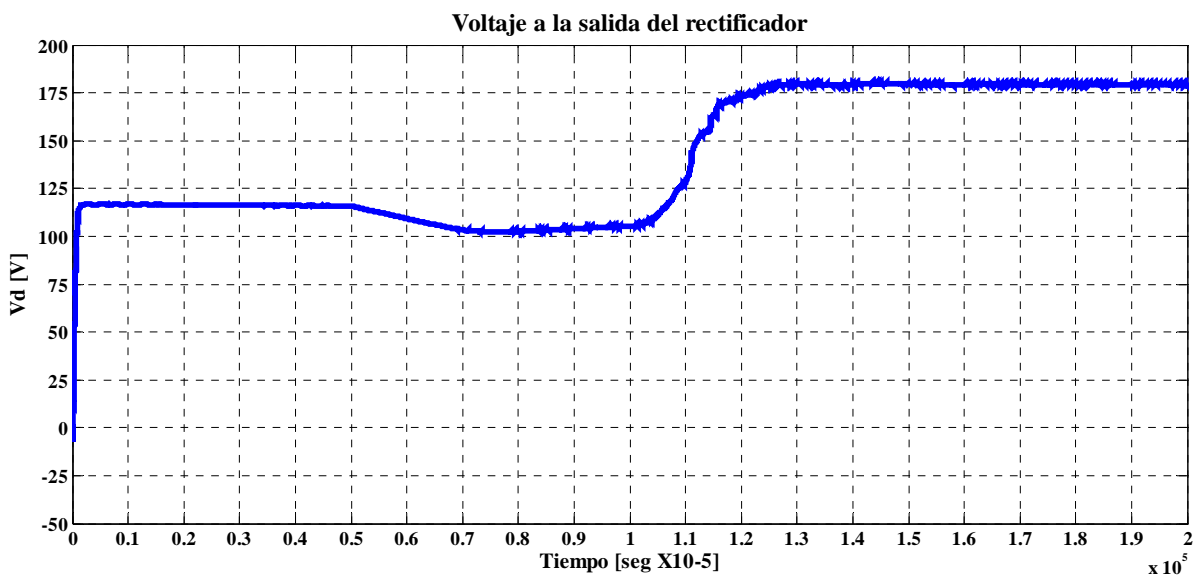


**Figura 4.24. Forma de onda de corriente en un capacitor del banco reactivo.**

En la figura 4.25 se muestran las corrientes de línea en el banco de capacitores de excitación conectado en delta, se alcanza a percibir el efecto del ángulo  $\alpha$  en los cruces por cero y su repercusión en las demás fases, pero como son corrientes de línea (igual a la suma fasorial de las corrientes en dos capacitores en delta de la figura 4.24) también repercuten los efectos de las corrientes de fase del banco capacitivo conectado en delta, se puede corroborar el factor de  $\sqrt{3}$ , los 12.5 A en un capacitor (figura 4.24) multiplicados por  $\sqrt{3}$  resultan 21.6 A como se observa en la figura 4.25 pero con un defasamiento de  $30^\circ$ , por lo cual el efecto del ángulo  $\alpha$  se observa desfasado  $30^\circ$  de los cruces por cero de la corriente de línea del banco de capacitores.

