



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA
MECÁNICA Y ELÉCTRICA

SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E
INVESTIGACIÓN

“Estudio de Métodos para Finalizar el Arranque
Óptimo en Tiempo de Motores de Inducción”

TESIS

PARA OBTENER EL GRADO DE:

MAESTRO EN CIENCIAS CON
ESPECIALIDAD EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA:

ING. HUGO ALBERTO YESCAS FLORES



MÉXICO D.F., 2012



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de MEXICO D. F. siendo las 11:00 horas del día 23 del mes de Abril del 2012 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de la Tesis, designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de la E.S.I.M.E. ZACATENCO para examinar la tesis titulada:

“ESTUDIO DE MÉTODOS PARA FINALIZAR EL ARRANQUE ÓPTIMO EN TIEMPO DE MOTORES DE INDUCCIÓN”

Presentada por el alumno:

YESCAS

FLORES

HUGO ALBERTO

Apellido paterno

Apellido materno

Nombre(s)

Con registro:

A	1	0	0	5	1	8
---	---	---	---	---	---	---

aspirante de:

MAESTRÍA EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

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

LA COMISIÓN REVISORA

Directores de tesis

DR. LESZEK ZBIGNIEW KAWECKI
ZLOTKOWSKA
Primer vocal

DR. TADEUSZ NIEWIEROWICZ
SWIECICKA
Segundo vocal

DR. DANIEL OLGUÍN SALINAS
Presidente

DR. RICARDO OCTAVIO ARTURO MOTA
PALOMINO
Secretario

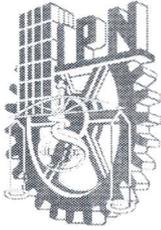
DR. DAVID ROMERO ROMERO
Tercer vocal

DR. JAIME JOSÉ RODRÍGUEZ RIVAS
Suplente

PRESIDENTE DEL COLEGIO DE PROFESORES

DR. JAIME ROBLES GARCÍA





INSTITUTO POLITECNICO NACIONAL

COORDINACIÓN GENERAL DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

CARTA CESIÓN DE DERECHOS

En la ciudad de México, Distrito Federal, el día 7 del mes de Junio del año 2012, el que suscribe Hugo Alberto Yescas Flores alumno del Programa de Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica con número de registro A100518, adscrito a la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME Unidad Zacatenco, manifiesta que es el autor intelectual del presente Trabajo de Tesis bajo la dirección del Dr. Leszek Kawecki Zlotkowska y Dr. Tadeusz Niewierowicz Swiecicka y cede los derechos del trabajo titulado: Estudio de Métodos para Finalizar el Arranque Óptimo en Tiempo de Motores de Inducción, 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 directores del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a las siguientes direcciones: yescas.esime@gmail.com y lkawecki@ipn.mx

Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo

Hugo Alberto Yescas Flores

DEDICATORIAS

Esta tesis la dedico con todo mi amor y cariño:

A Dios por darme la oportunidad de vivir y regalarme una familia maravillosa.

A mis padres por su apoyo incondicional que me han brindado en cada etapa de mi vida, ya que sin su apoyo, consejos y enseñanzas no hubiera podido llegar a este lugar.

A mis hermanos Javier, Ana, Susana y César por estar siempre apoyándome y alentándome en todo lo que emprendo.

HUGO ALBERTO YESCAS FLORES

AGRADECIMIENTOS

Agradezco:

Al Dr. Leszek Kawecki Zlotkowska por su enseñanza, ayuda y guía para la realización de este trabajo.

A los profesores que me dieron clases: Dr. David Romero Romero, Dr. Tadeusz Niewierowicz Swiecicka, M. en C. Arturo Galán Martínez, Dr. Ricardo O. Mota Palomino, Dr. Daniel Olgún Salinas, M. en C. Gilberto Enríquez Harper, Dr. Fermín P. Espino Cortes.

A mis amigos de la sección.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología y a PIFI con quien siempre conté.

HUGO ALBERTO YESCAS FLORES

RESUMEN

En este trabajo se presentan cuatro métodos para finalizar el arranque en frecuencia óptimo en tiempo de motores de inducción con rotor jaula de ardilla, limitando la amplitud de la corriente de alimentación. Con los tres primeros métodos se emplean dos valores límites de la amplitud de la corriente de alimentación, uno que garantiza que durante la etapa frecuencial no suceda la saturación del material magnético del motor y otro con el cual dicha certeza no existe.

El primer método consiste en la conducción brusca de los valores de la amplitud y frecuencia del voltaje de alimentación (obtenidos al terminar la etapa frecuencial) a sus valores nominales.

El segundo método consiste en la conducción brusca del valor de la amplitud del voltaje de alimentación (obtenido al término de la etapa frecuencial) a su valor nominal, manteniendo constante el valor de la frecuencia (del voltaje de alimentación), ya que en este método, se obtiene el valor nominal de la frecuencia al término de la etapa frecuencial, debido a que se limita a dicho valor.

El tercer método consiste en conducir linealmente el valor de la amplitud del voltaje de alimentación (obtenido al término de la etapa frecuencial) a su valor nominal, ya que en este método también se limita la frecuencia del voltaje de alimentación a su valor nominal. En este método se tiene la libertad de elegir la duración de la segunda etapa de arranque, por lo tanto se realizan varias pruebas asignando diferentes valores de duración a la segunda etapa de arranque, eligiendo la que brinde mejores resultados.

En el cuarto método se selecciona el valor límite de la amplitud de la corriente de alimentación, el cual brinda la amplitud nominal del voltaje de alimentación al término de la etapa frecuencial. Dicha amplitud es obtenida de la aplicación de un algoritmo híbrido (algoritmo híbrido de optimización paramétrica), en este método también se limita la frecuencia del voltaje de alimentación a su valor nominal, por lo tanto obtenemos ambos valores nominales al finalizar la etapa frecuencial.

Estos cuatro métodos son empleados para simular el arranque en vacío de tres motores de inducción, cuyas capacidades son las siguientes: 3 hp, 500 hp y 2250 hp. Comparando los resultados de las simulaciones se obtienen las ventajas y desventajas de cada uno, resultando que el método que demanda menor cantidad de corriente es el cuarto método.

En cambio si se requiere menor tiempo de arranque se pueden aplicar los métodos I y II con la limitación de la corriente del estator que garantiza que no se presente la saturación del material magnético del motor.

La simulación del arranque en vacío se realizó mediante un programa computacional desarrollado en fortran 90, el cual para atacar el problema de optimización se basa en el método matemático del principio del máximo de

Pontryagin [14], que a su vez se apoya en el algoritmo híbrido de optimización paramétrica [42], para la solución del problema de doble valor a la frontera (cálculo de las condiciones iniciales de las variables conjugadas).

ABSTRACT

In this work, four methods in order to finish the time-optimal frequency starting of induction motors with the limit of the stator current are presented. Two different limit values of amplitude of stator current are used on the first three methods, the first limit value guaranty that in the frequency start doesn't occur the saturation of magnetic material of motor and the second that guaranty doesn't exist.

The first of the methods, the values of amplitude and frequency of stator voltage (they obtained at finish of frequency stage) are led abrupt to their nominal values.

The second method, the value of amplitude of stator voltage (it obtained at finish of frequency stage) is led abrupt to its nominal value, the frequency of supply voltage is maintained constant, since in this method the nominal frequency is attained at the end of frequency stage, because it's limited to its nominal value.

The third method, the value of amplitude of stator voltage (it obtained at finish of frequency stage) is led linearly to its nominal value, since the nominal frequency of stator voltage is obtained at the end of frequency stage, as it's limited to its nominal value. In this method, we can decide the extension of the second stage; therefore various simulations with different extension of the second stage were realized in order to select the best.

The fourth method, the limit value of amplitude of stator current was selected by means of a hybrid algorithm, this value of stator current amplitude provides the nominal value of stator voltage at the end of frequency stage, also in this method, the frequency of stator voltage is limited to its nominal value, therefore both nominal values are obtained at the end of frequency stage.

The four methods were employed in order to simulate the idle starting of induction motors whose power are: 3hp, 500 hp, 2250 hp. The results of simulation are compared in order to determine the advantages and disadvantages of each of methods, resulting that the fourth method demand least quantity of stator current and that the methods I and II (with limitation of stator current that guaranty doesn't present the saturation), provide the shortest time of starting .

The simulation of idle starting is performed by means of a computer program developed in fortran 90, which to solve the optimization problem is based on mathematical method of Pontryagin's maximum principle [14], which in turn is based on the hybrid algorithm of parametric optimization [42] in order to solve the double value to the boundary problem (calculation of the initial conditions of conjugate variables).

ÍNDICE

RESUMEN	I
ABSTRACT	II
ÍNDICE DE CONTENIDO	III
ÍNDICE DE FIGURAS	VI
ÍNDICE DE TABLAS	X
NOMENCLATURA	X
CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN	1
1.1 Introducción.	1
1.2 Definición del problema.	2
1.3 Objetivos de la tesis.	2
1.4 Justificación.	2
1.5 Estado del arte.	3
1.6 Alcance.	7
1.7 Aportaciones de la tesis.	7
1.8 Estructura de la tesis.	8
CAPÍTULO 2 MODELOS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN	9
2.1 Introducción.	9
2.2 Modelo de la máquina de inducción en el marco de referencia d-q.	10
2.2.1 Modelo del motor de inducción alimentado por una fuente de voltaje en el marco de referencia d-q acoplado al circuito del estator.	11
2.2.2 Modelo del motor de inducción alimentado por una fuente de corriente en el marco de referencia d-q acoplado al circuito del estator.	17
2.3 Selección del modelo para sintetizar el control óptimo.	18
CAPÍTULO 3 DISEÑO DE CONTROL FRECUENCIAL ÓPTIMO EN TIEMPO DE VELOCIDAD DE MOTORES DE INDUCCIÓN	19
3.1 Introducción.	19
3.2 Diseño del control óptimo en tiempo.	21
CAPÍTULO 4 MÉTODOS PARA FINALIZAR EL ARRANQUE ÓPTIMO EN TIEMPO DE MOTORES DE INDUCCIÓN	26
4.1 Introducción.	26
4.2 Métodos para finalizar el arranque óptimo en tiempo.	26
CAPÍTULO 5 RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES	35
5.1 Introducción.	35
5.2 Datos eléctricos y magnéticos de los motores.	35
➤ Datos del motor de 3 hp.	35
➤ Datos del motor de 500 hp.	36
➤ Datos del motor de 2250 hp.	37
	iii

5.3 Simulaciones de los arranques.	37
➤ Simulaciones del arranque del motor de 3 hp.	37
❖ Simulación empleando el método I.	38
• Limitación de amplitud de la corriente del estator 8A.	39
• Limitación de amplitud de la corriente del estator 25A.	41
❖ Simulación empleando el método II.	42
• Limitación de amplitud de la corriente del estator 8A.	43
• Limitación de amplitud de la corriente del estator 25A.	45
❖ Simulación empleando el método III.	46
• Limitación de amplitud de la corriente del estator 8A ($\Delta t= 0.3s$).	47
• Limitación de amplitud de la corriente del estator 25A ($\Delta t= 0.2s$).	49
❖ Simulación empleando el método IV.	50
➤ Simulaciones del arranque del motor de 500 hp.	52
❖ Simulación empleando el método I.	52
• Limitación de amplitud de la corriente del estator 30A.	53
• Limitación de amplitud de la corriente del estator 150A.	56
❖ Simulación empleando el método II.	57
• Limitación de amplitud de la corriente del estator 30A.	58
• Limitación de amplitud de la corriente del estator 150A.	60
❖ Simulación empleando el método III.	61
• Limitación de amplitud de la corriente del estator 30A ($\Delta t= 5s$).	62
• Limitación de amplitud de la corriente del estator 150A ($\Delta t= 1s$).	64
❖ Simulación empleando el método IV.	65
➤ Simulaciones del arranque del motor de 2250 hp.	67
❖ Simulación empleando el método I.	67
• Limitación de amplitud de la corriente del estator 150A.	68
• Limitación de amplitud de la corriente del estator 300A.	71
❖ Simulación empleando el método II.	72
• Limitación de amplitud de la corriente del estator 150A.	73
• Limitación de amplitud de la corriente del estator 300A.	75
❖ Simulación empleando el método III.	76
• Limitación de amplitud de la corriente del estator 150A ($\Delta t=1.1s$).	77
• Limitación de amplitud de la corriente del estator 300A ($\Delta t=0.3s$).	79
❖ Simulación empleando el método IV.	80
5.4 Resultados comparativos de las simulaciones.	82
5.4.1 Tabla comparativa de resultados del motor de 3 hp.	83
5.4.2 Tabla comparativa de resultados del motor de 500 hp.	83
5.4.3 Tabla comparativa de resultados del motor de 2250 hp.	83
CAPÍTULO 6 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	84
6.1 Conclusiones.	84
6.2 Sugerencias para trabajos futuros.	86
REFERENCIAS	88

APÉNDICE A	CONTROL ÓPTIMO	92
A.1	Introducción.	92
A.2	Formulación del problema de optimización.	92
A.3	Método del Principio del Máximo de Pontryagin.	96
a)	Caso cuando las condiciones finales están dadas directamente.	96
b)	Caso cuando existen restricciones para las condiciones finales.	98
APÉNDICE B	JUSTIFICACIÓN DE LOS VALORES $i_{1,1}^o$ E $i_{1,2}^o$.	100
B.1	Introducción.	100
B.2	Modelo matemático del motor de inducción sin tomar en consideración los transitorios electromagnéticos.	100
B.3	Control óptimo de velocidad del motor en el sistema cerrado.	105
B.4	Control óptimo en tiempo sin limitar la frecuencia de alimentación.	107
B.5	Determinación de los valores $i_{1,1}^o$ e $i_{1,2}^o$.	114
APÉNDICE C	PROGRAMAS EN FORTRAN	118
C.1	Programa para simular el arranque en vacío del motor de inducción.	118
C.2	Algoritmo híbrido de optimización paramétrica.	131
C.3	Algoritmo híbrido de optimización paramétrica (modificado).	148
APÉNDICE D	PROBLEMA DE DOBLE VALOR A LA FRONTERA	165

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura	Descripción	Página
2.1	Determinación de la función $f(\psi_o)$.	15
2.2	Función $f(\psi_o)$.	16
2.3	Determinación de la función $f(\psi_o)$ aproximada.	16
2.4	Aproximación de la función $f(\psi_o)$.	17
4.1	Cambio brusco de la amplitud del voltaje.	30
4.2	Cambio brusco de la frecuencia.	30
4.3	Cambio lineal de la amplitud del voltaje.	31
4.4	Utilización de los programas computacionales para aplicar los métodos I, II y III para finalizar el arranque.	32
4.5	Selección de i_1^0 para obtener $u(t_1) = u_m$	33
4.6	Utilización de los programas computacionales para aplicar el método IV para finalizar el arranque.	34
5.1	Frecuencia angular del voltaje de alimentación $i_1^0 = 8A$.	38
5.2	Amplitud del voltaje de alimentación $i_1^0 = 8A$.	38
5.3	Voltaje de fase $i_1^0 = 8A$.	38
5.4	Velocidad angular del rotor $i_1^0 = 8A$.	38
5.5	Amplitud de la corriente de alimentación $i_1^0 = 8A$.	39
5.6	Amplitud de la corriente de magnetización $i_1^0 = 8A$.	39
5.7	Par electromagnético $i_1^0 = 8A$.	39
5.8	Frecuencia angular del voltaje de alimentación $i_1^0 = 25A$.	40
5.9	Amplitud del voltaje de alimentación $i_1^0 = 25A$.	40
5.10	Voltaje de fase $i_1^0 = 25A$.	40
5.11	Velocidad angular del rotor $i_1^0 = 25A$.	40
5.12	Amplitud de la corriente de alimentación $i_1^0 = 25A$.	41
5.13	Amplitud de la corriente de magnetización $i_1^0 = 25A$.	41
5.14	Par electromagnético $i_1^0 = 25A$.	41
5.15	Frecuencia angular del voltaje de alimentación $i_1^0 = 8A$.	42
5.16	Amplitud del voltaje de alimentación $i_1^0 = 8A$.	42
5.17	Voltaje de fase $i_1^0 = 8A$.	42
5.18	Velocidad angular del rotor $i_1^0 = 8$.	42
5.19	Amplitud de la corriente de alimentación $i_1^0 = 8A$.	43
5.20	Amplitud de la corriente de magnetización $i_1^0 = 8A$.	43
5.21	Par electromagnético $i_1^0 = 8A$.	43
5.22	Frecuencia angular del voltaje de alimentación $i_1^0 = 25A$.	44

5.23	Amplitud del voltaje de alimentación $i_1^0 = 25A$.	44
5.24	Voltaje de fase $i_1^0 = 25A$.	44
5.25	Velocidad angular del rotor $i_1^0 = 25A$.	44
5.26	Amplitud de la corriente de alimentación $i_1^0 = 25A$.	45
5.27	Amplitud de la corriente de magnetización $i_1^0 = 25A$.	45
5.28	Par electromagnético $i_1^0 = 25A$.	45
5.29	Frecuencia angular del voltaje de alimentación $i_1^0 = 8A$.	46
5.30	Amplitud del voltaje de alimentación $i_1^0 = 8A$.	46
5.31	Voltaje de fase $i_1^0 = 8A$.	46
5.32	Velocidad angular del rotor. $i_1^0 = 8A$	46
5.33	Amplitud de la corriente de alimentación $i_1^0 = 8A$.	47
5.34	Amplitud de la corriente de magnetización $i_1^0 = 8A$.	47
5.35	Par electromagnético $i_1^0 = 8A$.	47
5.36	Frecuencia angular del voltaje de alimentación $i_1^0 = 25A$.	48
5.37	Amplitud del voltaje de alimentación $i_1^0 = 25A$.	48
5.38	Voltaje de fase $i_1^0 = 25A$.	48
5.39	Velocidad angular del rotor $i_1^0 = 25A$.	48
5.40	Amplitud de la corriente de alimentación $i_1^0 = 25A$.	49
5.41	Amplitud de la corriente de magnetización $i_1^0 = 25A$.	49
5.42	Par electromagnético $i_1^0 = 25A$.	49
5.43	Frecuencia angular del voltaje de alimentación $i_1^0 \approx 9.26A$.	50
5.44	Amplitud del voltaje de alimentación $i_1^0 \approx 9.26A$.	50
5.45	Voltaje de fase $i_1^0 \approx 9.26$.	51
5.46	Velocidad angular del rotor $i_1^0 \approx 9.26$.	51
5.47	Amplitud de la corriente de alimentación $i_1^0 \approx 9.26A$.	51
5.48	Amplitud de la corriente de magnetización $i_1^0 \approx 9.26A$.	51
5.49	Par electromagnético $i_1^0 \approx 9.26A$.	51
5.50	Frecuencia angular del voltaje de alimentación $i_1^0 = 30A$.	53
5.51	Amplitud del voltaje de alimentación $i_1^0 = 30A$.	53
5.52	Voltaje de fase $i_1^0 = 30A$.	53
5.53	Velocidad angular del rotor $i_1^0 = 30A$.	53
5.54	Amplitud de la corriente de alimentación $i_1^0 = 30A$.	54
5.55	Amplitud de la corriente de magnetización $i_1^0 = 30A$.	54
5.56	Par electromagnético $i_1^0 = 30A$.	54
5.57	Frecuencia angular del voltaje de alimentación $i_1^0 = 150A$.	55

5.58	Amplitud del voltaje de alimentación $i_1^0 = 150A$.	55
5.59	Voltaje de fase $i_1^0 = 150A$.	55
5.60	Velocidad angular del rotor $i_1^0 = 150A$.	55
5.61	Amplitud de la corriente de alimentación $i_1^0 = 150A$.	56
5.62	Amplitud de la corriente de magnetización $i_1^0 = 150A$.	56
5.63	Par electromagnético $i_1^0 = 150A$.	56
5.64	Frecuencia angular del voltaje de alimentación $i_1^0 = 30A$.	57
5.65	Amplitud del voltaje de alimentación $i_1^0 = 30A$.	57
5.66	Voltaje de fase $i_1^0 = 30A$.	57
5.67	Velocidad angular del rotor $i_1^0 = 30A$.	57
5.68	Amplitud de la corriente de alimentación $i_1^0 = 30A$.	58
5.69	Amplitud de la corriente de magnetización $i_1^0 = 30A$.	58
5.70	Par electromagnético $i_1^0 = 30A$.	58
5.71	Frecuencia angular del voltaje de alimentación $i_1^0 = 150A$.	59
5.72	Amplitud del voltaje de alimentación $i_1^0 = 150 [A]$.	59
5.73	Voltaje de fase $i_1^0 = 150A$.	59
5.74	Velocidad angular del rotor $i_1^0 = 150A$.	59
5.75	Amplitud de la corriente de alimentación $i_1^0 = 150A$.	60
5.76	Amplitud de la corriente de magnetización $i_1^0 = 150A$.	60
5.77	Par electromagnético $i_1^0 = 150A$.	60
5.78	Frecuencia angular del voltaje de alimentación $i_1^0 = 30A$.	61
5.79	Amplitud del voltaje de alimentación $i_1^0 = 30A$.	61
5.80	Voltaje de fase $i_1^0 = 30A$.	61
5.81	Velocidad angular del rotor $i_1^0 = 30A$.	61
5.82	Amplitud de la corriente de alimentación $i_1^0 = 30A$.	62
5.83	Amplitud de la corriente de magnetización $i_1^0 = 30A$.	62
5.84	Par electromagnético $i_1^0 = 30A$.	62
5.85	Frecuencia angular del voltaje de alimentación $i_1^0 = 150A$.	63
5.86	Amplitud del voltaje de alimentación $i_1^0 = 150A$.	63
5.87	Voltaje de fase $i_1^0 = 150A$.	63
5.88	Velocidad angular del rotor $i_1^0 = 150A$.	63
5.89	Amplitud de la corriente de alimentación $i_1^0 = 150A$.	64

5.90	Amplitud de la corriente de magnetización $i_1^0 = 150A$.	64
5.91	Par electromagnético $i_1^0 = 150A$.	64
5.92	Frecuencia angular del voltaje de alimentación $i_1^0 \approx 130.17A$.	65
5.93	Amplitud del voltaje de alimentación $i_1^0 \approx 130.17A$.	65
5.94	Voltaje de fase $i_1^0 \approx 130.17A$.	66
5.95	Velocidad angular del rotor $i_1^0 \approx 130.17A$.	66
5.96	Amplitud de la corriente de alimentación $i_1^0 \approx 130.17A$.	66
5.97	Amplitud de la corriente de magnetización $i_1^0 \approx 130.17A$.	66
5.98	Par electromagnético $i_1^0 \approx 130.17A$.	66
5.99	Frecuencia angular del voltaje de alimentación $i_1^0 = 150A$.	68
5.100	Amplitud del voltaje de alimentación $i_1^0 = 150A$.	68
5.101	Voltaje de fase $i_1^0 = 150A$.	68
5.102	Velocidad angular del rotor $i_1^0 = 150A$.	68
5.103	Amplitud de la corriente de alimentación $i_1^0 = 150A$.	69
5.104	Amplitud de la corriente de magnetización $i_1^0 = 150A$.	69
5.105	Par electromagnético $i_1^0 = 150A$.	69
5.106	Frecuencia angular del voltaje de alimentación $i_1^0 = 300A$.	70
5.107	Amplitud del voltaje de alimentación $i_1^0 = 300A$.	70
5.108	Voltaje de fase $i_1^0 = 300A$.	70
5.109	Velocidad angular del rotor $i_1^0 = 300A$.	70
5.110	Amplitud de la corriente de alimentación $i_1^0 = 300A$.	71
5.111	Amplitud de la corriente de magnetización $i_1^0 = 300A$.	71
5.112	Par electromagnético $i_1^0 = 300A$.	71
5.113	Frecuencia angular del voltaje de alimentación $i_1^0 = 150A$.	72
5.114	Amplitud del voltaje de alimentación $i_1^0 = 150A$.	72
5.115	Voltaje de fase $i_1^0 = 150A$.	72
5.116	Velocidad angular del rotor $i_1^0 = 150A$.	72
5.117	Amplitud de la corriente de alimentación $i_1^0 = 150A$.	73
5.118	Amplitud de la corriente de magnetización $i_1^0 = 150A$.	73
5.119	Par electromagnético $i_1^0 = 150A$.	73
5.120	Frecuencia angular del voltaje de alimentación $i_1^0 = 300A$.	74
5.121	Amplitud del voltaje de alimentación $i_1^0 = 300A$.	74

5.122	Voltaje de fase $i_1^0 = 300A$.	74
5.123	Velocidad angular del rotor $i_1^0 = 300A$.	74
5.124	Amplitud de la corriente de alimentación $i_1^0 = 300A$.	75
5.125	Amplitud de la corriente de magnetización $i_1^0 = 300A$.	75
5.126	Par electromagnético $i_1^0 = 300A$.	75
5.127	Frecuencia angular del voltaje de alimentación $i_1^0 = 150A$.	76
5.128	Amplitud del voltaje de alimentación $i_1^0 = 150A$.	76
5.129	Voltaje de fase $i_1^0 = 150A$.	76
5.130	Velocidad angular del rotor $i_1^0 = 150A$.	76
5.131	Amplitud de la corriente de alimentación $i_1^0 = 150A$.	77
5.132	Amplitud de la corriente de magnetización $i_1^0 = 150A$.	77
5.133	Par electromagnético $i_1^0 = 150A$.	77
5.134	Frecuencia angular del voltaje de alimentación $i_1^0 = 300A$.	78
5.135	Amplitud del voltaje de alimentación $i_1^0 = 300A$.	78
5.136	Voltaje de fase $i_1^0 = 300A$.	78
5.137	Velocidad angular del rotor $i_1^0 = 300A$.	78
5.138	Amplitud de la corriente de alimentación $i_1^0 = 300A$.	79
5.139	Amplitud de la corriente de magnetización $i_1^0 = 300A$.	79
5.140	Par electromagnético $i_1^0 = 300A$.	79
5.141	Frecuencia angular del voltaje de alimentación $i_1^0 \approx 249.0A$.	80
5.142	Amplitud del voltaje de alimentación $i_1^0 \approx 249.0A$.	80
5.143	Voltaje de fase $i_1^0 \approx 249.0A$.	81
5.144	Velocidad angular del rotor $i_1^0 \approx 249.0A$.	81
5.145	Amplitud de la corriente de alimentación $i_1^0 \approx 249.0A$.	81
5.146	Amplitud de la corriente de magnetización $i_1^0 \approx 249.0A$.	81
5.147	Par electromagnético $i_1^0 \approx 249.0A$.	81
B.1	Circuito equivalente por fase del motor de inducción.	99
B.2	Sistema cerrado de control.	105
B.3	Par electromagnético del motor.	111
D.1a	Diagrama de flujo del algoritmo híbrido de optimización paramétrica.	166
D.1b	Diagrama de flujo del algoritmo híbrido de optimización paramétrica (continuación).	167

INDICE DE TABLAS

Tabla	Descripción	Página
5.4.1	Tabla comparativa de resultados del motor de 3 hp.	83
5.4.2	Tabla comparativa de resultados del motor de 500 hp.	83
5.4.3	Tabla comparativa de resultados del motor de 2250 hp.	83

NOMENCLATURA

B_m	densidad máxima del flujo magnético.
bt, et, mt	grado de exactitud declarado por el usuario, que determinan la exactitud de los cálculos.
$d1$	valor del índice de optimización en el paso actual de iteración.
d	grosor de la lámina del núcleo magnético del motor.
$\det \underline{Z}$	determinante de la matriz \underline{Z} .
dI	valor del incremento (con el signo positivo) o decremento (con el signo negativo) de los parámetros en el paso actual de iteración.
dIo	valor del incremento o decremento de los parámetros empezando un ciclo de los cambios de los parámetros.
$\underline{f}(\underline{x}, \underline{u}, t) = \begin{bmatrix} f_1(\underline{x}, \underline{u}, t) \\ \vdots \\ f_n(\underline{x}, \underline{u}, t) \end{bmatrix}$	vector de las funciones, generalmente no lineales.
$f_0(\underline{x}, \underline{u}, t)$	función escalar continua y derivable respecto a las variables de estado, llamada función de pérdidas instantáneas.
H	Hamiltoniano.
I_o	valor eficaz de la corriente de magnetización.
I_1	valor eficaz de la corriente de una fase del estator.
I_1^o	valor eficaz admisible de la corriente de una fase del estator del motor.
I_2	valor eficaz de la corriente de una fase del rotor referido al circuito del estator.
$\hat{I}_1, \hat{I}_2, \hat{I}_o$	fases de la corriente de fase del estator, de la corriente de fase del rotor referida al circuito del estator, de la corriente de magnetización.
i_0	amplitud de la corriente de magnetización.
i_1^0	valor límite de la amplitud de la corriente de alimentación.
$i_{1,1}^0$	valor límite de la amplitud de la corriente del estator, para el cual no sucede la saturación del material magnético del motor.

$i_{1,2}^0$	valor límite de la amplitud de la corriente del estator para el cual se obtiene el valor nominal de la amplitud del voltaje de alimentación al termino de la etapa frecuencial.
i_{1d}, i_{1q}	componentes de la corriente del estator en los ejes d-q.
i'_{2d}, i'_{2q}	componentes de la corriente del rotor en los ejes d-q referidas al circuito del estator.
i_a, i_b, i_c	corrientes de las fases a, b, c generadas por el convertidor de frecuencia de corriente, las amplitudes de las cuales son proporcionales al voltaje u_i .
i_{0max}	valor máximo de la amplitud de la corriente de magnetización, para el cual el material magnético del motor todavía no entra en saturación.
i_{nom}	corriente nominal del estator.
J	momento de inercia del rotor.
j	unidad imaginaria $j = \sqrt{-1}$.
l	distancia entre las paredes de los dominios magnéticos, que forman las bandas paralelas de grosor d .
M_e	par electromagnético desarrollado por el motor.
M_m	masa del material ferromagnético del motor.
M_o	par de la carga.
M_r	masa del material magnético del rotor.
m	número de fases del motor.
$N2$	número del parámetro para cambiar empezando los cálculos (declarado por el usuario)
N	número del parámetro cambiado actualmente.
p	número de pares de polos.
P_{ef}	potencia eléctrica transformada a la mecánica correspondiente a una fase del motor (la potencia interna de la máquina).
Q	índice de optimización, cuando se minimiza el tiempo de control $t_r - t_0$.
$q1$	número mayor que 2^{zn} , entre el cual se divide el valor absoluto del incremento o decremento de los parámetros terminando un ciclo y empezando el ciclo siguiente de los cambios de los parámetros.
$q(N)$	valor del parámetro N empezando los cálculo.
$qp(N)$	valor inicial del parámetro N empezando un ciclo de los cambios de los parámetros.
$qpo(N)$	valor óptimo del parámetro N
R_1, R_2	resistencias de los devanados de una fase del estator y del rotor referido al circuito del estator, respectivamente.

R_h	resistencia que representa las pérdidas de energía eléctrica en el núcleo magnético del motor (en el hierro) en el estado estacionario del trabajo de este motor.
S, x	banderas del algoritmo.
t	tiempo.
t_r	tiempo final de control, (tiempo de la etapa frecuencial).
t_0	tiempo inicial de control (normalmente se acepta $t_0 = 0$ y entonces $Q = t_r$).
U	valor eficaz del voltaje de fase del estator.
U_n	valor eficaz nominal del voltaje de fase del estator.
u	amplitud del voltaje de fase de alimentación.
u_m	valor nominal de la amplitud del voltaje de fase del estator.
u_{1d}, u_{1q}	valores de las componentes del voltaje de alimentación en los ejes d-q.
u_a, u_b, u_c	voltajes de las fases a, b, c generados por el convertidor de frecuencia de voltaje, las amplitudes de los cuales son proporcionales al voltaje continuo u_u .
u_u, u_i	voltajes continuos generados por el controlador que controlan la amplitud del voltaje o de la corriente de salida del convertidor de frecuencia.
u_ω	voltaje continuo generado por el controlador que controla la frecuencia angular del voltaje o de la corriente de salida del convertidor de la frecuencia.
$\underline{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_n \end{bmatrix}$	vector de las variables de control (entrada).
V	variable conjugada.
V_1, V_2, V_3	variables conjugadas.
\underline{v}	vector de orden h de los multiplicadores constantes de Lagrange.
$v = \frac{\omega_r}{\omega_n}$	velocidad angular relativa de la flecha del motor.
v_d	valor deseado de la velocidad angular relativa de la flecha del motor.
v_0	velocidad angular relativa inicial de la flecha del motor (en el momento de iniciar el control frecuencial).
X_o	reactancia de magnetización del motor de doble fase equivalente a la frecuencia nominal de la corriente del estator.

X_1, X_2'	reactancias de dispersión de los devanados del estator y del rotor referida al circuito del estator respectivamente, calculadas a la frecuencia nominal de la corriente del estator.
$x(t_r)$	es el estado final del sistema.
$\underline{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}$	vector de las variables de estado.
$\underline{x}_0 = \begin{bmatrix} x_{10} \\ x_{20} \\ \vdots \\ x_{n0} \end{bmatrix}$	vector de los valores iniciales de las variables de estado.
$\dot{\underline{x}} = \frac{d \underline{x}}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{dx_1}{dt} \\ \vdots \\ \frac{dx_n}{dt} \end{bmatrix}$	vector de las derivadas de las variables de estado.
\underline{Z}	matriz de impedancias.
\underline{Z}^{ad}	matriz adjunta.
$\underline{Z}^T = \underline{Z}'$	matriz transpuesta.
Δt	tiempo de la segunda etapa de arranque.
Δt_r	incremento del tiempo de arranque en relación con el obtenido en la primera etapa de arranque.
Δi_1	incremento de la amplitud de la corriente del estator en relación con el valor límite aceptado diseñando el control óptimo.
Δi_0	incremento de la amplitud de la corriente de magnetización en relación con el valor límite para el cual no sucede la saturación.
$\alpha = \frac{\omega}{\omega_n}$	valor relativo de la frecuencia angular de la corriente del estator.
α_i	ángulo respecto del eje d del vector de la corriente del estator en las coordenadas d-q acopladas al estator, por lo tanto la frecuencia angular de la corriente del estator es $\omega = \frac{\partial \alpha_i}{\partial t}$.
$\beta = \frac{\omega - \omega_r}{\omega_n}$	deslizamiento relativo (para el trabajo como generador $\beta < 0$, para motor $\beta > 0$ como freno $\beta > 1$).
$\gamma = \frac{u}{u_m} = \frac{U}{U_n}$	voltaje relativo de una fase del estator.

γ_c	conductividad específica de la lámina, medida en (S/m).
ε	coeficiente constante de la lámina, el cual depende del tipo de lámina empleada.
$\Theta[\underline{x}(t_r), t_r]$	función definida en el estado y tiempo final, la cual es derivable respecto a sus argumentos
ρ_m	densidad específica de la lámina.
ψ_o	amplitud del flujo de magnetización.
ψ_{1d}, ψ_{1q}	componentes del flujo magnético del estator en los ejes d-q.
ψ'_{2d}, ψ'_{2q}	componentes del flujo magnético del rotor en los ejes d-q referidas al circuito del estator.
ψ_{0d}, ψ_{0q}	componentes del flujo de magnetización en los ejes d-q.
ω	frecuencia angular de la corriente del estator.
ω_k	frecuencia angular del sistema de coordenadas d-q.
ω_n	frecuencia angular nominal de la corriente del estator.
ω_r	velocidad angular del rotor con un par de polos (la velocidad angular del motor con p pares de polos: $\omega_r = \omega_r / p$).
ω_{rd}	valor deseado (de referencia) de la velocidad angular de la flecha del motor.

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN.

1.1 Introducción.

Los motores eléctricos en la actualidad son de suma importancia debido a sus diferentes aplicaciones, particularmente el motor de inducción trifásico es ampliamente utilizado en aplicaciones industriales, tales como grúas, elevadores, malacates, bombas centrifugas, ventiladores centrifugos, entre otras aplicaciones, así como en aplicaciones residenciales, las cuales utilizan motores de inducción monofásicos, tales como, lavadoras, refrigeradores y cortadoras de césped. Debido a esto el motor de inducción es el de mayor producción [4, 5,6] y el más importante en la industria en general [7].

Con lo mencionado anteriormente en las aplicaciones industriales, los motores de inducción son puestos en servicio muchas veces al día [4], pero durante poco tiempo, por lo tanto se han diseñado distintos tipos de arranque con la finalidad de reducir la amplitud de la corriente del estator que se presenta durante el arranque, entre los cuales se puede mencionar el método a tensión reducida estrella-delta, autotransformador y el de convertidores de frecuencia [16].

Anteriormente el motor de inducción solo se podía alimentar con frecuencia y amplitud del voltaje de alimentación constante, ya que se alimentaba directamente de la red eléctrica y por lo tanto se encontraba restringido a estos valores. Al alimentar al motor con sus valores nominales de voltaje y frecuencia (arranque ordinario) se presentan corrientes excesivas durante el arranque (5 ó 6 veces la corriente nominal) [2], las cuales provocan que se disminuya el tiempo de vida del motor.

Empleando los convertidores estáticos de frecuencia, se puede realizar el arranque frecuencial (que consiste en la variación simultánea de la frecuencia y de la amplitud del voltaje de alimentación) [6, 27,28], ya que estos dispositivos son capaces de variar dichas señales. Para lograr disminuir el tiempo de arranque se necesita diseñar un control o un controlador, esto depende del tipo de sistema de control, el cual brindará la información al convertidor estático de frecuencia de cómo variar la amplitud y la frecuencia del voltaje de alimentación.

En este caso se tienen como objetivo disminuir el tiempo de arranque y, desde el punto de vista de optimización dicho objetivo se le conoce con el nombre de índice de optimización. Existen diferentes índices de optimización desde el punto de vista del arranque del motor de inducción, los cuales son: la minimización del tiempo de arranque (control óptimo en tiempo), la

minimización de las pérdidas en el hierro, la minimización de las pérdidas en el cobre, la minimización de las pérdidas totales, la minimización simultánea de las pérdidas totales y el tiempo de arranque [6,8].

1.2 Definición del problema.

En la mayoría de los casos cuando se emplea el arranque frecuencial óptimo en tiempo, independientemente si se considera o no la limitación de la amplitud de la corriente de alimentación (estator), no se obtienen los valores nominales de la amplitud y eventualmente de la frecuencia del voltaje de alimentación (en caso de que no se limite la frecuencia a su valor nominal, cuando se diseña el control frecuencial de arranque) al finalizar la etapa frecuencial (primera etapa de arranque) [6,8, 39, 40].

Por lo tanto surge la necesidad de investigar diferentes métodos para conducir los valores de dichas variables a sus valores nominales (segunda etapa de arranque), con la finalidad de determinar los métodos que garantizan el mejor comportamiento de las variables de interés como son: la amplitud de la corriente de alimentación, el tiempo de arranque y la amplitud de la corriente de magnetización; ya que los trabajos realizados en materia de control óptimo en tiempo de motores de inducción se han dedicado solamente a la primera etapa de arranque (etapa frecuencial), con el objetivo de investigar la influencia de los fenómenos que se pueden presentar en el motor tales como la saturación del material magnético del motor [6] o los transitorios electromagnéticos [35].

1.3 Objetivos de la tesis.

Determinar cómo variar la amplitud y eventualmente la frecuencia del voltaje de alimentación en la segunda etapa del arranque de motores de inducción, en la cual se llega a los valores nominales de la frecuencia y de la amplitud de voltaje.

Comparar los diferentes métodos propuestos para finalizar el arranque óptimo en tiempo, determinado las posibles ventajas y desventajas de cada uno.

1.4 Justificación.

El arranque óptimo en tiempo de motores de inducción tiene mucha importancia, sobre todo en las aplicaciones industriales, tales como procesos de fundición, maquinado de piezas, molinos, laminadoras y en general en donde se manejan grandes cargas a una alta velocidad [16].

Uno de los métodos más eficientes de arranque de motores de inducción es el arranque frecuencial que consiste en la variación de la frecuencia y de la amplitud del voltaje de alimentación. Sin embargo el control frecuencial óptimo en tiempo de arranque de los motores de inducción que limita la amplitud de la corriente de estator, finaliza en la mayoría de los casos, con los valores de la amplitud y eventualmente de la frecuencia del voltaje de alimentación (cuando no se limita dicha frecuencia a su valor nominal en la etapa frecuencial del arranque), diferentes de sus valores nominales. De esto surge la necesidad de conducir la amplitud y eventualmente la frecuencia del voltaje de alimentación, después de terminar el arranque óptimo frecuencial, a sus valores nominales (la segunda etapa de arranque). Debido a esto se estudiarán diferentes métodos para finalizar el arranque óptimo en tiempo de motores de inducción con limitación de la amplitud de la corriente del estator.

1.5 Estado del arte.

Debido a que actualmente los motores de inducción son preferidos en la industria en comparación con los motores de corriente directa por sus diferentes ventajas, entre las cuales se pueden mencionar las siguientes: simplicidad de diseño, bajo costo, mantenimiento mínimo, baja relación entre peso y potencia, dimensiones relativamente pequeñas y eficiencia. Por lo tanto se han realizado diferentes esquemas de control, los cuales están basados en distintas técnicas de control, que van desde el control de campo orientado, control adaptable, control directo de par y control óptimo.

En los trabajos realizados en la SEPI-ESIME-IPN-ZACATENCO relacionados al área de control óptimo de motores de inducción, se han diseñado diferentes controles para satisfacer diferentes índices de optimización, entre los cuales podemos encontrar la minimización del tiempo de arranque, minimización de las pérdidas eléctricas, magnéticas y totales, en este punto podemos citar al trabajo realizado por el M. en C. Daniel Pérez Jiménez, titulado “Control óptimo de la velocidad de los motores de inducción que minimiza las pérdidas de energía eléctrica”, en este trabajo se diseña un control óptimo de la velocidad de motores de inducción que minimiza las pérdidas de energía eléctrica y limita la amplitud de la corriente del estator a un valor deseado. En lo que respecta a la minimización del tiempo del arranque se puede citar el trabajo realizado por el M. en C. Karla Idania Aguirre Molar, titulado “Estudio del control óptimo de motores de inducción con la saturación del material magnético”, en este trabajo se diseñan dos controles óptimos que minimizan el tiempo de arranque en vacío del motor de inducción, la diferencia entre ambos controles es el modelo del motor utilizado para su diseño del control, ya que uno considera la saturación del material magnético del motor y el otro la desprecia. El trabajo de tesis del M. en C. Lázaro Eduardo Castillo Barrera, titulado “Estudio de control

óptimo de motores de inducción con alimentación no sinusoidal”, se realiza una comparación de los resultados obtenidos, cuando se alimenta al motor con voltaje que tiene una forma de onda no sinusoidal (voltaje escalonado y el generado por el inversor PWM sinusoidal) y cuando dicho voltaje es sinusoidal.

Por otra parte los investigadores Leszek Kawecki Zlotkowska y Tadeusz Niewierowicz Swiekcicka, han presentado diferentes investigaciones en el área de control óptimo en tiempo de motores de inducción, utilizando los modelos del motor de inducción que consideran los transitorios electromagnéticos y la saturación del material magnético, considerando además las limitaciones impuestas para la corriente de alimentación y eventualmente para la frecuencia de la misma [27, 28, 35, 36, 38, 39, 40].

En publicaciones ajenas a la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación, se encuentran los siguientes artículos.

José M. Ramírez, Mauricio J. Salamanca y Oscar M. Higuera [16], proponen un control óptimo para el arranque en tiempo mínimo del motor de inducción, basado en la técnica de control del vector unitario y los parámetros óptimos del sistema de control se obtienen por medio de la optimización basada en algoritmos genéticos, además este control toma en consideración la limitación de la amplitud de las corrientes y la limitación de los flujos. En este artículo además de lo antes mencionado se realizan pruebas al control óptimo diseñado, variando los parámetros del motor de inducción, esto se realizó con la finalidad de poder observar que tan robusto es el sistema de control óptimo diseñado, llegando a la siguiente conclusión, el sistema de control diseñado soporta hasta una variación de los parámetros del motor no mayor al 5%.

Jae Ho Chang y Byung Kook [17] sugieren para el arranque óptimo en tiempo del motor de inducción un controlador que minimiza el tiempo de arranque y las pérdidas de energía eléctrica, esto con la finalidad de obtener un mejor desempeño del motor de inducción, este controlador está diseñado con base a la teoría de control de campo orientado tomando en consideración las limitaciones de la amplitud de la corriente y el voltaje. Este controlador en la etapa de arranque (estado transitorio), maximiza el par electromagnético del motor de inducción para lograr el tiempo mínimo de arranque y durante la etapa de estado estable, aplica un algoritmo para reducir las pérdidas de energía eléctrica.

Jong-Woo Choi, Heui-Wook Kim y Seung-Ki Sul [18] proponen un controlador de corriente que garantiza una respuesta rápida de la etapa transitoria (etapa de arranque) del motor de inducción, reduciendo de esta manera el tiempo de arranque del motor de inducción. El funcionamiento principal de este controlador de corriente se basa en la determinación del control óptimo de voltaje (considerando las limitaciones del voltaje realizadas mediante la técnica

PWM) para el seguimiento de la corriente de referencia que brinda el tiempo mínimo de arranque.

C.M. Vega, J.R. Arribas y J. Herrero [19] desarrollan un controlador de corriente aplicado a motores de inducción con par de carga constante, que toma en consideración trayectorias óptimas, las cuales son desarrolladas por los mismo autores. Dichas trayectorias óptimas toman en consideración dos aspectos, el primero consiste en minimizar el tiempo de arranque y, el segundo corresponde en colocar al motor al final del arranque cerca del punto de operación que presente menores pérdidas, la elección de las trayectorias optimas se realiza con base al principio del máximo de Pontryagin, además garantizan que el motor no trabaje en la región de saturación de su material magnético, esto con la finalidad de que no presente las pérdidas debidas a la saturación.

Somboon Sangwongwanich, Muneaki Ishida, Shigeru Okuma y Koji Iwata [20] sugieren un esquema de control basado en el nivel del flujo del rotor y en el principio del máximo de Pontryagin, por lo tanto este esquema de control puede ser aplicado en un controlador de campo orientado, este esquema de control minimiza el tiempo de arranque del motor de inducción tomando en consideración el par de carga constante, además este controlador toma en consideración la saturación del material magnético, tomando en consideración lo siguiente: 1.-el flujo del rotor es variable y su valor final no está restringido y 2.- Se emplea la máxima corriente del estator, la cual es definida por la capacidad de la fuente de alimentación. Como en este esquema de control se considera que el nivel final del flujo del rotor no está limitado, su aplicación tiene grandes pérdidas de energía eléctrica, aunque garantiza el tiempo de arranque mínimo.