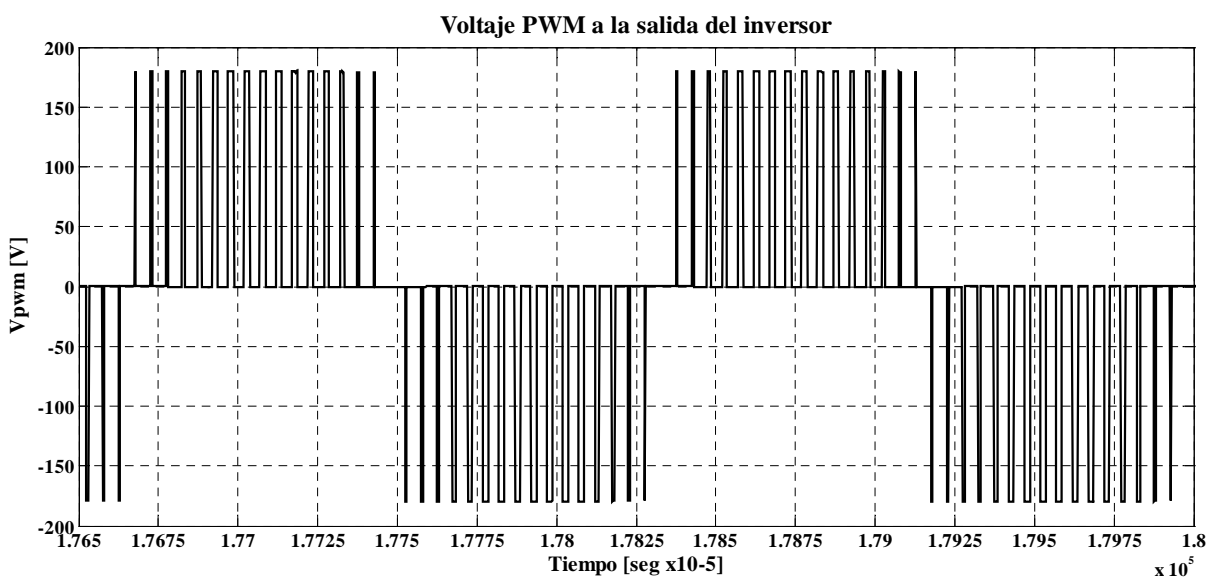


**Figura 4.25. Forma de onda de las corriente de línea en el banco de capacitores.**



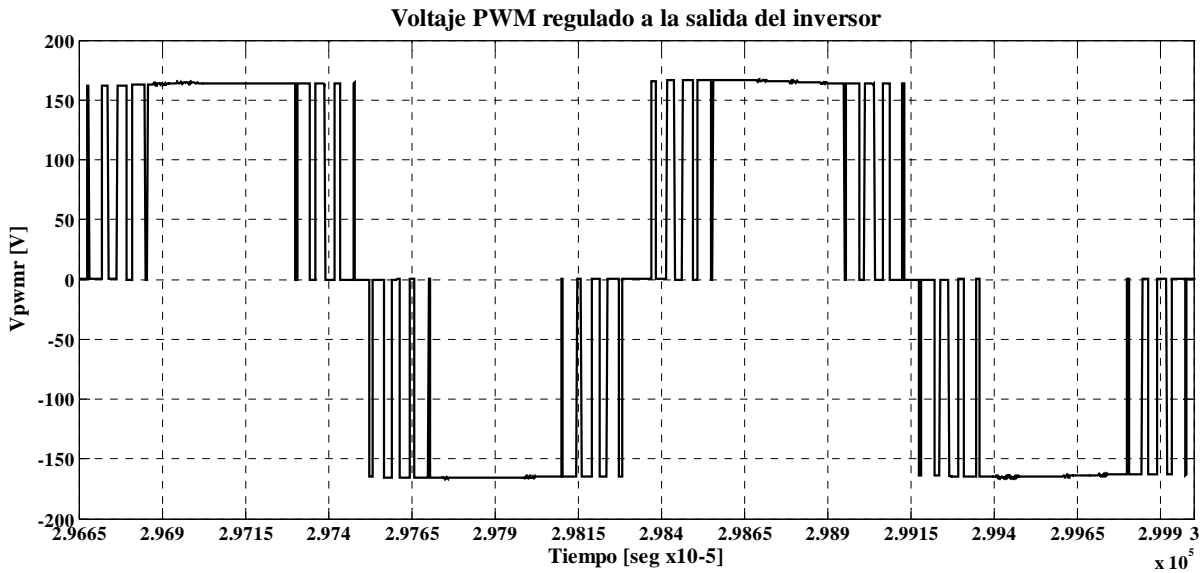
**Figura 4.26. Voltaje a la salida del rectificador.**

En la figura 4.26 se observa el voltaje de CD a la salida del rectificador de 6 pulsos con filtro capacitivo, en 0.5 s cuando entra la carga, el voltaje cae de 116 V CD a 102 V CD, en 1 s entra el control para la regulación del voltaje de CD que alcanza el valor de referencia en 1.3 s es decir, el control PI regula en 0.3 s, la forma de onda del voltaje PWM unipolar a la salida del inversor se muestra en la figura 4.27, la señal senoidal de control para generar la señal PWM tiene una frecuencia de 60 Hz y amplitud 1, la señal portadora triangular tiene una frecuencia de 1 kHz y amplitud de 2.5, aunque la señal resultante de voltaje PWM unipolar de la figura 4.27 tiene una amplitud de 180 Volts pico su valor rms es de alrededor de 48 V por el hecho de ser una señal de tipo PWM, esto se puede verificar al observar la señal a la salida del filtro pasa bajas de la figura 4.29 del cual se obtiene una señal senoidal con un valor máximo de 68 V.