K.L. Shi, T.F. Chan and Y.K. Wong [29] proponen un controlador de dos etapas basado en el control de campo orientado, el cual, en la primera etapa mantiene constante la amplitud de la corriente del estator y la frecuencia de dicha corriente controla el par electromagnético del motor (etapa de aceleración) y durante la segunda etapa, la frecuencia de la corriente del estator se mantiene constante y la velocidad del rotor es controlada mediante la amplitud de la corriente del estator (etapa de estado estable). Este tipo de controlador selecciona la forma de cómo variar la frecuencia en la etapa de aceleración, de manera que se obtenga el menor tiempo posible en esta etapa, ya que si la frecuencia se varía muy rápidamente, el par electromagnético comienza a presentar muchas oscilaciones, lo cual incrementa la duración de esta etapa y en caso contrario cuando se varia muy lentamente la frecuencia, el par electromagnético varia lentamente y, por lo tanto se obtiene una etapa de aceleración muy larga.

Nafeesa K, Saly George [41] establecen un algoritmo para minimizar el tiempo de arranque de los motores de inducción, el cual se basa en los parámetros eléctricos del motor y en los valores del voltaje de la red eléctrica, para seleccionar el ángulo de disparo de los tiristores que conforman al convertidor estático de frecuencia que alimenta al motor, dicho valor de disparo garantiza que disminuyan las pulsaciones del par electromagnético, logrando así un tiempo de arranque corto.

En la mayoría de los artículos presentados, referentes a la minimización del tiempo de arranque, se basan en la maximización del par electromagnético del motor, para lograr el tiempo mínimo de arranque. Por lo tanto se presentan algunos artículos referentes a la maximización del par que desarrolla el motor de inducción.

Ian T. Wallace, Donald W. Novotny, Robert D. Lorentz y Deepakraj M. Divan [32] presentan una forma novedosa de incrementar el par de la máquina de inducción, basándose en el uso de un controlador de campo orientado indirecto (IOFC por sus siglas en inglés), el cual permite controlar el flujo del rotor mediante la componente en el eje d de la corriente del estator, con lo cual para el motor investigado se obtuvo un incremento del par electromagnético del motor de 35%, pero en algunos casos no garantiza el arranque en el tiempo mínimo.

R. Jai Anand Ganesh, J.E. Quaicoe y R Venkatesan [34], sugieren un algoritmo para maximizar el par del motor de inducción, así como para lograr una alta eficiencia, teniendo en cuenta la variación en el tiempo de la resistencia del rotor. Este algoritmo calcula la amplitud de la corriente del estator óptima para cada velocidad del motor (tomando en consideración las limitaciones establecidas para la corriente y voltaje de alimentación) que maximiza el par electromagnético desarrollado por el motor.

O. Wasynczuk, S.D. Sudhoff, K.A. Corzine, Jerry L. Tichenor, I.G. Hansen y L.M. Taylor [33], presentan una estrategia de control (basada en el par electromagnético desarrollado por unidad de corriente) que minimiza la amplitud de la corriente del estator para un par de carga dado, es decir, desarrollan el par necesario para mover la carga con la mínima amplitud de la corriente del estator. Además esta estrategia de control es poco sensible a la variación de la resistencia del rotor y presenta una respuesta a la velocidad un poco lenta comparada con la velocidad de respuesta que presentan las estrategias de control mediante campo orientado, sin embargo dicha respuesta a la velocidad es lo suficientemente rápida en comparación con la constante de tiempo del rotor.

Jul-Ki Seok and Seung-Ki Sul [30], proponen un método para maximizar el par electromagnético desarrollado por el motor de inducción, el cual toma en consideración las limitaciones de la amplitud de la corriente y el voltaje, en este método se resuelve la ecuación diferencial de primer orden del flujo del rotor, expresada en el marco de referencia síncrono y dicha solución es comparada con la solución de las técnicas convencionales para maximizar el par, la cual brinda una visión del aumento del flujo del rotor y, por lo tanto un aumento en el par electromagnético.

Gustav W. Staats, Life Fellow [31], sugieren una mejora al circuito equivalente del motor de inducción para poder garantizar un tiempo de arranque menor, la mejora que ellos sugieren es modificar el circuito equivalente del motor de inducción, agregando un devanado auxiliar, el cual está compuesto de capacitores y reactores conectados en serie, los cuales a su vez están conectados en paralelo con la rama de magnetización del circuito equivalente, por lo tanto se incrementa la reactancia inductiva y el par electromagnético desarrollado por el motor se aumenta aproximadamente al doble.

1.6 Alcance.

Con los resultados obtenidos en esta tesis se contribuirá a conocer el comportamiento de las variables de interés (amplitud de la corriente de alimentación, amplitud de la corriente de magnetización, incremento del tiempo de arranque, entre otras), cuando en la segunda etapa de arranque se conducen los valores de la amplitud del voltaje de alimentación y eventualmente de la frecuencia a sus valores nominales. Además de brindar las ventajas y desventajas de cada uno de los métodos empleados para la finalización del arranque.

1.7 Aportaciones de la tesis.

Se presentan los resultados de la comparación de cuatro métodos para finalizar el arranque óptimo en tiempo de motores de inducción, evaluando las ventajas y desventajas de cada uno de estos, aplicados a tres motores de inducción de diferente capacidad (3hp, 500 hp, 2250 hp).

Se modificó el programa de simulación para el arranque en vacío de motores de inducción, desarrollado en fortran 90 por el Dr. Leszek Kawecki Zlotkowska, agregando la etapa para finalizar el arranque.

Artículo publicado durante el desarrollo del trabajo de tesis, cuyo nombre es el siguiente:

- Hugo Alberto Yescas Flores, Leszek Kawecki Zlotkowska, Tadeusz Niewierowicz Swiecicka, “ Comparación de Métodos para Finalizar el Arranque Óptimo en Tiempo de Motores de Inducción” , Memoria del Congreso Internacional de Ingeniería Electromecánica, CIIES 2011, México, D.F.

1.8 Estructura de la tesis.

En el capítulo 1 se brinda una breve introducción del arranque frecuencial, se hace mención al planteamiento del problema que se pretende resolver acompañado de su justificación, también se plasman los objetivos que se persiguen en este trabajo. Se presenta el estado del arte referente al tema de investigación.

En el capítulo 2 trata acerca de los modelos matemáticos del motor de inducción, primeramente brinda una breve reseña histórica de las personas que emplearon diferentes cambios de variables, para trasladar el modelo del motor de inducción del marco de referencia abc al marco de referencia d-q. Posteriormente se presentan los modelos que se emplearon en este trabajo.

En el capítulo 3 se describe el diseño del control óptimo en tiempo de velocidad del motor de inducción (que minimiza el tiempo de arranque) empleado en este trabajo, así como las fórmulas para determinar la señal de voltaje correspondiente a la alimentación del motor de inducción por medio de corriente.

En el capítulo 4 se describen los cuatro métodos empleados en este trabajo para conducir los valores (de la amplitud y eventualmente la frecuencia del voltaje de alimentación, obtenidos al terminar la primera etapa de arranque) a sus valores nominales.

En el capítulo 5 se presentan los datos eléctricos y magnéticos de los motores elegidos (3hp, 500 hp y 2250 hp). Además se presentan los resultados gráficos obtenidos en las simulaciones del arranque frecuencial óptimo en tiempo de motores de inducción, empleando los cuatro métodos propuestos, dichas simulaciones contemplan la etapa frecuencial (primera etapa) y la segunda etapa de arranque. Al final de este capítulo se presentan las tablas que reúnen la información de cada uno de los métodos aplicados a cada motor.

En el capítulo 6 se presentan las conclusiones y las sugerencias para trabajos futuros.

CAPÍTULO 2

MODELOS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN.

2.1 Introducción.

Desde el siglo pasado se han realizado diferentes estudios al motor de inducción, basándose en expresiones matemáticas que brindan una aproximación del comportamiento real del motor de inducción en diferentes estados de operación. Estas expresiones pueden ser muy sencillas o muy complejas, tanto que en algunas ocasiones no es posible resolverlas analíticamente. En la actualidad existen una amplia gama de modelos matemáticos del motor de inducción, los cuales pueden ser divididos en dos grupos, dependiendo del marco de referencia en el que estos se encuentren, dichos marcos son:

Marco de referencia abc [1].

Marco de referencia d-q, en sus diferentes versiones, que pueden ser [1]:

- Marco de referencia d-q acoplado al circuito del estator, $\omega_k = 0$
- Marco de referencia d-q acoplado al circuito del rotor, $\omega_k = \omega_r$
- Marco de referencia d-q el cual gira a la velocidad síncrona, $\omega_k = \omega$

donde:

ω_k frecuencia angular del sistema de coordenadas d-q.

ω_r velocidad angular del rotor.

ω frecuencia angular de la corriente del estator.

Cuando el modelo matemático se encuentra en el marco de referencia abc, los valores de las inductancias mutuas (entre el estator y el rotor) varían con respecto al tiempo, estos valores dependen de la velocidad angular del rotor, por lo tanto las ecuaciones que describen el comportamiento del motor son bastante complejas, para reducir la complejidad de dichas ecuaciones, se usa el hecho de que la máquina trifásica puede ser representada por una máquina equivalente de dos fases, para que posteriormente se emplee la transformación de Park [1,3].

Ya que en 1920 R. H. Park propuso una nueva teoría de la máquina eléctrica para analizar este problema. Esencialmente, transformó las variables del estator a un marco de referencia giratorio síncrono fijo en el rotor, con esta transformación (llamada transformación de Park), se muestra que todas las

inductancias variables en el tiempo que ocurren debido al circuito eléctrico en movimiento relativo y los circuitos eléctricos con reluctancias magnéticas variantes pueden ser eliminadas.

Después en 1930, H. C. Stanley muestra que las inductancias variantes en el tiempo en las ecuaciones de voltaje de una máquina de inducción debido a los circuitos eléctricos en movimiento relativo pueden ser eliminadas por la transformación de las variables del rotor a variables asociadas con devanados estacionarios ficticios. En este caso, las variables del rotor son transformadas a un marco de referencia estacionario fijo en el estator. G. Kron propone una transformación de ambas variables del estator y rotor a un marco de referencia rotatorio síncrono que se mueve con el campo magnético rotatorio. D. S. Brereton propone una transformación de las variables del estator a un marco de referencia rotatorio que esta fijo al rotor [1,8].

La elección del marco de referencia se realiza con base a las condiciones de operación de la máquina dependiendo del análisis y simulación deseados. Por ejemplo, si los voltajes del estator están desbalanceados o discontinuos y el voltaje aplicado al rotor está balanceado o es cero, el marco de referencia estacionario puede ser usado para simular el funcionamiento del motor de inducción. Por otro lado, si los circuitos del rotor están desbalanceados pero el voltaje aplicado al estator está balanceado, entonces el marco de referencia fijo en el rotor es el más conveniente. El marco de referencia estacionario o el que gira a una velocidad síncrona pueden ser utilizados para analizar condiciones simétricas o balanceadas. El marco de referencia que gira a una velocidad síncrona es conveniente cuando se incorporan las características dinámicas del motor de inducción en programas de computación digital utilizados para estudiar la estabilidad transitoria y dinámica de sistemas de gran potencia; también es útil en aplicaciones de frecuencia variable si es posible asumir que los voltajes en el estator son sinusoidales y balanceados [1,8].

2.2 Modelo de la máquina de inducción en el marco de referencia d-q.

Existen distintos modelos del motor de inducción en el marco de referencia d-q, los cuales adoptan diferentes formas debido a las siguientes consideraciones:

- Fuente de alimentación (fuente de corriente o fuente de voltaje).
- Coordenadas d-q (inmóviles o giratorias).
- Conexión de los devanados (estrella ó delta).
- En que variables se expresa el par electromagnético del motor.

2.2.1 Modelo del motor de inducción alimentado por una fuente de voltaje en el marco de referencia d-q acoplado al circuito del estator.

Sustituyendo los vectores del marco de referencia trifásico abc [3], en términos de los vectores en el marco de referencia d-q, en las ecuaciones del voltaje de la máquina, obtenemos el modelo de la máquina de inducción para condiciones balanceadas, en el marco de referencia d-q inmóvil, es decir, acoplado al circuito del estator ($\omega_k = 0$), este modelo está alimentado por una fuente de voltaje y los devanados del estator y del rotor están conectados en estrella [3,37].

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_{1d}}{dt} &= u_{1d} + \frac{R_1 \omega_n}{X_1} (\psi_{od} - \psi_{1d}) \\ \frac{d\psi_{1q}}{dt} &= u_{1q} + \frac{R_1 \omega_n}{X_1} (\psi_{oq} - \psi_{1q}) \\ \frac{d\psi'_{2d}}{dt} &= -\omega_r \psi'_{2q} + \frac{R'_2 \omega_n}{X_2} (\psi_{od} - \psi'_{2d}) \\ \frac{d\psi'_{2q}}{dt} &= \omega_r \psi'_{2d} + \frac{R'_2 \omega_n}{X_2} (\psi_{oq} - \psi'_{2q}) \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

donde:

- ψ_{1d}, ψ_{1q} componentes del flujo magnético del estator en los ejes d-q.
- ψ'_{2d}, ψ'_{2q} componentes del flujo magnético del rotor en los ejes d-q referidas al circuito del estator.
- ψ_{od}, ψ_{oq} componentes del flujo de magnetización en los ejes d-q.
- R_1, R'_2 resistencias de los devanados de una fase del estator y del rotor referido al circuito del estator.
- u_{1d}, u_{1q} componentes del voltaje de alimentación en los ejes d-q.
- X_o reactancia de magnetización del motor de doble fase equivalente a la frecuencia nominal de la corriente del estator.
- X_1, X'_2 reactancias de dispersión de los devanados del estator y del rotor referida al circuito del estator respectivamente, calculadas a la frecuencia nominal de la corriente del estator.
- ω_n frecuencia angular nominal de la corriente del estator.
- ω_r velocidad angular de la flecha del motor.

Para obtener el modelo completo del motor de inducción de doble fase equivalente, es necesario determinar la ecuación del movimiento del motor, la cual tiene la forma siguiente [3, 37]:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p}{J} (M_e - M_o) \quad (2.2)$$

donde:

- J momento de inercia del rotor.
- p número de pares de polos.
- M_e par electromagnético desarrollado por el motor.
- M_o par de la carga.

El par electromagnético del motor se expresa en función de los flujos mediante la siguiente fórmula [3, 6,37].

$$M_e = \frac{3}{2} p \frac{\omega_n X_o}{F} (\psi'_{2d} \psi_{1q} - \psi_{1d} \psi'_{2q}) \quad (2.3)$$

donde:

$$F = (X_1 + X_o)(X'_2 + X_o) - X_o^2 \quad (2.4)$$

Sustituyendo (2.3) en (2.2), se obtiene [37]:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2} \frac{p^2 \omega_n X_o}{FJ} (\psi'_{2d} \psi_{1q} - \psi_{1d} \psi'_{2q}) - p \frac{M_o}{J} \quad (2.5)$$

Agrupando la ecuación (2.5) en el sistema de ecuaciones (2.1), se obtienen las ecuaciones que describen el modelo completo del motor de inducción alimentado por voltaje [6, 37, 39, 40, 43].

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_{1d}}{dt} &= u_{1d} + \frac{R_1 \omega_n}{X_1} (\psi_{od} - \psi_{1d}) \\ \frac{d\psi_{1q}}{dt} &= u_{1q} + \frac{R_1 \omega_n}{X_1} (\psi_{oq} - \psi_{1q}) \\ \frac{d\psi'_{2d}}{dt} &= -\omega_r \psi'_{2q} + \frac{R'_2 \omega_n}{X'_2} (\psi_{od} - \psi'_{2d}) \\ \frac{d\psi'_{2q}}{dt} &= \omega_r \psi'_{2d} + \frac{R'_2 \omega_n}{X'_2} (\psi_{oq} - \psi'_{2q}) \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{3}{2} \frac{p^2 \omega_n X_o}{FJ} (\psi'_{2d} \psi_{1q} - \psi_{1d} \psi'_{2q}) - p \frac{M_o}{J} \end{aligned} \right\} \quad (2.6)$$

Como se puede observar, para resolver el sistema de ecuaciones (2.6) hay que definir las componentes ψ_{od} , ψ_{oq} del flujo de magnetización. Dichas componentes están descritas por las siguientes fórmulas [6, 37, 39,40, 43]:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{od} &= \frac{X_o X_2'}{F} \psi_{1d} + \frac{X_o X_1'}{F} \psi_{2d} - \frac{X_1 X_2'}{F} f(\psi_{od}) \\ \psi_{oq} &= \frac{X_o X_2'}{F} \psi_{1q} + \frac{X_o X_1'}{F} \psi_{2q} - \frac{X_1 X_2'}{F} f(\psi_{oq}) \end{aligned} \right\} \quad (2.7)$$

$$\left. \begin{aligned} f(\psi_{od}) &= \begin{cases} 0 & \text{para } \psi_o = 0 \\ \frac{\psi_{od}}{\psi_o} f(\psi_o) & \text{para } \psi_o \neq 0 \end{cases} \\ f(\psi_{oq}) &= \begin{cases} 0 & \text{para } \psi_o = 0 \\ \frac{\psi_{oq}}{\psi_o} f(\psi_o) & \text{para } \psi_o \neq 0 \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

$$\psi_o = \sqrt{\psi_{od}^2 + \psi_{oq}^2} \quad (2.9)$$

donde:

ψ_o amplitud del flujo de magnetización.

Para poder realizar los cálculos de las ecuaciones (2.6, 2.7) se necesita conocer la función del flujo de magnetización $f(\psi_o)$. Dicha función se puede definir conociendo la curva de magnetización del material magnético del motor investigado (fig. 2.1) [6, 9]

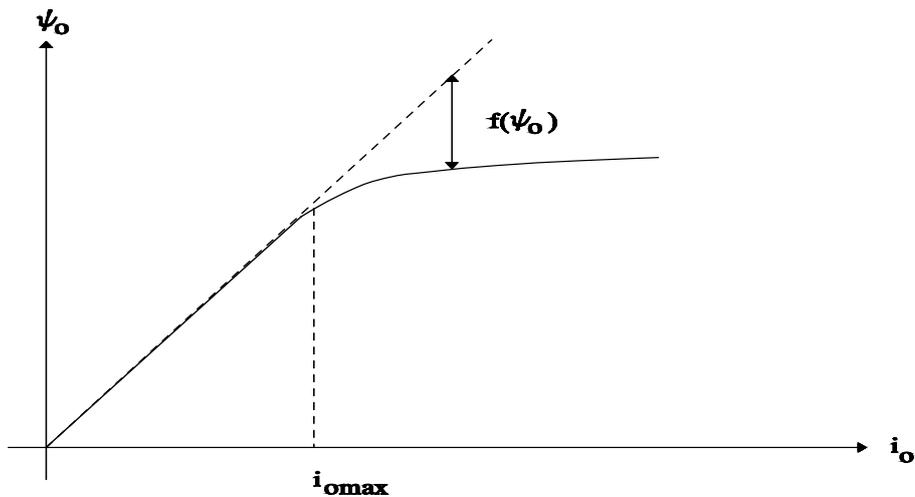


Fig. 2.1 Determinación de la función $f(\psi_o)$

Entonces la función del flujo de magnetización $f(\psi_o)$ tiene la forma como se presenta en la fig. 2.2 [6, 9].

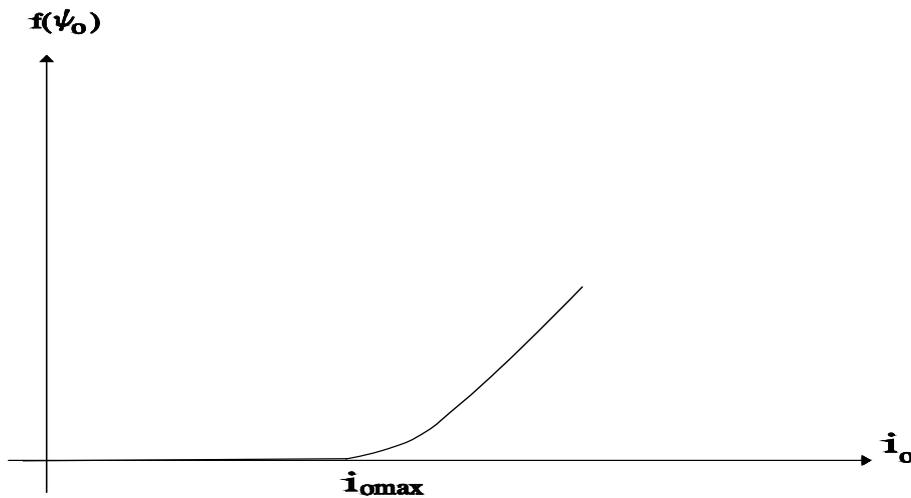


Fig. 2.2 Función $f(\psi_o)$

De lo antes dicho se puede concluir que la función $f(\psi_o)$ tiene la forma particular para cada tipo de material magnético utilizado en un motor de inducción y no se puede describir exactamente su forma analítica (por medio de una fórmula matemática) [6, 9,37].

Sin embargo, se pueden utilizar algunas aproximaciones analíticas como, por ejemplo, la aproximación por series de potencia, función exponencial o funciones hiperbólicas.

En algunos casos la curva de magnetización real es aproximada por dos segmentos de recta como se presenta en la fig. 2.3, con el fin de generalizar y facilitar el estudio [3, 37].

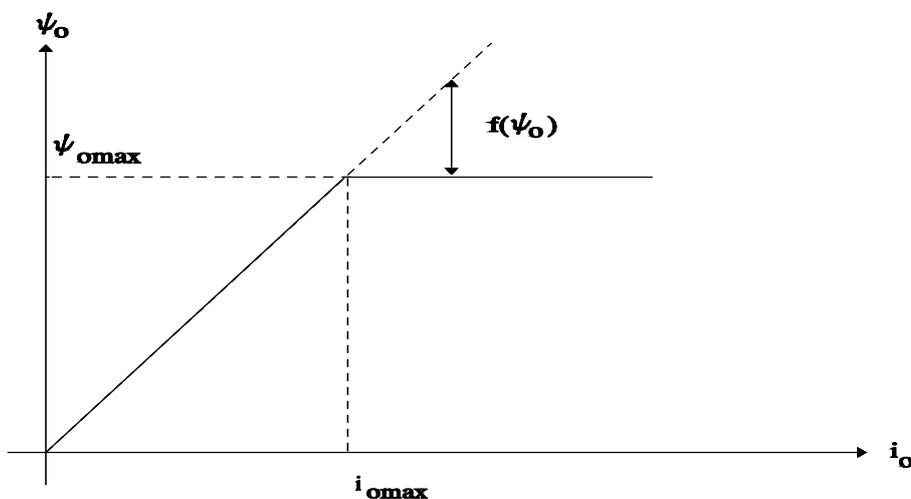


Fig. 2.3 Determinación de la función $f(\psi_o)$ aproximada.

En consecuencia la función del flujo de magnetización $f(\psi_o)$ obtenida se muestra en la fig. 2.4, y se describe por la ecuación (2.10) [3, 37].

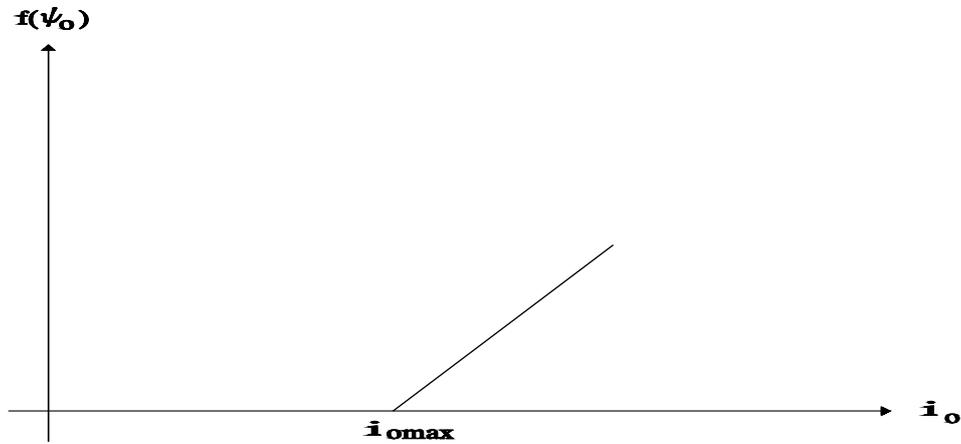


Fig. 2.4 Aproximación de la función $f(\psi_o)$.

Se nota que cuando no ocurre la saturación del material magnético del motor la función del flujo de magnetización $f(\psi_o)$ es nula y, en consecuencia, las funciones $f(\psi_{od})$ y $f(\psi_{oq})$ también son nulas [3, 6,37]

$$f(\psi_o) = \begin{cases} 0 & \text{para } i_o \leq i_{o\max} \\ \frac{X_0}{\omega_n}(i_o - i_{o\max}) & \text{para } i_o > i_{o\max} \end{cases} \quad (2.10)$$

donde:

i_o amplitud de la corriente de magnetización.

$i_{o\max}$ valor máximo de la amplitud de la corriente de magnetización, para el cual el material magnético del motor todavía no entra en saturación.

El valor máximo de la amplitud de corriente de magnetización $i_{o\max}$ para el cual el motor está operando aún en la parte lineal de la curva de magnetización se puede calcular en forma aproximada por [6, 37, 38, 43]:

$$i_{o\max} = \frac{u_m}{\sqrt{(R_1)^2 + (X_0 + X_1)^2}} \quad (2.11)$$

donde:

u_m valor nominal de la amplitud del voltaje de fase del estator.

A partir de la fórmula para calcular el valor instantáneo de la amplitud de la corriente de magnetización, se puede determinar si sucede o no la saturación del material magnético del motor, dicha fórmula se expresa en función de las variables del modelo matemático del motor de la siguiente manera [3, 37]

$$i_0 = \sqrt{(i_{1d} + i'_{2d})^2 + (i_{1q} + i'_{2q})^2} \quad (2.12)$$

donde:

i_{1d}, i_{1q} componentes de la corriente del estator en los ejes d-q.

i'_{2d}, i'_{2q} componentes de la corriente del rotor en los ejes d-q referidas al circuito del estator.

Las ecuaciones de las componentes de corrientes del estator y del rotor en los ejes d-q, tienen la siguiente forma [37]:

$$\left. \begin{aligned} i_{1d} &= \frac{\omega_n}{X_1} (\psi_{1d} - \psi_{0d}) \\ i_{1q} &= \frac{\omega_n}{X_1} (\psi_{1q} - \psi_{0q}) \\ i'_{2d} &= \frac{\omega_n}{X_2'} (\psi'_{2d} - \psi_{0d}) \\ i'_{2q} &= \frac{\omega_n}{X_2'} (\psi'_{2q} - \psi_{0q}) \end{aligned} \right\} \quad (2.13)$$

La descripción de las amplitudes de las corrientes del estator i_1 y del rotor i'_2 , en función de las variables del modelo del motor es [37]:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= \sqrt{(i_{1d})^2 + (i_{1q})^2} \\ i'_2 &= \sqrt{(i'_{2d})^2 + (i'_{2q})^2} \end{aligned} \right\} \quad (2.14)$$

La corriente de la fase “a” del motor trifásico se expresa por [6, 37]:

$$i_a = i_{1d} \quad (2.15)$$

El voltaje de la fase “a” del motor trifásico está descrito por la ecuación [6, 37]:

$$u_a = u_{1d} \quad (2.16)$$

2.2.2 Modelo del motor de inducción alimentado por una fuente de corriente en el marco de referencia d-q acoplado al circuito del estator.

El conjunto de ecuaciones que describe al modelo matemático del motor de inducción alimentado por corriente es el siguiente [6, 37, 39,40]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi'_{2d}}{dt} &= -\omega_r \psi'_{2q} + \frac{R'_2 X_0}{X_0 + X_2} i_1 \cos \alpha_i - \frac{R'_2 \omega_n \psi'_{2d}}{X_0 + X_2} - \frac{R'_2 \omega_n}{X_0 + X_2} f(\psi'_{od}) \\ \frac{d\psi'_{2q}}{dt} &= \omega_r \psi'_{2d} + \frac{R'_2 X_0}{X_0 + X_2} i_1 \sin \alpha_i - \frac{R'_2 \omega_n \psi'_{2q}}{X_0 + X_2} - \frac{R'_2 \omega_n}{X_0 + X_2} f(\psi'_{oq}) \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{3p^2 X_0 i_1}{2J(X_0 + X_2)} [\psi'_{2d} \sin \alpha_i - \psi'_{2q} \cos \alpha_i] + \\ &\quad + \frac{3p^2 \omega_n X_0 X_2}{2JF(X_0 + X_2)} [\psi'_{2q} f(\psi'_{od}) - \psi'_{2d} f(\psi'_{oq})] - M_0 \frac{P}{J} \end{aligned} \right\} \quad (2.17)$$

donde:

α_i es el ángulo respecto del eje d del vector de la corriente del estator en las coordenadas d-q acopladas al estator y entonces, la frecuencia angular de la corriente del estator es $\omega = \frac{\partial \alpha_i}{\partial t}$

Las ecuaciones que describen a las componentes de la corriente de alimentación (estator) (convertidor de frecuencia de corriente) en los ejes d-q están dadas por [37, 39,40]:

$$\left. \begin{aligned} i_{1d} &= i_1 \cos \alpha_i \\ i_{1q} &= i_1 \sin \alpha_i \end{aligned} \right\} \quad (2.18)$$

Las componentes de la corriente del rotor referidas al circuito del estator en los ejes d-q, se calculan de la manera siguiente [37, 39,40]:

$$\left. \begin{aligned} i'_{2d} &= \frac{1}{(X_0 + X_2)} [\omega_n \psi'_{2d} - X_0 i_1 \cos \alpha_i + \omega_n f(\psi'_{od})] \\ i'_{2q} &= \frac{1}{(X_0 + X_2)} [\omega_n \psi'_{2q} - X_0 i_1 \sin \alpha_i + \omega_n f(\psi'_{oq})] \end{aligned} \right\} \quad (2.19)$$

La ecuación que describe al par electromagnético del motor de inducción, cuando se emplea el modelo matemático del motor alimentado por corriente, tiene la forma siguiente [6, 37, 39,40]:

$$M_e = \frac{3p\omega_n X_0}{2F(X_0 + X_2')} \left\{ \begin{array}{l} \frac{Fi_1}{\omega_n} [\psi'_{2d} \sin \alpha_i - \psi'_{2q} \cos \alpha_i] + \\ X_2' [\psi'_{2q} f(\psi_{0d}) - \psi'_{2d} f(\psi_{0q})] \end{array} \right\} \quad (2.20)$$

Las ecuaciones que describen el voltaje de alimentación en los ejes d-q se obtienen a partir de las dos primeras ecuaciones de (2.6) y (2.18):

$$\left. \begin{array}{l} u_{1d} = \frac{X_1}{\omega_n} \frac{di_1}{dt} \cos \alpha_i + \frac{X_1}{\omega_n} i_1 \frac{d(\cos \alpha_i)}{dt} + \frac{d\psi_{0d}}{dt} + R_1 i_1 \cos \alpha_i \\ u_{1q} = \frac{X_1}{\omega_n} \frac{di_1}{dt} \sin \alpha_i + \frac{X_1}{\omega_n} i_1 \frac{d(\sin \alpha_i)}{dt} + \frac{d\psi_{0q}}{dt} + R_1 i_1 \sin \alpha_i \\ u = \sqrt{(u_{1d})^2 + (u_{1q})^2} \end{array} \right\} \quad (2.21)$$

donde:

u amplitud del voltaje de alimentación.

2.3 Selección del modelo para sintetizar el control óptimo.

El modelo del motor de inducción que se utiliza para sintetizar el control óptimo (diseño del control óptimo), es el modelo alimentado por corriente, ya que este modelo está en términos de la variable que se va a controlar y limitar, esta variable es la amplitud de la corriente del estator.

Además de que este modelo está integrado por tres ecuaciones diferenciales, por lo tanto se tiene menor numero de ecuaciones en comparación con el modelo alimentado por voltaje, el cual esta conformado por cinco ecuaciones diferenciales. Esto es muy importante desde el punto de vista del tiempo de computo necesario para resolver el problema de doble valor a la frontera (apéndice D) utilizando el método del principio del máximo de Pontryagin (apéndice A).

CAPÍTULO 3

DISEÑO DE CONTROL FRECUENCIAL ÓPTIMO EN TIEMPO DE VELOCIDAD DE MOTORES DE INDUCCIÓN.

3.1 Introducción.

En la actualidad se diseñan controles óptimos y controladores óptimos con y sin inercia, el diseño de estos depende del modelo matemático (que describe al objeto de control) que se esté empleando. El control y el controlador se relacionan con los dos tipos de sistemas de control existentes [16].

El primero se refiere al diseño del control óptimo en lazo abierto, el diseño de este tipo de control se conoce como síntesis del control óptimo, en este caso se necesita determinar cómo variar las variables de control (de tal manera que el índice de optimización obtenga su valor máximo o mínimo y el objeto controlado se traslade del estado inicial al estado final) en función del tiempo. Mientras que el segundo se refiere al diseño del control óptimo en lazo cerrado, el diseño de este tipo de control se conoce como síntesis del controlador óptimo, este tipo de controlador óptimo puede ser con inercia o sin inercia [6].

En el caso de la síntesis del controlador óptimo con inercia, se necesita determinar cómo variar las variables de control en función del tiempo y en función de las variables de estado. En el caso de la síntesis del controlador óptimo sin inercia, se necesita determinar cómo variar las variables de control solamente en función de las variables de estado.

Para diseñar un control óptimo o un controlador óptimo con o sin inercia de un sistema o proceso, se necesita seleccionar las variables de control del sistema, tales que maximizan o minimizan un índice de optimización que puede ser escalar o vectorial, esto depende de cuantos índices de optimización se deseen extremizar (maximizar o minimizar). Por ejemplo en algunos problemas de optimización dinámica se requiere extremizar solo un índice de optimización, en estos casos el problema de optimización recibe el nombre de problema escalar de optimización dinámica ya que el índice de optimización es una funcional escalar y, en los casos cuando se requiera extremizar más de un índice de optimización, el problema de optimización recibe el nombre de problema vectorial de optimización dinámica y en este caso el índice de optimización es una funcional vectorial [6,8]

El control óptimo en tiempo de velocidad de motores de inducción, tiene como finalidad realizar el cambio de la velocidad del motor de inducción en el menor

tiempo posible (minimización del tiempo de control, en particular, de arranque, en este caso el índice de optimización es el tiempo de control).

Para sintetizar el control óptimo, se debe resolver el problema de optimización, que para poderlo formular matemáticamente se necesita contar con lo siguiente:

- Modelo matemático del objeto de control (descripción matemática del objeto de control).
- Índice de optimización (criterio de optimización).
- Limitaciones de las variables de control y, eventualmente de las variables de estado.

Existen dos tipos de optimización, denominadas optimización estática y optimización dinámica [6].

Si los disturbios dominantes en el sistema de control, son los disturbios que se cambian lentamente en comparación con la dinámica del objeto de control, se puede despreciar la dinámica del objeto de control y las ecuaciones que describen el comportamiento del objeto de control (modelo matemático) son ecuaciones algebraicas. En este caso el problema de optimización lo llamaremos optimización estática, la cual consiste en maximizar o minimizar una función con varias variables (índice de optimización).

La optimización dinámica es un área de interés bastante amplia y se aplica cuando en el sistema de control aparecen disturbios que cambian rápidamente en comparación con la dinámica del objeto, por lo tanto se debe considerar la dinámica del objeto de control y las ecuaciones del modelo matemático son ecuaciones diferenciales, mientras que el índice de optimización toma la forma de una funcional. Desde el punto de vista matemático, la optimización dinámica consiste en maximizar o minimizar una funcional.

Para solucionar el problema de control óptimo se debe determinar el control admisible (que cumple con las limitaciones) que satisface a las ecuaciones que describen el objeto de control (el modelo del objeto de control) y que garantiza el valor extremo (máximo o mínimo) del índice de optimización (que es un funcional), cambiando el estado del sistema controlado del estado inicial al estado final, en un tiempo predeterminado o no (apéndice A).

3.2 Diseño del control óptimo en tiempo.

La síntesis (diseño) del control óptimo se realiza empleando el modelo matemático del motor de inducción (que considera la saturación del material magnético y los transitorios electromagnéticos) [38] alimentado por una fuente de corriente [37] y el principio de máximo de Pontryagin [14]. Se busca como variar la amplitud $i_1(t)$ y la frecuencia $\omega(t)$ de la corriente de alimentación para minimizar el tiempo de control t_r (de arranque) que es el índice de optimización, cuya expresión es la siguiente [37]:

$$t_r = \int_0^{t_r} dt \quad (3.1)$$

así como, limitar la amplitud de la corriente de alimentación a un valor deseado i_1^0 [39, 40, 43].

$$i_1 \leq i_1^0 \quad (3.2)$$

donde:

i_1^0 valor límite de la amplitud de la corriente de alimentación.

Para el diseño del control óptimo en tiempo (que minimiza el índice de optimización (3.1), cumpliendo la limitación (3.2)), se utiliza el principio del máximo de Pontryagin [14] [apéndice A], empleando el modelo matemático del motor de inducción alimentado por convertidor de corriente que considera los transitorios electromagnéticos y la saturación del material magnético (descritas por las ecuaciones (2.17)).

Ya que se está utilizando el modelo alimentado por convertidor de frecuencia de corriente, la variable que controla al motor, es la corriente de alimentación (del estator), cuyas componentes en el eje d y eje q son las siguientes [37, 39, 40, 43]:

$$i_{1d} = i_1 \cos \alpha_i \quad (3.3)$$

$$i_{1q} = i_1 \sin \alpha_i$$

Siguiendo el procedimiento del principio del máximo de Pontryagin (apéndice A) se crea la función llamada Hamiltoniano, cuya forma es la siguiente [37, 39, 40, 43]:

$$\begin{aligned}
 H = & -1 + V_1 \left(\frac{R_2' X_0}{X_0 + X_2'} i_1 \cos \alpha_i - \frac{R_2' \omega_n \psi_{2d}'}{X_0 + X_2'} - \frac{R_2' \omega_n}{X_0 + X_2'} f(\psi_{0d}) - \omega_r \psi_{2q}' \right) + \\
 & + V_2 \left(\frac{R_2' X_0}{X_0 + X_2'} i_1 \sin \alpha_i - \frac{R_2' \omega_n \psi_{2q}'}{X_0 + X_2'} - \frac{R_2' \omega_n}{X_0 + X_2'} f(\psi_{0q}) + \omega_r \psi_{2d}' \right) + \\
 & + V_3 \left(\frac{3p^2 X_0 i_1}{2J(X_0 + X_2')} (\psi_{2d}' \sin \alpha_i - \psi_{2q}' \cos \alpha_i) + \right. \\
 & \left. + \frac{3p^2 \omega_n X_0 X_2'}{2JF(X_0 + X_2')} [(\psi_{2q}' f(\psi_{0d}) - \psi_{2d}') f(\psi_{0q})] - M_0 \frac{p}{J} \right)
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

donde las V_1 , V_2 , V_3 son las variables conjugadas que satisfacen las ecuaciones conjugadas siguientes [37, 39, 40, 43]:

$$\begin{aligned}
 \frac{dV_1}{dt} = & V_1 \frac{R_2' \omega_n}{X_0 + X_2'} - V_2 \omega_r + V_3 \left(\frac{3p^2 X_0}{2J(X_0 + X_2')} \right) \left(\frac{X_2' \omega_n}{F} f(\psi_{0q}) - i_1 \sin \alpha_i \right) \\
 \frac{dV_2}{dt} = & V_1 \omega_r + V_2 \frac{R_2' \omega_n}{X_0 + X_2'} + V_3 \left(\frac{3p^2 X_0}{2J(X_0 + X_2')} \right) \left(-\frac{X_2' \omega_n}{F} f(\psi_{0d}) + i_1 \cos \alpha_i \right) \\
 \frac{dV_3}{dt} = & V_1 \psi_{2q}' - V_2 \psi_{2d}' + \frac{p}{J} \frac{\partial M_0}{\partial \omega_r} V_3
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

De acuerdo con el principio de Máximo de Pontryagin, las variables de control (la amplitud de la corriente de alimentación i_1 y el ángulo α_i relacionado con la frecuencia de esta corriente $\omega = \frac{d\alpha_i}{dt}$) tienen que maximizar el Hamiltoniano (3.4), por lo tanto se deben cumplir las siguientes ecuaciones [14]:

$$\frac{\partial H}{\partial i_1} = 0 \tag{3.6}$$

$$\frac{\partial H}{\partial \alpha_i} = 0$$

Resolviendo la primera ecuación del sistema de ecuaciones (3.6), se observa que el Hamiltoniano depende linealmente de la amplitud de la corriente del estator por lo que se obtienen su valor máximo para [39,40, 43]:

$$i_1 = i_1^0 \quad (3.7)$$

La elección del valor límite de la amplitud de la corriente del estator (i_1^0) determina la potencia y, en consecuencia el costo del convertidor de frecuencia que alimenta al motor de inducción. Además la elección de dicho valor, depende si durante el control frecuencial puede ocurrir o no la saturación del material magnético del motor.

Basándose en el análisis realizado utilizando el modelo simplificado del motor de inducción (sin tomar en consideración los transitorios electromagnéticos), se puede determinar en forma aproximada el valor límite $i_{1,1}^0$ para el cual, si se cumple la siguiente condición:

$$i_1^0 \leq i_{1,1}^0 \quad (3.8)$$

donde:

$i_{1,1}^0$ es el valor límite de la amplitud de la corriente del estator, para el cual no sucede la saturación del material magnético del motor.

No sucede la saturación del material magnético del motor, mientras que cuando:

$$i_1^0 > i_{1,1}^0 \quad (3.9)$$

dicha saturación puede suceder (véase apéndice B)

Resolviendo la segunda ecuación del sistema de ecuaciones (3.6), se obtiene [39,40, 43].

$$\sin \alpha_i = \frac{V_2 R_2' X_0 + V_3 \frac{3p^2 X_0}{2J} \psi_{2d}'}{\sqrt{\left[-V_1 R_2' X_0 + V_3 \frac{3p^2 X_0}{2J} \psi_{2q}' \right]^2 + \left[V_2 R_2' X_0 + V_3 \frac{3p^2 X_0}{2J} \psi_{2d}' \right]^2}} \quad (3.10)$$

$$\cos \alpha_i = \frac{V_1 R_2' X_0 - V_3 \frac{3p^2 X_0}{2J} \psi_{2q}'}{\sqrt{\left[-V_1 R_2' X_0 + V_3 \frac{3p^2 X_0}{2J} \psi_{2q}' \right]^2 + \left[V_2 R_2' X_0 + V_3 \frac{3p^2 X_0}{2J} \psi_{2d}' \right]^2}}$$

El control óptimo de la frecuencia de la corriente de alimentación que se describe por la ecuación anterior (3.10) está en la forma implícita, puesto que la variable de control α_i se expresa por las funciones trigonométricas, las cuales dependen de las variables de estado y de las variables conjugadas [39, 40, 43]. Por lo tanto se requiere encontrar la variable de control α_i en la forma explícita $\alpha_i(t)$, es decir, en función del tiempo (ya que el sistema de control es de lazo abierto).

Para determinar el control óptimo en la forma explícita se debe resolver el sistema de ecuaciones canónicas, que está compuesto por las ecuaciones de estado (modelo matemático del motor de inducción alimentado por convertidor de corriente, capítulo 2) y por las ecuaciones conjugadas (3.5), empleando la descripción del control óptimo implícito (3.7) y (3.10). Para determinar la solución del sistema de ecuaciones canónicas (ecuaciones diferenciales) se requiere conocer las condiciones iniciales de todas las variables presentes en dicho sistema. De las cuales solo conocemos los valores iniciales de las variables de estado $\psi'_{2d}(0), \psi'_{2q}(0), \omega_r(0)$, pero conocemos el valor final de la variable de estado $\omega_r(t_r)$ (donde t_r es el tiempo de control) y los valores finales de las variables conjugadas $V_1(t_r)=0$ y $V_2(t_r)=0$, determinados con base en las condiciones de transversabilidad [14] (véase apéndice A).

Por lo tanto se necesita determinar los valores iniciales de las variables conjugadas $V_1(0), V_2(0), V_3(0)$ partiendo del conocimiento de los valores iniciales y finales de las variables mencionadas, este problema de búsqueda de los valores iniciales es conocido como problema de doble valor a la frontera (apéndice D).

Para poder solucionar el problema de doble valor a la frontera se necesita emplear la computadora, un método iterativo y elegir una estrategia para los cambios de los valores iniciales de las variables conjugadas, ya que se necesitan resolver las ecuaciones canónicas varias veces, cada vez con diferentes valores iniciales de las variables conjugadas, verificando en cada iteración si los valores finales de las variables conjugadas y/o de las variables de estado obtenidos en este paso son iguales (con la exactitud determinada) a los valores finales conocidos de dichas variables (por ejemplo calculados de las condiciones de transversabilidad para el caso de las variables conjugadas) [apéndice A]. En este trabajo para calcular dichos valores iniciales se utilizó algoritmo híbrido de optimización paramétrica [42], el cual está conformado por un algoritmo genético y un algoritmo clásico basado en el método de Gauss-Seidel aceptando como índice de optimización el tiempo de control de velocidad del motor.

Conociendo los valores iniciales de las variables conjugadas se puede determinar el control óptimo en tiempo en la forma explícita, resolviendo el sistema de ecuaciones canónicas, con el control implícito (3.7), (3.10) y utilizando la dependencia trigonométrica siguiente [40], para calcular la frecuencia de la corriente de alimentación.

$$\omega = \frac{d\alpha_i}{dt} = \cos \alpha_i \frac{d(\sin \alpha_i)}{dt} - \sin \alpha_i \frac{d(\cos \alpha_i)}{dt} \quad (3.11)$$

Si para alimentar el motor de inducción se utiliza un convertidor de frecuencia de voltaje, entonces la señal de voltaje correspondiente a la alimentación por corriente se puede determinar de (2.21) y tomando en consideración (3.7) [37,40, 43], se obtiene:

$$u_{1d} = \frac{X_1}{\omega_n} i_1^0 \frac{d(\cos \alpha_i)}{dt} + \frac{d(\psi_{0d})}{dt} + R_1 i_1^0 \cos \alpha_i \quad (3.12)$$

$$u_{1q} = \frac{X_1}{\omega_n} i_1^0 \frac{d(\sin \alpha_i)}{dt} + \frac{d(\psi_{0q})}{dt} + R_1 i_1^0 \sin \alpha_i \quad (3.13)$$

$$u = \sqrt{u_{1d}^2 + u_{1q}^2} \quad (3.14)$$

CAPÍTULO 4

MÉTODOS PARA FINALIZAR EL ARRANQUE ÓPTIMO EN TIEMPO DE MOTORES DE INDUCCIÓN.