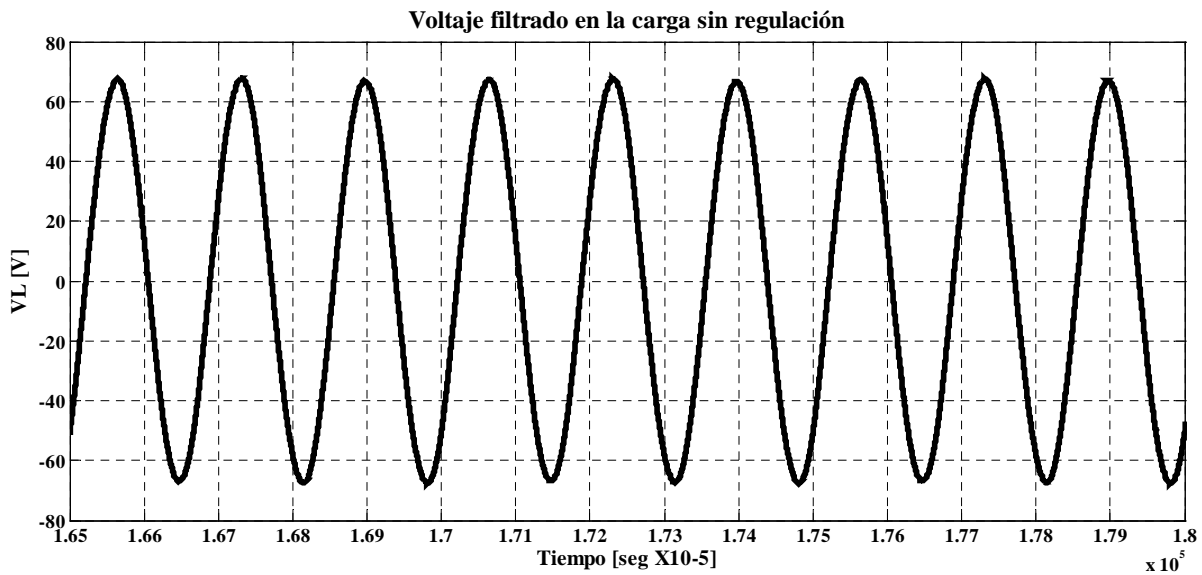


**Figura 4.27. Voltaje PWM unipolar a la salida del inversor.**

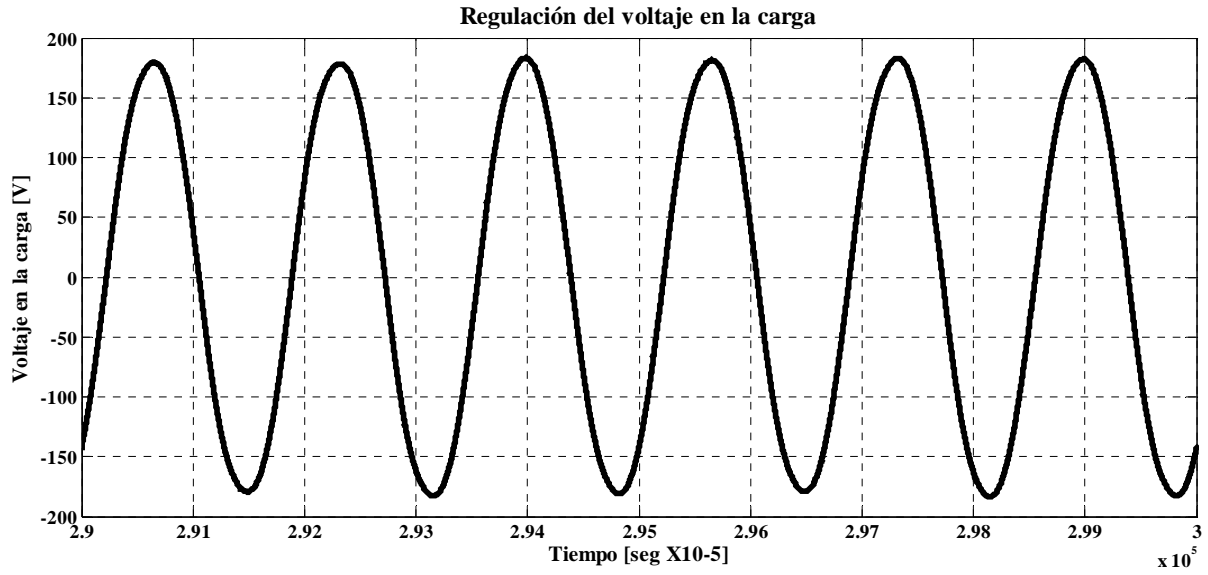
En la figura 4.28 se muestra el voltaje PWM unipolar regulado a 127 Vrms a la salida del inversor, sin embargo se observa que el valor máximo es menor a 180 V, pero el ancho de los pulsos aumentó con respecto a los pulsos de la señal PWM de la figura 4.27, a la salida del filtro pasa bajas se obtiene una señal senoidal con un valor máximo de 180 V como se observa en la figura 4.30 lo cual corrobora por que aumentó el ancho de los pulsos de la señal PWM de la figura 4.28 cuando entra el control para la regulación del voltaje en la carga a 127 Vrms. En la figura 4.31 se muestra la corriente en la carga cuando entra el control para la regulación a 127 Vrms, el valor máximo de la corriente en la carga alcanza un valor alrededor de 1.75 A.