4.1 Introducción.

Cuando se emplea el arranque frecuencial (variación simultánea de la amplitud y frecuencia de la señal de alimentación, que puede ser voltaje o corriente, en este trabajo se utiliza el voltaje como señal de alimentación) para la puesta en marcha de un motor de inducción, los valores obtenidos para dichas variables (frecuencia y amplitud del voltaje de alimentación) al término del arranque frecuencial, en la mayoría de los casos no corresponden con los valores nominales (en el caso de que no se limite la frecuencia del voltaje de alimentación).

Cuando dicha variable se limita a su valor nominal:

$$\omega \leq \omega_n \quad (4.1)$$

donde ω_n es el valor nominal de la frecuencia del voltaje de alimentación, se obtiene al término del arranque frecuencial el valor nominal de la frecuencia, pero el valor de la amplitud del voltaje de alimentación, en la mayoría de los casos, sigue sin corresponder a su valor nominal, ya que este valor depende de la limitación de la amplitud de la corriente de alimentación, con la cual se haya diseñado el control y, por lo tanto puede ser mayor o menor que el valor nominal.

Por tal motivo es necesario investigar de qué manera se pueden conducir los valores obtenidos al término del arranque frecuencial, de la amplitud y, eventualmente, de la frecuencia (si no se limita la frecuencia durante la etapa frecuencial de arranque) del voltaje de alimentación, a sus valores nominales (segunda etapa de arranque).

4.2 Métodos para finalizar el arranque óptimo en tiempo.

Cuando no se limita la frecuencia del voltaje de alimentación durante la etapa frecuencial de arranque terminando esta etapa en el momento $t = t_1$ la velocidad de la flecha del motor llega a su valor nominal, pero ni la frecuencia y, en la mayoría de los casos, ni la amplitud del voltaje de alimentación obtienen sus valores nominales (la frecuencia obtiene siempre el valor mayor que su valor nominal). En este caso, para minimizar el tiempo de arranque, terminando el arranque frecuencial hay que interrumpir los valores finales de la amplitud y de la

frecuencia del voltaje a sus valores nominales. Sin embargo los cambios bruscos de las variables de control provocarán obviamente los procesos transitorios en el comportamiento de las variables del motor, sobre todo en las corrientes del estator y de magnetización [39].

Cuando se limita la frecuencia de voltaje de alimentación a su valor nominal (4.1), la etapa frecuencial de arranque, se termina siempre con el valor de la velocidad del motor menor que el nominal, con el valor nominal ω_n de la frecuencia del voltaje de alimentación y con la amplitud de este voltaje, en la mayoría de los casos, menor o mayor que su valor nominal, dependiendo del valor límite aceptado i_1^o de la amplitud de la corriente del estator. Entonces, en este caso, terminando la primera etapa del arranque en el momento $t = t_1$, se puede seguir controlando dicha amplitud hasta que la velocidad del motor llegue a su valor nominal o se puede, como en el caso sin limitación de la frecuencia del voltaje de alimentación, interrumpir la amplitud del voltaje de alimentación a su valor nominal dejando que el motor en un proceso transitorio llegue al estado estable con la alimentación nominal. En otras palabras, en este caso la segunda etapa del arranque puede ser no controlada o controlada, controlando solamente la amplitud del voltaje de alimentación y manteniendo su frecuencia al valor nominal ω_n [40].

Variando solamente la amplitud del voltaje de alimentación se llega a su valor nominal u_m en el momento $t = t_2$ (la segunda etapa de arranque). Desde el momento t_2 , se mantienen los valores de la amplitud y de la frecuencia del voltaje de alimentación a sus valores nominales ($\omega = \omega_n, u = u_m$) esperando hasta que, en la tercera etapa de arranque, que es la última fase del arranque, correspondiente al arranque ordinario (realizado con los valores nominales de la amplitud y la frecuencia del voltaje de alimentación desde el inicio del arranque), la velocidad del motor llega a su valor nominal. La tercera etapa del arranque alarga todavía más el tiempo de arranque pero no aumenta los valores máximos de las amplitudes de las corrientes incluyendo la amplitud de la corriente del estator [43].

En la segunda etapa del arranque del caso discutido (en el intervalo del tiempo entre los instantes t_1 y t_2), se puede variar la amplitud u del voltaje de alimentación (desde el valor obtenido finalizando la primera etapa de arranque $u_1 = u(t_1)$ hasta su valor nominal u_m) en varias formas diferentes. La más simple es la variación lineal en tiempo de la amplitud del voltaje de alimentación [43]:

$$u = u_1 + a_x t \quad (4.2)$$

donde:

$$a_x = \frac{u_m - u_1}{t_2 - t_1} = \frac{u_m - u_1}{\Delta t}$$

Puesto que no se puede de antemano determinar el valor del instante t_2 , entonces se tienen que hacer varias pruebas con diferentes valores de t_2 (o Δt), escogiendo el valor para el cual se obtienen los valores posiblemente pequeños de la amplitud de la corriente del estator y la duración de la segunda etapa del arranque (el intervalo $t_2 - t_1$) posiblemente corta.

En las simulaciones, terminando la primera etapa (frecuencial) de arranque en el momento $t = t_1$, hay que cambiar el control descrito por las ecuaciones (3.12), (3.13) y (3.14) al control descrito por:

$$\begin{aligned} u_{1d} &= u \cos(\omega_n t + \varphi) \\ u_{1q} &= u \sin(\omega_n t + \varphi) \end{aligned} \quad (4.3)$$

donde φ es un eventual defasamiento provocado por el cambio de la estructura del generador del voltaje de alimentación en el programa de simulación (apéndice C – programa de simulación de arranque). En el sistema real del control de arranque dicho defasamiento no existe, puesto que el control del voltaje de alimentación durante todo el tiempo de arranque (en todas las etapas), se realiza por medio del mismo generador del control que es el convertidor estático de frecuencia de voltaje. Para determinar este eventual defasamiento se deben emplear los siguientes cálculos [43]:

En el instante t_1 , se deben cumplir las siguientes condiciones:

$$\begin{aligned} u_{1d}(t_1) &= u(t_1) \cos(\omega_n t_1 + \varphi) \\ u_{1q}(t_1) &= u(t_1) \sin(\omega_n t_1 + \varphi) \end{aligned} \quad (4.4)$$

donde $u_{1d}(t_1)$, $u_{1q}(t_1)$ y $u(t_1)$ son los valores de las componentes del voltaje de alimentación calculados de las fórmulas (3.12), (3.13) y (3.14) para el momento t_1 , respectivamente.

Partiendo de la primera de las ecuaciones (4.4), se puede escribir:

$$\omega_n t_1 + \varphi = \arccos\left(\frac{u_{1d}(t_1)}{u}\right) \quad (4.5)$$

Puesto que $\omega_n t_1$ puede ser un múltiplo de 2π más una parte fraccionaria:

$$\omega_n t_1 / 2\pi = a_1 . a_2$$

donde a_1 es la parte integral y a_2 es la parte fraccionaria y nos interesa solamente la parte fraccionaria $0.a_2$, entonces:

$$\omega_n t_1 = 0.a_2 * 2\pi$$

donde:

$$\varphi = \arccos\left(\frac{u_{1d}(t_1)}{u}\right) - 0.a_2 * 2\pi \quad (4.6)$$

Puesto que los valores finales de la amplitud y eventualmente de la frecuencia del voltaje de alimentación obtenidos terminando la etapa frecuencial del arranque óptimo en tiempo del motor de inducción, dependen del valor límite de la amplitud de la corriente del estator que se acepta durante el diseño del control con el propósito de limitar la potencia del convertidor de frecuencia que alimenta al motor de inducción, entonces surge la idea de la terminación de la etapa frecuencial del arranque con los valores nominales de la frecuencia y de la amplitud del voltaje de alimentación seleccionando el valor límite de la amplitud de la corriente del estator adecuado para conseguir estas condiciones de arranque. En este caso terminando la etapa frecuencial del arranque hay que mantener los valores nominales de dichas variables de control y el motor por si solo llega a su equilibrio electromecánico.

Efectivamente, basándose en el análisis realizado utilizando el modelo simplificado del motor de inducción (sin tomar en consideración de los transitorios electromagnéticos) (apéndice B), se puede afirmar que existen varios valores límite de la amplitud de la corriente del estator para los cuales, diseñando el control del arranque óptimo en tiempo con limitación de la frecuencia del voltaje de alimentación, se obtienen los valores finales (terminando la etapa frecuencial de arranque) de la amplitud y de la frecuencia de dicho voltaje iguales a sus valores nominales.

En este caso el problema consiste entonces en la determinación del valor límite adecuado de la amplitud de la corriente del estator resolviendo el problema de optimización o, más concretamente, el problema de doble valor a la frontera, tratando el valor límite buscado como un parámetro cuyo valor se pretende determinar, junto con los otros parámetros que son los valores iniciales de las variables conjugadas.

Sobre la base de lo antes dicho se analizan 4 métodos para finalizar el arranque óptimo en tiempo de motores de inducción, los cuales son los siguientes:

Método I

Este método consiste en conducir los valores de la amplitud y de la frecuencia del voltaje de alimentación (obtenidos al finalizar la etapa frecuencial de arranque) a sus valores nominales (segunda etapa de arranque) de manera brusca, realizando estos cambios bruscos mediante una función escalón, lo dicho anteriormente se representa gráficamente en las figuras 4.1 y 4.2.

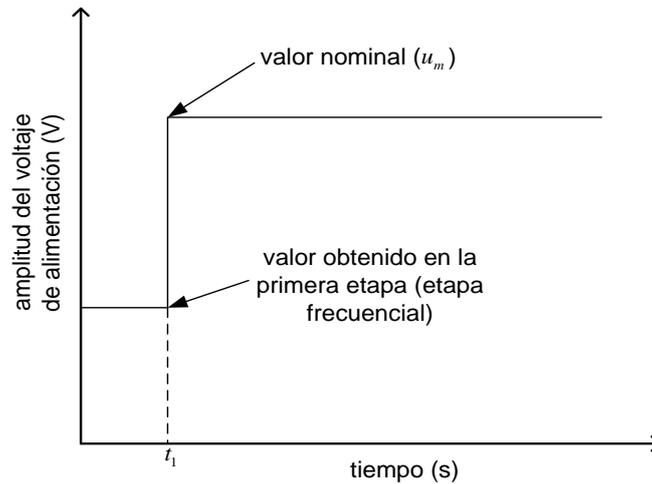


Fig. 4.1 Cambio brusco de la amplitud del voltaje.

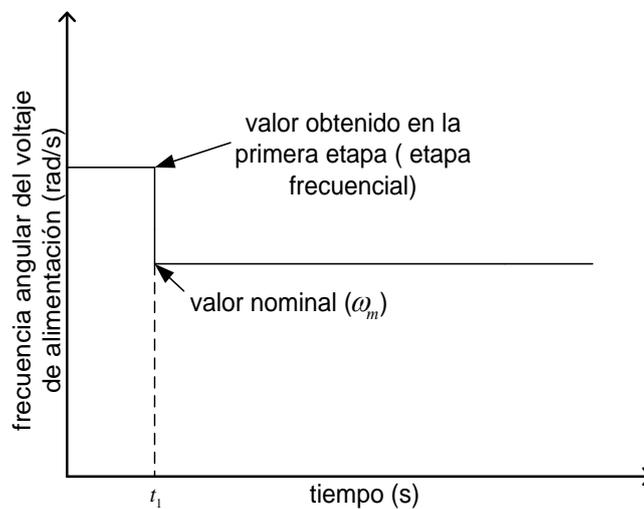


Fig. 4.2 Cambio brusco de la frecuencia.

En este método no se limita la frecuencia del voltaje de alimentación y, la etapa frecuencial concluye cuando la frecuencia del voltaje de alimentación rebasa al valor nominal de la frecuencia del voltaje de alimentación y cuando la velocidad del rotor es igual a la velocidad nominal.

Método II

Consiste en conducir solamente el valor de la amplitud del voltaje de alimentación (obtenido al finalizar la etapa frecuencial de arranque) a su valor nominal (segunda etapa de arranque) de manera brusca, mediante una función escalón (figura 4.1), ya que en este método se limita la frecuencia del voltaje de alimentación a su valor nominal, con la finalidad de obtener el valor nominal de la frecuencia del voltaje de alimentación finalizando la etapa frecuencial, por tal motivo solo se necesita conducir la amplitud del voltaje de alimentación a su valor nominal. En este método la etapa frecuencial concluye cuando la frecuencia del voltaje de alimentación alcanza su valor nominal.

Método III

Este método consiste en conducir solamente el valor de la amplitud del voltaje de alimentación (obtenido al finalizar la etapa frecuencial de arranque) a su valor nominal (segunda etapa de arranque) de manera lineal, ya que en este método al igual que en el método II, también se limita la frecuencia del voltaje de alimentación a su valor nominal, por lo tanto se obtiene el valor nominal de la frecuencia cuando finaliza la etapa frecuencial de arranque, necesitando solamente conducir (en la segunda etapa de arranque) la amplitud del voltaje de alimentación. Aplicando este método, se necesita efectuar diferentes pruebas, con diferentes intervalos de tiempo (Δt) de duración de la segunda etapa de arranque con la finalidad de observar las posibles ventajas y desventajas de cada intervalo de tiempo (Δt) elegido. Lo referente a este método se muestra en la figura 4.3

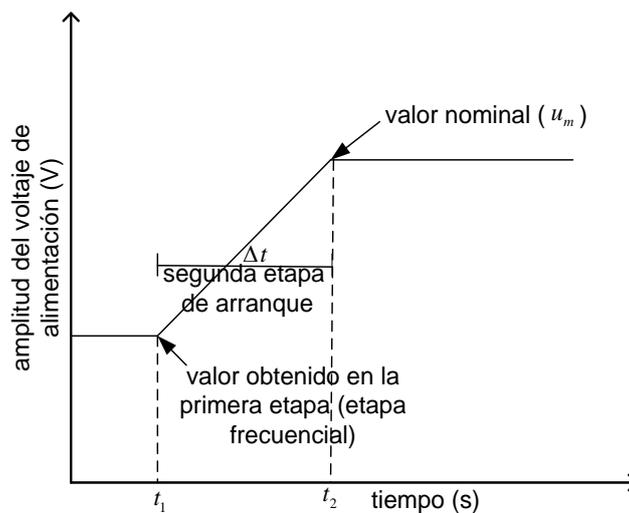


Fig. 4.3 Cambio lineal de la amplitud del voltaje.

Para los métodos I, II y III se emplean dos valores límites de la amplitud de la corriente de alimentación i_1^o , el primer valor garantiza que no suceda la saturación del material magnético del motor durante la etapa frecuencial y el segundo, no garantiza que este fenómeno se presente (apéndice B).

La utilización de los programas computacionales (apéndice C) para aplicar los métodos I, II y III para finalizar el arranque frecuencial óptimo en tiempo, se presenta en la fig. 4.4.

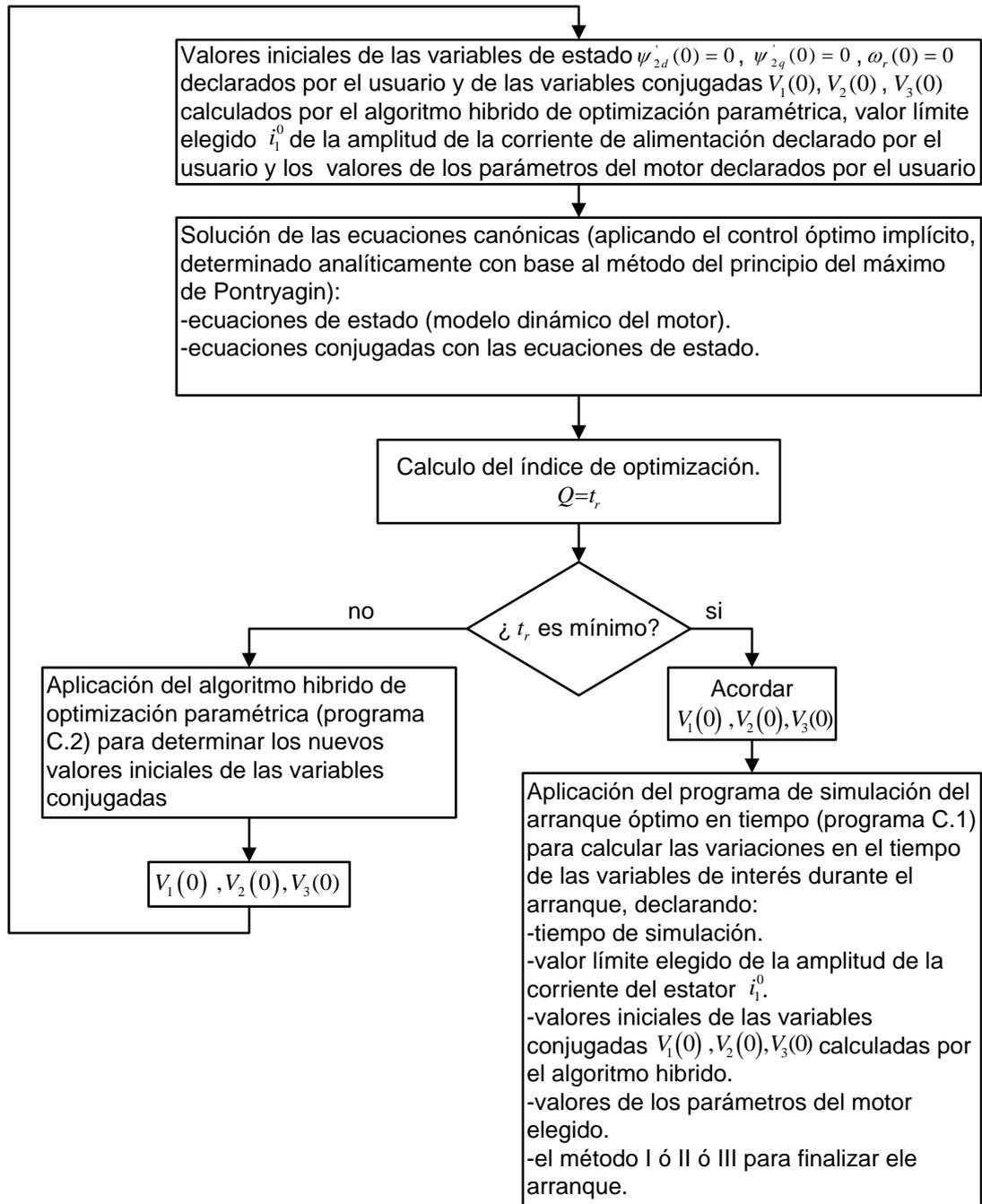


Fig. 4.4 Utilización de los programas computacionales para aplicar los métodos I, II y III para finalizar el arranque.

Método IV

En este método se obtienen al finalizar la etapa frecuencial los valores nominales de la amplitud y de la frecuencia del voltaje de alimentación, ya que en este método al igual que en los métodos II y III se limita la frecuencia del voltaje de alimentación a su valor nominal y, por lo tanto se obtiene su valor nominal al finalizar la etapa frecuencial de arranque y para obtener el valor nominal de la amplitud del voltaje de alimentación, se busca el valor límite de la corriente de alimentación i_1^0 , con el cual se obtendrá al finalizar la etapa frecuencial en el momento $t = t_1$, el valor de la amplitud del voltaje de alimentación u igual o cercano a su valor nominal u_m . Lo referente a este método se muestra en la fig. 4.5.

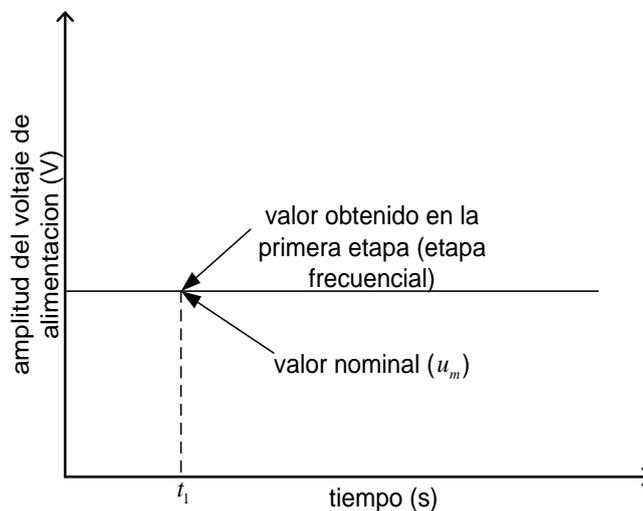


Fig. 4.5 Selección de i_1^0 para obtener $u(t_1) = u_m$

La búsqueda del valor límite i_1^0 que cumpla la condición mencionada, se realiza mediante el algoritmo híbrido de optimización paramétrica, el cual se modifica para determinar dicho valor límite conjuntamente con los valores iniciales de las variables conjugadas (apéndice C, programa C.3). Para lograr esta meta en el algoritmo híbrido de optimización paramétrica, se modifica el índice de optimización (que es el tiempo de arranque frecuencial), agregando una función que castiga el alejamiento del valor de la amplitud del voltaje de alimentación obtenido terminando el arranque frecuencial $u(t_1)$ de su valor nominal u_m .

Utilizando el método IV para finalizar el arranque, no se tiene la libertad de elegir el valor límite de la corriente de alimentación durante la etapa frecuencial, ya que este valor límite se obtiene del algoritmo híbrido de

optimización paramétrica y por consiguiente tampoco se puede elegir la potencia del convertidor de frecuencia que alimenta al motor.

La utilización de los programas computacionales (apéndice C) para aplicar el método IV para finalizar el arranque frecuencial óptimo en tiempo, se presenta en la fig. 4.6.

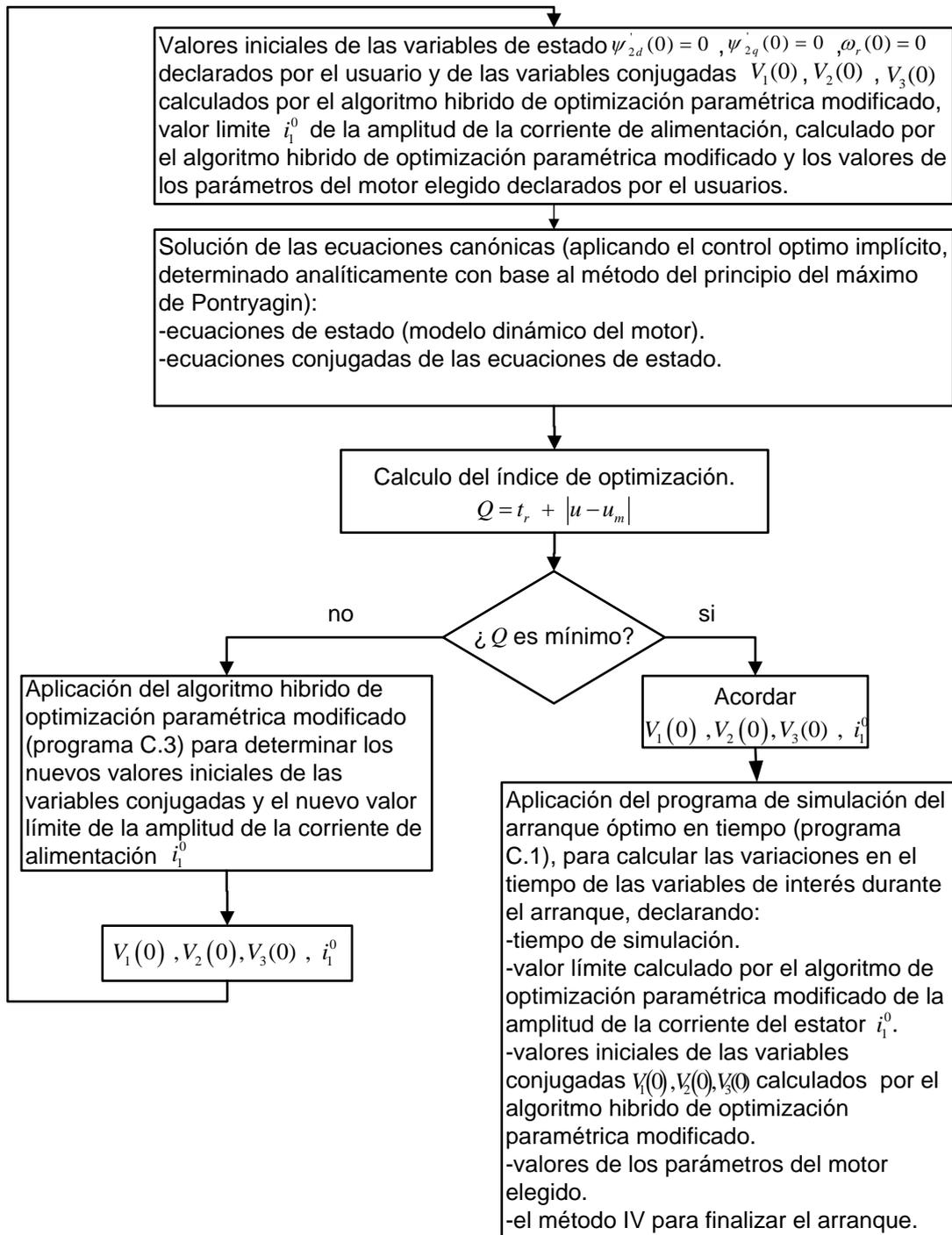


Fig. 4.6 Utilización de los programas computacionales para aplicar el método IV para finalizar el arranque.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES.

5.1 Introducción.

El control óptimo en tiempo diseñado se aplica a los motores de inducción del tipo jaula de ardilla de las siguientes capacidades 3 hp, 500 hp, 2250 hp. En este capítulo se presentan los resultados obtenidos de las simulaciones del arranque en vacío de dichos motores, aplicando los cuatro métodos propuestos que se mencionan en el capítulo 4 para finalizar el arranque. En el caso de la aplicación del método III para finalizar el arranque, se necesitan realizar varias pruebas con diferentes valores de Δt , escogiendo el valor para el cual se obtienen los valores posiblemente pequeños del tiempo total de arranque y de la amplitud de la corriente de alimentación.

Los cálculos y las simulaciones se realizan para los tres primeros métodos dos veces para cada motor, ya que se tienen dos valores límites de amplitud de la corriente del estator: el primer valor garantiza que el material magnético del motor no presente saturación durante la etapa frecuencial de arranque y con el segundo valor dicha garantía no existe (apéndice B).

Las variables de interés importantes desde el punto de vista de diseño del control de arranque que se investigaron y registraron durante las simulaciones son las siguientes:

1. Frecuencia angular del voltaje de alimentación.
2. Amplitud del voltaje de alimentación.
3. Voltaje de fase.
4. Velocidad angular del rotor.
5. Amplitud de la corriente de alimentación.
6. Amplitud de la corriente de magnetización.
7. Par electromagnético.

5.2 Datos eléctricos y magnéticos de los motores.

➤ Datos del motor de 3 hp.

Los datos de motor son [1]:

Datos eléctricos

$$U_m = 179.63V \quad p = 2 \quad \omega_n = 377 \frac{rad}{s}$$

$$R_1 = 0.435\Omega \quad R_2' = 0.816\Omega \quad X_1 = X_2' = 0.754\Omega$$

$$X_0 = 26.13\Omega \quad J = 0.089kgm^2 \quad i_{nom} = 8.202A$$

$$i_{omax} = 6.681A \quad i_{1,2}^0 = 9.2919A \quad i_{1,1}^0 = 9.4389A$$

Datos magnéticos.

$$B_m = 1.5T \quad l = 0.001m \quad \gamma_c = 2.096 \times 10^6 \frac{S}{m}$$

$$d = 0.0003m \quad \rho_m = 7.65 \times 10^3 \frac{kg^3}{m} \quad \varepsilon = 1.5 \frac{m^4}{Hkg}$$

$$A_z = 6.584 \times 10^{-6} \frac{m^4}{\Omega kg} \quad B_z = 2.387 \times 10^{-3} \frac{m^4}{Hkg}$$

Masa del motor y masa del rotor.

$$M_m = 34.89kg \quad M_r = 22.11kg$$

➤ Datos del motor de 500 hp.

Los datos del motor son [1]:

Datos eléctricos

$$U_m = 1877.94V \quad p = 2 \quad \omega_n = 377 \frac{rad}{s}$$

$$R_1 = 0.262\Omega \quad R_2' = 0.187\Omega \quad X_1 = X_2' = 1.206\Omega$$

$$X_0 = 54.02\Omega \quad J = 11.06kgm^2 \quad i_{nom} = 132.37A$$

$$i_{omax} = 34.004A \quad i_{1,2}^0 = 47.8278A \quad i_{1,1}^0 = 48.0775A$$

Datos magnéticos.

$$B_m = 1.5T \quad l = 0.001m \quad \gamma_c = 2.096 \times 10^6 \frac{S}{m}$$

$$d = 0.0003m \quad \rho_m = 7.65 \times 10^3 \frac{kg^3}{m} \quad \varepsilon = 1.5 \frac{m^4}{Hkg}$$

$$A_z = 6.584 \times 10^{-6} \frac{m^4}{\Omega kg} \quad B_z = 2.387 \times 10^{-3} \frac{m^4}{Hkg}$$

Masa del motor y masa del rotor.

$$M_m = 2649.7kg \quad M_r = 657.34kg$$

➤ **Datos del motor de 2250 hp.**

Los datos del motor son [1]:

Datos eléctricos

$$U_m = 1877.94V \quad p = 2 \quad \omega_n = 377 \frac{rad}{s}$$

$$R_1 = 0.029\Omega \quad R_2' = 0.022\Omega \quad X_1 = X_2' = 0.226\Omega$$

$$X_0 = 13.04\Omega \quad J = 63.87kgm^2 \quad i_{nom} = 59.54A$$

$$i_{omax} = 141.56A \quad i_{1,2}^0 = 199.661A \quad i_{1,1}^0 = 200.167A$$

Datos magnéticos.

$$B_m = 1.5T \quad l = 0.001m \quad \gamma_c = 2.096 \times 10^6 \frac{S}{m}$$

$$d = 0.0003m \quad \rho_m = 7.65 \times 10^3 \frac{kg}{m^3} \quad \varepsilon = 1.5 \frac{m^4}{Hkg}$$

$$A_z = 6.584 \times 10^{-6} \frac{m^4}{\Omega kg} \quad B_z = 2.387 \times 10^{-3} \frac{m^4}{Hkg}$$

Masa del motor y masa del rotor.

$$M_m = 8479kg \quad M_r = 1315kg$$

5.3 Simulaciones de los arranques.

➤ **Simulaciones del arranque del motor de 3 hp.**

Ya que se emplea el principio de máximo de Pontryagin para el diseño del control óptimo en tiempo, se necesita conocer las condiciones iniciales de las variables conjugadas que se obtienen de la solución del problema de doble valor a la frontera (utilizando el algoritmo híbrido de optimización paramétrica) (apéndice C, programa C.2), estas condiciones iniciales se emplean en los tres primeros métodos y son las siguientes.

Para la limitación de amplitud de la corriente del estator de 8A ($i_1^0 < i_{1,1}^0$).

$$V_1(0) = -212.7342891646285$$

$$V_2(0) = -180.0103764497175$$

$$V_3(0) = 12.16658376301467$$

Para la limitación de amplitud de la corriente del estator de 25A ($i_1^0 > i_{1,1}^0$).

$$V_1(0) = -213.8554650300447$$

$$V_2(0) = -179.99999999999998$$

$$V_3(0) = 7.655944824218744$$

❖ **Simulación empleando el método I.**

- **Limitación de amplitud de la corriente del estator 8A.**

En esta simulación se emplean el valor límite de amplitud de la corriente del estator, que garantiza que el material magnético del motor no presente saturación.

$$i_1^0 = 8A$$

Las gráficas de las variables de interés obtenidas aplicando el control óptimo diseñado se presentan a continuación, las líneas continuas representan los cambios ideales y las líneas discontinuas representan los reales (apéndice C, programa C.1).

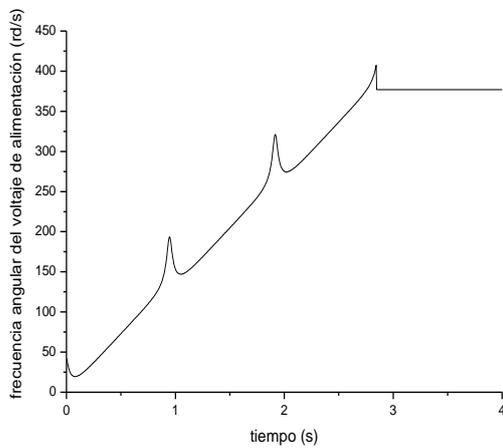


Fig. 5.1 Frecuencia angular del voltaje de alimentación.

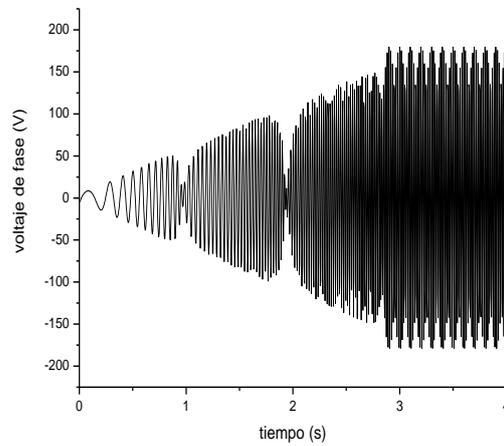


Fig. 5.3 Voltaje de fase.

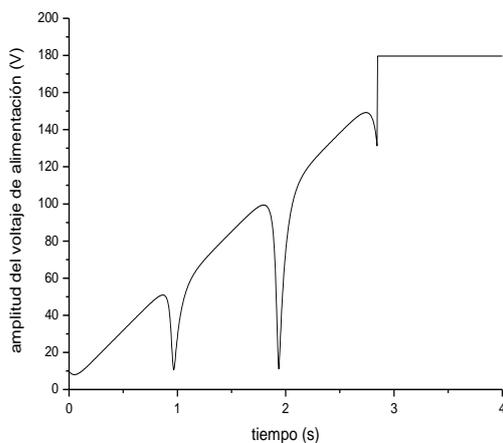


Fig. 5.2 Amplitud del voltaje de alimentación.

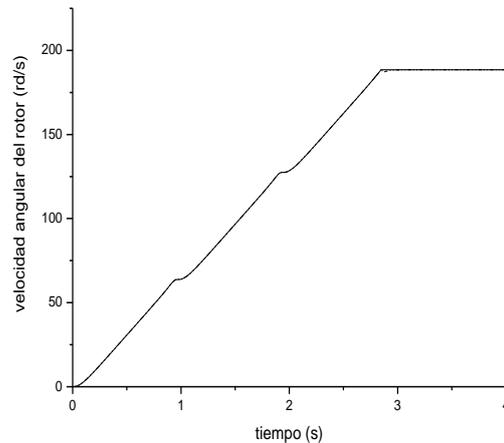


Fig. 5.4 Velocidad angular del rotor.

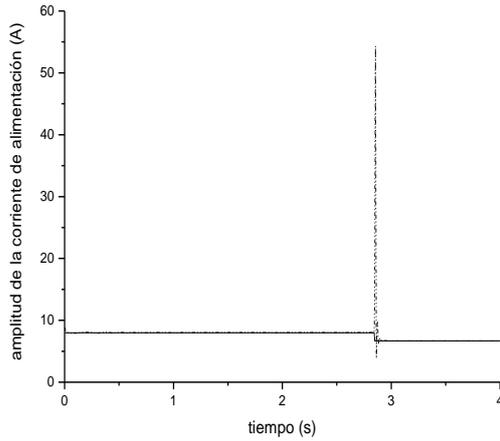


Fig. 5.5 Amplitud de la corriente de alimentación.

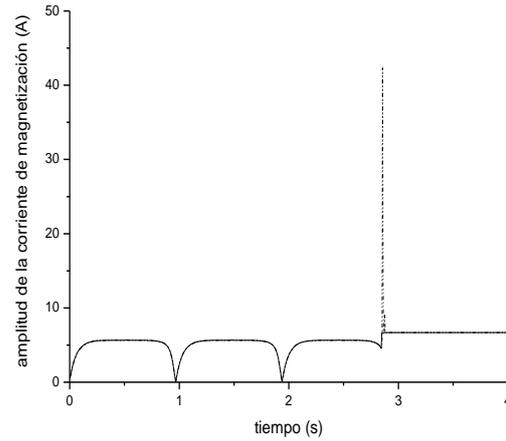


Fig. 5.6 Amplitud de la corriente de magnetización.

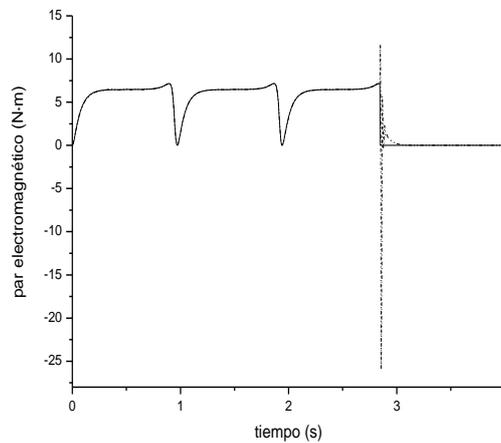


Fig. 5.7 Par electromagnético.

Sobre la base de los resultados gráficos y numéricos de la simulación, se puede observar que:

- la duración de la segunda etapa del arranque es relativamente corta y no sobrepasa el 16% del tiempo de duración de la etapa frecuencial del arranque (lo que se puede observar mejor en las variaciones del par electromagnético del motor (fig. 5.7)).
- los picos de las amplitudes de las corrientes de alimentación y de magnetización provocados por los cambios bruscos de la frecuencia y de la amplitud del voltaje de alimentación, son muy grandes sobrepasando más que 6 veces sus valores admisibles, es decir, el valor $i_1^0 = 8A$ y el valor $i_{o\max} = 6.68A$ respectivamente.

- **Limitación de amplitud de la corriente del estator 25A.**

En esta simulación se emplean el valor límite de amplitud de la corriente del estator, que no garantiza que el material magnético del motor presente saturación.

$$i_1^0 = 25A$$

Las gráficas de las variables de interés obtenidas aplicando el control óptimo diseñado se presentan a continuación, las líneas continuas representan los cambios ideales y las líneas discontinuas representan los reales (apéndice C, programa C.1).

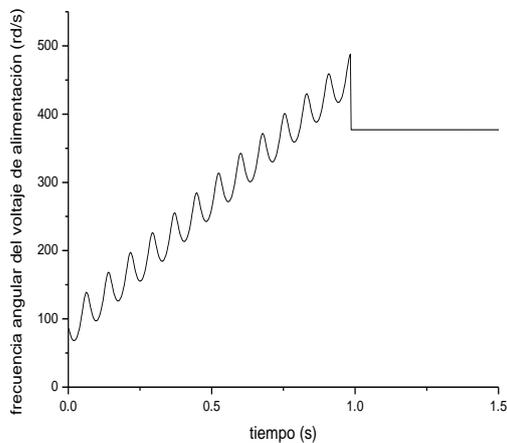


Fig. 5.8 Frecuencia angular del voltaje de alimentación.

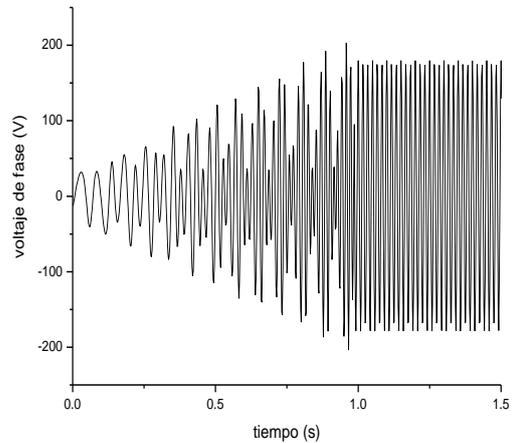


Fig. 5.10 Voltaje de fase.

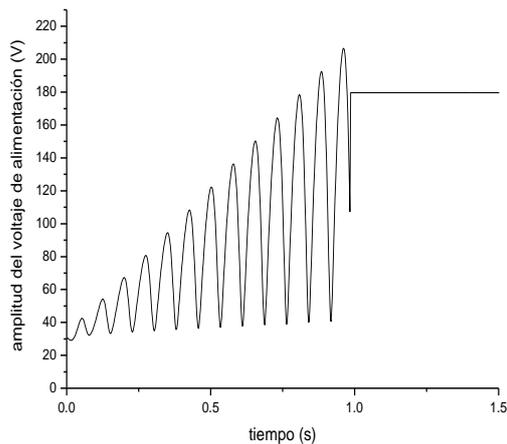


Fig. 5.9 Amplitud del voltaje de alimentación.

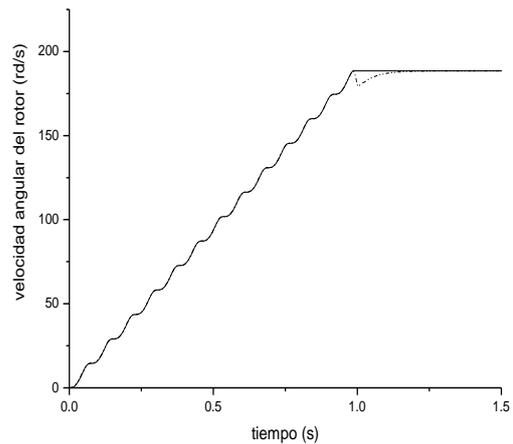


Fig. 5.11 Velocidad angular del rotor.

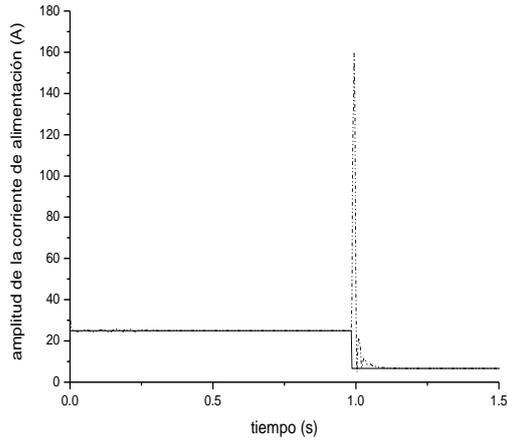


Fig. 5.12 Amplitud de la corriente de alimentación.

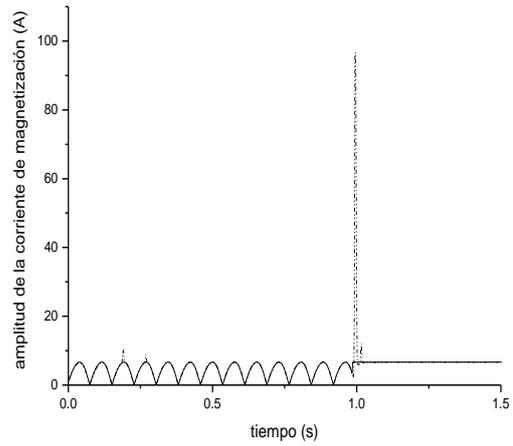


Fig. 5.13 Amplitud de la corriente de magnetización.

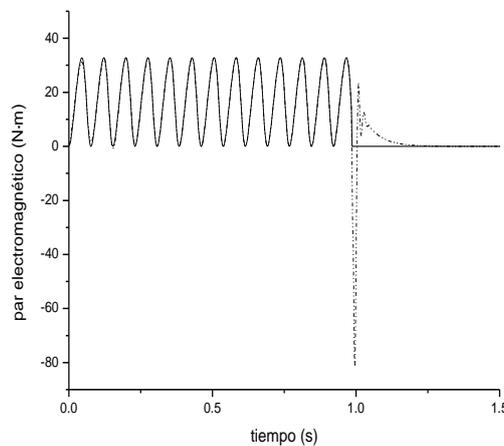


Fig. 5.14 Par electromagnético.

Se puede observar que:

- la duración de la segunda etapa del arranque es relativamente más larga que cuando se emplea la limitación de la amplitud de la corriente del estator igual a 8A y constituye un poco más del 50% de la duración de la etapa frecuencial de arranque (lo que se puede observar mejor en la fig. 5.14).
- el pico de la amplitud de la corriente de alimentación sobrepasa más que 6 veces su valor admisible de 25A.
- el pico de la amplitud de la corriente de magnetización sobrepasa más que 14 veces su valor límite con el cual no sucede la saturación del material magnético del motor $i_{0\max} = 6.68A$.
- aparecen picos en la amplitud de la corriente de magnetización (fig. 5.13) durante la etapa frecuencial de arranque, su valor es mucho más pequeño que el pico provocado por los cambios bruscos de la amplitud y de la frecuencia del voltaje de alimentación, dichos picos tienen una duración muy corta.

❖ Simulación empleando el método II.

- Limitación de amplitud de la corriente del estator 8A.

En esta simulación se emplean el valor límite de amplitud de la corriente del estator, que garantiza que el material magnético del motor no presente saturación.

$$i_1^0 = 8A$$

Las gráficas de las variables de interés obtenidas aplicando el control óptimo diseñado se presentan a continuación, las líneas continuas representan los cambios ideales y las líneas discontinuas representan los reales (apéndice C, programa C.1).

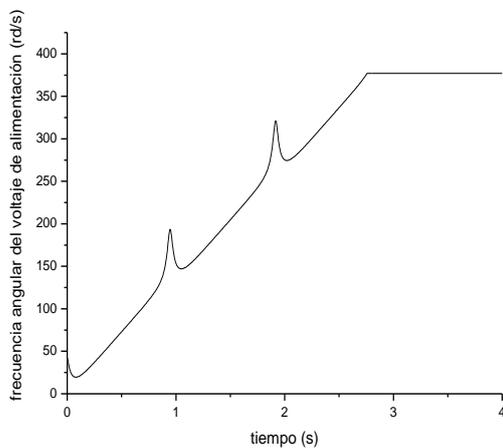


Fig. 5.15 Frecuencia angular del voltaje de alimentación.

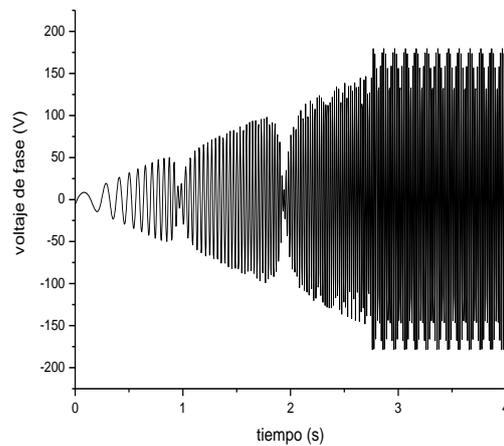


Fig. 5.17 Voltaje de fase.