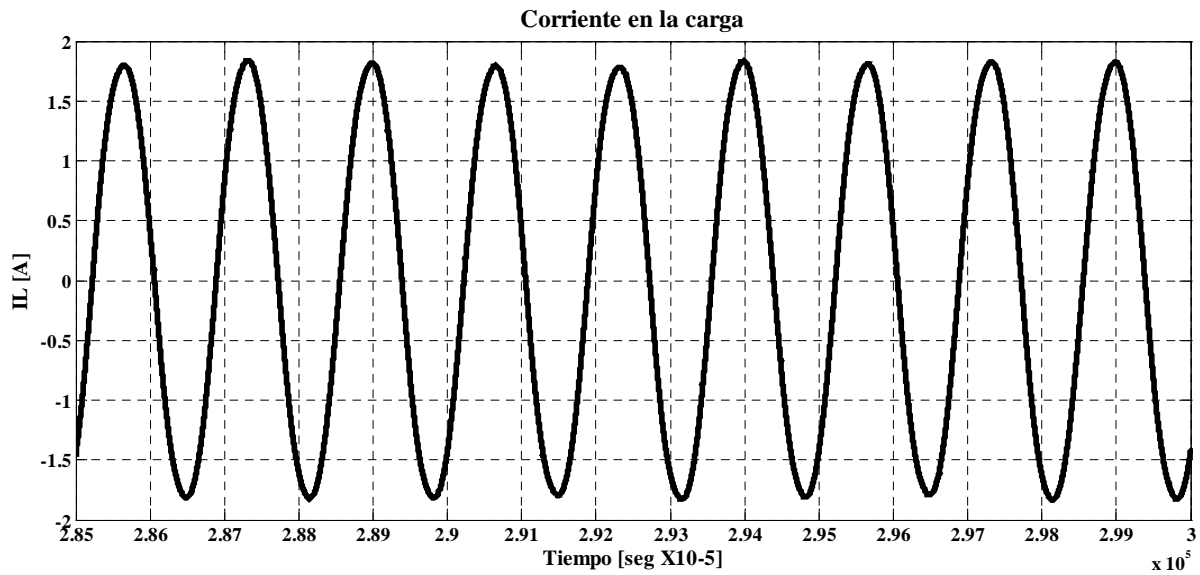
**Figura 4.28. Voltaje PWM unipolar regulado a la salida del inversor.**