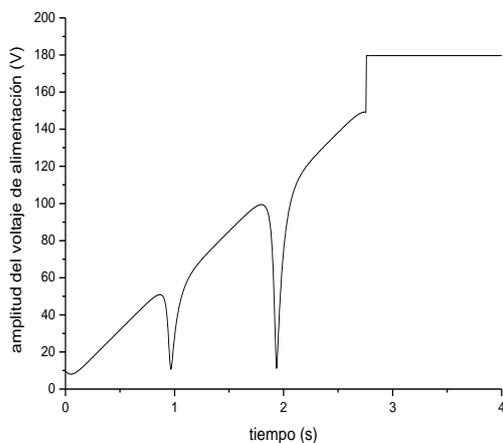


Fig. 5.16 Amplitud del voltaje de alimentación.

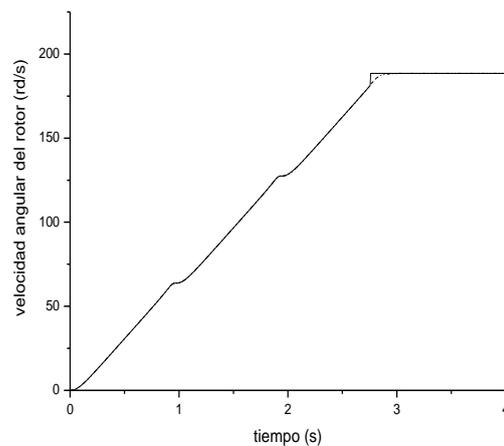


Fig. 5.18 Velocidad angular del rotor.

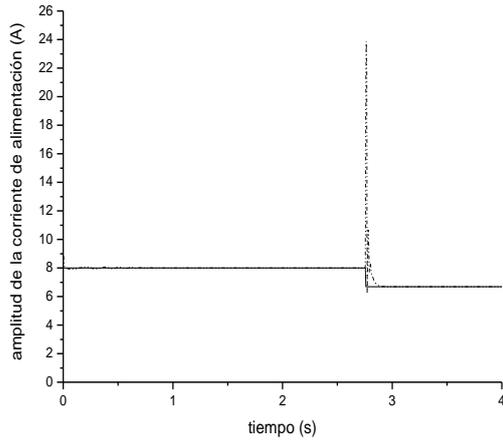


Fig. 5.19 Amplitud de la corriente de alimentación.

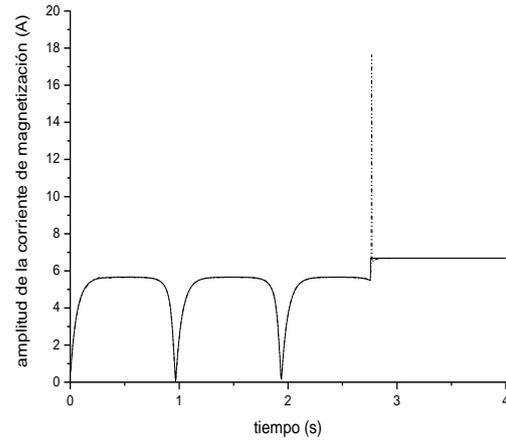


Fig. 5.20 Amplitud de la corriente de magnetización.

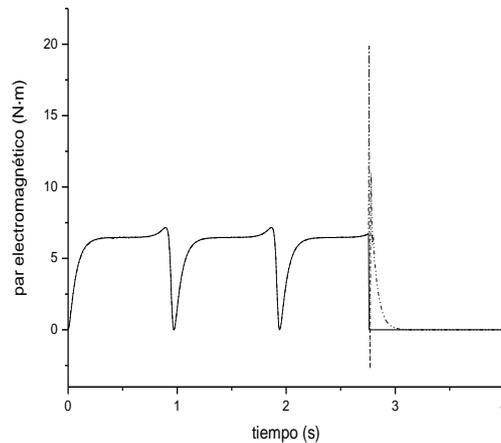


Fig. 5.21 Par electromagnético.

Sobre la base de las gráficas y los datos numéricos obtenidos como resultados de la simulación, se puede observar que:

- la duración de la segunda etapa del arranque es relativamente corta, pero siempre más larga que la obtenida aplicando el método I con el mismo valor $i_1^0 = 8A$ (constituye un poco más del 18% de la duración de la etapa frecuencial del arranque)
- los picos de las amplitudes de las corrientes de alimentación y de magnetización son mucho menores que los obtenidos aplicando el método I para finalizar el arranque, sobrepasando un poco más de 3 veces y un poco más de 2.8 veces sus valores admisibles $i_1^0 = 8A$ e $i_{0max} = 6.68A$, respectivamente.

- **Limitación de amplitud de la corriente del estator 25A.**

En esta simulación se emplean el valor límite de amplitud de la corriente del estator, que no garantiza que el material magnético del motor presente saturación.

$$i_1^0 = 25A$$

Las gráficas de las variables de interés obtenidas aplicando el control óptimo diseñado se presentan a continuación, las líneas continuas representan los cambios ideales y las líneas discontinuas representan los reales (apéndice C, programa C.1).

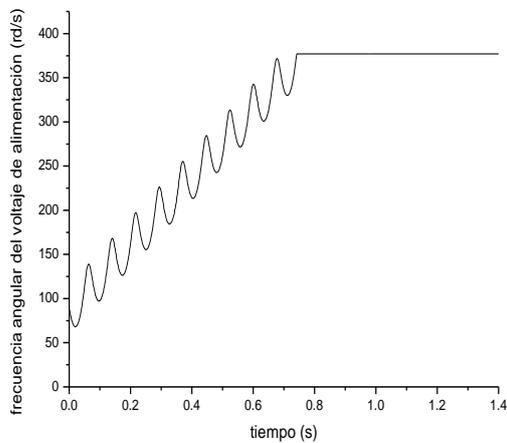


Fig. 5.22 Frecuencia angular del voltaje de alimentación.

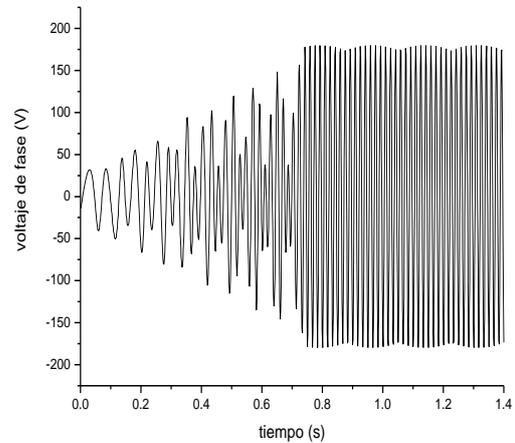


Fig. 5.24 Voltaje de fase.

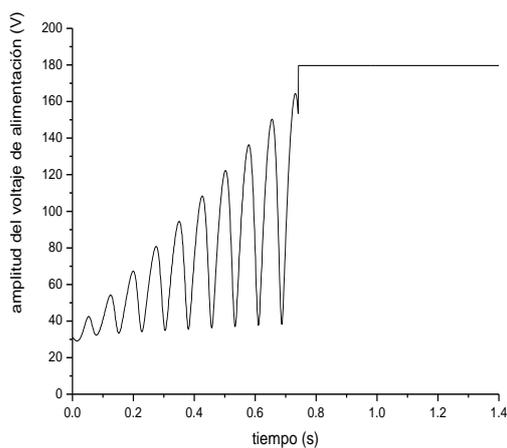


Fig. 5.23 Amplitud del voltaje de alimentación.

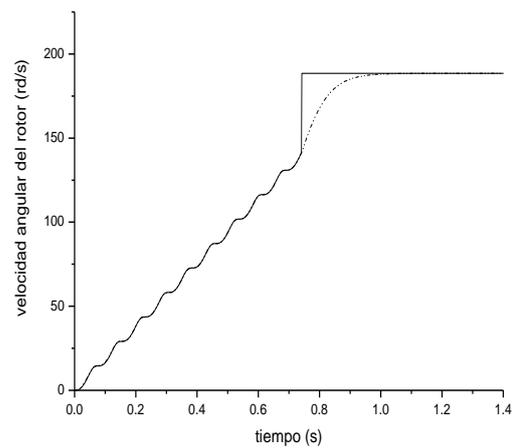


Fig. 5.25 Velocidad angular del rotor.

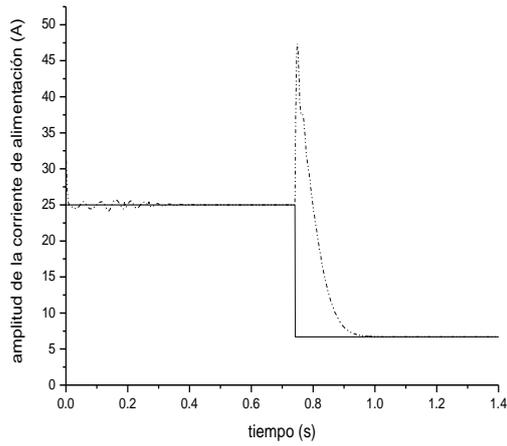


Fig. 5.26 Amplitud de la corriente de alimentación.

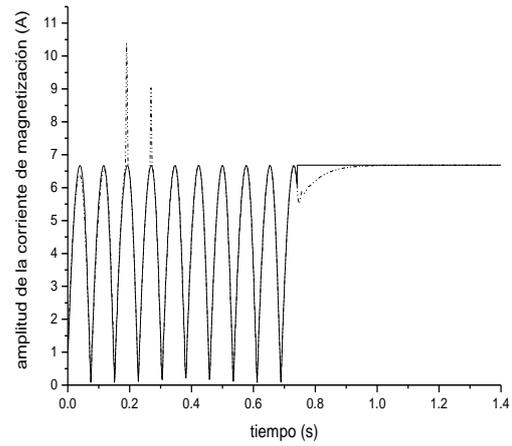


Fig. 5.27 Amplitud de la corriente de magnetización.

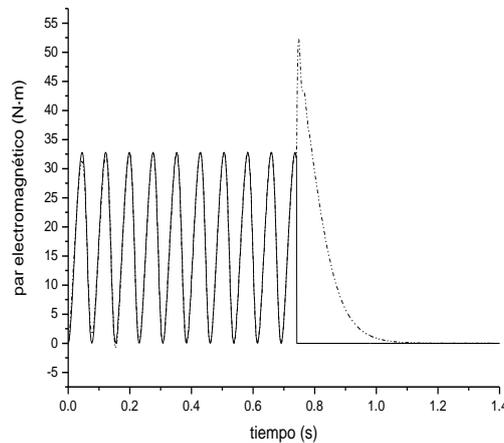


Fig. 5.28 Par electromagnético.

Se puede observar que:

- la duración de la segunda etapa del arranque es relativamente mucho más larga que cuando la limitación de la amplitud de la corriente del estator es igual a 8A aplicando el método II para finalizar el arranque, constituyendo un poco más del 80% de la duración de la etapa frecuencial de arranque (lo que se puede observar mejor en la fig. 5.28).

- el pico de la amplitud de la corriente de alimentación es mucho menor que el pico obtenido aplicando el método II para finalizar el arranque con el valor límite $i_1^0 = 8A$, sin embargo sobrepasa el valor admisible $i_1^0 = 25A$ casi 2 veces.

- no existe ningún pico en la amplitud de la corriente de magnetización provocado por el cambio brusco de la amplitud del voltaje de alimentación iniciando la segunda etapa del arranque, pero existen los picos de la amplitud de dicha corriente durante la etapa frecuencial del arranque con duración muy pequeña no sobrepasando el 58% del valor $i_{0max} = 6.68A$.

❖ Simulación empleando el método III.

- Limitación de amplitud de la corriente del estator 8A ($\Delta t = 0.3s$).

En esta simulación se emplean el valor límite de amplitud de la corriente del estator, que garantiza que el material magnético del motor no presente saturación.

$$i_1^0 = 8A$$

Las gráficas de las variables de interés obtenidas aplicando el control óptimo diseñado se presentan a continuación, las líneas continuas representan los cambios ideales y las líneas discontinuas representan los reales (apéndice C, programa C.1).

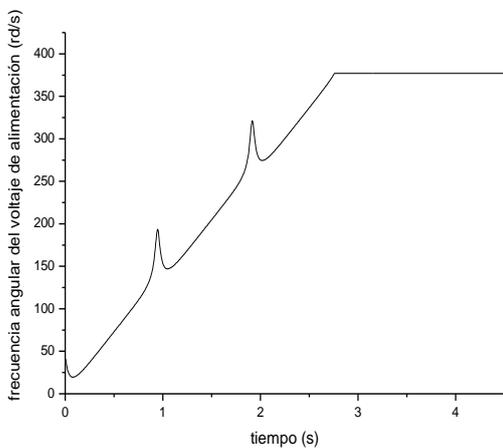


Fig. 5.29 Frecuencia angular del voltaje de alimentación.

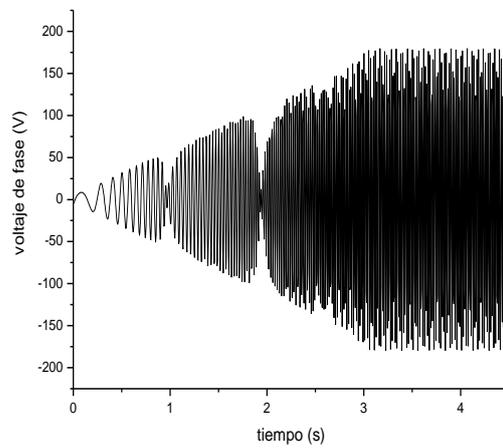


Fig. 5.31 Voltaje de fase.

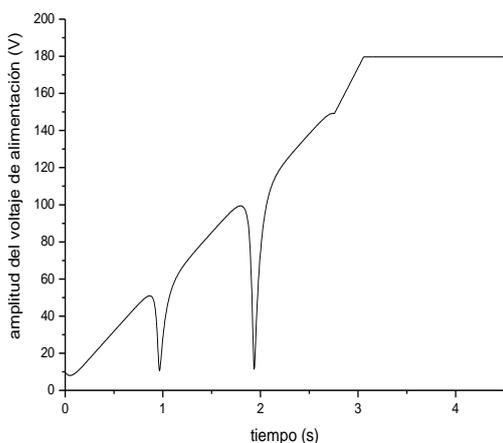


Fig. 5.30 Amplitud del voltaje de alimentación.

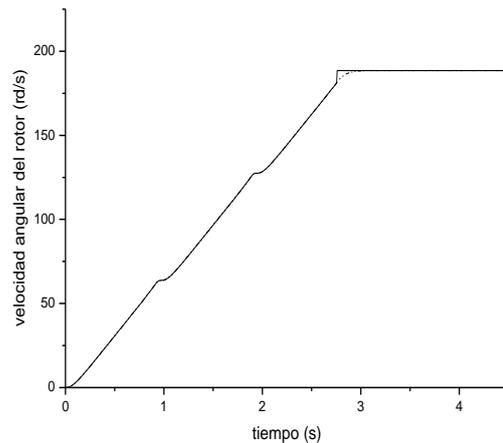


Fig. 5.32 Velocidad angular del rotor.

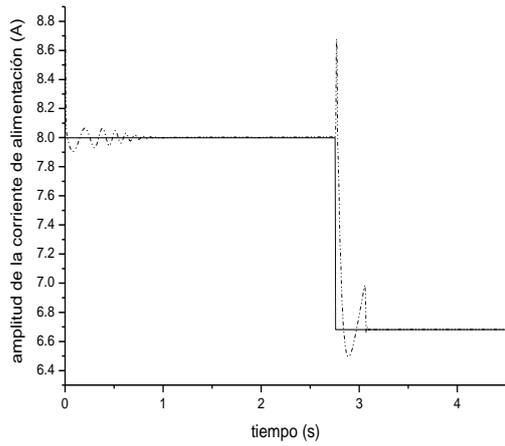


Fig. 5.33 Amplitud de la corriente de alimentación.

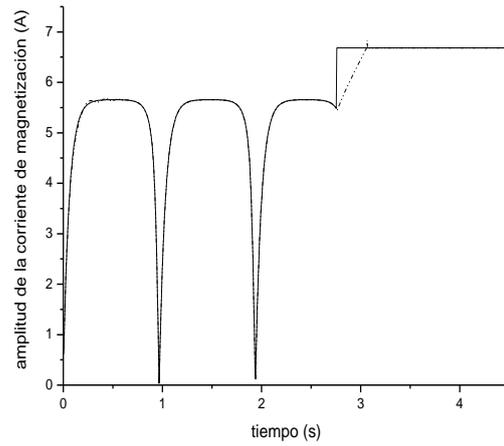


Fig. 5.34 Amplitud de la corriente de magnetización.

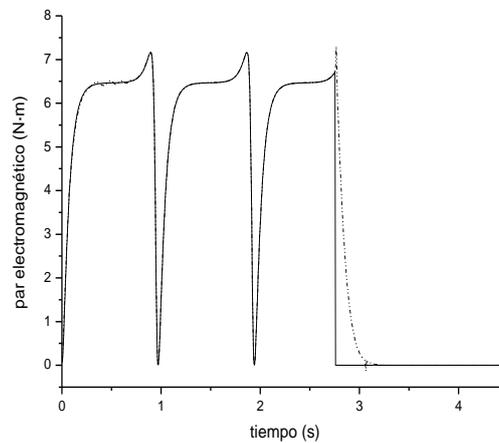


Fig. 5.35 Par electromagnético.

Se puede observar que:

- la duración de la segunda etapa del arranque es relativamente más larga que la obtenida aplicando los métodos I y II con el mismo valor límite de la amplitud de la corriente del estator $i_1^0 = 8A$ (constituye un poco más del 20% de duración de la etapa frecuencial del arranque).
- el pico de la amplitud de la corriente de alimentación es relativamente pequeño sobrepasando el valor admisible $i_1^0 = 8A$ cerca del 9%.
- el pico de la amplitud de la corriente de magnetización es también muy pequeño sobrepasando su valor admisible $i_{0max} = 6.68A$ para el cual todavía no sucede la saturación del material magnético del motor, cerca del 3%.

- **Limitación de amplitud de la corriente del estator 25A ($\Delta t = 0.2s$).**

En esta simulación se emplean el valor límite de amplitud de la corriente del estator, que no garantiza que el material magnético del motor presente saturación.

$$i_1^0 = 25A$$

Las gráficas de las variables de interés obtenidas aplicando el control óptimo diseñado se presentan a continuación, las líneas continuas representan los cambios ideales y las líneas discontinuas representan los reales (apéndice C, programa C.1).

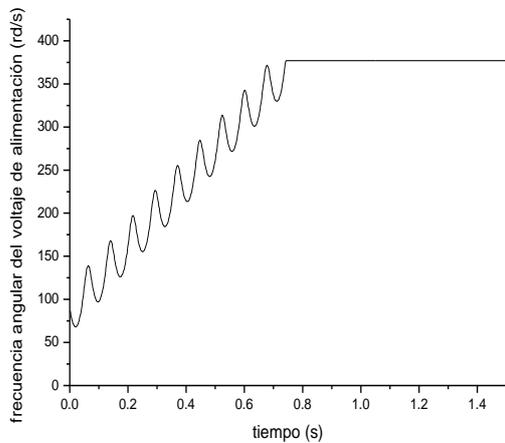


Fig. 5.36 Frecuencia angular del voltaje de alimentación.

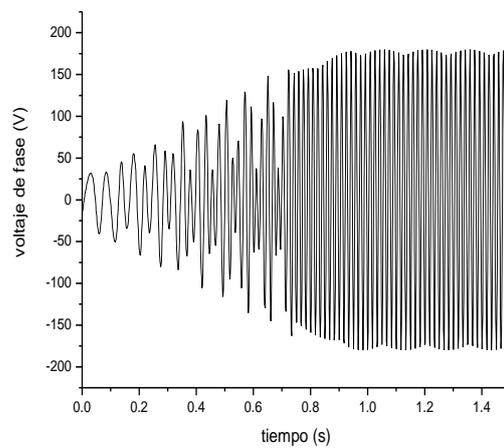


Fig. 5.38 Voltaje de fase.

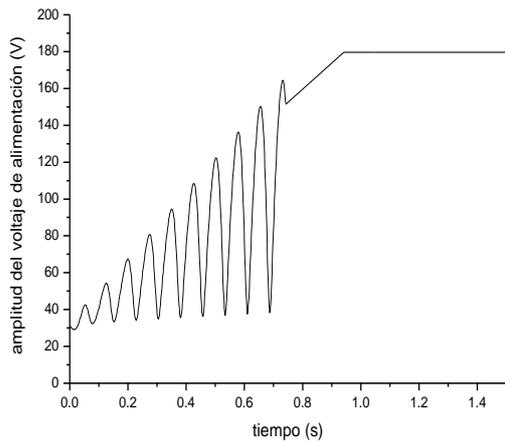


Fig. 5.37 Amplitud del voltaje de alimentación.

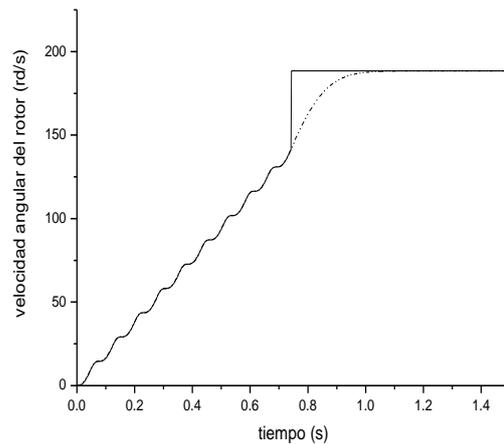


Fig. 5.39 Velocidad angular del rotor.

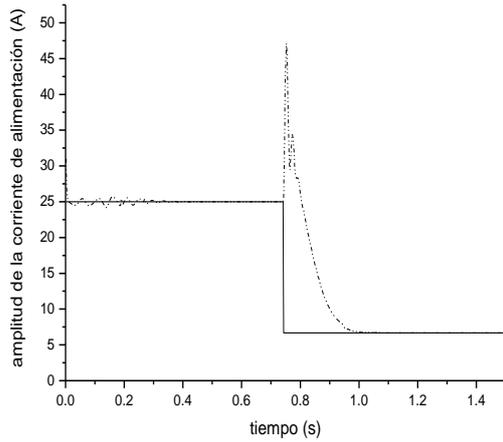


Fig. 5.40 Amplitud de la corriente de alimentación.

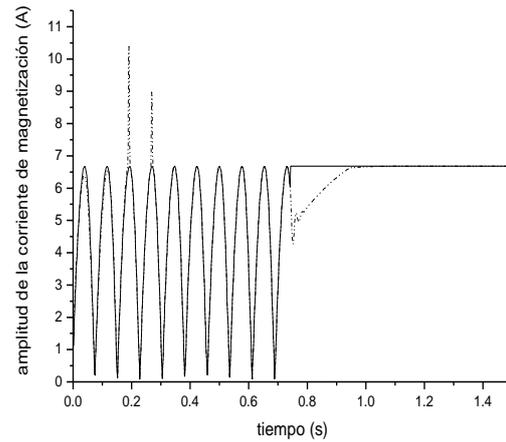


Fig. 5.41 Amplitud de la corriente de magnetización.

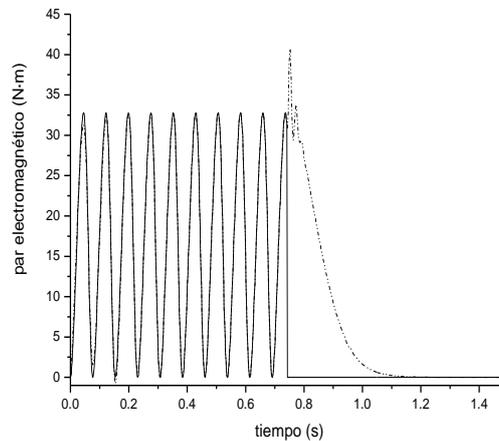


Fig. 5.42 Par electromagnético.

Se puede observar que:

- la duración de la segunda etapa del arranque es relativamente más larga que la obtenida con los métodos I y II realizados con el mismo valor límite de la amplitud de la corriente de alimentación $i_1^0 = 25A$, constituyendo cerca del 87% del tiempo de la duración de la etapa frecuencial del arranque.
- el pico de la amplitud de la corriente de alimentación es bastante grande sobrepasando el valor admisible $i_1^0 = 25A$ cerca del 90%.
- no existe ningún pico de la amplitud de la corriente de magnetización provocado por el cambio lineal de la amplitud del voltaje de alimentación iniciando la segunda etapa del arranque, pero existen los picos de la amplitud de dicha corriente durante la etapa frecuencial del arranque con una duración muy pequeña, la cual no sobrepasa el 57% del valor admisible $i_{o\max} = 6.68A$ con el cual todavía no sucede la saturación del material magnético del motor.

❖ **Simulación empleando el método IV.**

En esta simulación el valor límite de amplitud de la corriente del estator se obtuvo empleando el algoritmo híbrido de optimización paramétrica (que sirve para solucionar el problema de doble valor a la frontera y simultáneamente determinar el valor de i_1^0 adecuado) (apéndice C, programa C.3) y, con dicho límite obtenemos al término de la primera etapa (etapa frecuencial) los valores nominales o cercanos a los nominales de la amplitud y frecuencia del voltaje de alimentación.

Para este motor se obtuvieron las siguientes condiciones iniciales de las variables conjugadas y el valor límite de amplitud de la corriente del estator, las cuales se muestran a continuación.

$$V_1(0) = 4553.630232825213$$

$$V_2(0) = 7756.549591757675$$

$$V_3(0) = 388.9768729711959$$

$$i_1^0 = 9.267529904180803$$

Las gráficas de las variables de interés obtenidas aplicando el control óptimo diseñado se presentan a continuación, las líneas continuas representan los cambios ideales y las líneas discontinuas representan los reales (apéndice C, programa C.1).

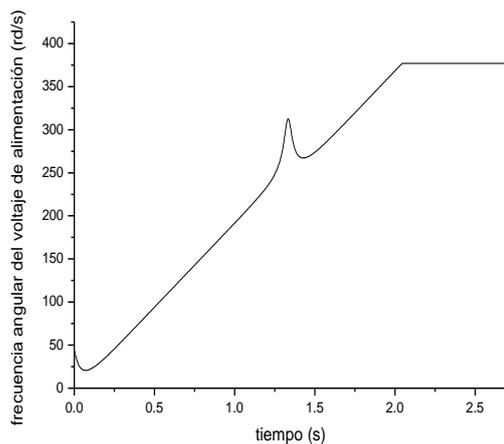


Fig. 5.43 Frecuencia angular del voltaje de alimentación.

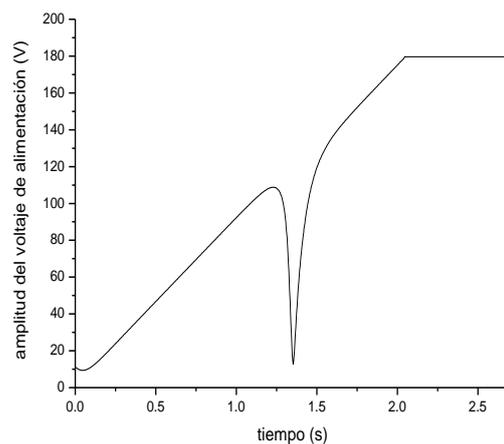


Fig. 5.44 Amplitud del voltaje de alimentación.

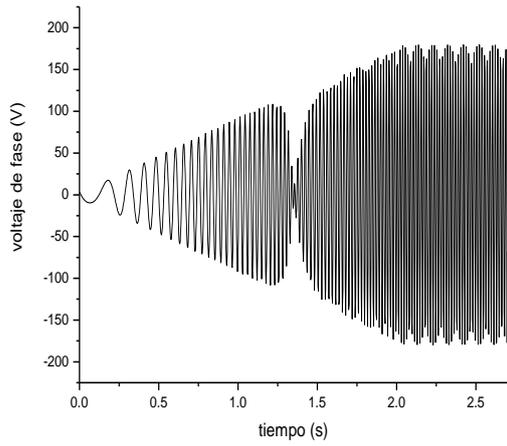


Fig. 5.45 Voltaje de fase.

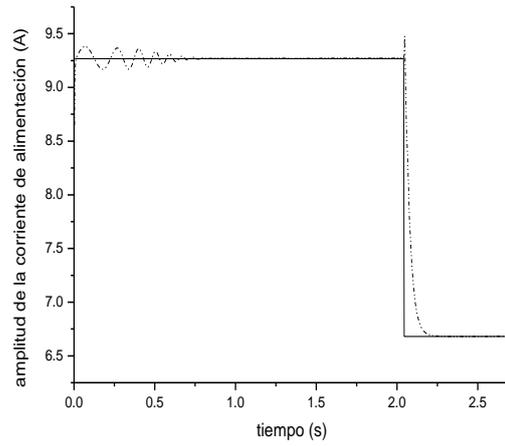


Fig. 5.47 Amplitud de la corriente de alimentación.

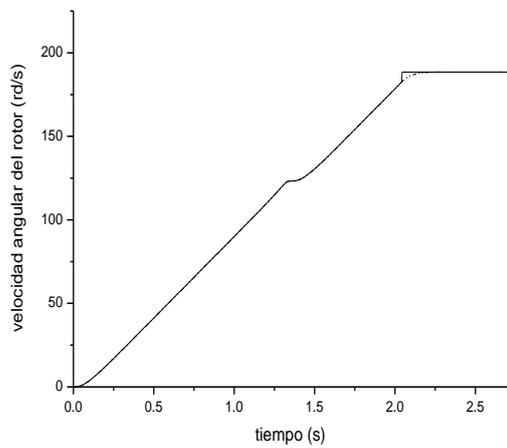


Fig. 5.46 Velocidad angular del rotor.

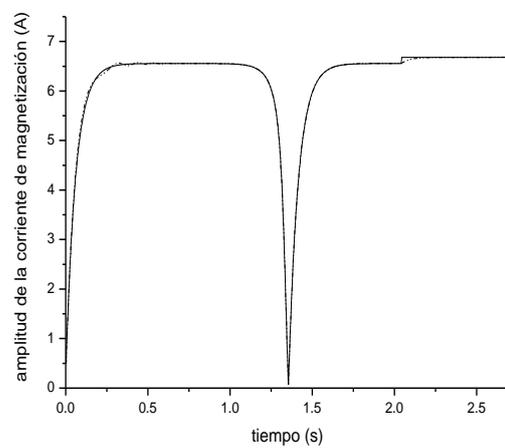


Fig. 5.48 Amplitud de la corriente de magnetización.

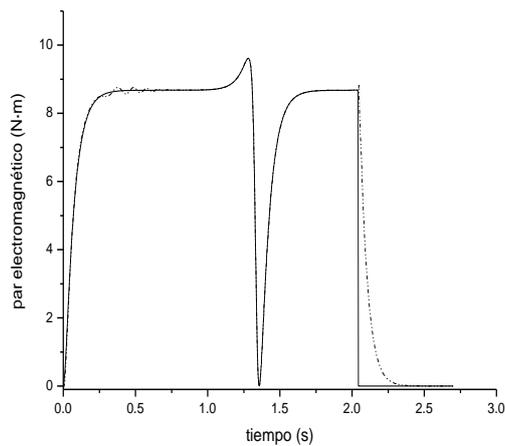


Fig. 5.49 Par electromagnético.

Se puede observar que:

- la duración de la segunda etapa del arranque es relativamente corta y constituye cerca del 23% del tiempo de duración de la etapa frecuencial del arranque.
- el pico de la amplitud de la corriente de alimentación es muy pequeño y no sobrepasa el 3% del valor admisible $i_1^0 = 9.27A$ calculado para aplicar el método IV para finalizar el arranque.
- no existe ningún pico en la amplitud de la corriente de magnetización tanto iniciando la segunda etapa del arranque como durante la etapa frecuencial de este.

➤ Simulaciones del arranque del motor de 500 hp.

Ya que se emplea el principio de máximo de Pontryagin para el diseño del control óptimo en tiempo, se necesita conocer las condiciones iniciales de las variables conjugadas que se obtienen de la solución del problema de doble valor a la frontera (utilizando el algoritmo híbrido de optimización paramétrica) (apéndice C, programa C.2), estas condiciones iniciales se emplean en los tres primeros métodos y son las siguientes.

Para la limitación de amplitud de la corriente del estator de 30 A ($i_1^0 < i_{1,1}^0$).

$$V_1(0) = 240.9999999999655$$

$$V_2(0) = 818.9969336121254$$

$$V_3(0) = 136.9189567450513$$

Para la limitación de amplitud de la corriente del estator de 150 A ($i_1^0 > i_{1,1}^0$).

$$V_1(0) = 26.875$$

$$V_2(0) = 60.5$$

$$V_3(0) = 5$$

❖ Simulación empleando el método I.

- Limitación de amplitud de la corriente del estator 30A.

En esta simulación se emplean el valor límite de amplitud de la corriente del estator, que garantiza que el material magnético del motor no presente saturación.

$$i_1^0 = 30A$$

Las gráficas de las variables de interés obtenidas aplicando el control óptimo diseñado se presentan a continuación, las líneas continuas representan los cambios ideales y las líneas discontinuas representan los reales (apéndice C, programa C.1).

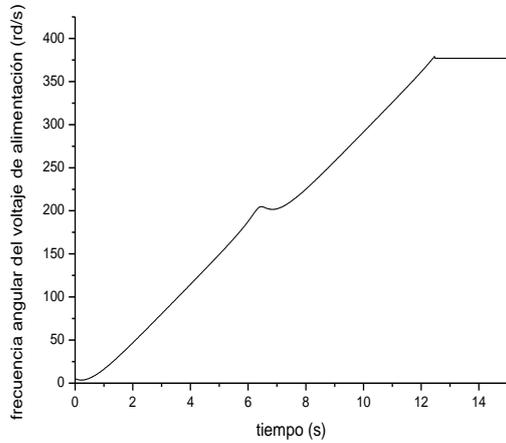


Fig. 5.50 Frecuencia angular del voltaje de alimentación.

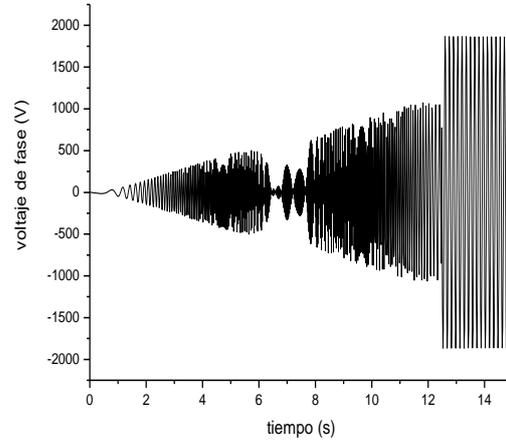


Fig. 5.52 Voltaje de fase.

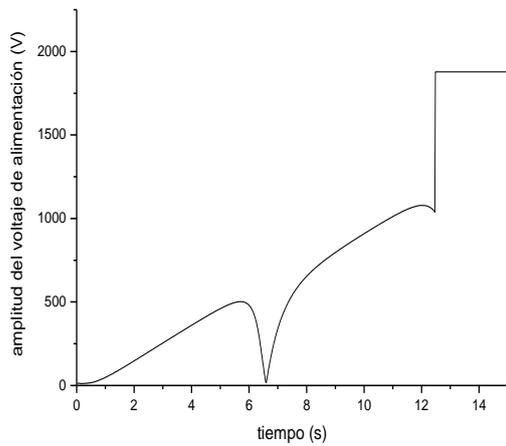


Fig. 5.51 Amplitud del voltaje de alimentación.

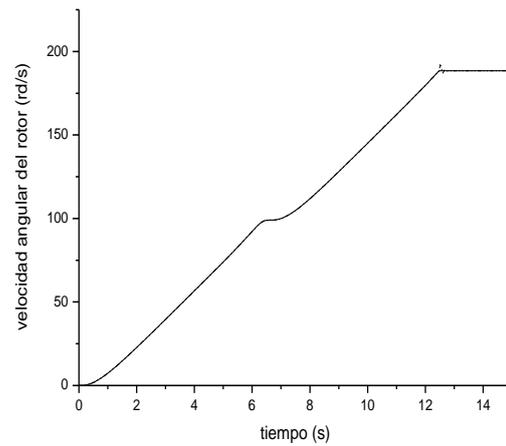


Fig. 5.53 Velocidad angular del rotor.

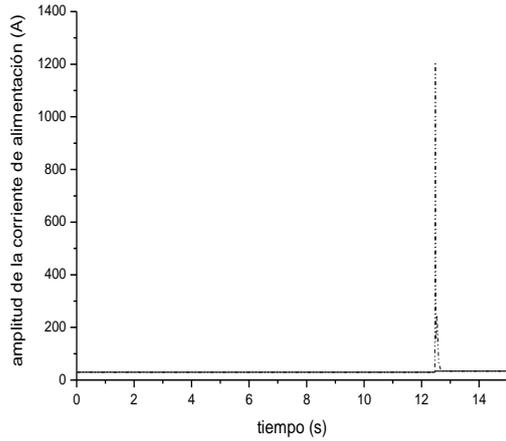


Fig. 5.54 Amplitud de la corriente de alimentación.

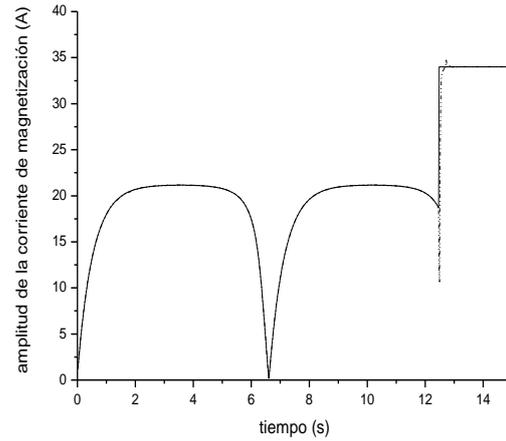


Fig. 5.55 Amplitud de la corriente de magnetización.

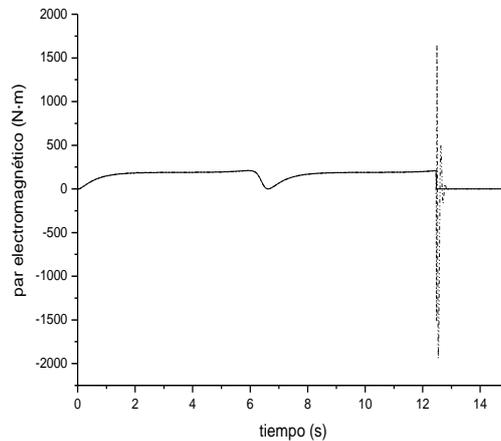


Fig. 5.56 Par electromagnético.

Sobre la base de los resultados gráficos y numéricos de la simulación, se puede observar que:

- la duración de la segunda etapa del arranque es relativamente corta y constituye un poco más del 5% del tiempo de duración de la etapa frecuencial del arranque (lo que se puede observar mejor en las variaciones del par electromagnético del motor (fig. 5.56)).
- el pico de la amplitud de la corriente de alimentación provocado por los cambios bruscos de la frecuencia y de la amplitud del voltaje de alimentación, es muy grande sobrepasando más de 52 veces su valor admisible $i_1^0 = 30A$.
- el pico en la amplitud de la corriente de magnetización es bastante pequeño no sobrepasando el 3% de su valor admisible, con el cual no ocurre la saturación del material magnético del motor $i_{o\max} = 34A$.

- **Limitación de amplitud de la corriente del estator 150A.**

En esta simulación se emplean el valor límite de amplitud de la corriente del estator, que no garantiza que el material magnético del motor presente saturación.

$$i_1^0 = 150A$$

Las gráficas de las variables de interés obtenidas aplicando el control óptimo diseñado se presentan a continuación, las líneas continuas representan los cambios ideales y las líneas discontinuas representan los reales (apéndice C, programa C.1).

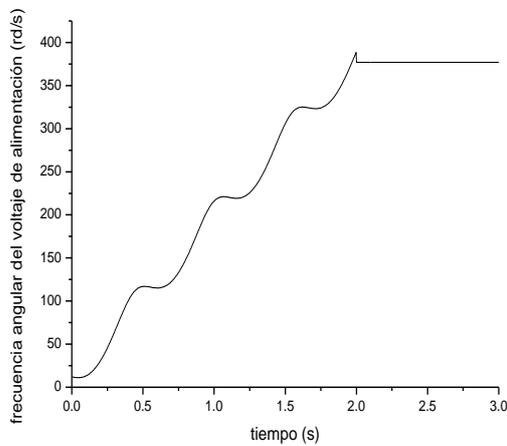


Fig. 5.57 Frecuencia angular del voltaje de alimentación.

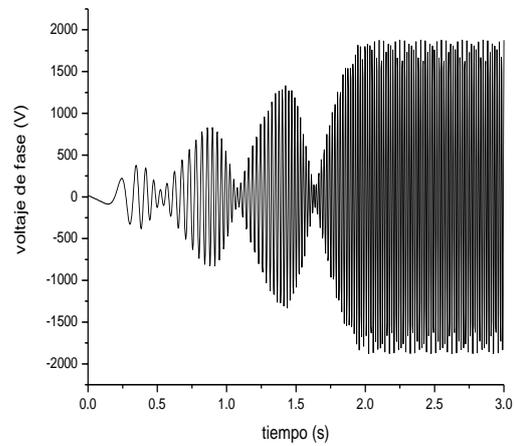


Fig. 5.59 Voltaje de fase.

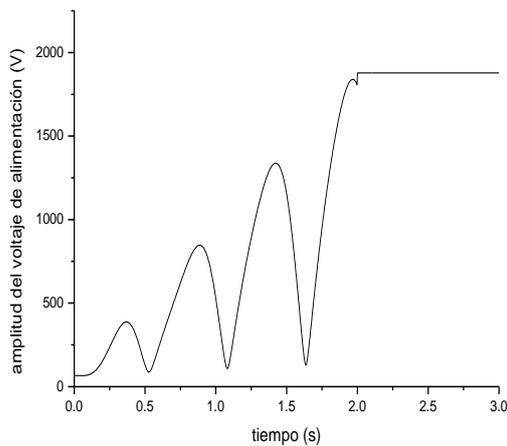


Fig. 5.58 Amplitud del voltaje de alimentación.

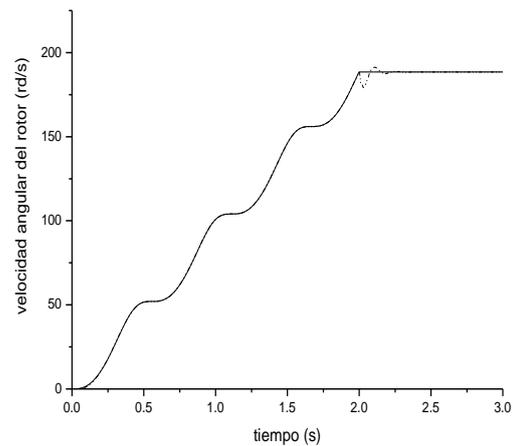


Fig. 5.60 Velocidad angular del rotor.

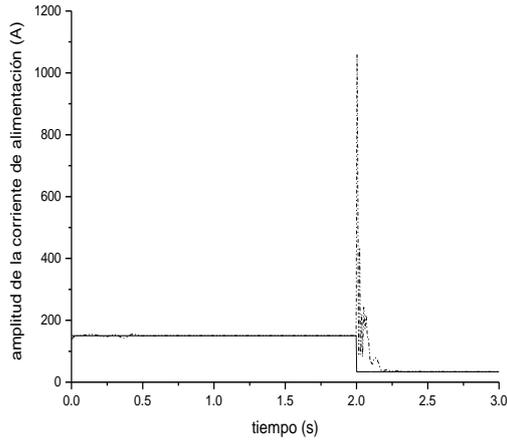


Fig. 5.61 Amplitud de la corriente de alimentación.

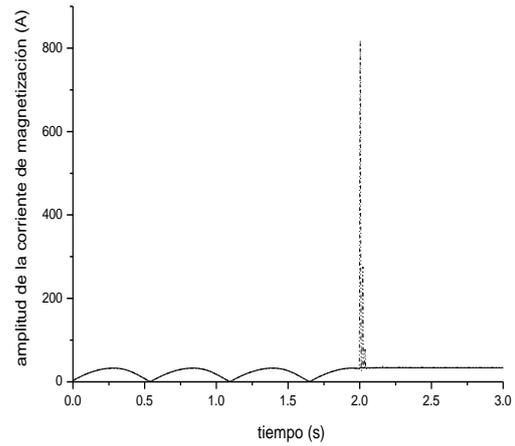


Fig. 5.62 Amplitud de la corriente de magnetización.

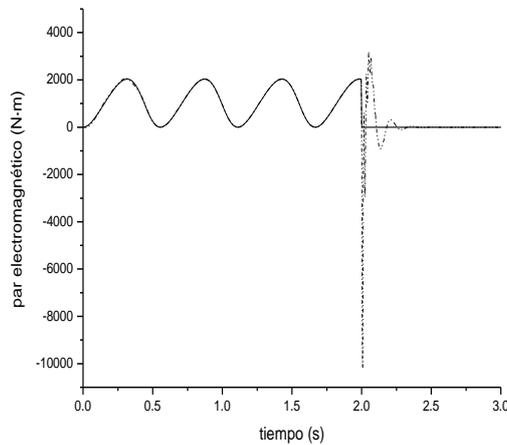


Fig. 5.63 Par electromagnético.

Se puede observar que:

- la duración de la segunda etapa del arranque es relativamente más larga que cuando la limitación de la amplitud de la corriente del estator es igual a 30A y constituye un poco más del 35% de duración de la etapa frecuencial del arranque (lo que se puede observar mejor en la fig. 5.63).
- el pico de la amplitud de la corriente de alimentación sobrepasa más de 7 veces su valor admisible de 150A.
- el pico en la amplitud de la corriente de magnetización sobrepasa más que 24 veces su valor límite, con el no sucede la saturación del material magnético del motor $i_{0\max} = 34A$.

❖ Simulación empleando el método II.

- Limitación de amplitud de la corriente del estator 30A.

En esta simulación se emplean el valor límite de amplitud de la corriente del estator, que garantiza que el material magnético del motor no presente saturación.

$$i_1^0 = 30A$$

Las gráficas de las variables de interés obtenidas aplicando el control óptimo diseñado se presentan a continuación, las líneas continuas representan los cambios ideales y las líneas discontinuas representan los reales (apéndice C, programa C.1).

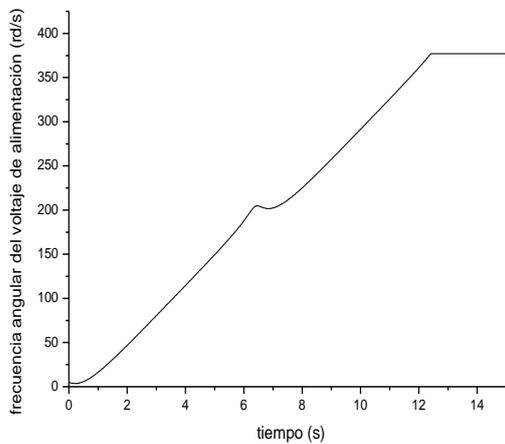


Fig. 5.64 Frecuencia angular del voltaje de alimentación.

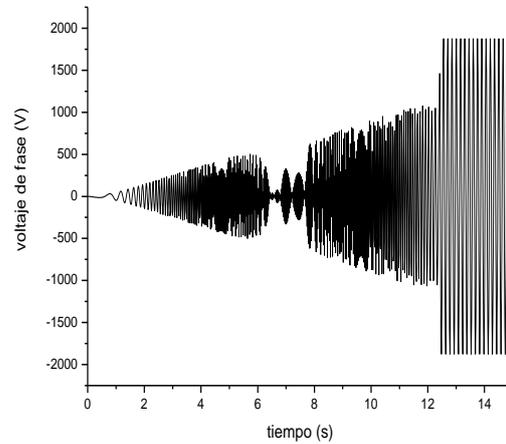


Fig. 5.66 Voltaje de fase.

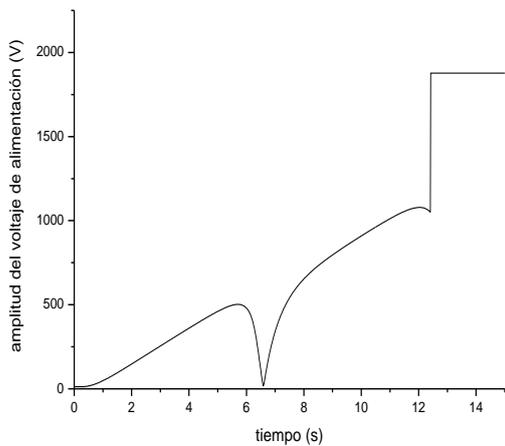


Fig. 5.65 Amplitud del voltaje de alimentación.

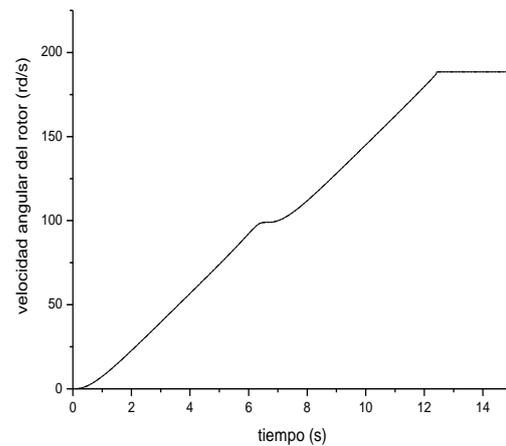


Fig. 5.67 Velocidad angular del rotor.

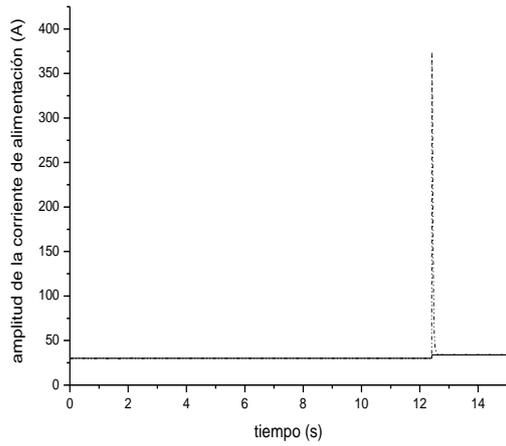


Fig. 5.68 Amplitud de la corriente de alimentación.

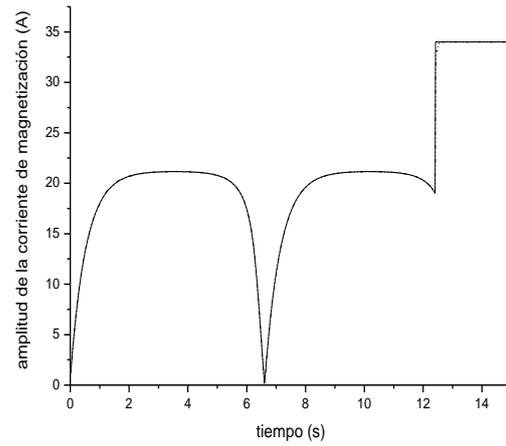


Fig. 5.69 Amplitud de la corriente de magnetización.

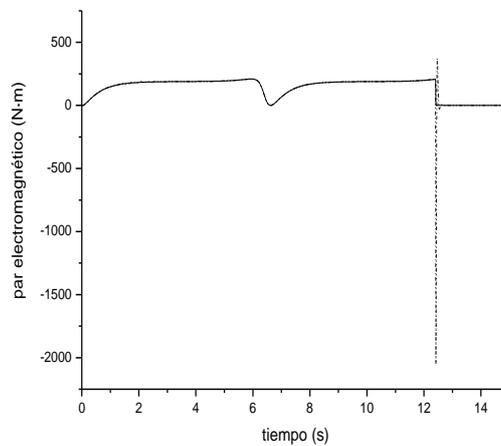


Fig. 5.70 Par electromagnético.

Sobre la base de las gráficas y los datos numéricos obtenidos como resultados de la simulación, se puede observar que:

- la duración de la segunda etapa del arranque es relativamente más corta que la obtenida aplicando el método I con el mismo valor $i_1^0 = 30A$ (constituye un poco más del 3% de duración de la etapa frecuencial del arranque)
- el pico de la amplitud de la corriente de alimentación es mucho menor que el obtenido aplicando el método I para finalizar el arranque, sobrepasando un poco más de 18 veces su valor admisible $i_1^0 = 30A$
- el valor de la amplitud de la corriente de magnetización se mantiene durante todo el tiempo del arranque por debajo de su valor admisible $i_{0max} = 34A$, para el cual no sucede todavía la saturación del material magnético del motor.

- **Limitación de amplitud de la corriente del estator 150A.**

En esta simulación se emplean el valor límite de amplitud de la corriente del estator, que no garantiza que el material magnético del motor presente saturación.

$$i_1^0 = 150A$$

Las gráficas de las variables de interés obtenidas aplicando el control óptimo diseñado se presentan a continuación, las líneas continuas representan los cambios ideales y las líneas discontinuas representan los reales (apéndice C, programa C.1).

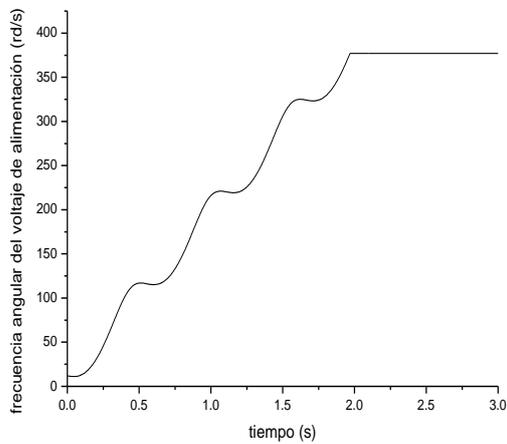


Fig. 5.71 Frecuencia angular del voltaje de alimentación.

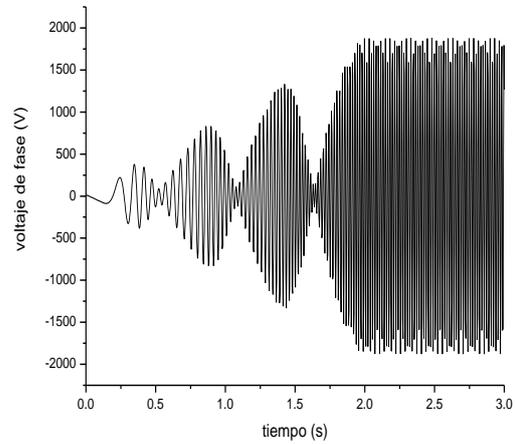


Fig. 5.73 Voltaje de fase.

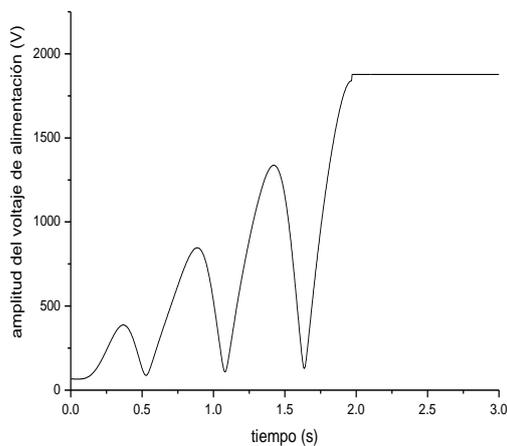


Fig. 5.72 Amplitud del voltaje de alimentación.

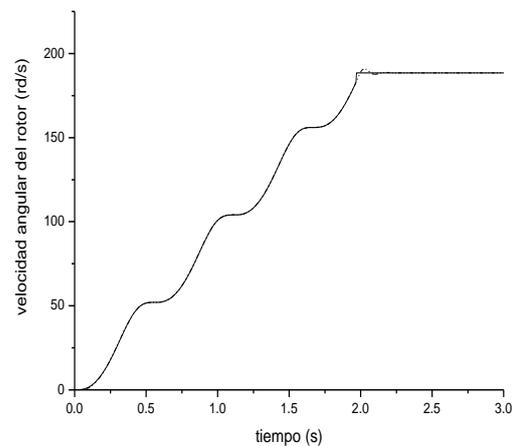


Fig. 5.74 Velocidad angular del rotor.

❖ Simulación empleando el método III.

- Limitación de amplitud de la corriente del estator 30A ($\Delta t = 5s$).

En esta simulación se emplean el valor límite de amplitud de la corriente del estator, que garantiza que el material magnético del motor no presente saturación.

$$i_1^0 = 30A$$

Las gráficas de las variables de interés obtenidas aplicando el control óptimo diseñado se presentan a continuación, las líneas continuas representan los cambios ideales y las líneas discontinuas representan los reales (apéndice C, programa C.1).

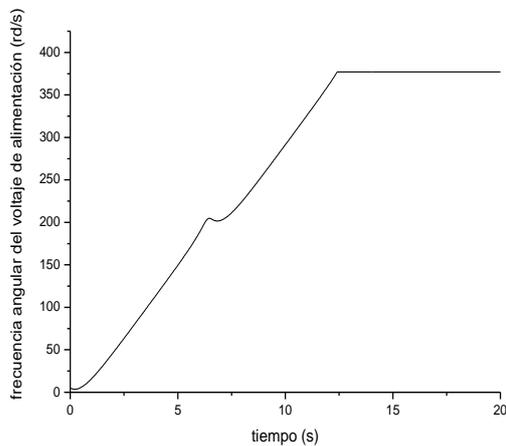


Fig. 5.78 Frecuencia angular del voltaje de alimentación.

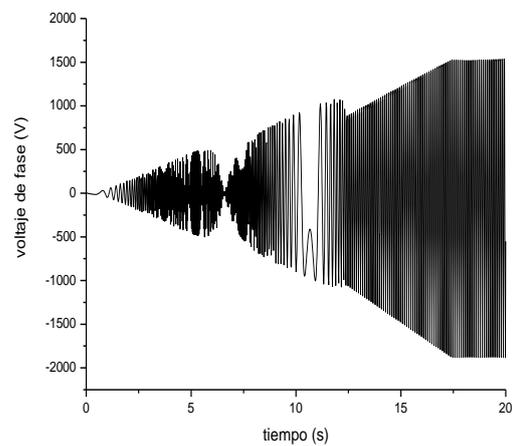


Fig. 5.80 Voltaje de fase.

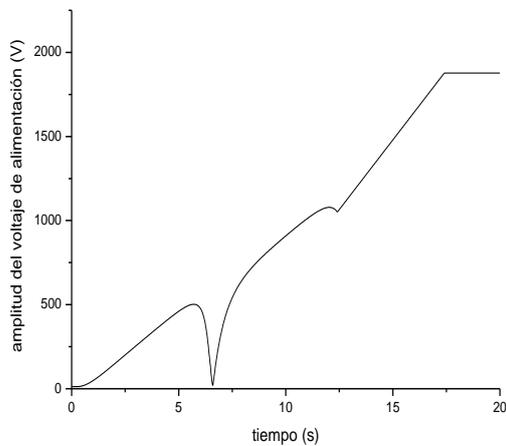


Fig. 5.79 Amplitud del voltaje de alimentación.

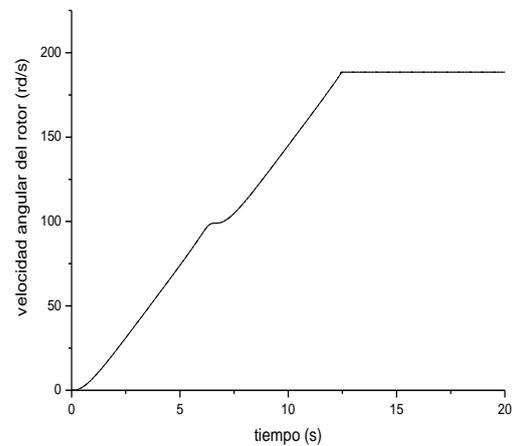


Fig. 5.81 Velocidad angular del rotor.

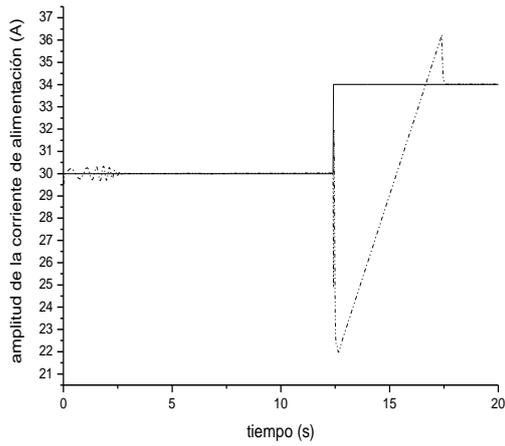


Fig. 5.82 Amplitud de la corriente de alimentación.

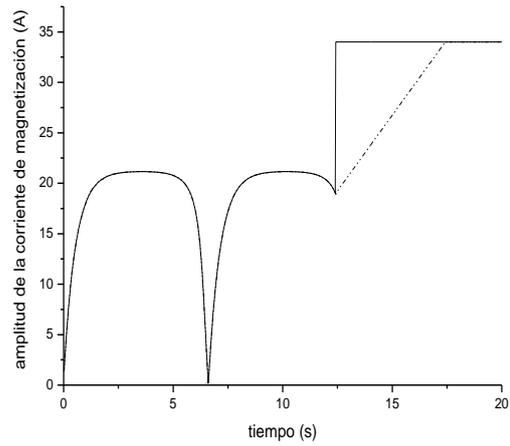


Fig. 5.83 Amplitud de la corriente de magnetización.

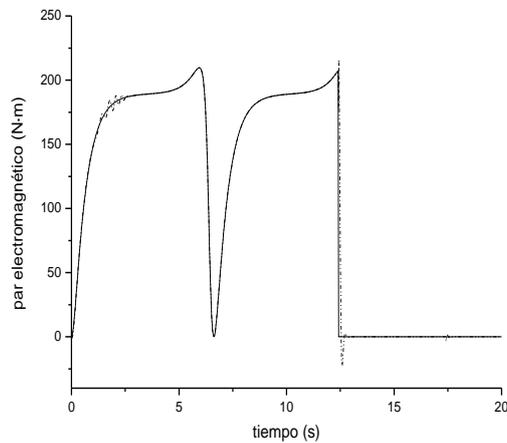


Fig. 5.84 Par electromagnético.

Sobre la base de las gráficas y los datos numéricos obtenidos como resultados de la simulación, se puede observar que:

- la duración de la segunda etapa del arranque es relativamente corta no sobrepasando el 4% de la duración de la etapa frecuencial de arranque.
- el pico de la amplitud de la corriente de alimentación es relativamente pequeño, sobrepasando un poco más del 20% de su valor admisible $i_1^0 = 30A$.
- el pico de la amplitud de la corriente de magnetización no existe.

- Limitación de amplitud de la corriente del estator 150A ($\Delta t= 1s$).

En esta simulación se emplean el valor límite de amplitud de la corriente del estator, que no garantiza que el material magnético del motor presente saturación.

$$i_1^0 = 150A$$

Las gráficas de las variables de interés obtenidas aplicando el control óptimo diseñado se presentan a continuación, las líneas continuas representan los cambios ideales y las líneas discontinuas representan los reales (apéndice C, programa C.1).

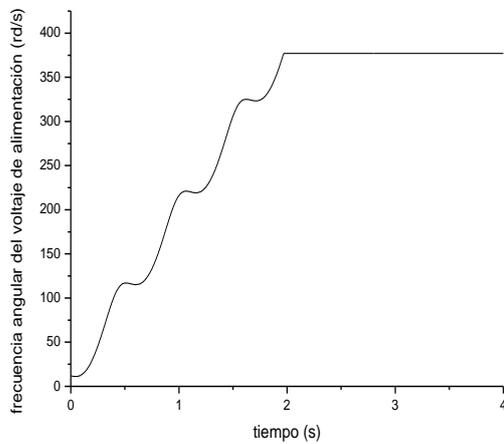


Fig. 5.85 Frecuencia angular del voltaje de alimentación.

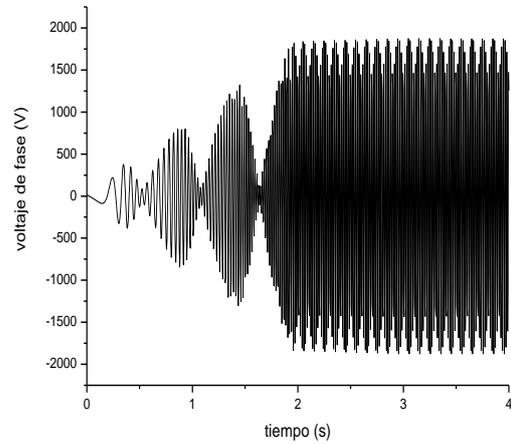


Fig. 5.87 Voltaje de fase.

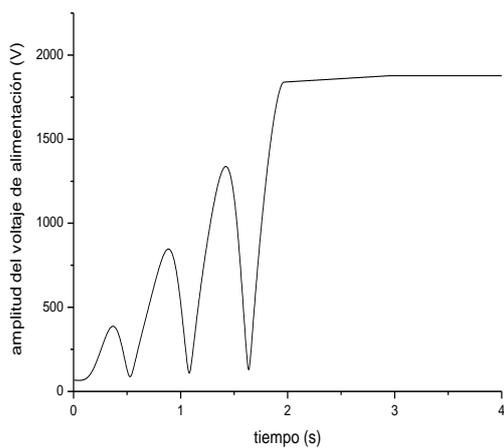


Fig. 5.86 Amplitud del voltaje de alimentación.

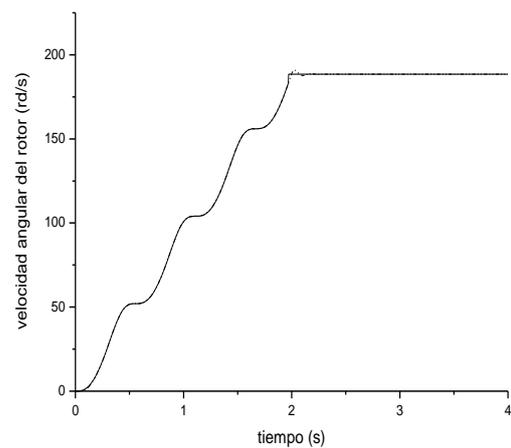


Fig. 5.88 Velocidad angular del rotor.

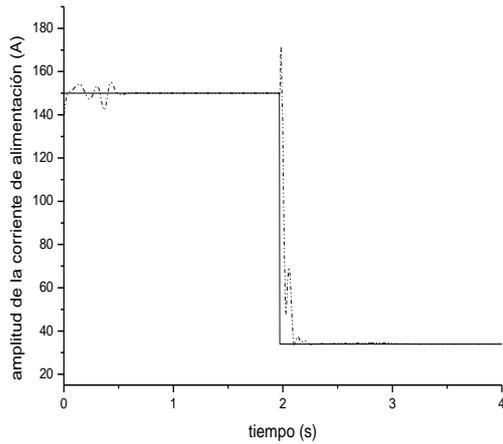


Fig. 5.89 Amplitud de la corriente de alimentación.

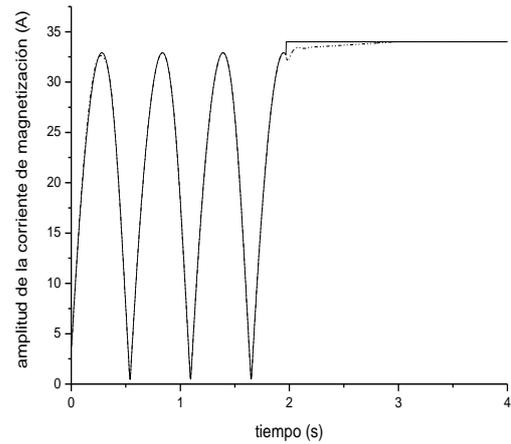


Fig. 5.90 Amplitud de la corriente de magnetización.

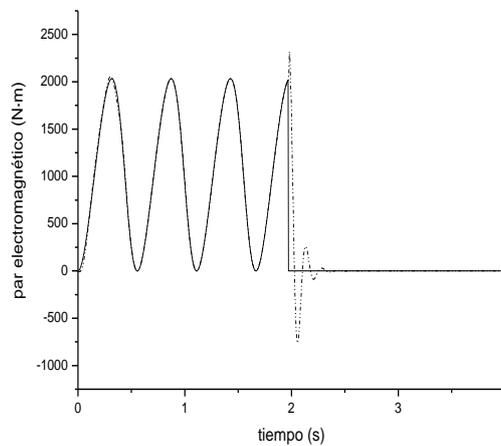


Fig. 5.91 Par electromagnético.

Sobre la base de las gráficas y los datos numéricos obtenidos como resultados de la simulación, se puede observar que:

- la duración de la segunda etapa del arranque es relativamente larga que la obtenida aplicando el método II para finalizar el arranque con el mismo valor límite de la amplitud de la corriente de alimentación $i_1^0 = 150A$ y constituye un poco más del 31% de la duración de la etapa frecuencial de arranque.
- el pico de la amplitud de la corriente de alimentación es relativamente pequeño sobrepasando un poco más del 15% de su valor admisible $i_1^0 = 150A$.
- el pico de la amplitud de la corriente de magnetización no existe.

❖ Simulación empleando el método IV.

En esta simulación el valor límite de amplitud de la corriente del estator se obtuvo empleando el algoritmo híbrido de optimización paramétrica (que sirve para solucionar el problema de doble valor a la frontera y simultáneamente determinar el valor de i_1^0 adecuado) (apéndice C, programa C.3) y, con dicho límite obtenemos al término de la primera etapa (etapa frecuencial) los valores nominales o cercanos a los nominales de la amplitud y frecuencia del voltaje de alimentación.

Para este motor se obtuvieron las siguientes condiciones iniciales de las variables conjugadas y el valor límite de amplitud de la corriente del estator, las cuales se muestran a continuación.

$$V_1(0) = 101.5469361305797$$

$$V_2(0) = -274.0195465087891$$

$$V_3(0) = 22.000744283198410$$

$$i_1^0 = 130.1737083194077$$

Las gráficas de las variables de interés obtenidas aplicando el control óptimo diseñado se presentan a continuación, las líneas continuas representan los cambios ideales y las líneas discontinuas representan los reales (apéndice C, programa C.1).

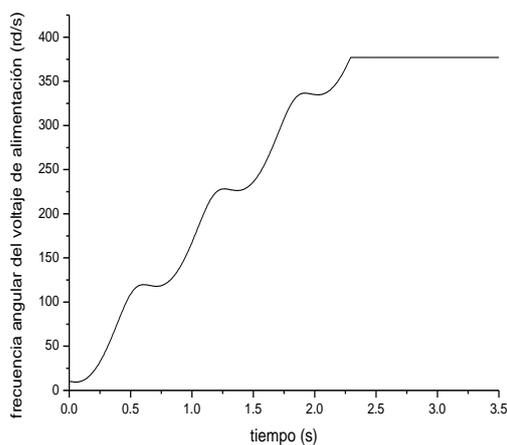


Fig. 5.92 Frecuencia angular del voltaje de alimentación.

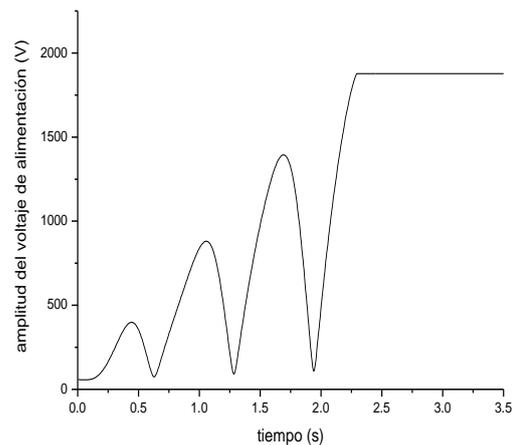


Fig. 5.93 Amplitud del voltaje de alimentación.

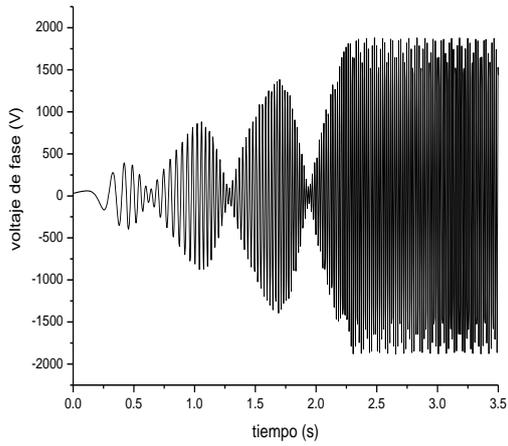


Fig. 5.94 Voltaje de fase.

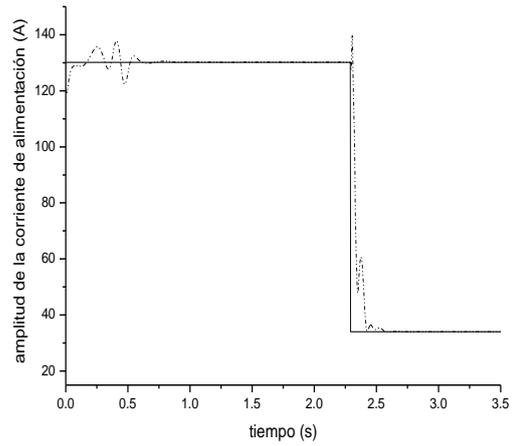


Fig. 5.96 Amplitud de la corriente de alimentación.

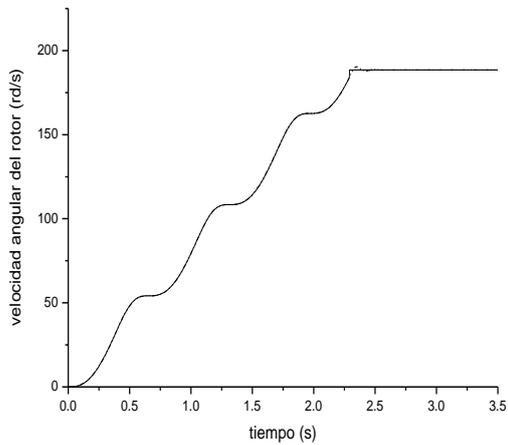


Fig. 5.95 Velocidad angular del rotor.

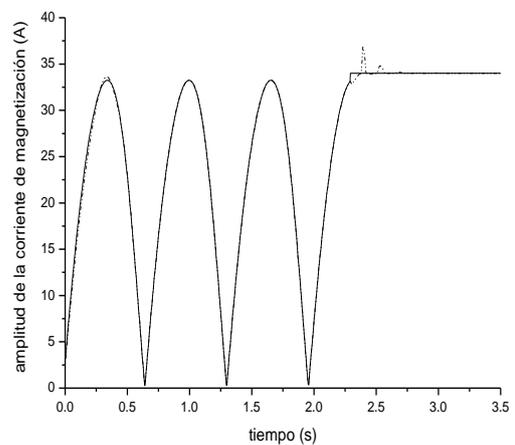


Fig. 5.97 Amplitud de la corriente de magnetización.

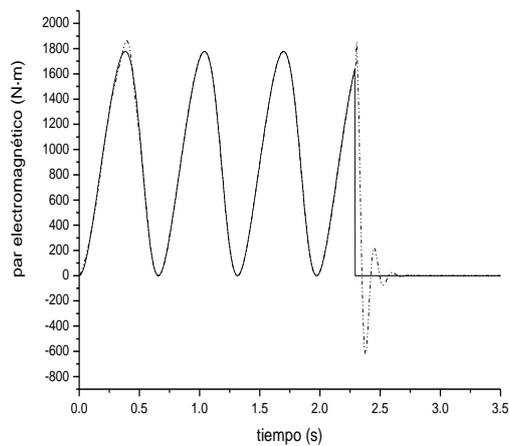


Fig. 5.98 Par electromagnético.

Sobre la base de las gráficas y los datos numéricos obtenidos como resultados de la simulación, se puede observar que:

- la duración de la segunda etapa del arranque es relativamente más corta que la obtenida aplicando los métodos I, II y III con el valor límite de la amplitud de la corriente de estator $i_1^0 = 150A$ y constituye un poco más del 26% de la duración de la etapa frecuencial del arranque.
- el pico de la amplitud de la corriente de alimentación es relativamente pequeño sobrepasando un poco más del 7.6% de su valor admisible $i_1^0 = 130.17A$.
- el pico de la amplitud de la corriente de magnetización es relativamente pequeño sobrepasando un poco más del 8.4% del valor admisible $i_{0max} = 34A$ con el cual no sucede todavía la saturación del material magnético del motor.

➤ Simulaciones del arranque del motor de 2250 hp.

Ya que se emplea el principio de máximo de Pontryagin para el diseño del control óptimo en tiempo, se necesita conocer las condiciones iniciales de las variables conjugadas que se obtienen de la solución del problema de doble valor a la frontera (utilizando el algoritmo híbrido de optimización paramétrica) (apéndice C, programa C.2), estas condiciones iniciales se emplean en los tres primeros métodos y son las siguientes.

Para la limitación de amplitud de la corriente del estator de 150A ($i_1^0 < i_{1,1}^0$).

$$V_1(0) = -378.0493164253933$$

$$V_2(0) = 126.8339843445834$$

$$V_3(0) = 35.99926713747863$$

Para la limitación de amplitud de la corriente del estator de 300A ($i_1^0 > i_{1,1}^0$).

$$V_1(0) = 185.9999865194306$$

$$V_2(0) = 197.00$$

$$V_3(0) = 14.93326953406643$$

❖ Simulación empleando el método I.

- **Limitación de amplitud de la corriente del estator 150A.**

En esta simulación se emplean el valor límite de amplitud de la corriente del estator, que garantiza que el material magnético del motor no presente saturación.

$$i_1^0 = 150A$$

Las gráficas de las variables de interés obtenidas aplicando el control óptimo diseñado se presentan a continuación, las líneas continuas representan los cambios ideales y las líneas discontinuas representan los reales (apéndice C, programa C.1).

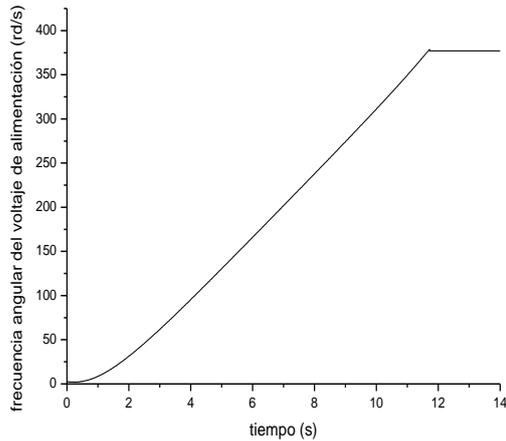


Fig. 5.99 Frecuencia angular del voltaje de alimentación.

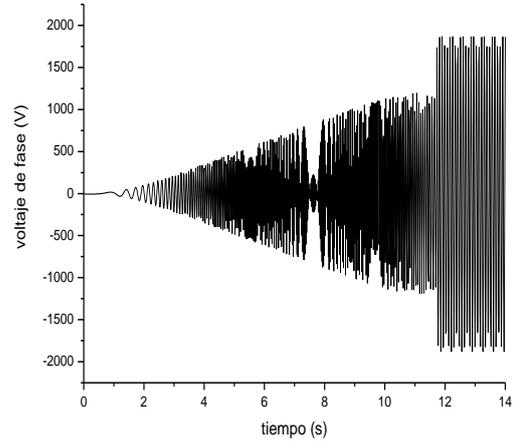


Fig. 5.101 Voltaje de fase.

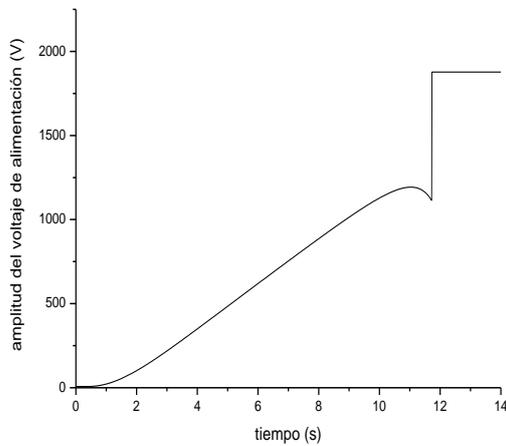


Fig. 5.100 Amplitud del voltaje de alimentación.

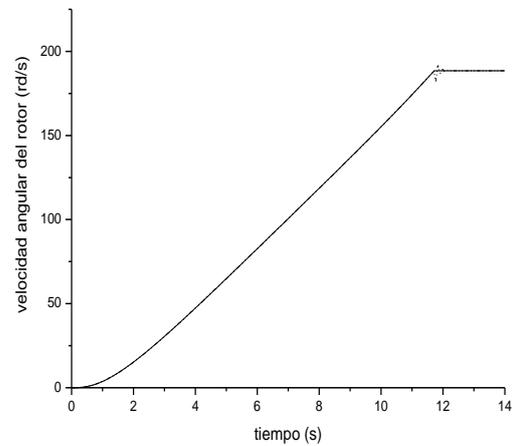


Fig. 5.102 Velocidad angular del rotor.

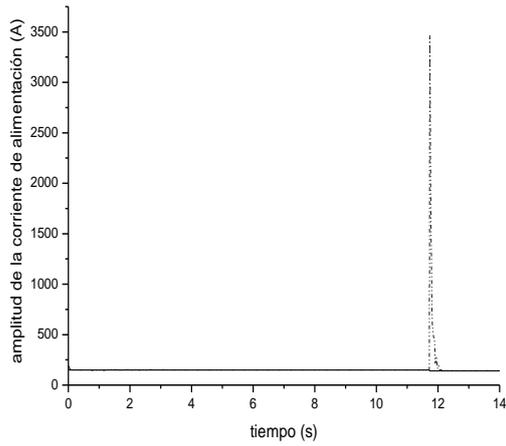


Fig. 5.103 Amplitud de la corriente de alimentación.

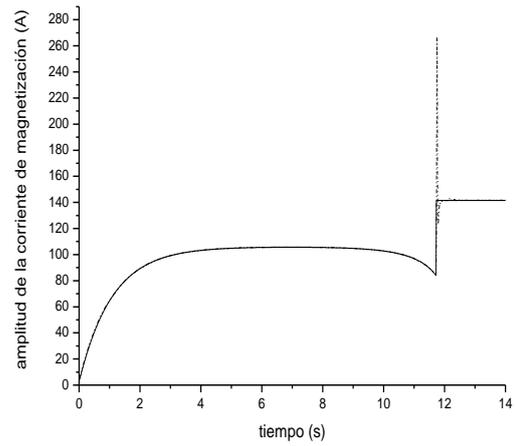


Fig. 5.104 Amplitud de la corriente de magnetización.

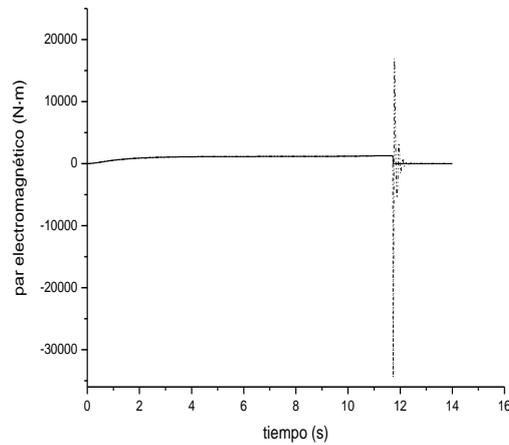


Fig. 5.105 Par electromagnético.

Sobre la base de los resultados gráficos y numéricos de la simulación, se puede observar que:

- la duración de la segunda etapa del arranque es relativamente corta y constituye un poco más del 8% del tiempo de duración de la etapa frecuencial del arranque (lo que se puede observar mejor en las variaciones del par electromagnético del motor (fig. 5.105)).

- el pico de la amplitud de las corrientes de alimentación provocado por los cambios bruscos de la frecuencia y de la amplitud del voltaje de alimentación, es muy grande sobrepasando más que 33 veces su valores admisibles $i_1^0 = 150A$.

- el pico de la amplitud de la corriente de magnetización es también muy grande sobrepasando 11 veces su valor admisible, con el cual no sucede la saturación del material magnético del motor $i_{o\max} = 141.56A$.

- **Limitación de amplitud de la corriente del estator 300A.**

En esta simulación se emplean el valor límite de amplitud de la corriente del estator, que no garantiza que el material magnético del motor presente saturación.

$$i_1^0 = 300A$$

Las gráficas de las variables de interés obtenidas aplicando el control óptimo diseñado se presentan a continuación, las líneas continuas representan los cambios ideales y las líneas discontinuas representan los reales (apéndice C, programa C.1).

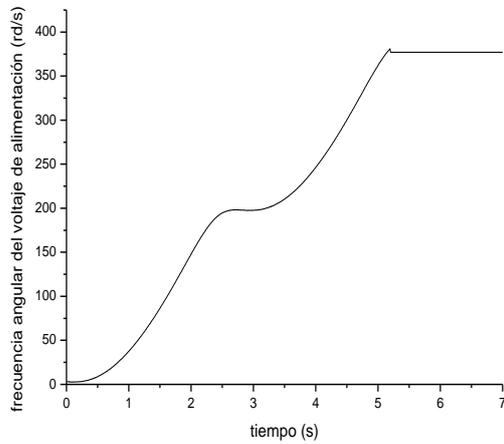


Fig. 5.106 Frecuencia angular del voltaje de alimentación.

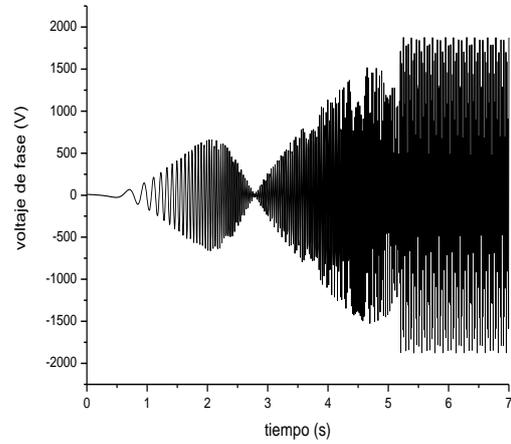


Fig. 5.108 Voltaje de fase.

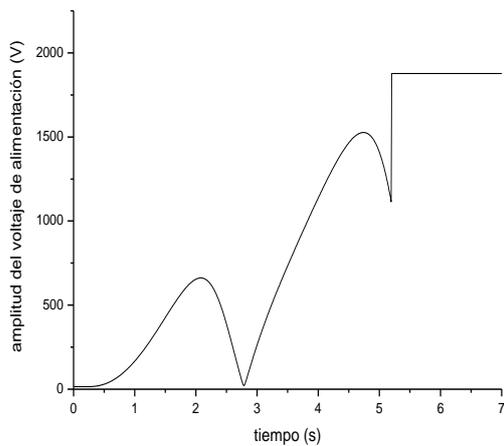


Fig. 5.107 Amplitud del voltaje de alimentación.

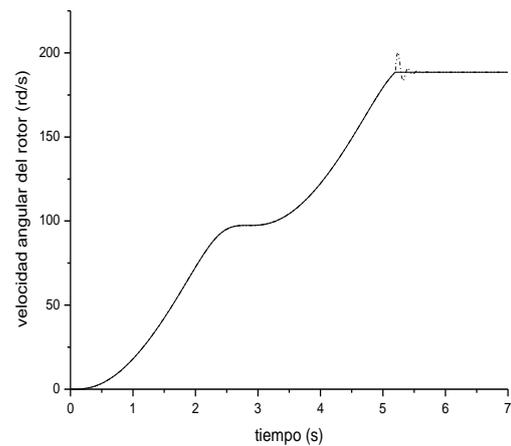


Fig. 5.109 Velocidad angular del rotor.

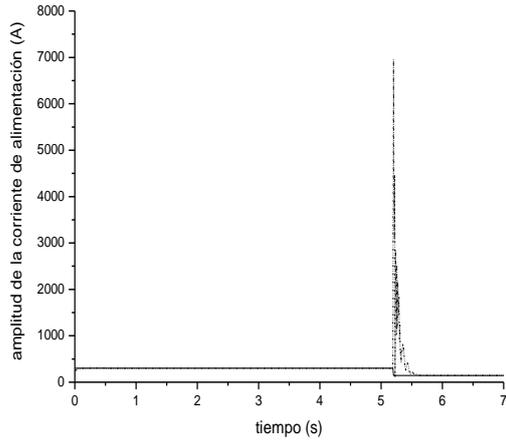


Fig. 5.110 Amplitud de la corriente de alimentación.

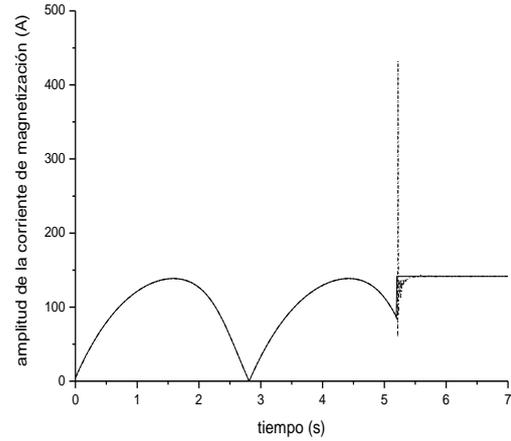


Fig. 5.111 Amplitud de la corriente de magnetización.

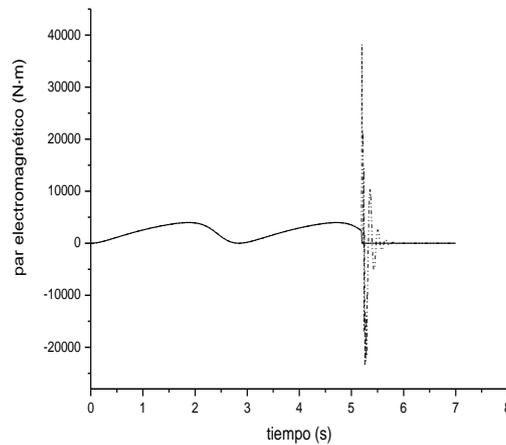


Fig. 5.112 Par electromagnético.

Sobre la base de los resultados gráficos y numéricos de la simulación, se puede observar que:

- la duración de la segunda etapa del arranque es relativamente más larga que cuando la limitación de la amplitud de la corriente del estator es igual a 150A y constituye un poco más del 21% de la duración de la etapa frecuencial del arranque (lo que se puede observar mejor en la fig. 5.112).
- el pico de la amplitud de la corriente de alimentación sobrepasa más de 24 veces su valor admisible de 300A.
- el pico de la amplitud de la corriente de magnetización sobrepasa más que 5 veces el valor admisible $i_{0\max} = 141.56A$ con el cual todavía no sucede la saturación del material magnético del motor.

❖ Simulación empleando el método II.

- Limitación de amplitud de la corriente del estator 150A.

En esta simulación se emplean el valor límite de amplitud de la corriente del estator, que garantiza que el material magnético del motor no presente saturación.

$$i_1^0 = 150A$$

Las gráficas de las variables de interés obtenidas aplicando el control óptimo diseñado se presentan a continuación, las líneas continuas representan los cambios ideales y las líneas discontinuas representan los reales (apéndice C, programa C.1).

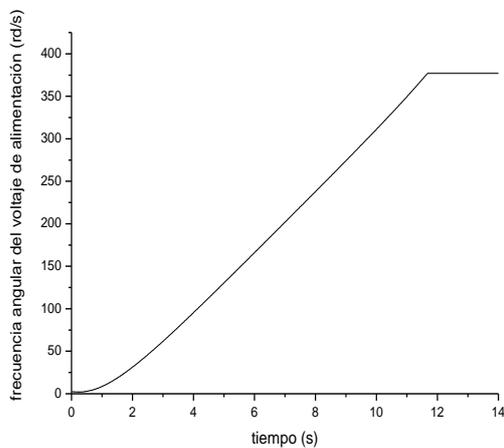


Fig. 5.113 Frecuencia angular del voltaje de alimentación.

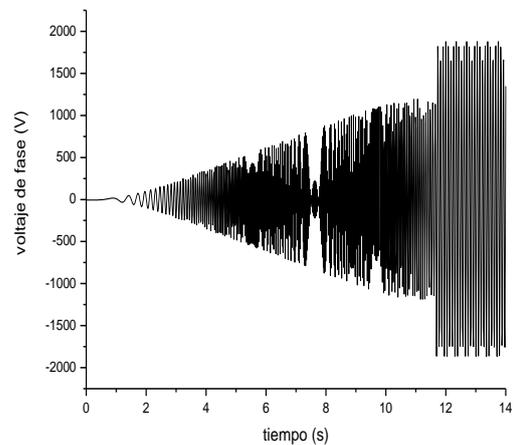


Fig. 5.115 Voltaje de fase.