**Figura 4.29. Voltaje filtrado en la carga sin regulación.**



**Figura 4.30. Voltaje regulado y filtrado en la carga.**



**Figura 4.31. Corriente a voltaje regulado y filtrado en la carga.**

## CONCLUSIONES

- 1.- Por medio de un análisis matemático se puede hacer una aproximación de la curva de magnetización del generador de inducción con tan solo obtener experimentalmente tres mediciones de voltaje generado y corriente de magnetización, así mismo se puede estimar la reactancia de magnetización y su variación en función de la corriente de magnetización. Al comparar la curva característica de magnetización aproximada con la experimental no existe gran diferencia entre ellas, por lo cual la ecuación no lineal 1.38 describe el comportamiento de la máquina de inducción que se utilizó en este trabajo, se debe tomar en cuenta que si se tiene una máquina de inducción con otros parámetros y datos de placa diferentes (curva característica diferente) entonces la ecuación no lineal 1.38 ya no será la misma.
- 2.- De la misma forma para el proceso de autoexcitación se hace un análisis matemático obteniéndose como resultado distintas ecuaciones con las cuales se puede predecir el comportamiento del generador de inducción autoexcitado y hacer un programa computacional o una hoja de cálculo para trazar diferentes curvas y observar su comportamiento con carga a diferentes factores de potencia, velocidad y capacitancia de excitación. Conforme se aumenta la velocidad: aumenta el voltaje en las terminales del GI con respecto a la potencia de salida pero manteniendo la capacitancia de excitación y el factor de potencia constantes. Conforme se aumenta la capacitancia de excitación: aumenta el voltaje en las terminales con respecto a la potencia de salida pero manteniendo constantes la velocidad y el factor de potencia, es decir, se tienen dos alternativas para aumentar el voltaje generado del GI, una por medio del aumento de la velocidad y la otra por medio del aumento de la capacitancia de excitación. A medida que se aumenta el factor de potencia: el deslizamiento, la frecuencia y el voltaje en las terminales del GI disminuyen con respecto a la potencia de salida pero manteniendo una velocidad y capacitancia de excitación constantes, cabe recalcar que a menor factor de potencia, la potencia de salida es menor.
- 3.- En función al desarrollo y a los resultados de la simulación del sistema GIAE-convertidor CA-CA con banco reactivo fijo, para obtener un sistema estable en cada simulación, la potencia reactiva  $Q_c$  del banco reactivo se tuvo que ajustar de una manera muy precisa a cierto valor para generar su respectivo valor de voltaje, esto nos indica que necesariamente hay que implementar un control para la regulación del suministro de reactivos al GI, para esto también se necesita implementar un circuito para variar la capacitancia efectiva de un banco de capacitores fijos para así variar el suministro de potencia reactiva al GI.
- 4.- En el control PI para la regulación de la capacitancia de excitación, la señal de control del ángulo  $\alpha$  en el cual los transistores de potencia están activados se saturó a 0.04 para evitar el exceso de corriente por los transistores debido al corto circuito entre fases, el cual ocurre en los cruces por cero. Al saturar la señal de control del ángulo  $\alpha$  a cierto valor en las terminales del GI, el error se compensa lentamente y por lo tanto la respuesta en el control del voltaje es más lenta.
- 5.- El esquema de variación de la capacitancia de excitación del GIAE que se presenta en este trabajo permite hacer una regulación del voltaje en las terminales del GI a diferentes condiciones de operación, en vacío y con carga.

## RECOMENDACIONES

- 1.- Analizar la posibilidad de estimar el modelo matemático (función de transferencia) del sistema GIAE con capacitancia de excitación variable, para obtener una sintonización del control PI teórica y compararla con la experimental que se aplicó en este trabajo para observar posibles mejoras.
- 2.- Para la regulación del voltaje en las terminales del GI y del voltaje en la carga, estudiar la posibilidad de implementar un control difuso y compararlo con el control PI para mejorar el control con la posibilidad de disminuir el tiempo de regulación.
- 3.- Implementar físicamente en el laboratorio este sistema de generación de energía eléctrica no convencional GIAE-convertidor CA-CA.

## APORTACIONES

- Determinación de la curva de magnetización y de la variación de la reactancia de magnetización de un GI mediante el empleo de una ecuación no lineal que relaciona a la fuerza electromotriz FEM y la corriente de magnetización con tan solo tres puntos experimentales tomados de la prueba para la característica de magnetización.
- Empleo del desarrollo matemático del proceso de autoexcitación para determinar las características de un GIAE.
- Se desarrolló el esquema de la variación de la capacitancia de excitación mediante transistores de potencia y señales digitales con un lazo de control del voltaje de CD en las terminales del rectificador realizando la simulación en el paquete Matlab-simulink versión 7.
- En las terminales del GIAE con excitación constante se emplea un convertidor CA-CA (convertidor de corriente alterna a corriente alterna) que consta de un rectificador trifásico a diodos y un inversor PWM de puente para alimentar cargas monofásicas realizando la simulación en el paquete Matlab-simulink versión 7.
- En las terminales del GIAE con excitación variable se emplea un convertidor CA-CA que consta de un rectificador trifásico a diodos y un inversor PWM de puente con un lazo de control del voltaje en la carga simulándose también en el paquete Matlab-simulink versión 7.
- En este trabajo el sistema de generación de energía eléctrica simulado tiene la característica de alimentar cargas monofásicas por medio de un inversor PWM, el cual permite fijar la frecuencia de salida a cualquier valor, independientemente de la frecuencia a la salida del GIAE, también permite una regulación del voltaje en la carga con mayor precisión.