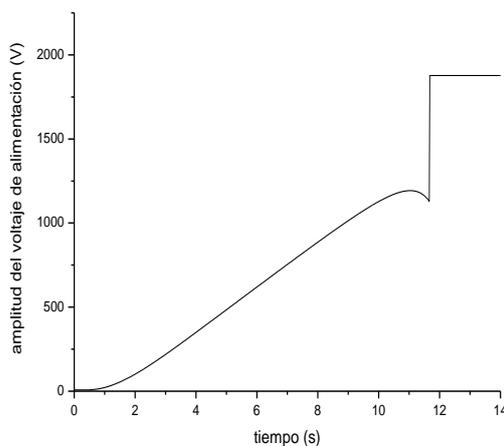


Fig. 5.114 Amplitud del voltaje de alimentación.

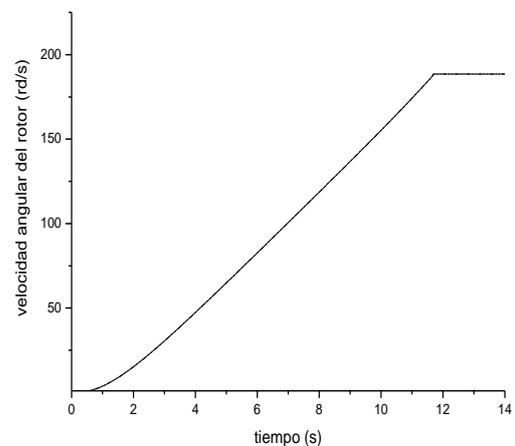


Fig. 5.116 Velocidad angular del rotor.

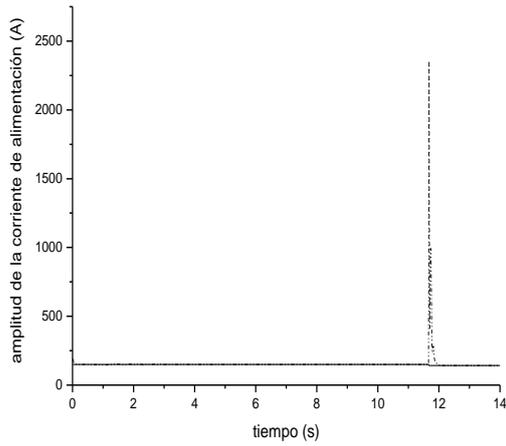


Fig. 5.117 Amplitud de la corriente de alimentación.

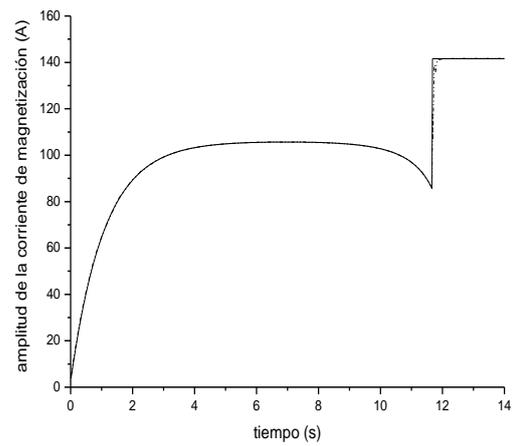


Fig. 5.118 Amplitud de la corriente de magnetización.

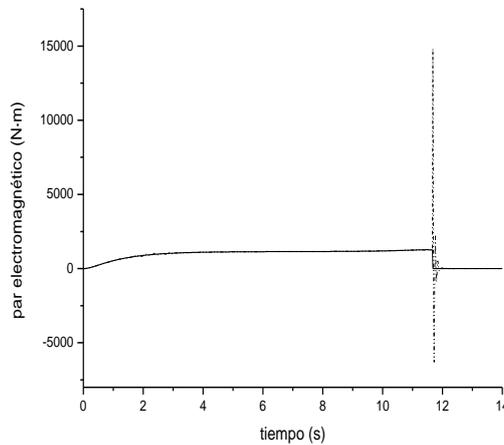


Fig. 5.119 Par electromagnético.

Sobre la base de los resultados gráficos y numéricos de la simulación se puede observar que:

- la duración de la segunda etapa del arranque es relativamente más corta que la obtenida en la simulación realizada utilizando el método I con la misma limitación de la amplitud de la corriente del estator $i_1^0 = 150A$ y constituye un poco menos del 6% de la duración de la etapa frecuencial del arranque (lo que se puede observar mejor en la fig. 5.119).
- el pico de la amplitud de la corriente de alimentación sobrepasa más de 7 veces su valor admisible de 150A.
- el pico de la amplitud de la corriente de magnetización no existe.

- **Limitación de amplitud de la corriente del estator 300A.**

En esta simulación se emplean el valor límite de amplitud de la corriente del estator, que no garantiza que el material magnético del motor presente saturación.

$$i_1^0 = 300A$$

Las gráficas de las variables de interés obtenidas aplicando el control óptimo diseñado se presentan a continuación, las líneas continuas representan los cambios ideales y las líneas discontinuas representan los reales (apéndice C, programa C.1).

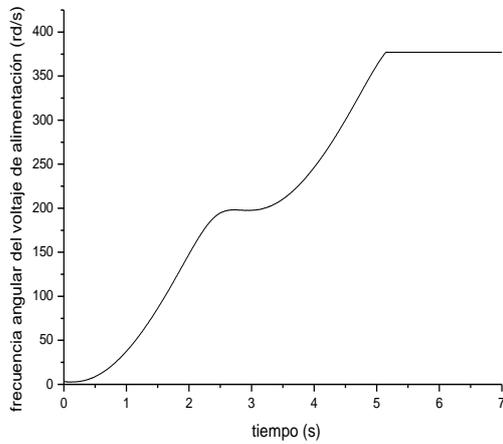


Fig. 5.120 Frecuencia angular del voltaje de alimentación.

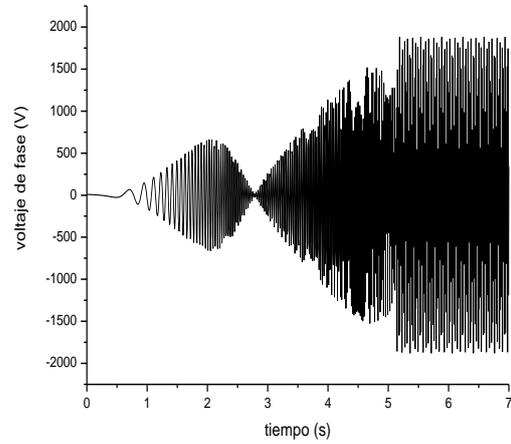


Fig. 5.122 Voltaje de fase.

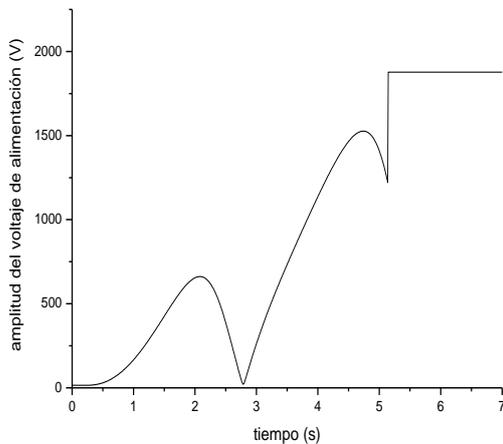


Fig. 5.121 Amplitud del voltaje de alimentación.

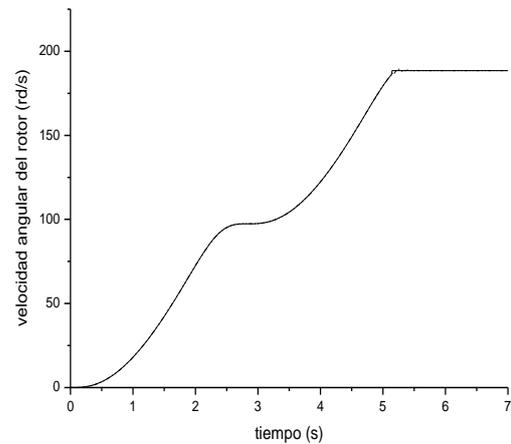


Fig. 5.123 Velocidad angular del rotor.

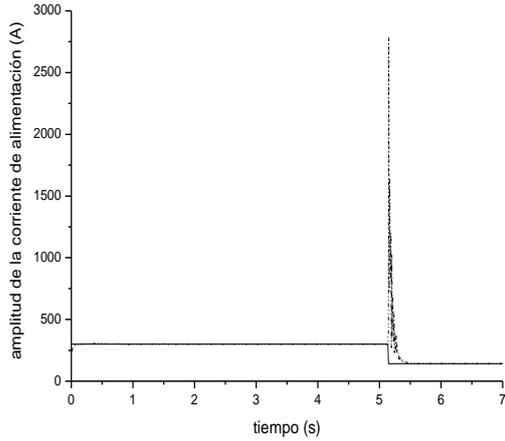


Fig. 5.124 Amplitud de la corriente de alimentación.

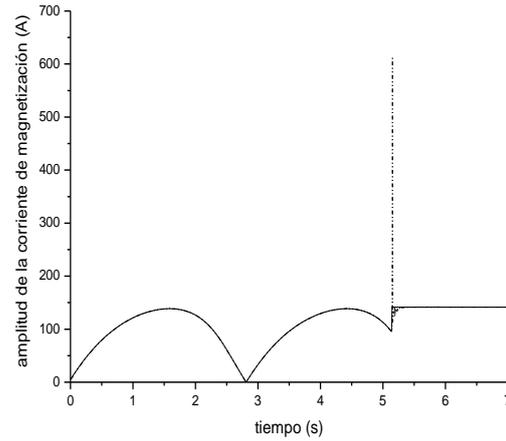


Fig. 5.125 Amplitud de la corriente de magnetización.

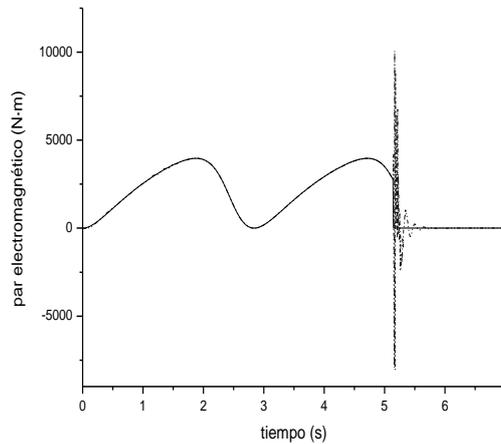


Fig. 5.126 Par electromagnético.

Sobre la base de los resultados gráficos y numéricos de la simulación se puede observar que:

- la duración de la segunda etapa del arranque es relativamente más corta que la obtenida en la simulación realizada utilizando el método I con la misma limitación de la amplitud de la corriente del estator $i_1^0 = 300A$ y constituye un poco menos del 18% de la duración de la etapa frecuencial del arranque (lo que se puede observar mejor en la fig. 5.126).
- el pico de la amplitud de la corriente de alimentación sobrepasa más de 9 veces su valor admisible de 300A.
- el pico de la amplitud de la corriente de magnetización sobrepasa más que 4 veces el valor admisible $i_{0max} = 141.56A$ con el cual no sucede todavía la saturación del material magnético del motor.

❖ Simulación empleando el método III.

- Limitación de amplitud de la corriente del estator 150A ($\Delta t=1.1s$)

En esta simulación se emplean el valor límite de amplitud de la corriente del estator, que garantiza que el material magnético del motor no presente saturación.

$$i_1^0 = 150A$$

Las gráficas de las variables de interés obtenidas aplicando el control óptimo diseñado se presentan a continuación, las líneas continuas representan los cambios ideales y las líneas discontinuas representan los reales (apéndice C, programa C.1).

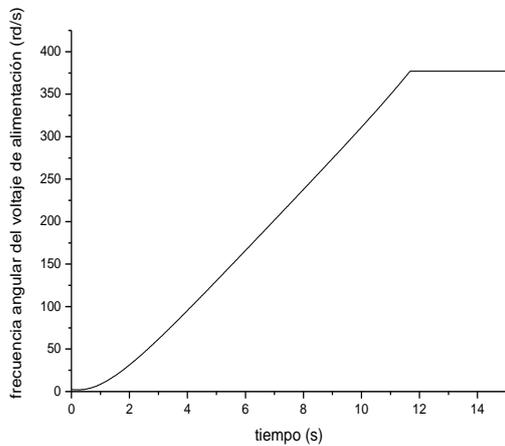


Fig. 5.127 Frecuencia angular del voltaje de alimentación.

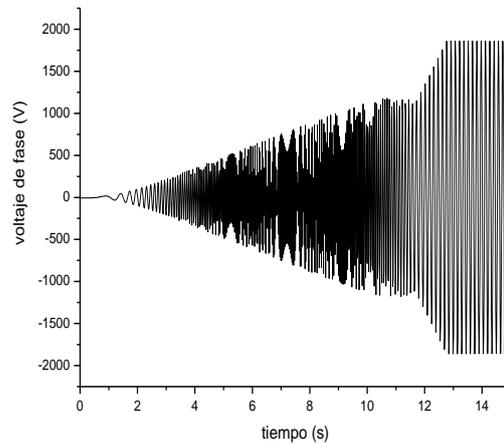


Fig. 5.129 Voltaje de fase.

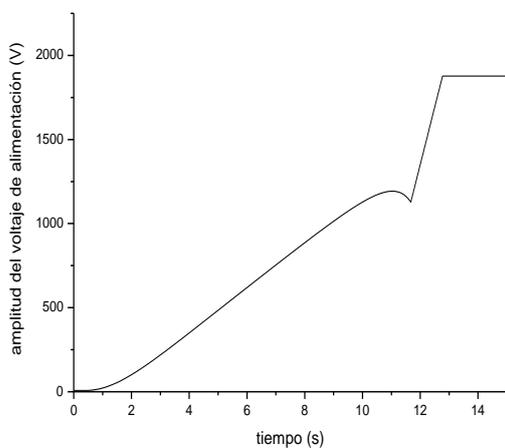


Fig. 5.128 Amplitud del voltaje de alimentación.

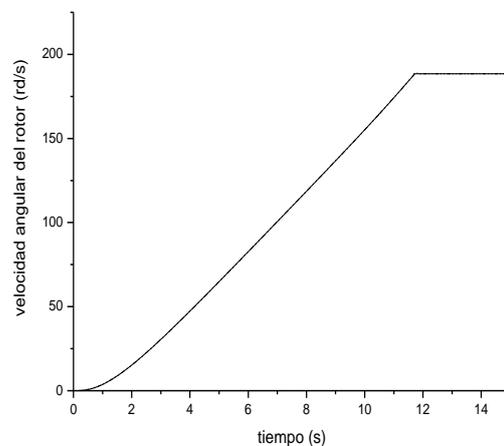


Fig. 5.130 Velocidad angular del rotor.

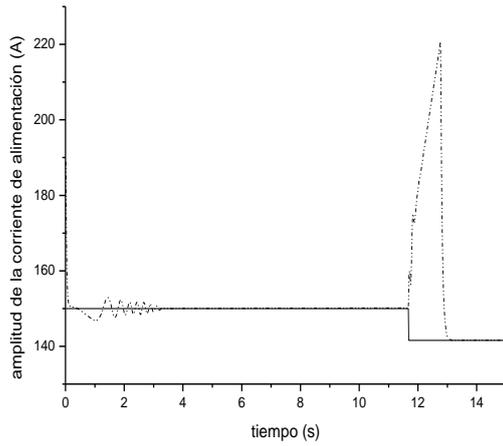


Fig. 5.131 Amplitud de la corriente de alimentación.

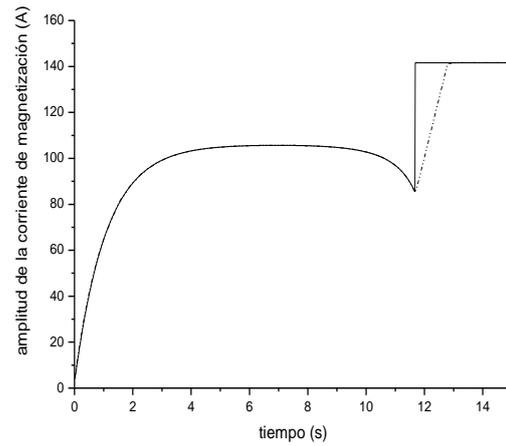


Fig. 5.132 Amplitud de la corriente de magnetización.

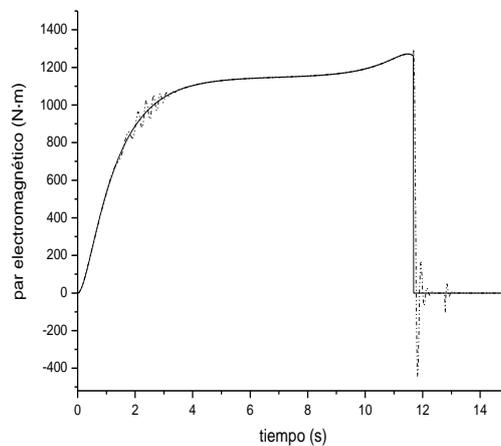


Fig. 5.133 Par electromagnético.

Sobre la base de los resultados gráficos y numéricos de la simulación se puede observar que:

- la duración de la segunda etapa del arranque es relativamente más larga que las obtenidas en las simulaciones realizadas utilizando el método I y II con la misma limitación de la amplitud de la corriente del estator $i_1^0 = 150A$ y constituye un poco menos del 13% de la duración de la etapa frecuencial del arranque (lo que se puede observar mejor en la fig. 5.133).
- el pico de la amplitud de la corriente de alimentación es mucho más pequeño que los picos obtenidos en las simulaciones realizadas utilizando los métodos I y II con la misma limitación de la amplitud de la corriente del estator $i_1^0 = 150A$ y constituye casi 48% del valor admisible de la amplitud de la corriente del estator de 150A.
- el pico de la amplitud de la corriente de magnetización no existe.

- Limitación de amplitud de la corriente del estator 300A ($\Delta t=0.3s$)

En esta simulación se emplean el valor límite de amplitud de la corriente del estator, que no garantiza que el material magnético del motor presente saturación.

$$i_1^0 = 300A$$

Las gráficas de las variables de interés obtenidas aplicando el control óptimo diseñado se presentan a continuación, las líneas continuas representan los cambios ideales y las líneas discontinuas representan los reales (apéndice C, programa C.1).

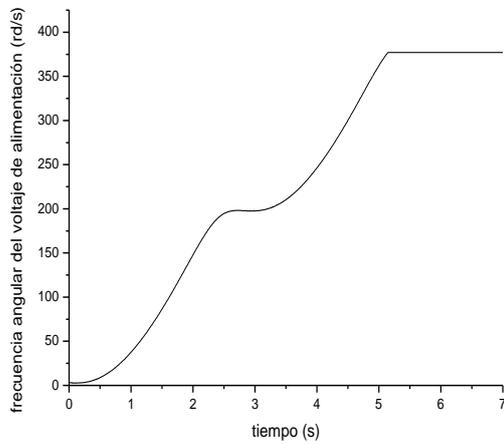


Fig. 5.134 Frecuencia angular del voltaje de alimentación.

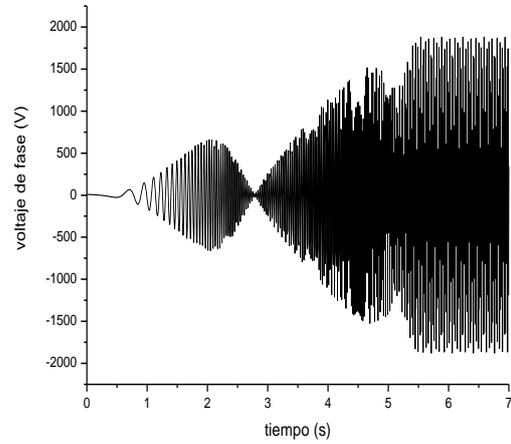


Fig. 5.136 Voltaje de fase.

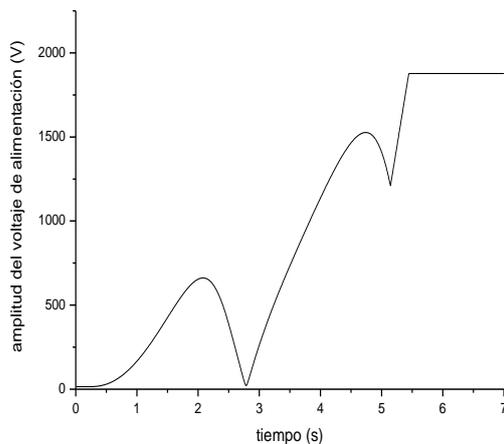


Fig. 5.135 Amplitud del voltaje de alimentación.

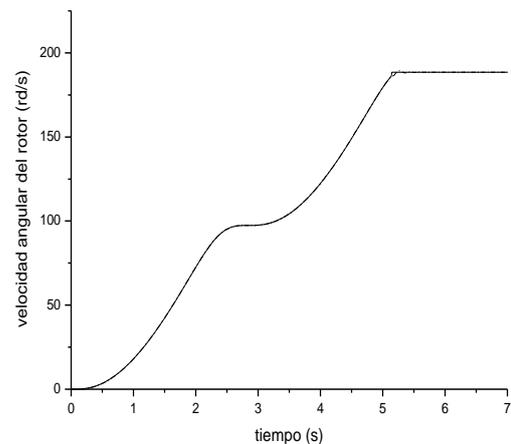


Fig. 5.137 Velocidad angular del rotor.

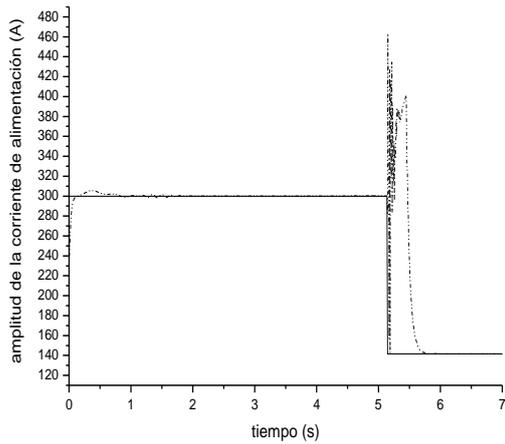


Fig. 5.138 Amplitud de la corriente de alimentación.

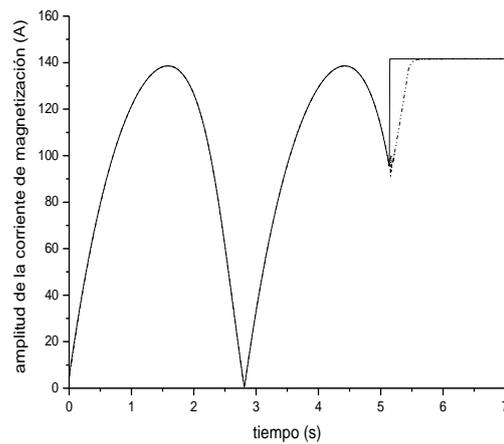


Fig. 5.139 Amplitud de la corriente de magnetización.

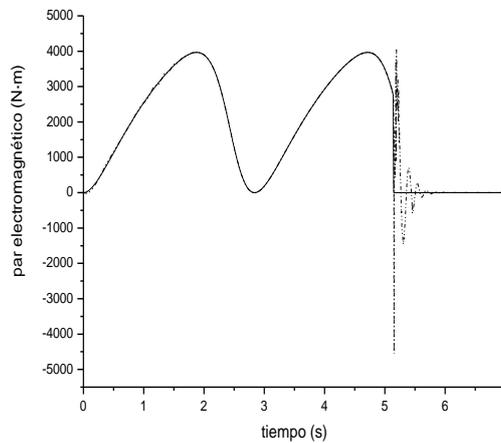


Fig. 5.140 Par electromagnético.

Sobre la base de los resultados gráficos y numéricos de la simulación se puede observar que:

- la duración de la segunda etapa del arranque es relativamente más corta que la obtenida en la simulación realizada utilizando el método I y un poco más larga que la obtenida en la simulación realizada utilizando el método II con la misma limitación de la amplitud de la corriente del estator $i_1^0 = 300A$ y constituye un poco menos del 19% de la duración de la etapa frecuencial del arranque (lo que se puede observar mejor en la fig. 5.140).

- el pico de la amplitud de la corriente de alimentación es relativamente mucho más pequeño que los picos obtenidos en las simulaciones realizadas utilizando los métodos I y II con la misma limitación de la amplitud de la corriente del estator $i_1^0 = 300A$ y constituye un poco menos del 56% de su valor admisible de 300A.

- el pico de la amplitud de la corriente de magnetización no existe.

❖ Simulación empleando el método IV.

En esta simulación el valor límite de amplitud de la corriente del estator se obtuvo empleando el algoritmo híbrido de optimización paramétrica (que sirve para solucionar el problema de doble valor a la frontera y simultáneamente determinar el valor de i_1^0 adecuado) (apéndice C, programa C.3) y, con dicho límite obtenemos al término de la primera etapa (etapa frecuencial) los valores nominales o cercanos a los nominales de la amplitud y frecuencia del voltaje de alimentación.

Para este motor se obtuvieron las siguientes condiciones iniciales de las variables conjugadas y el valor límite de amplitud de la corriente del estator, las cuales se muestran a continuación.

$$V_1(0) = -4982.618847373782$$

$$V_2(0) = -6766.201110482723$$

$$V_3(0) = 488.8726841399905$$

$$i_1^0 = 249.0009045965278$$

Las gráficas de las variables de interés obtenidas aplicando el control óptimo diseñado se presentan a continuación, las líneas continuas representan los cambios ideales y las líneas discontinuas representan los reales (apéndice C, programa C.1).

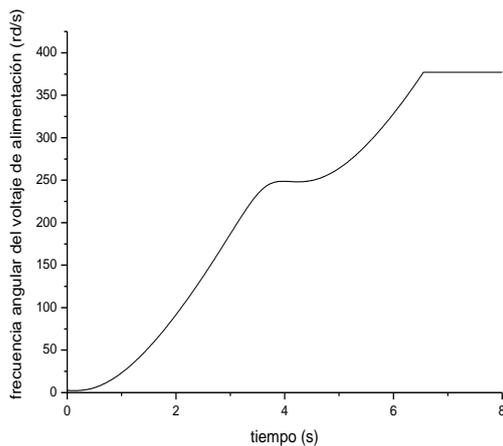


Fig. 5.141 Frecuencia angular del voltaje de alimentación.

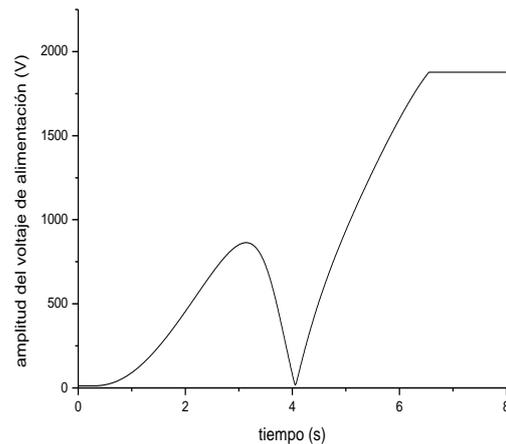


Fig. 5.142 Amplitud del voltaje de alimentación.

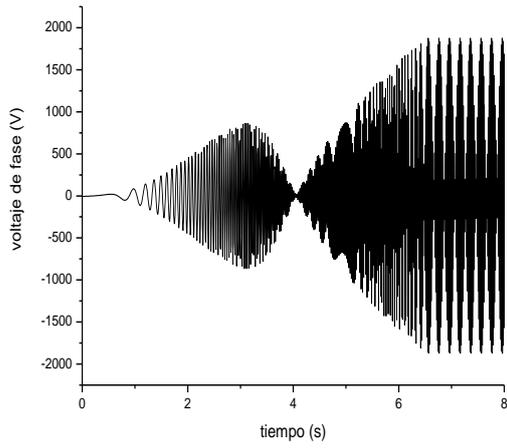


Fig. 5.143 Voltaje de fase.

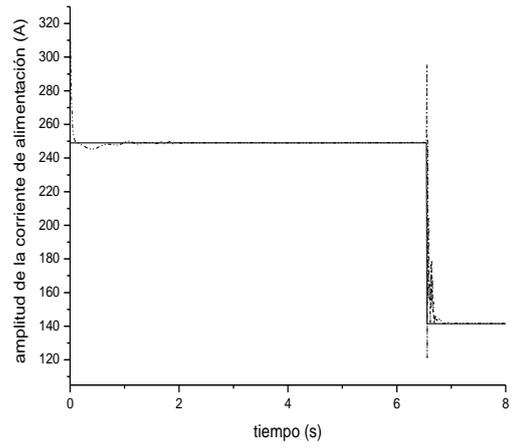


Fig. 5.145 Amplitud de la corriente de alimentación.

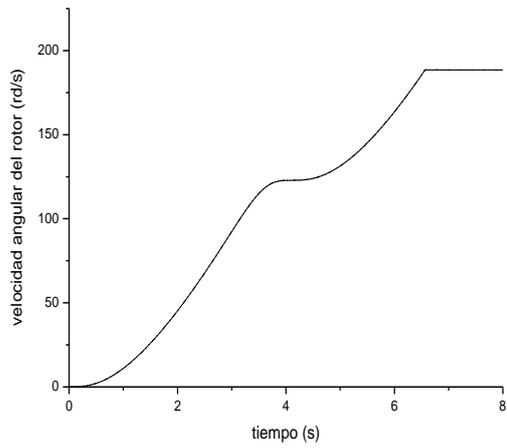


Fig. 5.144 Velocidad angular del rotor.

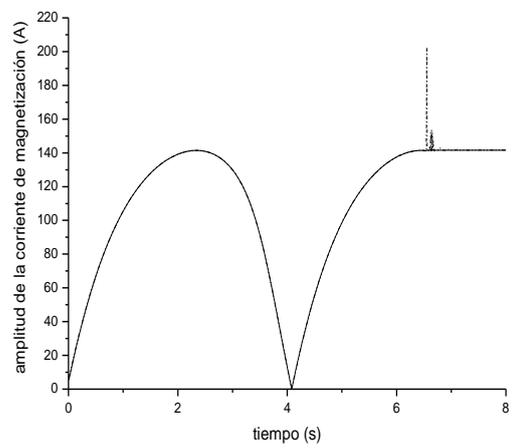


Fig. 5.146 Amplitud de la corriente de magnetización.

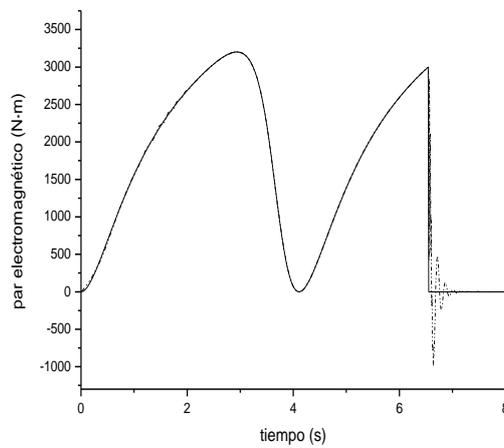


Fig. 5.147 Par electromagnético.

Sobre la base de los resultados gráficos y numéricos de la simulación se puede observar que:

- la duración de la segunda etapa del arranque es relativamente más corta que las obtenidas en las simulaciones realizadas utilizando los métodos I, II y III con la limitación de la amplitud de la corriente del estator $i_1^0 = 300A$ y constituye un poco más del 12% de la duración de la etapa frecuencial del arranque (lo que se puede observar mejor en la fig. 5.147).
- el pico de la amplitud de la corriente de alimentación es relativamente menor que los picos de dicha amplitud obtenidos en todas las simulaciones realizadas utilizando los métodos I, II y III independientemente del valor límite (aceptado en la simulación) de la amplitud de la corriente del estator $i_1^0 = 150A$ ó $i_1^0 = 300A$ y constituye casi 43% del valor límite de la amplitud de la corriente del estator de $i_1^0 = 249A$ utilizado en la aplicación del método IV para finalizar el arranque.
- el pico de la amplitud de la corriente de magnetización sobrepasa, por un tiempo muy corto, más que 2 veces el valor admisible $i_{0max} = 141.56A$ para el cual no sucede todavía la saturación del material magnético del motor (fig. 5.146).

Resultados comparativos de las simulaciones.

Para comparar los diferentes métodos para finalizar el arranque, se eligieron los siguientes parámetros de evaluación:

- t_r tiempo de la etapa frecuencial de arranque.
- Δt_r incremento del tiempo de arranque en relación con el obtenido en la primera etapa de arranque.
- Δi_1 incremento de la amplitud de la corriente del estator en relación con el valor límite aceptado diseñando el control óptimo.
- Δi_0 incremento de la amplitud de la corriente de magnetización en relación con el valor límite para el cual no sucede la saturación.

Los resultados de los cálculos comparativos de las simulaciones que facilitarán sacar las conclusiones finales acerca de las ventajas y desventajas de cada uno de los cuatro métodos propuestos de finalizar el arranque óptimo en tiempo de los motores de inducción elegidos, se presentan en las siguientes tablas.

5.4.1 Tabla comparativa de resultados del motor de 3 hp.

Método		$i_1^0 [A]$	$t_r [s]$	$\Delta t_r [\%]$	$\Delta i_1 [\%]$	$\Delta i_0 [\%]$
I		8	2.848	15.1	616.75	546.261
		25	0.985	53.7	538.28	1441.32
II		8	2.757	18.09	223.45	183.04
		25	0.741	82.90	89.60	0
III	$\Delta t = 0.3s$	8	2.757	20.63	9.12	2.99
	$\Delta t = 0.2s$	25	0.741	87.21	88.44	0
IV		9.27	2.044	23.65	2.27	0

5.4.2 Tabla comparativa de resultados del motor de 500 hp.

Método		$i_1^0 [A]$	$t_r [s]$	$\Delta t_r [\%]$	$\Delta i_1 [\%]$	$\Delta i_0 [\%]$
I		30	12.4761	5.4	5248.64	2.676
		150	1.999	35.67	607.92	2399.6
II		30	12.408	3.48	1716.3	0
		150	1.968	30.93	12.28	9.48
III	$\Delta t = 5s$	30	12.408	3.97	20.084	0
	$\Delta t = 1s$	150	1.968	31.3	15.59	0
IV		130.17	2.292	26.31	7.65	8.47

5.4.3 Tabla comparativa de resultados del motor de 2250 hp.

Método		$i_1^0 [A]$	$t_r [s]$	$\Delta t_r [\%]$	$\Delta i_1 [\%]$	$\Delta i_0 [\%]$
I		150	11.7207	8.82	3281.0	1040.45
		300	5.1951	21.54	2363.3	467.4
II		150	11.672	5.79	612.48	0
		300	5.1447	17.97	830.7	346.86
III	$\Delta t = 1.1s$	150	11.672	13.1	47.99	0
	$\Delta t = 0.3s$	300	5.1447	18.92	55.77	0
IV		249	6.5508	12.47	42.98	126.1

CAPÍTULO 6

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

6.1 Conclusiones.

Basándose en los resultados de los cálculos comparativos de las simulaciones presentados en las tablas 5.4.1, 5.4.2, 5.4.3 y los resultados gráficos se puede concluir que:

- ✓ Independientemente de la potencia del motor, el tiempo t_r de la etapa frecuencial de arranque es más corto para el valor límite i_1^0 mayor (que no garantiza que ocurra la saturación del material magnético del motor) que dicho tiempo obtenido para el valor i_1^0 menor (que garantiza que no ocurra la saturación). El control en frecuencia óptimo en tiempo no permite que ocurra la saturación del hierro para los valores mayores de i_1^0 durante la etapa frecuencial de control de velocidad de los motores de potencia mediana (500 hp) y grande (2250 hp) (ver las figuras 5.62, 5.76, 5.90, 5.97, 5.111, 5.125, 5.139, 5.146) mientras que para el motor de la potencia pequeña (3 hp) existen unos picos de la amplitud de la corriente de magnetización durante la etapa frecuencial de arranque que sobrepasan (por los intervalos muy cortos de tiempo) al valor máximo de la amplitud de la corriente de magnetización i_{0max} para el cual todavía no ocurre la saturación (ver las figuras 5.12, 5.27, 5.41).
- ✓ Para todos los motores investigados la amplitud de la corriente de alimentación durante la etapa frecuencial de arranque no es constante e igual al valor límite aceptado (lo que debería cumplirse según las fórmulas que describen el control óptimo diseñado sobre la base del modelo del motor alimentado por corriente (ver la fórmula (3.7)) sino que oscila alrededor de este valor iniciando dicha etapa (lo que se puede observar más claramente en las figuras 5.26, 5.33, 5.40, 5.47, 5.75, 5.82, 5.89, 5.96, 5.131, 5.138, 5.145). Este fenómeno está provocado por la necesidad de transformar el control óptimo diseñado sobre la base del modelo del motor alimentado por corriente (ver fórmula (2.21)) al control óptimo del modelo alimentado por voltaje (ver fórmulas (3.12), (3.13)) en las cuales se utiliza la operación de derivación, (la exactitud de su realización en la manera digital es bastante baja) así como por el hecho de que, iniciando el arranque la amplitud del voltaje de alimentación tiene un valor diferente de cero (hay un brinco de dicha amplitud lo que se ve más claramente en las figuras 5.2, 5.9, 5.16, 5.23, 5.30, 5.37, 5.44, 5.58, 5.72, 5.86, 5.93).

Desde el punto de vista del diseño de control óptimo en tiempo con limitación de la amplitud de la corriente del estator, los parámetros más importantes de evaluación de la calidad del control son: el tiempo de la etapa frecuencial de arranque t_r , el incremento del tiempo de arranque Δt_r provocado por la segunda etapa de arranque en relación con el tiempo t_r y el incremento de la amplitud de la corriente de alimentación Δi_1 en relación con el valor límite aceptado en la etapa frecuencial de arranque i_1^0 . Tomando en consideración dichos parámetros, se puede concluir que:

- ✓ Para todos los motores investigados la finalización del arranque mediante el método I (el cambio brusco de la amplitud y de la frecuencia del voltaje de alimentación a sus valores nominales terminando la etapa frecuencial de arranque sin limitación de la frecuencia del voltaje de alimentación), al igual que la finalización del arranque mediante el método II (el cambio brusco de la amplitud del voltaje de alimentación a su valor nominal, manteniendo constante la frecuencia de este voltaje terminando la etapa frecuencial del arranque con limitación de la frecuencia del voltaje de alimentación a su valor nominal) aplicado al motor de potencia grande (2250hp) se deben rechazar, ya que en estos casos se requiere una potencia muy grande del convertidor para poder satisfacer la demanda de corriente presentada al inicio de la segunda etapa del arranque. Sin embargo hay que mencionar que los métodos I y II brindan el menor incremento del tiempo de arranque para la limitación de la amplitud de la corriente de estator i_1^0 que garantiza que en la etapa frecuencial de arranque no sucede la saturación del material magnético del motor.

- ✓ Para los motores de potencia pequeña (3hp) y mediana (500hp) las finalizaciones de los arranques mediante los métodos II y III (ambos con la limitación de la frecuencia del voltaje de alimentación en la etapa frecuencial y con el inicio de la segunda etapa de arranque con el cambio brusco (II) ó lineal (III) de la amplitud del voltaje de alimentación a su valor nominal), se pueden aplicar alternativamente dando resultados similares si se refiere al tiempo de arranque y a la limitación de la amplitud de corriente del estator, pero solamente para los valores grandes de i_1^0 (que no garantizan que no suceda la saturación del material magnético del motor durante la etapa frecuencial del arranque). Para los valores pequeños de i_1^0 solo la finalización mediante el método III garantiza valores razonables del tiempo de arranque y de la limitación de la amplitud de la corriente del estator.

- ✓ El método IV (selección del valor límite de la amplitud de la corriente de alimentación i_1^0 con el propósito de finalizar la etapa frecuencial de arranque con los valores nominales de la amplitud y de la frecuencia de voltaje de alimentación) brinda los mejores resultados si se refiere al valor máximo de la amplitud de la corriente del estator para todos los motores investigados, y por lo tanto disminuye las exigencias que se piden al convertidor de frecuencia. La desventaja de este tipo de terminación de arranque es que seleccionando el valor de i_1^0 con el propósito de terminar la etapa frecuencial de arranque con los valores nominales de la amplitud y de la frecuencia de voltaje de alimentación, no se tiene la libertad de elección de la potencia del convertidor de frecuencia y del tiempo de arranque.

6.2 Sugerencias para trabajos futuros.

Las recomendaciones para trabajos posteriores en esta línea de investigación son las siguientes:

1. Realizar la investigación para finalizar el arranque óptimo en tiempo de los motores de inducción trabajando con una carga. Para esto es necesario conocer el comportamiento de la carga en función de la velocidad del motor.
2. Utilizar en las investigaciones una aproximación más exacta de la curva de magnetización, por ejemplo en lugar de la aproximación por la curva quebrada compuesta por dos segmentos de la línea recta, aplicar tres o más segmentos de dicha línea o utilizar una función matemática que garantiza una mejor aproximación de la curva de magnetización real, por ejemplo una función exponencial ó series de potencias.
3. Investigar la posibilidad de finalizar el arranque óptimo en tiempo utilizando otros métodos para variar la amplitud (y eventualmente la frecuencia) del voltaje de alimentación en la segunda etapa de arranque, por ejemplo, cambiar la amplitud de voltaje de alimentación en la manera parabólica o exponencial manteniendo la frecuencia a su valor nominal cuando la etapa frecuencial de arranque se realiza con la limitación de la frecuencia del voltaje de alimentación.

4. Investigar métodos óptimos para finalizar el arranque de motores de inducción con índices de optimización diferentes al tiempo de arranque, como son, por ejemplo: minimización de las pérdidas eléctricas, minimización de las pérdidas magnéticas, minimización de las pérdidas totales (la suma de las pérdidas eléctricas y magnéticas), minimización simultánea de las pérdidas totales y el tiempo de arranque etc.
5. Validar el control diseñado implementándolo físicamente en el laboratorio.

REFERENCIAS.

- [1] Paul C. Krause, "Analysis of Electric Machinery, Ed. Mc Graw Hill International Editions, 1987. Electrical Engineering Series.
- [2] Theodore Wildi "Maquinas Eléctricas y Sistemas de Potencia", Ed. Prentice Hall, 2006
- [3] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff. "Analysis of Electric Machinery and Drive System", Second Edition, IEEE Power Engineering Society.
- [4] Ion Boldea and Syed A. Nasar, "The Induction Machines Handbook". Ed. CRC Press 2001.
- [5] Fitzgerald Kingsley Umans, "Máquinas Eléctricas" 6ª edición, Ed. Mc Graw Hill.
- [6] Karla Idania Aguirre Molar, Tesis de Maestría, "Estudio de Control Óptimo de Motores de Inducción con la Saturación del Material Magnético", México, D.F., 2006.
- [7] P.C Sen, "Principles of Electric Machines and Power Electronics", Ed. John Wiley and Sons, Second Edition. 1997.
- [8] Daniel Pérez Jiménez, Tesis de Maestría, "Control Óptimo de la Velocidad de los Motores de Inducción que Minimiza las Pérdidas de Energía Eléctrica", México D. F. 2008.
- [9] Chapman S.J., "Maquinas Eléctricas", Segunda Edición, Ed. Mc Graw Hill, México 1997
- [10] Michael Athans, Peter I. Falb, "Optimal Control, An Introduction to the Theory and its Applications", Dover Publications, Inc. Mineola, New York, 2007.
- [11] Donald E. Kirk, "Optimal Control Theory, An Introduction", Dover Publications, Inc. Mineola, New York, 2004.
- [12] Singeresu S. Rao, "Engineering Optimization, Theory and Practice", Wiley Interscience, Third Edition, 1996.
- [13] Lázaro Eduardo Castillo Barrera, Tesis de Maestría, "Estudio de Control Óptimo de Motores de Inducción con Alimentación no Sinusoidal", México, D.F. 2003.
- [14] L.S. Pontryagin, V.G. Boltyanskii, "The Mathematical Theory of Optimal Processes", John Wiley & Sons, 1962.
- [15] A.S. Sandler, R.S Sarvator, "Control en frecuencia de motores asíncronos", Ed. Energía Moscú, 1970.
- [16] José M. Ramírez, Mauricio J. Salamanca, Oscar M. Higuera, "control óptimo para el arranque en tiempo mínimo de un motor de inducción", Revista Tecnura, No. 25, Segundo Semestre del 2009.

-
- [17] Jae Ho Chang, Byung Kook, "Minimum-Time Minimum-Loss Speed Control of Inductions Motors Under Field Oriented Control", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 44, No. 6, December 1997.
- [18] Jong-Woo Choi, Heui-Wook Kim, Seung-Ki Sul, "New Current Control Concept: Minimum Time Current Control in Induction Machine Drive", Proceedings of the 1995 IEEE IECON 21 ST International Conference, Vol. 1, pags. 311-316, 1995
- [19] C.M. Vega, J.R. Arribas y J. Herrero, "Optimal-Time Control of Squirrel Cage Induction Motors with Constant Load Torque", IECON 02 [Industrial electronics Society. IEEE 2002 28th Annual Conference], Vol. 3, pags. 2039 – 2044
- [20] Somboon Sangwongwanich, Muneaki Ishida, Shigeru Okuma, Koji Iwata, "Manipulation of Rotor Flux for Time-Optimal Single-Step Velocity Response of Field Oriented Induction Machines", IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 24, No, 2 March/ April 1988.
- [21] Liaw C.M and C.W. Tseng, "High Performance Speed Controller for voltage-source inverted-fed induction motors drives", IEE Proceedings-B, Vol. 139, No. 3, May 1992.
- [22] Liaw C.M, "Modified linear model-following controller for current-source inverted-fed induction motors drives", IEE Proceedings, Vol. 137, Pt.D, No.1, January 1990.
- [23] Chaisson J. "Dynamic feedback linearization of the induction motor" IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 38, No. 10, October 1993.
- [24] Line F.J. and C.M. Liaw, "Reference Model Selection and Adaptative Control for Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 38, No. 10, October 1993.
- [25] Salama M.H. and P.G. Holmes, "Modeling and Dynamic Performance of Variable-Frequency-Fed Induction Motors", IEE Proceedings-B, Vol.139, No.3, May 1992.
- [26] Marino R.,S. Peresada, P. Valigi, "Adaptative Input-Output Linearizing Control of Induction Motors", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 38, No. 2, February 1993.
- [27] Leszek Kawecki, "Arranque en frecuencia, óptimo en tiempo, de motores de inducción sin limitación de la corriente del estator", Acta Mexicana de Ciencia y Tecnología, Vol. 4, No. 16, Octubre- Diciembre 1986, pág. 63-73.
- [28] Leszek Kawecki, "Arranque óptimo en frecuencia de motores de inducción mediante sistemas de control de retroalimentación para minimizar simultáneamente las pérdidas de energía eléctrica y el tiempo de arranque", Sección de Graduados e Investigación, ESIME-IPN, 1987.