## REFERENCIAS

- [1] M. Godoy Simoes y Felix A. Farret. Renewable Energy Systems Design and Analysis with Induction Generators. Ed. CRC PRESS, USA, 2004.
- [2] Vas Peter, Sensorless vector and direct torque control, Oxford University Press, New York, 1998.
- [3] Singer, Josep G. Combustion: Fossil Power Systems. Combustion Engineering, Inc. Windsor, Conn. 1981.
- [4] Loftnen, R. L. Nuclear Power Plants. New York, D Van Nostrand, 1994.
- [5] Donald G. Fink y H. Wayne Beaty, Manual de ingeniería eléctrica. Tomo 1, 13a Ed. Mc. Graw Hill, 1996.
- [6] Ludke, I., Jayne, M.G. Direct Torque Control of Induction Motor. Vector Control and Direct Torque Control of Induction Motors, IEE Colloquium, 1995, pp, 6/1-6/6.
- [7] Ludke, I., Jayne, M.G. A new Direct Torque Control Strategy. Advanced in Control Systems for Electric Drives, IEE Colloquium, 1995, pp, 5/1-5/4.
- [8] [IV] IEEE std. 1547, Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electrical Power Systems.
- [9] Tarek Ahmed, Osamu Noro, Eiji Hiraki, Mutsuo Nakaoka. Static VAR Compensator-Based Voltage Regulation for Variable Speed Prime Mover Coupled Single Phase Self-Excited Induction Generator. IEEJ Trans, IA, Vol. 125, No.4, 2005.
- [10] C. A. Martins, A. S. Carvalho, X. Roboam, T. A. Meynard. Evolution of induction motor control methods and related voltage-source inverter topologies, Advanced Motion Control, 1998. AMC'98-Coimba, 1998 5<sup>th</sup> International Workshop, pp, 15-20.
- [11] S.S. Mutthy, B. Singh, S. Gupta and B.M. Gulati. General steady-state analysis of three-phase self-excited induction generator feeding three-phase unbalanced load/single-phase load for stand-alone applications. Generation, Transmit and Distribution., IEE Proc. Vol. 150, No. 1, Jan. 2003, pp. 49-55.
- [12] Tabosa, R.P., Soares, G.A., y Shindo, R., The high efficiency motor (Motor de alto rendimiento), technical handbook of the PROCEL program, ed. Electrobrás/Procel/CEPEL, Rio de Janeiro, Brazil, Agosto 1998.
- [13] Grantham, C., Sutanto, D., and Mismail, B., Steady-state and transient analysis of self-excited induction generators, Proc. IEEE, 136(2), 61-68, 1989.
- [14] Bimal K. Bose. Modern Power Electronics and AC Drives. Ed. Prentice Hall, USA, 2001
- [15] Beatriz Olivares Vázquez. Generación de energía eléctrica utilizando una máquina de inducción autoexcitada, tesis de licenciatura, ESIME IPN, México DF, diciembre 2005.



- [16] E. Muljadi, Y. Zhao, T.H. Liu y T.A. Lipo, Adjustable ac Capacitor for a Single-Phase Induction Motor, IEEE Trans. On Industrial Applications, Vol. 29, No. 3, Sep/Oct 1993, pp. 479-485.
- [17] M.A. Al-Saffar, E.C. Nho, y T.A. Lipo, Controlled Shunt Capacitor Self-Excited Induction Generator, IEEE Trans. On Industrial Applications, Vol. , No. , Sep/Oct 1998, pp.
- [18] Murthy, S.S., Malik, O.P., y Tandon, A.K., Analisis of self-excited induction generators, Proc. IEEE, 129(6), 260-265, 1982.
- [19] Watson, D.B. y Milner, I.P., Autonomous and parallel operation of self excited induction generators, Elect. Engin. Educ., Vol. 22, 365-374, Manchester U.P., 1985.
- [20] Murty, S.S., Nagaraj, H.S., and Kuriyan, A., Design-based computational procedure for performance prediction and analysis of self-excited induction generators using motor design packages, Proc. IEEE, 135(1), 8-16, Enero 1988.
- [21] Kostenko, M. y Piotrovsky, L., Electrical Machines, Vol II, Mir Publishers, Moscow, 1969, p.775.
- [22] Smith, I.R. y Sriharan, S., Transients in induction motors with terminal capacitors, Proc. IEEE, Vol. 115, 519-527, 1968.
- [23] Chapman, S.J., Electric Machinery Fundamentals, McGraw-Hill International Edition, Third Edition, New York, 1999.
- [24] Lawrence, R.R., Principles of Alternating Current Machinery, McGraw-Hill Book Co. Inc., 1953, p. 640.
- [25] Muhammad H. Rashid. Electrónica de potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones. Ed. Prentice Hall, México, 1993.
- [26] Daniel W. Hart. Electrónica de potencia. Ed. Prentice Hall, Madrid, 2001.
- [27] Ned Mohan, Tore M. Undeland. Power electronics converters, applications and design. Ed. John Wiley and Sons, Inc. USA, 1995
- [28] Ned Mohan. Electric Drives and Integrative Approach. Ed. MNPHERE, USA, 2001.
- [29] Mustafa A. Al-Saffar, Eui-Cheol Nho y Thomas A. Lipo, Controlled Shunt Capacitor Self-Excited Induction Generator, 0-7803-4943-1/98/\$10.00 (c) 1998 IEEE
- [30] Katsuhito Ogata, Ingeniería de control moderna. 4ta. Ed. Prentice Hall, 2003.