- [29] K.L. Shi, T.F. Chan and Y.K. Wong, "A Novel Two-Stage Speed Controller for an Induction Motor", Electric Machines and Drives Conference Record, 1997. International Conference. Pag. MD2/4.1 – MD2/4.3
- [30] Jul-Ki Seok and Seung-Ki, "Optimal Flux Selection of an Induction Machine for Torque Maximization", Electric Machines and Drives Conference Record, 1997 IEEE International. Pag. TB3/2.1 – TB3/2.3.
- [31] Gustav W. Staats, Life Fellow, "Variable-Frequency Starting of Squirrel Cage of Induction Motors", Electric Machines and Drives, 1999. International Conference IEM '99. Pag. 667 – 669.
- [32] Ian T. Wallace, Donald W. Novotny, Robert D. Lorentz y Deepakraj M. Divan, "Increasing The Dynamic Torque Per Ampere Capability of Induction Machines", IEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 1, January-February 1994.
- [33] O. Wasynczuk, S.D. Sudhoff, K.A. Corzine, Jerry L. Tichenor, I.G. Hansen y L.M. Taylor, "A Maximum Torque per Ampere Control Strategy for Induction Motors Drives", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 13, No. 2, June 1998.
- [34] R. Jai Anand Ganesh, J.E. Quicoe, R. Venkatesan, "Robust Scheme for Maximum Torque Control of Induction Motors", Industrial Electronics, 2003. ISIE '03. 2003 IEEE International Symposium on. Vol. 1, pág. 246 – 251.
- [35] L. Kawecki, T. Niewierowicz, "Simulación del Arranque en Frecuencia, Óptimo en Tiempo, de un Motor de Inducción para Investigar la Influencia de los Transitorios Electromagnéticos en el Tiempo de Arranque", Acta Mexicana de Ciencia y Tecnología, Julio-Septiembre 1997, Vol. 13, No. 43, Pág. 17-30, Julio 1997.
- [36] L. Kawecki, "Arranque en Frecuencia Óptimo en Tiempo, de Motores de Inducción con Limitación de la Corriente del Estator", Acta Mexicana de Ciencia y Tecnología, Vol. V, No. 18-19, Abril-Septiembre 1987, pág. 79-97.
- [37] Meisel, Jerome " Electromechanical energy conversión", Ed. McGraw Hill International, 1968.
- [38] Leszek Kawecki, Tadeusz Niewierowicz, "Control Óptimo en Tiempo de Velocidad de Motores de Inducción Tomando en Consideración Transitorios Electromagnéticos y Saturación del Material Magnético", Memoria de Conferencia Internacional IEEE Sección México, Decima de Verano, Julio 1997, Acapulco Gro, México.

- [39] Leszek Kawecki, Ewa Napieralska, Tadeusz Niewierowicz, "Terminación del arranque óptimo en tiempo de motores de inducción sin limitación de la frecuencia del voltaje de alimentación", Memoria de Conferencia Internacional IEEE Sección México, Vigésima Reunión de Verano, Julio 2007, Acapulco Gro, México.
- [40] Leszek Kawecki, Ewa Napieralska, Tadeusz Niewierowicz, "Terminación del arranque óptimo en tiempo de motores de inducción con limitación de la frecuencia del voltaje de alimentación", Memoria de Conferencia Internacional IEEE Sección México, Vigésima Primera Reunión de Verano, Julio 2008, Acapulco Gro, México.
- [41] Nafeesa K, Saly George, "Optimization of Starting Performance of Thyristorized Static Switch Fed Three Phase Induction Motor", IEEE, Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) & 2010 Power India, 2010 Joint International Conference, Pag. 1-5.
- [42] Leszek Kawecki "Algoritmo Híbrido de Optimización paramétrica", Memoria de 5ª Conferencia Internacional sobre Simulación por Computadora, Universidad Panamericana, Instituto McLeod de las Ciencias de Simulación, No. 1, Vol. 1, Febrero 2000, México, D.F. pág. 65-72
- [43] Hugo Alberto Yescas Flores, Leszek Kawecki Zlotkowska, Tadeusz Niewierowicz Swiecicka, " Comparación de Métodos para Finalizar el Arranque Óptimo en Tiempo de Motores de Inducción" , Memoria del Congreso Internacional de Ingeniería Electromecánica, CIIES 2011, México, D.F.

APÉNDICE A

CONTROL ÓPTIMO.

A.1 Introducción.

En las últimas décadas los problemas de control óptimo han recibido gran atención debido a la creciente demanda de sistemas de alta eficiencia (procesos industriales) y a la proliferación del uso de las computadoras, especialmente el uso de computadoras personales.

Un sistema de control óptimo, es aquel que traslada un sistema de un estado inicial a un estado final y, que maximiza o minimiza algún índice de desempeño, llamado generalmente índice de optimización, el cual permite evaluar la calidad del sistema de control.

A.2 Formulación del problema de optimización.

Para poder formular matemáticamente el problema de optimización se debe contar con los siguientes datos.

- Modelo matemático del objeto de control.
- Índice de optimización.
- Limitaciones de las variables de control y eventualmente de las variables de estado.
- Método de Optimización.

Modelo matemático

El modelo matemático del objeto de control, puede estar conformado por ecuaciones diferenciales para sistemas continuos o en ecuaciones en diferencias para sistemas discretos. Como se trata de un problema de control óptimo, es conveniente expresar dicho modelo en espacio de estado

$$\dot{\underline{x}} = f(\underline{x}, \underline{u}, t) \quad (\text{A.1})$$

Para poder resolver la (s) ecuación (es) (A.1) es necesario conocer el (los) valor (es) iniciales de todas las variables de estado en el tiempo inicial (t_0), las cuales son representadas mediante el siguiente vector \underline{x}_0 :

$$\underline{x}_0 = \begin{bmatrix} x_{10} \\ x_{20} \\ \vdots \\ x_{n0} \end{bmatrix} \quad \text{vector de los valores iniciales de las variables de estado.}$$

En la ecuación (A.1):

$$\dot{\underline{x}} = \frac{d\underline{x}}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{dx_1}{dt} \\ \vdots \\ \frac{dx_n}{dt} \end{bmatrix} \quad \text{vector de las derivadas de las variables de estado.}$$

$$\underline{f}(\underline{x}, \underline{u}, t) = \begin{bmatrix} f_1(\underline{x}, \underline{u}, t) \\ \vdots \\ f_n(\underline{x}, \underline{u}, t) \end{bmatrix} \quad \text{vector de las funciones generalmente no lineales.}$$

Se supone que las funciones $f_1(\underline{x}, \underline{u}, t), \dots, f_n(\underline{x}, \underline{u}, t)$ son continuas y derivables respecto a \underline{x} y \underline{u}

$$\underline{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \quad \text{vector de las variables de estado.}$$

$$\underline{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_n \end{bmatrix} \quad \text{vector de las variables de control (entrada)}$$

Normalmente se toma como tiempo inicial ($t_0 = 0$)

Vale la pena recalcar que el problema de control óptimo es también llamado problema de optimización dinámica y por lo tanto se debe de tomar en consideración la dinámica del objeto.

Se supone que todas las variables de estado (x_1, x_2, \dots, x_n) son medibles, es decir, son simultáneamente las variables de salida del sistema.

Se supone que las variables de control (u_1, \dots, u_p) son continuas en intervalos de tiempo [14].

Índice de Optimización

Este índice de optimización se representa mediante la siguiente funcional [37].

$$Q(\underline{u}) = \Theta[\underline{x}(t_r), t_r] + \int_0^{t_r} f_0(\underline{x}, \underline{u}, t) dt \quad (\text{A.2})$$

donde:

$\underline{x}(t_r)$	estado final del sistema.
t_r	tiempo de control (tiempo necesario para trasladar el sistema del estado inicial al estado final).
$\Theta[\underline{x}(t_r), t_r]$	función definida en el estado final, la cual es derivable respecto a sus argumentos
$f_0(\underline{x}, \underline{u}, t)$	función escalar continua y derivable respecto a las variables de estado, llamada función de pérdidas instantáneas.

La funcional arriba mencionada adquiere diferentes formas dependiendo del tipo de problema de optimización, el cual puede ser problema de Boltza, Mayer, Lagrange u optimización en tiempo.

En el problema de optimización de Boltza, el índice de optimización tiene la forma de la ecuación (A.2)

En el problema de Mayer, la función de pérdidas instantáneas se anula ($f_0(t) \equiv 0$). Por lo tanto, el índice de optimización adquiere la siguiente forma:

$$Q(\underline{u}) = \Theta[\underline{x}(t_r), t_r] \quad (\text{A.2.1})$$

En el problema de Lagrange, la función definida en el espacio final y tiempo final $\Theta[\underline{x}(t_r), t_r] \equiv 0$. Por lo tanto, el índice de optimización adquiere la siguiente forma:

$$Q(\underline{u}) = \int_0^{t_r} f_0(\underline{x}, \underline{u}, t) dt \quad (\text{A.2.2})$$

En el problema de optimización en tiempo, las funciones $\Theta[\underline{x}(t_r), t_r] \equiv 0$, $f_0(\underline{x}, \underline{u}, t) \equiv 1$. Por lo tanto, el índice de optimización adquiere la siguiente forma:

$$Q(\underline{u}) = t_r \quad (\text{A.2.3})$$

Limitaciones de las variables de control

Las limitaciones de las variables de control, están dadas en forma general como las desigualdades siguientes:

$$g_i(\underline{u}) \leq 0; i = 1, \dots, n \quad (\text{A.3})$$

donde g_i son funciones generalmente no lineales.

En algunos casos dichas limitaciones están dadas en forma explícita:

$$\left. \begin{array}{l} a_i \leq u_i \leq b_i; i = 1, \dots, n \\ |u_i| \leq M_i; i = 1, \dots, n_i \end{array} \right\} \quad (\text{A.4})$$

Donde a_i, b_i, M_i son constantes dadas.

El conjunto de controles que cumplen las limitaciones (A.3), (A.4) se le denomina conjunto de controles admisibles.

El diseño del control óptimo consiste en la búsqueda de un control admisible que cumpla con las limitaciones, además debe satisfacer a las ecuaciones que describen al objeto de control garantizando el valor extremo (maximización o minimización) del índice de optimización, cambiando el estado del sistema controlado de un estado inicial a un estado final en un tiempo que puede ser predeterminado o no. Dicho estado puede estar dado en forma explícita $x(t_r)$ o bien dado en la forma implícita, mediante restricciones $\underline{\varphi}[\underline{x}(t_r), t_r] = 0$, donde $\underline{\varphi}$ es el vector de restricciones.

Métodos de Optimización.

Los métodos matemáticos de optimización dinámica existentes se puede dividir en dos grupos, el primero, es el que corresponde a los métodos que aceptan limitaciones en forma de igualdad, como por ejemplo, el método de ecuaciones de Euler y su generalización en forma del método de los multiplicadores de Lagrange y el segundo grupo, el cual acepta las limitaciones en forma de desigualdades. En este grupo encontramos al método del principio de Máximo de Pontryagin y al método de programación dinámica de Bellman.

A.3 Método del Principio del Máximo de Pontryagin.

Como se mencionó anteriormente, el método del principio del máximo de Pontryagin permite determinar el control óptimo cuando las limitaciones tienen la forma de desigualdades y cuando no necesariamente son funciones continuas, es decir, pueden ser funciones continuas en intervalos. Este método establece las condiciones necesarias del control óptimo.

La formulación de este método depende de la forma en que estén dadas las condiciones finales de las variables de estado, ya que estas pueden estar dadas explícitamente $\underline{x}(t_r)$ o en forma de restricciones $\varphi[\underline{x}(t_r), t_r] = 0$

a) Caso cuando las condiciones finales están dadas directamente.

Teorema 1.

La condición necesaria de la existencia del control óptimo $\underline{u}_{opt}(t)$ en el sistema abierto y las trayectorias de estado correspondientes $\underline{x}_{opt}(t)$, es la existencia de funciones $V_0 \leq 0, V_1(t), \dots, V_n(t)$, tales que no se hacen nulas de forma simultánea y que satisfacen las condiciones siguientes:

1. El vector $\underline{V}(t) = [V_1(t), \dots, V_n(t)]'$ es continuo en el intervalo de tiempo $[0, t_r]$ y las funciones $\underline{x}_{opt}(t)$ y $\underline{V}(t)$ satisfacen a las ecuaciones de Hamilton (sistema de ecuaciones canónicas, compuesto por ecuaciones de estado y ecuaciones conjugadas)

$$\left. \begin{aligned} \dot{\underline{x}}(t) &= \frac{\partial H}{\partial \underline{V}} = \underline{f}(\underline{x}, \underline{u}, t) \\ \dot{\underline{V}}(t) &= -\frac{\partial H}{\partial \underline{x}} \end{aligned} \right\} \quad (A.5)$$

o en forma escalar:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_i &= \frac{\partial H}{\partial V_i} = f_i(\underline{x}, \underline{u}, t) \\ V_i(t) &= -\frac{\partial H}{\partial x_i} \\ i &= 0, 1, \dots, n \end{aligned} \right\} \quad (A.6)$$

donde:

H es el Hamiltoniano y se define como sigue:

$$H(\underline{x}, \underline{V}, V_0, \underline{u}, t) \stackrel{df}{=} \sum_{i=0}^n V_i(t) f_i(\underline{x}, \underline{u}, t) = V_0(t) f_0(\underline{x}, \underline{u}, t) + \sum_{i=1}^n V_i(t) f_i(\underline{x}, \underline{u}, t) \quad (A.7)$$

2. El control $\underline{u}_{opt}(t)$ maximiza el Hamiltoniano sobre todo el conjunto de controles admisibles (los que cumplen las limitaciones (A.3),(A.4)) en el tiempo $t \in [0, t_r]$, por lo tanto:

$$H_{opt} \equiv H(\underline{x}_{opt}, \underline{V}, V_0, \underline{u}_{opt}, t) \geq H(\underline{x}, \underline{V}, V_0, \underline{u}, t) \quad (A.8)$$

3. En el punto final $[t_r, \underline{x}(t_r)]$ se satisfacen las condiciones de transversabilidad.

$$\underline{V}(t_r) = \underline{V}_{opt}(t_r) = V_0 \left. \frac{\partial \theta}{\partial \underline{x}} \right|_{\substack{t=t_r \\ \underline{x}=\underline{x}_{opt}}} \quad (A.9)$$

$$H(t_r) = H_{opt}(t_r) = V_0 \left. \frac{\partial \theta}{\partial t} \right|_{t=t_r} \quad (A.10)$$

Comentarios

- I. El principio de Máximo de Pontryagin es la condición necesaria y suficiente para sistemas lineales.
- II. La condición (A.8) implica que a lo largo de la trayectoria optima $\underline{x}_{opt}(t)$, se cumple:

$$\frac{\partial H}{\partial u_i} \begin{cases} \geq 0 & \text{para } u_{iopt} = b_i (u_{iopt} = +M_i) \\ = 0 & \text{para } a_i < u_{iopt} < b_i (-M_i < u_{iopt} + M_i) \\ < 0 & \text{para } u_{iopt} = a_i (u_{iopt} = -M_i) \end{cases} \quad (A.11)$$

- III. De las ecuaciones (A.6),(A.7) se tiene que:

$$\dot{V}_0(t) = -\frac{\partial H}{\partial x_0} = 0 \quad (A.12)$$

Puesto que $f_0(\underline{x}, \underline{u}, t)$, no depende de x_0 , entonces V_0 es constante, por facilidad se supone que.

$$V_0 = -1 \quad (A.13)$$

De las ecuaciones (A.6), (A.7), se nota que el cambio de escala de las variables $\underline{V}(t)$, no tienen ninguna influencia en la solución de la ecuación (A.6). Por lo tanto la forma equivalente y más utilizada para el Hamiltoniano es:

$$H(\underline{x}, \underline{V}, t) = -f_0(\underline{x}, \underline{u}, t) + \sum_{i=1}^n V_i(t) f_i(\underline{x}, \underline{u}, t) \quad (\text{A.14})$$

y en el sistema de ecuaciones canónicas no existen las variables x_0 y V_0 (no se aumenta el orden del problema, pero el Hamiltoniano tiene la forma A.14).

IV. Tomando en consideración las ecuaciones (A.13), las condiciones de transversabilidad (A.9), (A.10) adquieren la forma siguiente:

$$\underline{V}(t_r) = \underline{V}_{opt}(t_r) = - \left. \frac{\partial \theta}{\partial \underline{x}} \right|_{\substack{t=t_r \\ \underline{x}=\underline{x}_{opt}}} \quad (\text{A.15})$$

$$H(t_r) = H_{opt}(t_r) = \left. \frac{\partial \theta}{\partial t} \right|_{t=t_r} \quad (\text{A.16})$$

b) Caso cuando existen restricciones para las condiciones finales

$$\varphi[\underline{x}(t_r), t_r] = 0$$

En este caso el estado final del objeto de control esta descrito en forma de restricción, se define una nueva función

$$\theta^* = V_0 \theta + \underline{v}' \varphi \quad (\text{A.17})$$

donde:

\underline{v} vector de orden h de los multiplicadores constantes de Lagrange

Teorema 2.

La condición necesaria para la existencia del control óptimo en el sistema de lazo abierto $\underline{u}_{opt}(t)$, es la existencia de las funciones $V_0 \leq 0$, $V_i(t), \dots, V_n(t)$ y los coeficientes v_1, v_2, \dots, v_n que no se hacen nulos en forma simultánea, tales que satisfacen I, II del teorema 1 y cumplen las condiciones de transversabilidad.

$$\underline{V}_{opt}(t_r) = - \left. \frac{\partial \theta^*}{\partial \underline{x}} \right|_{\substack{t=t_r \\ \underline{x}=\underline{x}_{opt}}} \quad (\text{A.18})$$

$$H_{opt}(t_r) = \left. \frac{\partial \theta^*}{\partial t} \right|_{t=t_r} \quad (\text{A.19})$$

El problema de la búsqueda del control óptimo en el sistema abierto (en este caso el control es sólo función del tiempo) se denomina síntesis del control óptimo. La síntesis del control óptimo consiste en buscar la forma de variar el control $\underline{u}(t)$ como función del tiempo, que controla al sistema descrito por las ecuaciones (A.1), de tal manera que cualquiera de los índices de optimización (A.2.1, A.2.2, A.2.3,) obtienen su valor extremo y simultáneamente el control $\underline{u}(t)$ es el control admisible, es decir, cumple con las condiciones (A.2, A.3), trasladando al sistema (A.1) del estado inicial \underline{x}_0 al estado final $\underline{x}(t_r)$, en un tiempo t_r determinado o no.

El caso cuando se busca el control óptimo en el sistema cerrado, se llama problema de la síntesis del controlador óptimo de estado, es decir, se busca un control $\underline{u}_{opt}(\underline{x}, t)$, el cual es una función del tiempo y de las variables de estado (se supone que las variables de estado son simultáneamente las variables de salida del objeto de control).

APÉNDICE B

JUSTIFICACIÓN DE LOS VALORES $\hat{i}_{1,1}^o$ e $\hat{i}_{1,2}^o$.

B.1 Introducción.

El valor máximo $\hat{i}_{1,1}^o$ del valor límite i_1^o de la amplitud de corriente del estator, aceptado diseñando la etapa frecuencial del arranque óptimo en tiempo del motor de inducción, para el cual aún no ocurre la saturación del material magnético, así como el valor $\hat{i}_{1,2}^o$ de dicho valor límite que garantiza la terminación de la etapa frecuencial del arranque con el valor nominal de la amplitud del voltaje de alimentación, se pueden calcular en forma aproximada utilizando el modelo matemático simplificado del motor que desprecia los transitorios electromagnéticos.

B.2 Modelo matemático del motor de inducción sin tomar en consideración los transitorios electromagnéticos.

Los modelos matemáticos más simples del motor de inducción, presentados frecuentemente en la literatura [3, 9] se determinan bajo las siguientes consideraciones:

- 1) La fuente de alimentación del motor de inducción es simétrica.
- 2) El motor de inducción es simétrico.
- 3) Las resistencias y las inductancias son constantes.
- 4) Las señales de alimentación tienen la forma sinusoidal.
- 5) El circuito magnético del motor es lineal.
- 6) Se desprecian los transitorios electromagnéticos.

Cuando el motor de inducción trifásico con el rotor cortocircuitado tiene los devanados del estator y del rotor conectados en estrella sin el conductor del neutro, el circuito equivalente por fase del modelo matemático del motor de inducción, creado bajo las suposiciones mencionadas arriba, se puede presentar como en la fig. B.1 [3, 9].

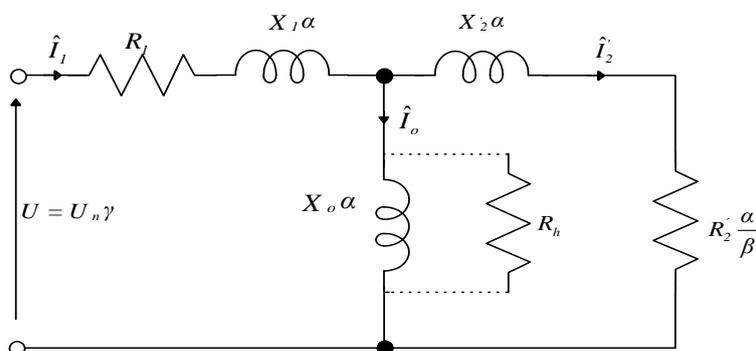


Fig. B.1 Circuito equivalente por fase del motor de inducción.

En la figura B.1:

$\hat{I}_1, \hat{I}_2, \hat{I}_o, \hat{U}$	fasores de la corriente de fase del estator, de la corriente de fase del rotor referida al circuito del estator, de la corriente de magnetización y del voltaje de alimentación, respectivamente (para simplificar la descripción se acepta normalmente $\hat{U} = U$).
p	número de pares de polos.
R_1, R_2	resistencias de los devanados de una fase del estator y del rotor referido al circuito del estator, respectivamente.
R_h	resistencia que representa las pérdidas de energía eléctrica en el núcleo magnético del motor (en el hierro) en el estado estacionario del trabajo de este motor.
X_1, X_2	reactancias de dispersión calculadas a la frecuencia nominal de la corriente de estator, de dispersión de los devanados del estator y del rotor referido al circuito de estator, respectivamente.
X_o	reactancia de magnetización del motor de doble fase equivalente a la frecuencia nominal de la corriente del estator.
u	amplitud del voltaje de fase del estator.
u_m	valor nominal de la amplitud del voltaje de fase del estator.
U	valor eficaz del voltaje de fase del estator.
U_n	valor eficaz nominal del voltaje de fase del estator.
$\alpha = \frac{\omega}{\omega_n}$	valor relativo de la frecuencia angular de la corriente del estator.
$\beta = \frac{\omega - \omega_r}{\omega_n}$	deslizamiento relativo (para el trabajo del motor como generador $\beta < 0$ y como freno $\beta > 1$).
$\gamma = \frac{u}{u_m} = \frac{U}{U_n}$	voltaje relativo de una fase del estator.
$\nu = \frac{\omega_r}{\omega_n}$	velocidad relativa de la flecha del motor.
ω	frecuencia angular de la corriente del estator.
ω_n	frecuencia angular nominal de la corriente del estator.
ω_r	velocidad angular de la flecha del motor con un par de polos (la velocidad angular del motor con p pares de polos: $\omega_r = \omega_r / p$).

Normalmente en la literatura, en el circuito equivalente por fase del motor de inducción, se conecta en paralelo con la reactancia de magnetización X_o una resistencia que representa las pérdidas de energía eléctrica en el núcleo magnético del motor pero solamente en el estado estable (para la frecuencia nominal del voltaje o de la corriente de alimentación). En la fig. B.1 la conexión de esta resistencia está marcada con la línea discontinua.

La ecuación que describe el movimiento mecánico del motor de inducción es [28]:

$$\frac{d v}{d t} = \frac{p}{J \omega_n} (M_e - M_o) \quad (\text{B.1})$$

donde:

- J par de inercia del rotor.
- M_e par electromagnético desarrollado por el motor con p-pares de polos.
- M_o par de la carga.
- t tiempo.

En base a la fig. B.1, aplicando el cálculo matricial, cálculo fasorial y el método de corrientes de malla, se puede escribir:

$$\underline{U} = \underline{Z} \hat{\underline{I}} \quad (\text{B.2})$$

donde:

$$\underline{U} = \begin{bmatrix} \gamma U_n \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\hat{\underline{I}} = \begin{bmatrix} \hat{I}_1 \\ \hat{I}_2 \end{bmatrix}$$

$$\underline{Z} = \begin{bmatrix} R_1 + j\alpha(X_1 + X_o), & -j X_o \alpha \\ -j X_o \alpha, & R_2 \frac{\alpha}{\beta} + j\alpha(X_2 + X_o) \end{bmatrix}$$

Entonces:

$$\hat{\underline{I}} = \underline{Z}^{-1} \underline{U} \quad (\text{B.3})$$

$$\underline{Z}^{-1} = \frac{\underline{Z}_{ad}}{\det \underline{Z}} \quad (\text{B.4})$$

donde:

- \underline{Z}_{ad} matriz adjunta.
- $\det \underline{Z}$ determinante de la matriz \underline{Z} .
- j unidad imaginaria $j = \sqrt{-1}$.

puesto que:

$$\underline{Z} = \underline{Z}^T = \underline{Z}' \quad (\text{B.5})$$

donde:

$$\underline{Z}^T = \underline{Z}' \quad \text{Matriz transpuesta.}$$

entonces:

$$\underline{Z}_{ad} = \begin{bmatrix} R_2' \frac{\alpha}{\beta} + j\alpha(X_2 + X_o) & , & j\alpha X_o \\ j\alpha X_o & , & R_1 + j\alpha(X_1 + X_o) \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

$$\det \underline{Z} = \left[X_o^2 - (X_1 + X_o)(X_2 + X_o) \right] \alpha^2 + R_1 R_2' \frac{\alpha}{\beta} + j \left[R_1(X_o + X_2) + R_2' \frac{\alpha}{\beta} (X_1 + X_o) \right] \alpha \quad (\text{B.7})$$

Tomando en consideración las dependencias presentadas arriba y cuando la alimentación es por la fuente de voltaje U , se puede escribir:

$$\hat{I}_1 = \gamma U_n \frac{R_2' \frac{\alpha}{\beta} + j\alpha(X_2 + X_o)}{\det \underline{Z}} \quad (\text{B.8})$$

$$\hat{I}_2 = \gamma U_n \frac{j\alpha X_o}{\det \underline{Z}} \quad (\text{B.9})$$

$$\hat{I}_o = \hat{I}_1 - \hat{I}_2 = \gamma U_n \frac{R_2' \frac{\alpha}{\beta} + j\alpha X_2}{\det \underline{Z}} \quad (\text{B.10})$$

Cuando la alimentación es por la fuente de la corriente \hat{I}_1 , se tiene:

$$\hat{I}_2 = \hat{I}_1 \frac{j\alpha X_o}{R_2' \frac{\alpha}{\beta} + j\alpha(X_o + X_2')} \quad (\text{B.11})$$

$$\hat{I}_o = \hat{I}_1 \frac{R_2' \frac{\alpha}{\beta} + j\alpha X_2'}{R_2' \frac{\alpha}{\beta} + j\alpha(X_o + X_2')} \quad (\text{B.12})$$

Si se denota:

- I_1 valor eficaz de la corriente de una fase del estator.
- I_2 valor eficaz de la corriente de una fase del rotor referido al circuito del estator.
- I_o valor eficaz de la corriente de magnetización.

se puede calcular, con base a las fórmulas (B.8), (B.9) y (B.10):

$$I_1 = \gamma U_n \sqrt{\frac{\frac{R_2'^2}{\beta^2} + (X_2' + X_o)^2}{F_1}} \quad (B.13)$$

$$I_2 = \gamma U_n \frac{X_o}{\sqrt{F_1}} \quad (B.14)$$

$$I_o = \gamma U_n \sqrt{\frac{\frac{R_2'^2}{\beta^2} + X_2'^2}{F_1}} \quad (B.15)$$

y en base a las ecuaciones (B.11) y (B.12) (cuando la alimentación es por la fuente de corriente):

$$I_2' = I_1 \frac{X_o \beta}{\sqrt{R_2'^2 + (X_o + X_2')^2 \beta^2}} \quad (B.16)$$

$$I_o = I_1 \sqrt{\frac{R_2'^2 + X_2'^2 \beta^2}{R_2'^2 + (X_o + X_2')^2 \beta^2}} \quad (B.17)$$

donde:

$$F_1 = \left\{ \left[X_o^2 - (X_o + X_2')(X_o + X_1) \right] \alpha + \frac{R_1 R_2'}{\beta} \right\}^2 + \left[R_1 (X_o + X_2') + R_2' \frac{\alpha}{\beta} (X_o + X_1) \right]^2$$

El par electromagnético desarrollado por el motor se expresa por la siguiente dependencia [3]:

$$M_e = m p \frac{P_{ef}}{\omega_n v} \quad (B.18)$$

donde:

P_{ef} potencia eléctrica transformada a la mecánica correspondiente a una fase del motor (la potencia interna de la máquina)

m número de fases del estator del motor.

La potencia P_{ef} se puede expresar (véase fig. B.1) como la potencia entregada a la resistencia:

$$R_2 \frac{\alpha}{\beta} - R_2 = R_2 \frac{v}{\beta} \quad (B.19)$$

como sigue:

$$P_{ef} = R_2' \frac{V}{\beta} I_2'^2 \quad (\text{B.20})$$

Puesto que la potencia entregada a la resistencia (B.19) se puede expresar en función de cada una de las magnitudes eléctricas o electromagnéticas del motor, entonces se pueden obtener diferentes descripciones del par electromagnético del motor.

Por ejemplo, dicho par se puede expresar en función:

- ❖ del valor eficaz de la corriente del rotor referido al circuito del estator:

$$M_e = \frac{p m R_2'}{\omega_n \beta} I_2'^2 \quad (\text{B.21})$$

- ❖ del valor eficaz de la corriente de magnetización:

$$M_e = \frac{p m R_2' X_o'^2}{\omega_n \beta} \frac{I_o'^2}{\frac{R_2'}{\beta^2} + X_2'^2} \quad (\text{B.22})$$

- ❖ del valor eficaz de la corriente del estator:

$$M_e = \frac{p m R_2'}{\omega_n \beta} \frac{X_o'^2}{\frac{R_2'}{\beta^2} + (X_o' + X_2')^2} I_1'^2 \quad (\text{B.23})$$

- ❖ del valor eficaz del voltaje que alimenta al estator:

$$M_e = \frac{p m R_2' X_o'^2}{\omega_n \beta F_1} \gamma^2 U_n^2 \quad (\text{B.24})$$

B.3 Control óptimo de velocidad del motor en el sistema cerrado.

Se buscan las descripciones matemáticas del controlador (control en el sistema cerrado) en frecuencia de velocidad de motores de inducción, que minimizan el tiempo de control limitando simultáneamente el valor eficaz de la corriente del estator a un valor deseado:

$$I_1 \leq I_1^{\circ} \quad (\text{B.25})$$

donde:

I_1° valor eficaz admisible de la corriente de una fase del estator del motor.

La limitación de la corriente del estator permite disminuir las exigencias físicas que se piden de la fuente que alimenta al motor y en consecuencia disminuir el costo de construcción de esta fuente.

La noción "controlador en frecuencia" significa que el control de velocidad del motor de inducción se realiza por medio de los cambios adecuados, en función de la velocidad angular de la flecha del motor, de la frecuencia y de la amplitud del voltaje (o de la corriente) que alimenta al motor. Esto implica que la fuente que alimenta al motor debe ser un convertidor de frecuencia del voltaje o de la corriente.

El diagrama a bloques del sistema de control óptimo de la velocidad del motor de inducción se puede presentar como en la fig. B.2.

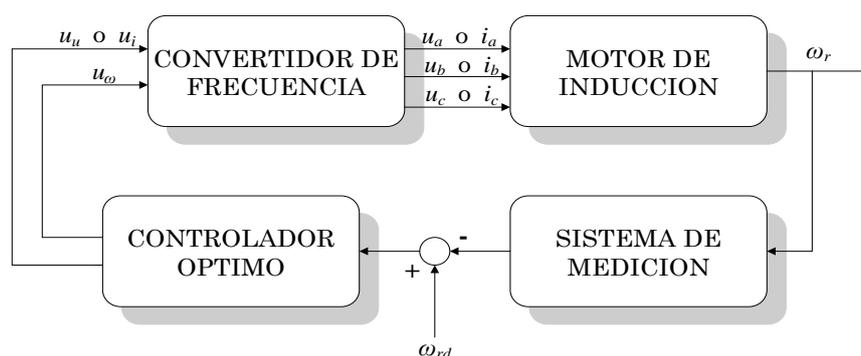


Fig. B.2 Sistema cerrado de control.

En la fig.B.2:

- i_a, i_b, i_c corrientes de las fases a, b, c generadas por el convertidor de frecuencia de corriente, las amplitudes de las cuales son proporcionales al voltaje u_i .
- u_a, u_b, u_c voltajes de las fases a, b, c generados por el convertidor de frecuencia de voltaje, las amplitudes de los cuales son proporcionales al voltaje continuo u_u .
- u_u, u_i voltajes continuos generados por el controlador que controlan la amplitud del voltaje o de la corriente de salida del convertidor de frecuencia.
- u_ω voltaje continuo generado por el controlador que controla la frecuencia angular del voltaje o de la corriente de salida del convertidor de la frecuencia.
- ω_r velocidad angular de la flecha del motor.
- ω_{rd} valor deseado (de referencia) de la velocidad angular de la flecha del motor.

Utilizando las variables relativas α, ν, γ y suponiendo que el convertidor de frecuencia es un sistema proporcional, el control óptimo debe ser descrito en función de la velocidad de la flecha del motor:

❖ para el convertidor de frecuencia de voltaje:

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \alpha(\nu) \\ \gamma &= \gamma(\nu) \end{aligned} \right\} \quad (\text{B.26})$$

❖ para el convertidor de frecuencia de corriente:

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \alpha(\nu) \\ I_1 &= I_1(\nu) \end{aligned} \right\} \quad (\text{B.27})$$

Con base a [27, 36] se puede afirmar que la descripción general del control óptimo de velocidad del motor de inducción en el sistema cerrado, se puede encontrar solamente cuando se utiliza el modelo matemático del motor de inducción en el cual se desprecian los transitorios electromagnéticos considerando además que la alimentación es sinusoidal.

El controlador óptimo debe también garantizar que no ocurre la saturación del material magnético del motor. Lo último significa que el valor eficaz de la corriente de magnetización I_o tiene que cumplir la condición siguiente:

$$I_o \leq I_{o \max} \quad (\text{B.28})$$

En la fórmula (B.28) $I_{o \max}$ es el valor eficaz máximo de la corriente de magnetización para el cual el motor opera todavía en la parte lineal de su curva de magnetización. En la práctica dicho valor se puede estimar como el valor eficaz de la corriente de magnetización para la velocidad síncrona (teórica, $\nu = \alpha$, $\omega_r = \omega / p$) del motor de inducción para la cual teóricamente la corriente del rotor es nula [15]:

$$I_{o \max} = \frac{U_n}{\sqrt{R_l^2 + (X_o + X_l)^2}} \quad (\text{B.29})$$

Para resolver el problema de optimización se utiliza el método de principio de máximo de Pontryagin [10,11, 14], puesto que este método es más adecuado para resolver los problemas de optimización con el estado final del objeto de control dado y el control de velocidad de motores de inducción pertenece a esta clase de problemas.

B.4 Control óptimo en tiempo sin limitar la frecuencia de alimentación.

En el caso cuando el motor está alimentado con un convertidor de frecuencia de corriente, se busca la descripción del controlador óptimo en la forma (B.27).

Sintetizando el control óptimo se pueden limitar ambas variables de control α e I_1 (B.25) [12]. La limitación de la frecuencia de la corriente del estator se describe como sigue:

$$\left. \begin{aligned} \alpha &\leq v_d && (\text{para } v_d > v_0) \\ \alpha &\geq v_d && (\text{para } v_d < v_0) \end{aligned} \right\} \quad (\text{B.30})$$

donde:

- v_d valor deseado de la velocidad angular relativa de la flecha del motor.
- v_0 velocidad angular relativa inicial de la flecha del motor (en el momento de iniciar el control frecuencial).

Sin embargo, desde el punto de vista de la construcción y costo de la fuente que alimenta al motor (el convertidor de frecuencia), más importante es la limitación de la corriente del estator.

La limitación de la frecuencia de la corriente de alimentación, disminuye todavía más el costo del convertidor de frecuencia, pero complica mucho la construcción del controlador óptimo aumentando además el tiempo de control, puesto que el control óptimo en tiempo hay que realizarlo en este caso en dos etapas [35,13].

Con el fin de evitar la saturación del material magnético hay que aplicar en el controlador la limitación para la amplitud de la corriente de magnetización (B.28).

En el caso de optimización en tiempo (minimización del tiempo de control), el índice de optimización tiene la siguiente forma:

$$Q = \int_{t_0}^{t_r} dt = t_r - t_0 \quad (\text{B.31})$$

donde:

- Q índice de optimización, cuando se minimiza el tiempo de control $t_r - t_0$.
- t_r tiempo final de control.
- t_0 tiempo inicial de control (normalmente se acepta $t_0 = 0$ y entonces $Q = t_r$).

El problema de optimización consiste, en este caso, en la búsqueda de la descripción matemática del controlador óptimo en la forma de (B.27), la cual garantiza la minimización del tiempo de control t_r , asegurando simultáneamente que la corriente del estator cumple con la condición descrita por la desigualdad (B.25) y la corriente de magnetización cumple con la condición (B.28).

De las premisas físicas, se sabe que el tiempo de control de velocidad del motor es mínimo cuando el valor absoluto del par electromagnético desarrollado por el motor es máximo (el par electromagnético del motor puede ser positivo o negativo, dependiendo si se incrementa o decrementa la velocidad del motor). Esto se puede justificar matemáticamente usando el principio del máximo de Pontryagin [10,11, 14].

Tomando en consideración la ecuación que describe el movimiento mecánico del motor de inducción (B.1) y el índice de optimización descrito por la ecuación (B.31), el Hamiltoniano resultante tiene la siguiente forma:

$$H = -1 + V \frac{p}{J\omega_n} (M_e - M_o) \quad (B.32)$$

donde:

H Hamiltoniano.
 V variable conjugada.

La ecuación conjugada está dada de la manera siguiente:

$$\frac{dV}{dt} = -V \frac{p}{J\omega_n} \frac{\partial}{\partial v} (M_e - M_o) \quad (B.33)$$

Para que el control (α, I_1) sea óptimo, según el principio del máximo de Pontryagin, el Hamiltoniano tiene que obtener su valor máximo para el control óptimo, es decir, el control óptimo tiene que cumplir las ecuaciones siguientes:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial H}{\partial \alpha} &= 0 \\ \frac{\partial H}{\partial I_1} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (B.34)$$

Puesto que en el Hamiltoniano (B.32), solamente el par electromagnético del motor M_e depende de α e I_1 , entonces las ecuaciones (B.34) toman la forma siguiente:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial M_e}{\partial \alpha} &= 0 \\ \frac{\partial M_e}{\partial I_1} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (B.35)$$

De las ecuaciones (B.35), se puede concluir que la condición necesaria para que exista el control óptimo en tiempo, es la maximización por este control (α

e I_1) del par electromagnético del motor (lo que coincide con las premisas físicas).

De la ecuación (B.23), se nota que el par electromagnético del motor es proporcional al cuadrado del valor eficaz de la corriente del estator I_1 , por esto, el valor máximo de dicho par se obtiene para el valor eficaz máximo admisible de esta corriente, es decir:

$$I_1 = I_1^o \quad (\text{B.36})$$

Sin embargo, para que se cumpla la condición de la limitación de la corriente de magnetización descrita por la desigualdad (B.28), con base en la descripción del par electromagnético ((B.22),(B.23)), se puede concluir que la corriente del estator debe cumplir la siguiente desigualdad:

$$I_1 \leq I_{0\max} \sqrt{\frac{R_2'^2 + \beta^2 (X_0 + X_2')^2}{R_2'^2 + \beta^2 X_2'^2}} = I_{1,1}^o \quad (\text{B.37})$$

Entonces, cuando se cumple:

$$I_1^o \leq I_{1,1}^o \quad (\text{B.38})$$

también se cumplen las condiciones expresadas por las desigualdades (B.25) y (B.28).

El valor $I_{1,1}^o$ es el valor eficaz de la corriente del estator para el cual el material magnético del motor no entra todavía en la saturación que depende (véase la ecuación (B.37)) del deslizamiento relativo β .

Considerando la ecuación del par electromagnético (B.23) y del valor de la corriente I_1 descrito por la igualdad de (B.36), el par electromagnético resultante del motor se describe por:

$$M_e = \frac{pmR_2'}{\omega_n} \frac{X_0^2 \beta}{R_2'^2 + (X_0 + X_2')^2 \beta^2} I_1^{o2} \quad (\text{B.39})$$

donde:

m número de fases del motor.

Al resolver la primera ecuación de las (B.35), para el par electromagnético descrito por la ecuación (B.23), y tomando en consideración que $\alpha = \nu + \beta$, se obtiene:

$$\beta = \pm \frac{R'_2}{X_0 + X'_2} \quad \text{o} \quad \alpha = v \pm \frac{R'_2}{X_0 + X'_2} \quad (\text{B.40})$$

donde el signo positivo se utiliza en el incremento de la velocidad del motor, y el signo negativo en el decremento de esta velocidad.

Utilizando la dependencia de (B.40), se puede calcular el valor eficaz límite $I_{1,1}^o$ de la corriente del estator de la ecuación (B.37):

$$I_{1,1}^o = I_{0\max} \sqrt{\frac{2(X_0 + X'_2)^2}{(X_0 + X'_2)^2 + X_2'^2}} \quad (\text{B.41})$$

Cuando el valor eficaz admisible de la corriente del estator cumple la desigualdad siguiente:

$$I_1^o > I_{1,1}^o \quad (\text{B.42})$$

el deslizamiento relativo β debe ser diferente del descrito por (B.40), para garantizar el cumplimiento de la condición de (B.28).

Tomando en cuenta las ecuaciones que expresan el par electromagnético del motor en función de la corriente de magnetización y en función de la corriente de estator (las ecuaciones (B.22) y (B.23), respectivamente), se obtiene la siguiente expresión del valor eficaz de la corriente de magnetización en función de la corriente de estator:

$$I_0 = I_1 \sqrt{\frac{R_2'^2 + \beta^2 X_2'^2}{R_2'^2 + \beta^2 (X_0 + X'_2)^2}} \quad (\text{B.43})$$

Se sabe que el valor eficaz de la corriente del estator y el par electromagnético del motor tienen que ser máximos para garantizar el tiempo mínimo de control. Por esto el tiempo mínimo de control se obtiene para los valores máximos de las corrientes del estator ($I_1 = I_1^o$) y de magnetización ($I_0 = I_{0\max}$). De esto se nota, que el deslizamiento relativo β que garantiza el tiempo mínimo de control tiene que cumplir la siguiente igualdad:

$$I_{0\max} = I_1^o \sqrt{\frac{R_2'^2 + \beta^2 X_2'^2}{R_2'^2 + \beta^2 (X_0 + X'_2)^2}} \quad (\text{B.44})$$

De la ecuación (B.44), se puede calcular el valor del deslizamiento relativo β para el cual, cuando se cumple la desigualdad (B.42), el par del motor es máximo cumpliendo las condiciones descritas por (B.25) y (B.28):

$$\beta = \pm R'_2 \sqrt{\frac{(I_1^o / I_{0\max})^2 - 1}{(X_0 + X'_2)^2 - X_2'^2 (I_1^o / I_{0\max})^2}} \quad (\text{B.45})$$

Para el trabajo de la máquina asíncrona como motor ($\beta > 0$) lo antes dicho se puede ilustrar gráficamente tomando en consideración la descripción del par electromagnético del motor por las ecuaciones (B.22) y (B.23) en las cuales se sustituye I_o e I_l por $I_{o\max}$ e I_l^o , respectivamente:

$$M_e = \frac{pmR_2 X_o^2}{\omega_n} \frac{\beta}{R_2 + \beta^2 X_2'^2} I_{o\max}^2 \quad (\text{B.46})$$

$$M_e = \frac{pmR_2 X_o^2}{\omega_n} \frac{\beta}{R_2 + \beta^2 (X_o + X_2')^2} I_l^o{}^2 \quad (\text{B.47})$$

Las curvas de los pares electromagnéticos (B.46) y (B.47) en función del deslizamiento β se presentan en la fig. B.3.

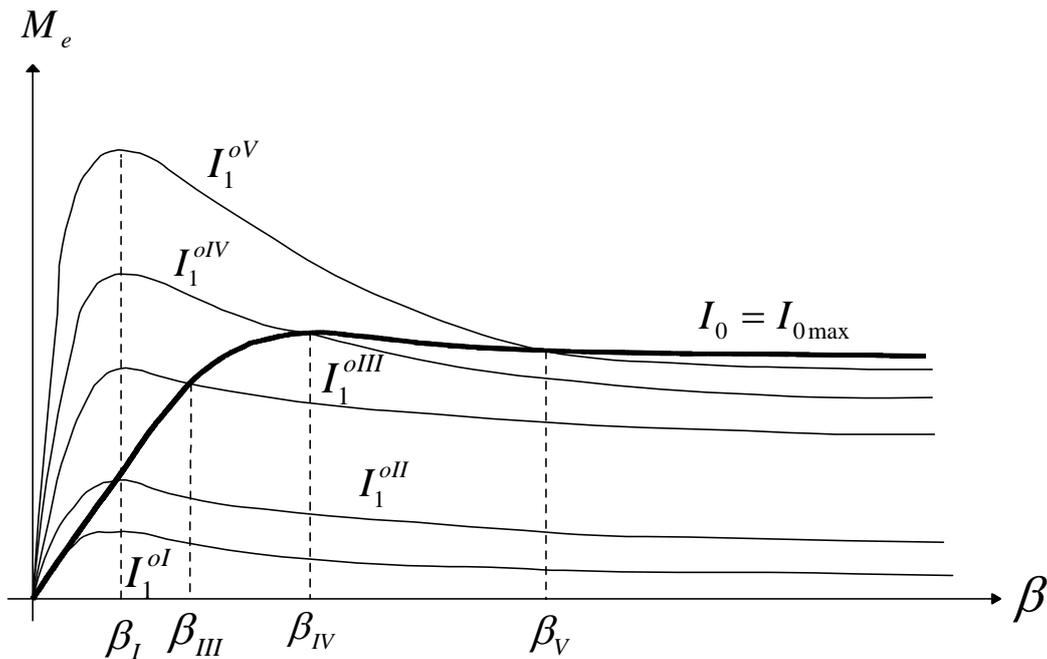


Fig. B.3 Par electromagnético del motor.