## APENDICE A

### A. Conmutación Polar

#### A.1 Conmutación Bipolar

Una señal de salida de tipo bipolar toma valores alternos entre  $\pm$  el voltaje de la fuente de directa corriente.

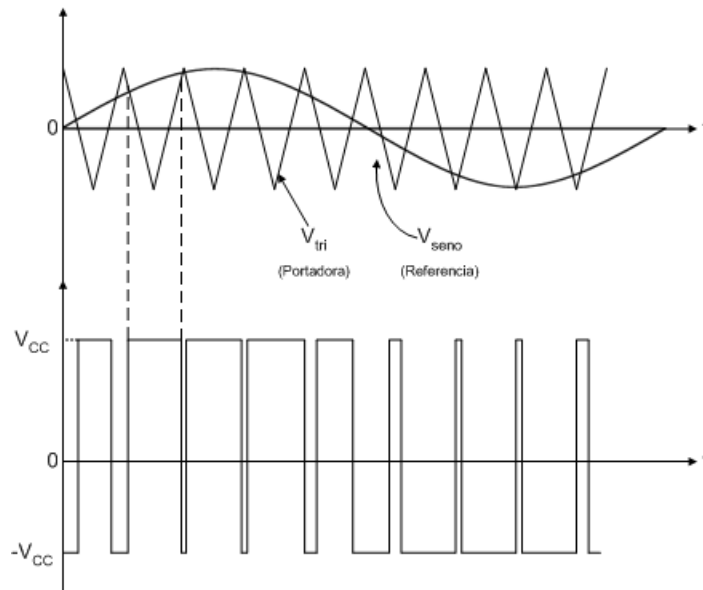
Esta señal bipolar se puede generar por medio de una onda sinusoidal de referencia y una señal portadora triangular como se muestra en la figura A.1. Cuando el valor instantáneo de la señal sinusoidal de referencia es mayor que la portadora triangular, la salida está en  $+V_{CC}$ , y cuando la referencia es menor que la portadora, la salida está en  $-V_{CC}$  [19-22]:

$$v_o = +V_{CC} \quad \text{para} \quad v_{\text{seno}} > v_{\text{tri}}$$
$$v_o = -V_{CC} \quad \text{para} \quad v_{\text{seno}} < v_{\text{tri}}$$

El esquema de conmutación que permitirá implementar la conmutación bipolar utilizando el puente inversor de onda completa de la figura A.1 se determina comparando las señales instantáneas de referencia y portadora:

$$M_1 \text{ y } M_2 \text{ est\u00e1n conduciendo cuando } (v_o = +V_{CC}) \quad v_{\text{seno}} > v_{\text{tri}}$$
$$M_3 \text{ y } M_4 \text{ est\u00e1n conduciendo cuando } (v_o = -V_{CC}) \quad v_{\text{seno}} < v_{\text{tri}}$$

Las señales de voltaje de salida del convertidor “H” tienen la misma forma de las señales de control por tener carga resistiva, las cuales se consideran como señales de salida de tipo unipolar que se vera mas adelante, ahora, si las señales de control son del tipo de conmutación bipolar antes mencionado entonces al tener carga resistiva en el convertidor tendremos que el voltaje de salida tendrá la misma forma de la señal de control, es decir, será del tipo bipolar.



**Figura A.1. Referencia sinusoidal, portadora triangular y salida PWM Bipolar**

## A.2 Conmutación Unipolar

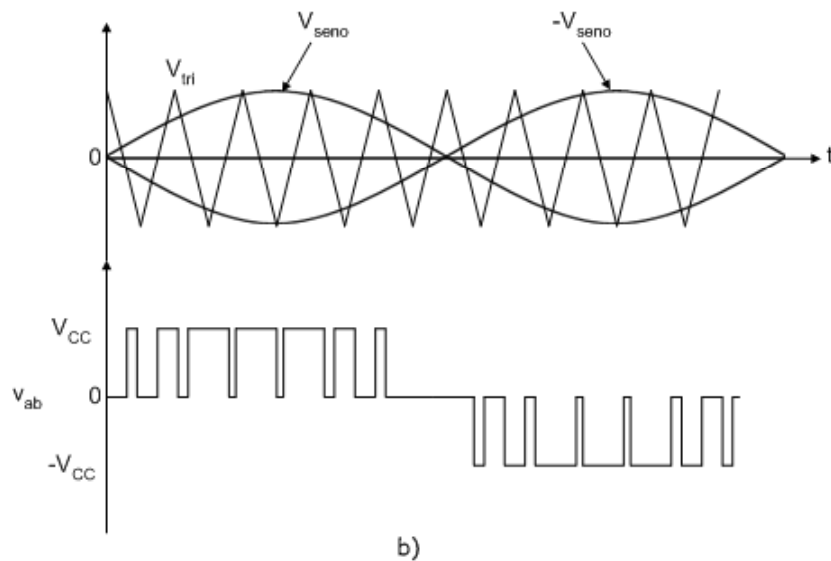
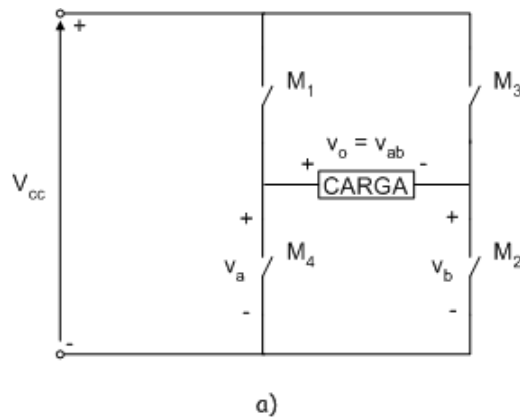
En un esquema de conmutación unipolar para la modulación por ancho de pulso, la salida se conmuta de nivel alto a cero, o de nivel bajo a cero, en lugar de entre niveles alto y bajo, como en la conmutación bipolar. Un esquema de conmutación unipolar tiene los siguientes controles de interruptores (transistores de potencia):

$$M_1 \text{ conduce cuando } +v_{\text{seno}} > v_{\text{tri}}$$

$$M_2 \text{ conduce cuando } -v_{\text{seno}} < v_{\text{tri}}$$

$$M_3 \text{ conduce cuando } -v_{\text{seno}} > v_{\text{tri}}$$

$$M_4 \text{ conduce cuando } +v_{\text{seno}} < v_{\text{tri}}$$



**Figura A.2 a) Convertidor de puente H para PWM unipolar, b) Señal portadora, señales de referencia y Tensión de salida.**

En la figura A.2 se observa que los pares de interruptores ( $M_1, M_4$ ) y ( $M_2, M_3$ ) son complementarios: cuando un interruptor de uno de los pares está cerrado, el otro está abierto. Los voltajes  $v_a$  y  $v_b$  de los interruptores abiertos  $M_4$  y  $M_2$  respectivamente de la figura A.2a oscilan entre  $+V_{CC}$  y cero. El voltaje de salida  $v_o = v_{ab} = v_a - v_b$  es tal y como se muestra en la figura A.2b.

Otro esquema de conmutación unipolar solo tiene un par de interruptores trabajando a la frecuencia de la portadora (triangular) mientras que el otro par trabaja a la frecuencia de referencia, con lo que tenemos dos interruptores de alta frecuencia. En este esquema de conmutación [19-22]:

$M_1$  conduce cuando  $v_{\text{seno}} > v_{\text{tri}}$  (alta frecuencia)

$M_4$  conduce cuando  $v_{\text{seno}} < v_{\text{tri}}$  (alta frecuencia)

$M_2$  conduce cuando  $v_{\text{seno}} > 0$  (baja frecuencia)

$M_3$  conduce cuando  $v_{\text{seno}} < 0$  (baja frecuencia)