En la fig. B.3 la curva gruesa representa el par del motor descrito por la ecuación (B.46) y las curvas delgadas representan los pares del motor descritos por (B.47) para diferentes valores límite de la corriente del estator $I_1^{ol} < I_1^{oII} < I_1^{oIII} < I_1^{oIV} < I_1^{oV}$. Las curvas para las corrientes I_1^{ol} e I_1^{oII} que satisfacen la condición (B.28) tienen

sus valores máximos para $\beta = \beta_1$ descrito por (B.40) no sobrepasando el par del motor para $I_o = I_{omax}$, lo que significa que se cumple la condición (B.28). Para la corriente I_1^{oll} se cumplen simultáneamente las condiciones (B.38) (con igualdad) y (B.28) para $\beta = \beta_1$ descrito por (B.40).

Para los valores admisibles mayores de la corriente del estator (en la fig. B.3 las curvas $I_1^{oll} - I_1^{oV}$) la misma situación (el cumplimiento simultáneo de las condiciones (B.38) y (B.28) con igualdad) ocurre para los deslizamientos relativos $\beta_{III}, \beta_{IV}, \beta_V$ mayores que el deslizamiento β_1 y descritos por la ecuación (B.45). Obviamente, como se ve en la fig. B.3, para estos deslizamientos los valores de los pares son menores que los máximos obtenidos para $\beta = \beta_1$ sin cumplir la condición (B.28).

El valor máximo del par electromagnético del motor con el cual se puede controlar la velocidad del motor en el tiempo mínimo cumpliendo simultáneamente la limitación de la corriente del estator y la de magnetización es igual al valor máximo del par descrito por la ecuación (B.46) (línea gruesa en la fig. B.3) el cual se obtiene para el deslizamiento β_{IV} . El valor de este deslizamiento se puede calcular de la primera de las ecuaciones (B.35) utilizando en ella el par descrito por (B.22):

$$\beta_{IV} = \frac{R_2}{X_2} \quad (B.48)$$

Entonces el valor de la corriente del estator I_1^{oIV} , máximo para no entrar en la saturación del material magnético, se puede calcular de la ecuación (B.44) sustituyendo en ella β por (B.48):

$$I_1 = I_1^{oIV} = I_{omax} \sqrt{\frac{X_2 + (X_o + X_2)^2}{2 X_2^2}} \quad (B.49)$$

El control óptimo en tiempo realizado según las expresiones (B.48) y (B.49) se llama crítico por ser más rápido para un motor de inducción dado.

El control con los valores I_1^o mayores que I_1^{oIV} (en la fig. B.3 el valor I_1^{oV}) no es apropiado, puesto que el par electromagnético del motor durante el control es menor que el par crítico a pesar de que la corriente del estator es mayor que la crítica (B.49).

Resumiendo, se puede afirmar que el control óptimo en tiempo de la velocidad del motor de inducción con la limitación de la corriente del estator y la corriente de magnetización, encontrado en base al modelo matemático del motor que no

considera los transitorios electromagnéticos, debe ser realizado con la corriente del estator constante e igual al valor admisible y con el deslizamiento constante, cuyo valor depende del valor admisible de la corriente del estator y del valor límite de la corriente de magnetización. Esto significa que dicho control se realiza con el valor constante del par electromagnético del motor, máximo para no sobrepasar el valor admisible de la corriente del estator ni el valor límite de la corriente de magnetización.

Conociendo el control óptimo por corriente, el cual está descrito por las ecuaciones (B.36) y (B.40) ó (B.45) según sea el caso, utilizando la ecuación (B.13), se puede calcular el control por voltaje, es decir, cuando el convertidor de frecuencia que alimenta al motor es de voltaje:

$$\gamma = \frac{I_1^o}{U_n} \sqrt{\frac{\beta^2 F_1}{R_2^2 + (X_0 + X_2')^2 \beta^2}} \quad (\text{B.50})$$

B.5 Determinación de los valores $i_{1,1}^o$ e $i_{1,2}^o$.

Cuando I_1^o cumple la condición de (B.38), la cual tomando en consideración (B.37) y (B.40), obtiene la siguiente forma:

$$I_1^o \leq I_{1,1}^o = I_{0\max} \sqrt{\frac{2(X_0 + X_2')^2}{(X_0 + X_2')^2 + X_2'^2}} \quad (\text{B.51})$$

ó

$$i_1^o \leq i_{1,1}^o = i_{0\max} \sqrt{\frac{2(X_0 + X_2')^2}{(X_0 + X_2')^2 + X_2'^2}} \quad (\text{B.52})$$

donde:

$i_{1,1}^o$ valor máximo del valor límite de la amplitud de la corriente del estator para el cual durante el control óptimo en tiempo de la velocidad del motor de inducción no sucede la saturación del hierro.

$i_{0\max}$ valor máximo de la amplitud de la corriente de magnetización para el cual el motor opera todavía en la parte lineal de su curva de magnetización.

El valor eficaz de la corriente de magnetización calculado de la ecuación (B.43) sustituyendo β por (B.40) e I_1 por I_1^o , es:

$$I_0 = \frac{I_1^o}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{(X_0 + X_2')^2 + X_2'^2}}{(X_0 + X_2')} \leq I_{0\max} \quad (\text{B.54})$$

ó

$$i_0 = \frac{i_1^0}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{(X_0 + X'_2) + X_2'^2}}{(X_0 + X'_2)} \leq i_{0\max} \quad (\text{B.55})$$

donde:

i_0 amplitud de la corriente de magnetización.

Esto significa que cuando:

$$i_1^0 \leq i_{1,1}^0 \quad (\text{B.56})$$

nunca sucede la saturación del material magnético del motor durante la etapa frecuencial. El control de la frecuencia del voltaje o de la corriente de alimentación, es independiente del valor límite de la amplitud de la corriente del estator aceptado (el deslizamiento β no depende de dicho valor límite y está descrito por (B.40)).

Para el caso cuando I_1^0 cumple la condición de (B.42):

$$I_1^0 > I_{1,1}^0 \quad (\text{B.57})$$

ó

$$i_1^0 > i_{1,1}^0 \quad (\text{B.58})$$

hay que utilizar β descrito por la ecuación (B.45) y el valor eficaz de la corriente de magnetización I_o , calculado de la ecuación (B.43), tomando en consideración las ecuaciones (B.36) y (B.44), es:

$$I_0 = I_{0\max} \quad (\text{B.59})$$

ó

$$i_o = i_{o\max} \quad (\text{B.60})$$

En este caso el motor trabaja en la frontera de saturación, siempre y cuando se aplique el control adecuado (dependiente del valor límite aceptado de la amplitud de la corriente del estator) de la frecuencia del voltaje o de la corriente de alimentación (el deslizamiento óptimo β depende de dicho valor límite y está descrito por (B.45)).

Como se puede ver el control óptimo en tiempo de velocidad de motores de inducción depende del valor límite de la amplitud de la corriente de estator, que se acepta en el diseño de dicho control..

La etapa frecuencial del control óptimo de motor de inducción con limitación de la amplitud de la corriente del estator, se termina, en la mayoría de los casos, con el valor de la amplitud y eventualmente de la frecuencia (si la frecuencia no

se limita a su valor nominal diseñando el control) del voltaje de alimentación, diferentes de sus valores nominales (adecuados para la velocidad de referencia escogida). Se necesita entonces conducir dicha amplitud (y eventualmente la frecuencia), después de terminar la etapa frecuencial de control, a sus valores nominales (la segunda etapa de control).

El caso particular del control de velocidad es el arranque del motor en el cual se pide el cambio de la velocidad de valor cero a su valor nominal.

Los valores finales de la amplitud y eventualmente de la frecuencia del voltaje de alimentación, obtenidos terminando la etapa frecuencial del arranque óptimo del motor de inducción, dependen del valor límite de la amplitud de la corriente del estator que se acepta durante el diseño del control óptimo.

Para el arranque óptimo en tiempo, se puede determinar la dependencia del valor final de la amplitud del voltaje que alimenta al motor terminando el arranque frecuencial, del valor límite de la amplitud de la corriente del estator que se acepta durante el diseño del control óptimo.

Cuando durante el arranque frecuencial óptimo en tiempo se limita la frecuencia del voltaje de alimentación a su valor nominal:

$$\omega \leq \omega_n \quad (B.61)$$

la etapa frecuencial de arranque se termina obviamente con la frecuencia del voltaje de alimentación igual a la frecuencia nominal independientemente del valor límite de la amplitud de la corriente del estator i_1^o y con el valor de la velocidad de la flecha del motor menor que su valor nominal para la carga dada. El valor final de la amplitud del voltaje de alimentación puede sobrepasar o no su valor nominal terminando la etapa frecuencial de arranque, dependiendo del valor límite de la amplitud de la corriente del estator.

El valor $i_{1,2}^o$ del valor límite i_1^o de la amplitud de la corriente de alimentación que garantiza la terminación de la etapa frecuencial del arranque con el valor nominal de la amplitud del voltaje de alimentación se puede calcular partiendo de la fórmula (B.50) en la cual hay que sustituir $\gamma = 1$, $\alpha = 1$ (cuando en la etapa frecuencial de arranque se limita la frecuencia del voltaje de alimentación a su valor nominal) o $\gamma = 1$, $\alpha = 1 + \beta$ (cuando en la etapa frecuencial del arranque no se limita la frecuencia del voltaje de alimentación) y β por la fórmula (B.40) (cuando se cumple la condición (B.56)) o por la fórmula (B.46) (cuando se cumple la condición (B.58)).

En el caso cuando se cumplen las limitaciones (B.61) y (B.56) de la fórmula (B.50) se puede calcular:

$$i_{1,2}^o = \frac{u_m \sqrt{2} (X_o + X_2')}{\sqrt{\left[X_o^2 - (X_o + X_1)(X_o + X_2') + R_1(X_o + X_2') \right]^2 + \left[(X_o + X_2')^2 [R_1 + (X_o + X_1)] \right]^2}} \quad (\text{B.62})$$

Cuando se cumplen las limitaciones (B.61) y (B.58) para calcular los valores $i_{1,2}^o$ que garantizan la terminación de la etapa frecuencial de arranque con el valor nominal de la amplitud del voltaje de alimentación hay que resolver la ecuación algebraica que se obtiene de la fórmula (B.50) sustituyendo en ella $\gamma = 1$, $\alpha = 1$ y β por la fórmula (B.45). Esta ecuación es la siguiente:

$$Nx^4 + \left(2NP - \frac{L}{i_{o\max}^2} \right) x^3 + (P^2 + L^2 + 2NS)x^2 + 2PSx + S^2 = 0 \quad (\text{B.63})$$

donde:

$$x = i_{1,2}^o \text{ entonces } i_{1,2}^o = \sqrt{x}$$

$$A = X_o^2 - (X_o + X_2')(X_o + X_1)$$

$$B = R_1 R_2'$$

$$C = R_1 (X_o + X_2')$$

$$D = R_2' (X_o + X_1)$$

$$E = (X_o + X_2')^2$$

$$G = A^2 + C^2$$

$$H = B^2 + D^2$$

$$K = u_m E$$

$$L = 2BX_o^2 R_2'$$

$$M = u_m^2 R_2'^2$$

$$N = \frac{1}{i_{o\max}^2} (HX_2'^2 - GR_2'^2)$$

$$P = \frac{1}{i_{o\max}^2} (KR_2'^2 - MX_2'^2) + GR_2'^2 - HE$$

Como se nota, cuando se cumple la condición (B.56) existe solo un valor límite de la amplitud de la corriente del estator para el cual la amplitud del voltaje de alimentación obtiene su valor nominal terminando la etapa frecuencial de arranque, mientras que, cuando se cumple la condición (B.58) pueden existir varios valores límite de la amplitud de la corriente del estator para los cuales la amplitud del voltaje de alimentación llega a su valor nominal finalizando la etapa frecuencial del arranque.

APÉNDICE C

PROGRAMAS EN FORTRAN.

C.1 Programa para simular el arranque en vacío del motor de inducción.

Este programa simula el arranque en vacío completo del motor de inducción, aplicando los cuatro métodos propuestos para finalizar el arranque óptimo en tiempo y minimizando el tiempo de arranque.

El acceso de los datos necesarios para la aplicación de este programa son pedidos en pantalla y deben ser introducidos uno a uno. Los resultados son almacenados en un archivo de salida que lleva el nombre "arranque.fig".

```

real*8 q1,q2,q3
real*8 io,omn,r1,r2,x1,x2,xo,jp
real*8 il,iom,um,dt,t,trn
real*8 i2d,i2q,f2d,f2q,ffod,ffoq,ffo,fod
real*8 foq,fo,c1,s1,gn1,hn1,j1,k1,om
real*8 m1,u1,f,w1,z1,y1,k11,m11
real*8 u11,w11,z11,y11,gn2,hn2,j2,c2,s2
real*8 k2,m2,u2,w2,z2,y2,k12,m12,u12,w12
real*8 z12,y12,gn3,hn3,j3,c3,s3,k3,m3,u3
real*8 z3,w3,y3,k13,m13,u13,w13,z13,y13
real*8 gn4,hn4,j4,c4,s4,k4,m4,u4,w4,z4,y4
real*8 q5,me,ia,i2,c1s,fods,foqs
real*8 uld,ulq,u,ua,ome
real*8 az,bz,mm,mr,bm,qm
real*8 qmz,omnn
real*8 t1,i1o,alpha,alpha2,alpha3,umm,tumm,ut1
real alpha1
real*8 xi2d,xi2q,xi1d,xi1q,xi1
real*8 xi2
real*8 xk1,xm1,xk11,xm11,xk2
real*8 xm2,xk12,xm12,xk3,xm3
real*8 xk13,xm13,xk4,xm4
real*8 xme,xia,xio
real*8 as,bs,cs,ds,fs,es,xs,gs
real*8 xfom,xf2d,xf2q,xom,xqz
real*8 xfld,xf1q,xfmd,xfmz,xfm
real*8 xfmzd,xfmzq,xfmq
real*8 xr1,xu1,xw1,xr11,xu11
real*8 xw11,xr2,xu2,xw2
real*8 xr12,xu12,xw12,xr3
real*8 xu3,xw3,xr13,xu13,xw13
real*8 xr4,xu4,xw4
real*8 xqm
real*8 bdt,i1p,t1p,iop,tiop
real*8 todp,qcr,qzr,qtr,tr,i1m,iomx
real*8 ti1m,tiom,qc1,qz1,qt1,qcodp1
real*8 qzodp1,qtodp1,t2,ax,qc2,qz2,qt2
integer p,w,ww,m,pp,dup,pup,zup

dimension o1(0:1000)
dimension o2(0:1000)
dimension o3(0:1000)
dimension o4(0:1000)

```

```

dimension o5(0:1000)
dimension o6(0:1000)
dimension o7(0:1000)
dimension o8(0:1000)
dimension o9(0:1000)
dimension o10(0:1000)
dimension o11(0:1000)
dimension o12(0:1000)
dimension o13(0:1000)
dimension o14(0:1000)
dimension o15(0:1000)
dimension o16(0:1000)
dimension o17(0:1000)
dimension o18(0:1000)
dimension o19(0:1000)
dimension o20(0:1000)
dimension o21(0:1000)
dimension o22(0:1000)
dimension o23(0:1000)

write(*,*)'um='
read(5,*) um
dup=9
pup=9
zup=9
write(*,*)'numero de pares de polos p='
read(5,*) pp
write(*,*)'valor nominal de frecuencia de alimentacion omn='
read(5,*) omn
write(*,*)'R1='
read(5,*) r1
write(*,*)'R2='
read(5,*) r2
write(*,*)'X1='
read(5,*) x1
write(*,*)'X2='
read(5,*) x2
write(*,*)'Xo='
read(5,*) xo
write(*,*)'J='
read(5,*) jp
write(*,*)'Mm='
read(5,*) mm
write(*,*)'Mr='
read(5,*) mr
write(*,*)'Si quieres realizar el arranque frecuencial sin'
write(*,*)'limitacion de la frecuencia de alimentacion escribe 1'
write(*,*)'Si quieres realizar el arranque frecuencial con'
write(*,*)'limitacion de la frecuencia de alimentacion escribe 0'
read(5,*) pup
if(pup.eq.1) goto 1002
if(pup.eq.0) then
write(*,*)'Si quieres terminar el arranque con el cambio brusco'
write(*,*)'de la amplitud del voltaje de alimentacion al valor'
write(*,*)'nominal escribe 1'
write(*,*)'Si quieres terminar el arranque con el cambio lineal'
write(*,*)'de la amplitud del voltaje de alimentacion al valor'
write(*,*)'nominal escribe 0'
write(*,*)'Si estas simulando el arranque con el valor de i10'
write(*,*)'seleccionado para que la etapa frecuencial de arranque'

```

```

write(*,*)'se termine con los valores nominales de la amplitud y'
write(*,*)'de la frecuencia del voltaje de alimentacion escribe 2'
read(5,*) zup
end if
if(zup.eq.0) then
write(*,*)'delta='
read(5,*) delta
goto 1002
end if
if(zup.eq.1) goto 1002
write(*,*)'Si quieres terminar el arranque frecuencial'
write(*,*)'cuando omegar>=omegarmax escribe 1'
write(*,*)'Si quieres terminar el arranque frecuencial'
write(*,*)'cuando omega>=omegan escribe 0'
read(5,*) dup
if(dup.eq.1) then
write(*,*)'velocidad del motor terminando el arranque'
write(*,*)'frecuencial omnn='
read(5,*) omnn
end if
1002 iom=um/dsqrt(r1**2+(xo+x1)**2)
f=(xo+x1)*(xo+x2)-xo**2
write(*,*)'V1(0)='
read(5,*) q1
write(*,*)'V2(0)='
read(5,*) q2
write(*,*)'V3(0)='
read(5,*) q3
write(*,*)'valor limite de la corriente del estator i1o='
read(5,*) i1o
write(*,*)'tiempo total de arranque trn='
read(5,*) todp
write(*,*)'paso de integracion dt='
read(5,*) dt
write(*,*)'ww='
read(5,*) ww

t=0
om=0
f2d=0
f2q=0
ffo=0
ffod=0
ffoq=0
io=0
i2d=0
i2q=0
fod=0
foq=0
fo=0
q5=0
qm=0
qmz=0
az=6.584d-6
bz=2.387d-3
bm=1.5
ion=0
c1=1
s1=0
w=0

```

```

m=0

as=r1*omn/x1
bs=r2*omn/x2
cs=omn/x1
ds=omn/x2
fs=(x1+xo)*(x2+xo)-xo**2
es=1.5*pp**2*omn*xo/(fs*jp)
xs=1/(1/x1+1/x2+1/xo)
gs=xs/xo
xfom=xo*iom/omn
ua=0
xi2d=0
xi2q=0
xf2d=0
xf2q=0
xom=0
xqz=0
xqm=0
xio=0
xia=0
xme=0
xf1d=0
xf1q=0
xfmd=0
xfmq=0
xi1d=0
xi1q=0
xi1=0
xi2=0
xfmz=0
xfm=0
xfmzd=0
xfmzq=0
u1d=0
u1q=0
t1=0
umm=0
t2=0
iomax=0
i1m=0
80 c1s=c1
s1s=s1
fods=fod
foqs=foq
gn1=q2*r2*xo+q3**3*pp**2*xo*f2d/(2*jp)
hn1=q1*r2*xo-q3**3*pp**2*xo*f2q/(2*jp)
j1=dsqrt(gn1**2+hn1**2)
s1=gn1/j1
c1=hn1/j1
if(t1.eq.0) then
i1=i1o
i2d=(omn*(f2d+ffod)-xo*i1*c1)/(xo+x2)
i2q=(omn*(f2q+ffoq)-xo*i1*s1)/(xo+x2)
i2=dsqrt(i2d**2+i2q**2)
io=dsqrt((i1*c1+i2d)**2+(i1*s1+i2q)**2)
me=3*pp*xo*i1*(f2d*s1-f2q*c1)/(2*(xo+x2))
1 +3*pp*omn*xo*x2*(f2q*ffod-f2d*ffoq)/(2*f*(xo+x2))
ia=i1*c1
else

```

```

i2=0
i1=iom
me=0
io=iom
ia=i1*dcos(omn*t)
om=omn
end if
if (io.le.iom) then
ffo=0
else
ffo=xo*(io-iom)/omn
end if
fod=(xo*(x2*i1*c1/omn+f2d)-x2*ffod)/(xo+x2)
foq=(xo*(x2*i1*s1/omn+f2q)-x2*ffoq)/(xo+x2)
fo=dsqrt(fod**2+foq**2)
if(t1.eq.0) then
u1d=x1*i1*(c1-c1s)/(dt*omn)+(fod-fods)/dt
1 +r1*i1*c1
u1q=x1*i1*(s1-s1s)/(dt*omn)+(foq-foqs)/dt
1 +r1*i1*s1
ome=c1*(s1-s1s)/dt-s1*(c1-c1s)/dt
else
u1d=um*dcos(omn*t+alpha)
u1q=um*dsin(omn*t+alpha)
ome=omn
fo=xo*io/omn
end if
if(pup.eq.1) then
if(t1.eq.0) then
u1d=x1*i1*(c1-c1s)/(dt*omn)+(fod-fods)/dt
1 +r1*i1*c1
u1q=x1*i1*(s1-s1s)/(dt*omn)+(foq-foqs)/dt
1 +r1*i1*s1
ome=c1*(s1-s1s)/dt-s1*(c1-c1s)/dt
else
u1d=um*dcos(omn*t)
u1q=um*dsin(omn*t)
ome=omn
fo=xo*io/omn
end if
end if
if(zup.eq.0) then
if(t1.eq.0) then
u1d=x1*i1*(c1-c1s)/(dt*omn)+(fod-fods)/dt
1 +r1*i1*c1
u1q=x1*i1*(s1-s1s)/(dt*omn)+(foq-foqs)/dt
1 +r1*i1*s1
ome=c1*(s1-s1s)/dt-s1*(c1-c1s)/dt
else
ax=(um-ut1)/delta
if(t2.eq.0) then
u=ut1+ax*(t-t1)
u1d=u*dcos(omn*t+alpha)
u1q=u*dsin(omn*t+alpha)
ome=omn
fo=xo*io/omn
else
u1d=um*dcos(omn*t+alpha)
u1q=um*dsin(omn*t+alpha)
ome=omn

```

```

fo=xo*io/omn
end if
end if
end if
u=dsqrt(u1d**2+u1q**2)
if(t.ne.0) then
if(umm.lt.u) then
umm=u
tumm=t
end if
end if
if(io.le.iom) then
bdt=bm*io/iom
else
bdt=bm
end if
qm=qm+bdt**2*(az*mm*ome**2+(bz*mm-2*mr*az*om)*ome+mr*(az*om
1 -bz)*om)*dt
q5=q5+dt*3*(r1*i1**2+r2*i2**2)/2
ua=u1d
if (fo.eq.0) then
ffod=0
ffoq=0
else
ffod=fod*ffo/fo
ffoq=foq*ffo/fo
end if
k1=dt*(-om*f2q+r2*xo*i1*c1/(xo+x2)-r2*omn*f2d/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffod/(xo+x2))
m1=dt*(om*f2d+r2*xo*i1*s1/(xo+x2)-r2*omn*f2q/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffoq/(xo+x2))
u1=dt*((3*pp**2*omn*xo/(2*f*jp*(xo+x2)))*(f*i1*(f2d*s1
1 -f2q*c1)/omn+x2*(f2q*ffod-f2d*ffoq))
w1=dt*(-q2*om+r2*omn*q1/(xo+x2)+(3*pp**2*xo/(2*jp
1 *(xo+x2)))*(x2*omn*ffoq/f-i1*s1)*q3)
z1=dt*(q1*om+r2*omn*q2/(xo+x2)+(3*pp**2*xo*q3
1 /(2*jp*(xo+x2)))*(-x2*omn*ffod/f+i1*c1))
y1=dt*(q1*f2q-q2*f2d)

k11=f2d+k1/2
m11=f2q+m1/2
u11=om+u1/2
w11=q1+w1/2
z11=q2+z1/2
y11=q3+y1/2

gn2=z11*r2*xo+y11*3*pp**2*xo*k11/(2*jp)
hn2=w11*r2*xo-y11*3*pp**2*xo*m11/(2*jp)
j2=dsqrt(gn2**2+hn2**2)
s2=gn2/j2
c2=hn2/j2
k2=dt*(-u11*m11+r2*xo*i1*c2/(xo+x2)-r2*omn*k11/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffod/(xo+x2))
m2=dt*(u11*k11+r2*xo*i1*s2/(xo+x2)-r2*omn*m11/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffoq/(xo+x2))
u2=dt*((3*pp**2*omn*xo/(2*f*jp*(xo+x2)))*(f*i1*(k11*s2
1 -m11*c2)/omn+x2*(m11*ffod-k11*ffoq))
w2=dt*(-z11*u11+r2*omn*w11/(xo+x2)+(3*pp**2*xo/(2*jp
1 *(xo+x2)))*(x2*omn*ffoq/f-i1*s2)*y11)
z2=dt*(w11*u11+r2*omn*z11/(xo+x2)+(3*pp**2*xo*y11

```

```

1 /(2*jp*(xo+x2))*(-x2*omn*ffod/f+i1*c2)
  y2=dt*(w11*m11-z11*k11)

  k12=f2d+k2/2
  m12=f2q+m2/2
  u12=om+u2/2
  w12=q1+w2/2
  z12=q2+z2/2
  y12=q3+y2/2
  gn3=z12*r2*xo+y12*3*pp**2*xo*k12/(2*jp)
  hn3=w12*r2*xo-y12*3*pp**2*xo*m12/(2*jp)
  j3=dsqrt(gn3**2+hn3**2)
  s3=gn3/j3
  c3=hn3/j3
  k3=dt*(-u12*m12+r2*xo*i1*c3/(xo+x2)-r2*omn*k12/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffod/(xo+x2))
  m3=dt*(u12*k12+r2*xo*i1*s3/(xo+x2)-r2*omn*m12/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffoq/(xo+x2))
  u3=dt*((3*pp**2*omn*xo/(2*f*jp*(xo+x2)))*(f*i1*(k12*s3
1 -m12*c3)/omn+x2*(m12*ffod-k12*ffoq)))
  w3=dt*(-z12*u12+r2*omn*w12/(xo+x2)+(3*pp**2*xo/(2*jp
1 *(xo+x2)))*(x2*omn*ffoq/f-i1*s3)*y12)
  z3=dt*(w12*u12+r2*omn*z12/(xo+x2)+(3*pp**2*xo*y12
1 /(2*jp*(xo+x2)))*(-x2*omn*ffod/f+i1*c3))
  y3=dt*(w12*m12-z12*k12)

  k13=f2d+k3
  m13=f2q+m3
  u13=om+u3
  w13=q1+w3
  z13=q2+z3
  y13=q3+y3

  gn4=z13*r2*xo+y13*3*pp**2*xo*k13/(2*jp)
  hn4=w13*r2*xo-y13*3*pp**2*xo*m13/(2*jp)
  j4=dsqrt(gn4**2+hn4**2)
  s4=gn4/j4
  c4=hn4/j4
  k4=dt*(-u13*m13+r2*xo*i1*c4/(xo+x2)-r2*omn*k13/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffod/(xo+x2))
  m4=dt*(u13*k13+r2*xo*i1*s4/(xo+x2)-r2*omn*m13/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffoq/(xo+x2))
  u4=dt*((3*pp**2*omn*xo/(2*f*jp*(xo+x2)))*(f*i1*(k13*s4
1 -m13*c4)/omn+x2*(m13*ffod-k13*ffoq)))
  w4=dt*(-z13*u13+r2*omn*w13/(xo+x2)+(3*pp**2*xo/(2*jp
1 *(xo+x2)))*(x2*omn*ffoq/f-i1*s4)*y13)
  z4=dt*(w13*u13+r2*omn*z13/(xo+x2)+(3*pp**2*xo*y13
1 /(2*jp*(xo+x2)))*(-x2*omn*ffod/f+i1*c4))
  y4=dt*(w13*m13-z13*k13)

  f2d=f2d+(k1+2*k2+2*k3+k4)/6
  f2q=f2q+(m1+2*m2+2*m3+m4)/6
  om=om+(u1+2*u2+2*u3+u4)/6
  q1=q1+(w1+2*w2+2*w3+w4)/6
  q2=q2+(z1+2*z2+2*z3+z4)/6
  q3=q3+(y1+2*y2+2*y3+y4)/6

  if(t.eq.0) then
  qm=0
  end if

```

```

if(pup.eq.1) then
if(t1.eq.0.and.t.ne.0) then
if(om.ge.omn) then
t1=t
qcr=xqz
qzr=xqm
qtr=qcr+qzr
tr=t1
ut1=u
end if
end if
goto 1001
end if
if(zup.eq.0) then
if(t1.eq.0.and.t.ne.0) then
if(ome.ge.omn) then
t1=t
qcr=xqz
qzr=xqm
qtr=qcr+qzr
ut1=u
tr=t1
u=dsqrt(u1d**2+u1q**2)
alpha1=ome*t1/(2*3.141592654)
alpha2=dacos(u1d/u)
alpha3=(alpha1-ifix(alpha1))*2*3.141592654
if(u1q/u.ge.0.and.u1d/u.ge.0) then
alpha=alpha2-alpha3
end if
if(u1q/u.ge.0.and.u1d/u.le.0) then
alpha=alpha2-alpha3
end if
if(u1q/u.le.0.and.u1d/u.le.0) then
alpha=-(alpha2+alpha3)+2*3.141592654
end if
if(u1q/u.le.0.and.u1d/u.ge.0) then
alpha=-(alpha2+alpha3)+2*3.141592654
end if
end if
end if
if(t1.ne.0.and.t2.eq.0) then
if(ax.ge.0.and.u.ge.um.or.ax.lt.0.and.u.le.um) then
t2=t
qc2=xqz-qcr
qz2=xqm-qzr
qt2=qc2+qz2
end if
end if
goto 1001
end if
if(zup.eq.1) then
if(t1.eq.0.and.t.ne.0) then
if(ome.ge.omn) then
t1=t
qcr=xqz
qzr=xqm
qtr=qcr+qzr
ut1=u
tr=t1
u=dsqrt(u1d**2+u1q**2)

```

```

alpha1=ome*t1/(2*3.141592654)
alpha2=dacos(u1d/u)
alpha3=(alpha1-ifix(alpha1))*2*3.141592654
if(u1q/u.ge.0.and.u1d/u.ge.0) then
alpha=alpha2-alpha3
end if
if(u1q/u.ge.0.and.u1d/u.le.0) then
alpha=alpha2-alpha3
end if
if(u1q/u.le.0.and.u1d/u.le.0) then
alpha=-(alpha2+alpha3)+2*3.141592654
end if
if(u1q/u.le.0.and.u1d/u.ge.0) then
alpha=-(alpha2+alpha3)+2*3.141592654
end if
end if
end if
end if
end if
if(dup.eq.1) then
if(t1.eq.0.and.t.ne.0) then
if(om.ge.omnn) then
t1=t
qcr=xqz
qzr=xqm
qtr=qcr+qzr
tr=t1
ut1=u
u=dsqrt(u1d**2+u1q**2)
alpha1=ome*t1/(2*3.141592654)
alpha2=dacos(u1d/u)
alpha3=(alpha1-ifix(alpha1))*2*3.141592654
if(u1q/u.ge.0.and.u1d/u.ge.0) then
alpha=alpha2-alpha3
end if
if(u1q/u.ge.0.and.u1d/u.le.0) then
alpha=alpha2-alpha3
end if
if(u1q/u.le.0.and.u1d/u.le.0) then
alpha=-(alpha2+alpha3)+2*3.141592654
end if
if(u1q/u.le.0.and.u1d/u.ge.0) then
alpha=-(alpha2+alpha3)+2*3.141592654
end if
end if
end if
else
if(t1.eq.0.and.t.ne.0) then
if(ome.ge.omn) then
t1=t
qcr=xqz
qzr=xqm
qtr=qcr+qzr
tr=t1
ut1=u

u=dsqrt(u1d**2+u1q**2)
alpha1=ome*t1/(2*3.141592654)
alpha2=dacos(u1d/u)
alpha3=(alpha1-ifix(alpha1))*2*3.141592654
if(u1q/u.ge.0.and.u1d/u.ge.0) then

```

```

alpha=alpha2-alpha3
end if
if(u1q/u.ge.0.and.u1d/u.le.0) then
alpha=alpha2-alpha3
end if
if(u1q/u.le.0.and.u1d/u.le.0) then
alpha=-(alpha2+alpha3)+2*3.141592654
end if
if(u1q/u.le.0.and.u1d/u.ge.0) then
alpha=-(alpha2+alpha3)+2*3.141592654
end if
end if
end if
end if

1001 xi1d=cs*(xf1d-xfmd)
xi1q=cs*(xf1q-xfmq)
xi2d=ds*(xf2d-xfmd)
xi2q=ds*(xf2q-xfmq)
xio=dsqrt((xi1d+xi2d)**2+(xi1q+xi2q)**2)
if(iomx.lt.io.and.t1.eq.0.and.t.gt.0.00001) then
iop=xio
tiop=t
end if
if(iomx.lt.xio.and.t1.ne.0) then
iomx=xio
tiom=t
end if
xi1=dsqrt(xi1d**2+xi1q**2)
if(i1p.lt.xi1.and.t1.eq.0.and.t.gt.0.00001) then
i1p=xi1
ti1p=t
end if
if(i1m.lt.xi1.and.t1.ne.0) then
i1m=xi1
ti1m=t
end if
xi2=dsqrt(xi2d**2+xi2q**2)
xia=xi1d
xme=es*jp*(xf2d*xf1q-xf1d*xf2q)/pp
if (xio.le.io) then
xfmz=0
else
xfmz=xo*(xio-iom)/omn
end if
xfmd=xs*(xf1d/x1+xf2d/x2)-gs*xfmzd
xfmq=xs*(xf1q/x1+xf2q/x2)-gs*xfmqz
xfm=dsqrt(xfmd**2+xfmq**2)
if (xfm.eq.0) then
xfmzd=0
xfmqz=0
else
xfmzd=xfmd*xfmz/xfm
xfmqz=xfmq*xfmz/xfm
end if
if(xio.le.io) then
bdt=bm*xio/iom
else
bdt=bm
end if

```

```

xqm=xqm+bd2*(az*mm*ome2+(bz*mm-
1-2*mr*az*xom)*ome+mr*(az*xom-bz)*xom)*dt
xqz=xqz+dt3*(r1*xi12+r2*xi22)/2

xk1=dt*(u1d+as*(xs*(xf1d/x1+xf2d/x2)-gs*xfmzd-xf1d))
xm1=dt*(u1q+as*(xs*(xf1q/x1+xf2q/x2)-gs*xfmq-xf1q))
xr1=dt*(-xom*xf2q+bs*(xs*(xf1d/x1+xf2d/x2)-gs*xfmzd-xf2d))
xu1=dt*(xom*xf2d+bs*(xs*(xf1q/x1+xf2q/x2)-gs*xfmq-xf2q))
xw1=dt*es*(xf2d*xf1q-xf1d*xf2q)

xk11=xf1d+xk1/2
xm11=xf1q+xm1/2
xr11=xf2d+xr1/2
xu11=xf2q+xu1/2
xw11=xom+xw1/2

xk2=dt*(u1d+as*(xs*(xk11/x1+xr11/x2)-gs*xfmzd-xk11))
xm2=dt*(u1q+as*(xs*(xm11/x1+xu11/x2)-gs*xfmq-xm11))
xr2=dt*(-xw11*xu11+bs*(xs*(xk11/x1+xr11/x2)-gs*xfmzd-xr11))
xu2=dt*(xw11*xr11+bs*(xs*(xm11/x1+xu11/x2)-gs*xfmq-xu11))
xw2=dt*es*(xr11*xm11-xk11*xu11)

xk12=xf1d+xk2/2
xm12=xf1q+xm2/2
xr12=xf2d+xr2/2
xu12=xf2q+xu2/2
xw12=xom+xw2/2

xk3=dt*(u1d+as*(xs*(xk12/x1+xr12/x2)-gs*xfmzd-xk12))
xm3=dt*(u1q+as*(xs*(xm12/x1+xu12/x2)-gs*xfmq-xm12))
xr3=dt*(-xw12*xu12+bs*(xs*(xk12/x1+xr12/x2)-gs*xfmzd-xr12))
xu3=dt*(xw12*xr12+bs*(xs*(xm12/x1+xu12/x2)-gs*xfmq-xu12))
xw3=dt*es*(xr12*xm12-xk12*xu12)

xk13=xf1d+xk3
xm13=xf1q+xm3
xr13=xf2d+xr3
xu13=xf2q+xu3
xw13=xom+xw3

xk4=dt*(u1d+as*(xs*(xk13/x1+xr13/x2)-gs*xfmzd-xk13))
xm4=dt*(u1q+as*(xs*(xm13/x1+xu13/x2)-gs*xfmq-xm13))
xr4=dt*(-xw13*xu13+bs*(xs*(xk13/x1+xr13/x2)-gs*xfmzd-xr13))
xu4=dt*(xw13*xr13+bs*(xs*(xm13/x1+xu13/x2)-gs*xfmq-xu13))
xw4=dt*es*(xr13*xm13-xk13*xu13)

xf1d=xf1d+(xk1+2*xk2+2*xk3+xk4)/6
xf1q=xf1q+(xm1+2*xm2+2*xm3+xm4)/6
xf2d=xf2d+(xr1+2*xr2+2*xr3+xr4)/6
xf2q=xf2q+(xu1+2*xu2+2*xu3+xu4)/6
xom=xom+(xw1+2*xw2+2*xw3+xw4)/6

beta=(ome-xom)/omn

if(t.eq.0) then
xqm=0
end if
if (t.le.todp) then
t=t+dt
w=w+1

```

```

if (w.eq.ww) then
  m=m+1
  o1(m)=t
  o2(m)=om/pp
  o3(m)=xom/pp
  o4(m)=me
  o5(m)=xme
  o6(m)=i1
  o7(m)=xi1
  o8(m)=i2
  o9(m)=xi2
  o10(m)=io
  o11(m)=xio
  o12(m)=fo
  o13(m)=xfm
  o14(m)=ua
  o15(m)=ia
  o16(m)=xia
  o17(m)=u
  o18(m)=beta
  o19(m)=ome
  o20(m)=q5
  o21(m)=xqz
  o22(m)=qm
  o23(m)=xqm

write(*,*) o1(m),o3(m),o7(m),u
w=0
goto 80
end if
goto 80
end if
trn=t
qc1=xqz
qz1=xqm
qt1=qc1+qz1
if(zup.eq.0) then
  qcodp1=qc1-qcr-qc2
  qzodp1=qz1-qzr-qz2
  qtodp1=qt1-qtr-qt2
else
  qcodp1=qc1-qcr
  qzodp1=qz1-qzr
  qtodp1=qt1-qtr
end if
write(*,*)'trn=',trn
write(*,*)'tr=',tr
write(*,*)'Qe(tr)=',qcr
write(*,*)'Qm(tr)=',qzr
write(*,*)'Qt(tr)=',qtr
if(zup.eq.0) then
  write(*,*)'DELTAQe(t2)=',qc2
  write(*,*)'DELTAQm(t2)=',qz2
  write(*,*)'DELTAQt(t2)=',qt2
end if
write(*,*)'DELTAQe=',qcodp1
write(*,*)'DELTAQm=',qzodp1
write(*,*)'DELTAQt=',qtodp1
write(*,*)'i1p=',i1p
write(*,*)'ti1p=',ti1p

```

```
write(*,*)'iop=',iop
write(*,*)'tiop=',tiop
write(*,*)'ilm=',ilm
write(*,*)'ti1m=',ti1m
write(*,*)'iom=',iomx
write(*,*)'tiom=',tiom
write(*,*)'umm=',umm
write(*,*)'tumm=',tumm
write(*,*)'u(tr)='ut1

open (unit=10,file='c:\a\arranque.fig')
write(10,1)(o1(p),o2(p),o3(p),o4(p),o5(p),o6(p),
1 o7(p),o8(p),o9(p),o10(p),o11(p),o12(p),o13(p),
2 o14(p),o15(p),o16(p),o17(p),o18(p),
3 o19(p),o20(p),o21(p),o22(p),o23(p),
4 p=1,1000,1)
1 format(23f11.3)

stop
end
```

C.2 Algoritmo híbrido de optimización paramétrica.

Programa para determinar los valores iniciales de las variables conjugadas (algoritmo híbrido (algoritmo genético- algoritmo clásico, basado en el método de Gauss Seidel) de optimización paramétrica).

El acceso de los datos necesarios para la aplicación de este programa son pedidos en pantalla y deben ser introducidos uno a uno. Los resultados obtenidos (condiciones iniciales de las variables conjugadas) son mostrados en pantalla.

```

implicit none

integer zi,zj,zn,zp,zm,zcount,zpip,zgen,zk,zl,zyz
real*8 znr1,zs,zzs,zzy,zzr,zs1
real*8 znr2,zn1,u1d,u1q,u,fods,foqs,i1
real*8 zl1,zl3,zl4,zm1,zm2,zg
real*8 zmx,zmin,zr1,zvv,zk1
real*8 zr2,zq1,zprcr,zprmu,zmx1,zmin1
real*8 zcop1,zcop2
real*8 zcop3
real, dimension(1) :: zR
integer, dimension(1) :: zseed
integer, dimension(:,), allocatable :: za1
integer, dimension(:,), allocatable :: za11
integer, dimension(:,), allocatable :: za
real*8, dimension(:,), allocatable :: zc
real*8, dimension(:,), allocatable :: zb
real*8, dimension(:,), allocatable :: zmi
real*8, dimension(:,), allocatable :: zx
real*8, dimension(:,), allocatable :: zy
real*8, dimension(:,), allocatable :: q
real*8, dimension(:,), allocatable :: zq
real*8, dimension(:,), allocatable :: zfx
real*8, dimension(:,), allocatable :: znr
real*8, dimension(:,), allocatable :: zfx1
integer, dimension(:,), allocatable :: zcop
real, dimension(:,), allocatable :: zco

!Gauss-Seidel
real*8 mi,dlc,dp,d1p,d,d1,dl,dlo
real*8 bt,et,q1
real*8, dimension(:,), allocatable :: qp
real*8, dimension(:,), allocatable :: qpp
real*8, dimension(:,), allocatable :: qpo
integer l,p,n2,n,x,s,zzt
!Gauss-Seidel

!datos del modelo
integer pp
real*8 io,omn,r1,r2,x1,x2,xo,jp,i2,ome,bdt
real*8 iom,um,ion,dt,t,omr,trn,wsp
real*8 i2d,i2q,f2d,f2q,ffod,ffoq,ffo,fod
real*8 foq,fo,c1,s1,gn1,hn1,j1,k1,om
real*8 m1,u1,f,w1,z1,q2,k11,m11
real*8 u11,w11,z11,y11,gn2,hn2,j2,c2,s2
real*8 k2,m2,u2,w2,z2,k12,m12,u12,w12

```

```

real*8 z12,y12,gn3,hn3,j3,c3,s3,k3,m3,u3
real*8 z3,w3,k13,m13,u13,w13,z13,y13
real*8 gn4,hn4,j4,c4,s4,k4,m4,u4,w4,z4
real*8 ome1,qm,y1,y2,y3,y4
real*8 mm,mr,az,bz,bm,c1s,s1s,betap

2 t=0
om=0
f2d=0
f2q=0
ffo=0
ffod=0
ffoq=0
io=0
i2d=0
i2q=0
fod=0
foq=0
fo=0
q2=0
ion=0

qm=0
az=6.584d-6
bz=2.387d-3
bm=1.5
c1=1
s1=0
u1d=0
u1q=0
u=0
if(zyz.eq.1)then
zyz=0
goto 1000
end if
!fin de los datos del modelo

!declaraciones del modelo
write(*,*)'um='
read(5,*) um
write(*,*)'numero de pares de polos p='
read(5,*) pp
write(*,*)'valor nominal de frecuencia de alimentacion omn='
read(5,*) omn
write(*,*)'R1='
read(5,*) r1
write(*,*)'R2='
read(5,*) r2
write(*,*)'X1='
read(5,*) x1
write(*,*)'X2='
read(5,*) x2
write(*,*)'Xo='
read(5,*) xo
write(*,*)'J='
read(5,*) jp
write(*,*)'valor limite de la corriente de estator i10='
read(5,*) i1
omr=omn
write(*,*)'tiempo maximo de arranque trn='

```

```

read(5,*) trn
write(*,*)'coeficiente del indice de optimización wsp='
read(5,*) wsp
write(*,*)'masa de motor Mm='
read(5,*) mm
write(*,*)'Masa de rotor Mr='
read(5,*) mr
write(*,*)'paso de integracion dt='
read(5,*) dt
iom=um/dsqrt(r1**2+(xo+x1)**2)
f=(xo+x1)*(xo+x2)-xo**2
!fin de declaraciones del modelo

!declaraciones del algoritmo
print*,"numero de parametros zp="
read*,zp
allocate(q(zp))
allocate(zq(zp))
!Gauss-Seidel
allocate(qp(zp))
allocate(qpo(zp))
allocate(qpp(zp))
allocate(zc(zp))
allocate(zb(zp))
allocate(zmi(zp))

!Gauss-Seidel
print*,"Si quieres aplicar el algoritmo genetico escribe 1"
print*,"Si quieres aplicar el algoritmo de Gauss-Seidel escribe 0"
read*,zzr
if(zzr.ne.1) then
do l=1,zp
print*,"valor inicial del parametro numero",l,'='
read*,q(l)
end do
zzy=1
goto 110
end if
print*,"probabilidad de cruse="
read*,zprcr
print*,"probabilidad de mutacion="
read*,zprmu
print*,"numero de cromosomas="
read*,zn

allocate(zx(zn,zp))
allocate(zy(zn,zp))
allocate(zfx(zn))
allocate(znr(zn))
allocate(zfx1(zn))
allocate(zcop(zn))
allocate(zco(zn))

zmx1=1e-35
zmin1=1e+35
zpip=0
1000 do zl=1,zp
print*,"valor minimo del parametro numero",zl
read*,zc(zl)
print*,"valor maximo del parametro numero",zl

```

```

read*,zb(zl)
end do
print*,"exactitud - numero de digitos despues del punto flotante"
read*,zq1
print*,"numero de generaciones="
read*,zg
print*,"Si quieres usar la seleccion por rango escribe 1"
print*,"Si quieres usar la seleccion por torneo escribe 2"
print*,"Si quieres usar la seleccion por rulrta escribe 3"
read*,zs
if(zs.eq.2) then
print*,"¿Cuantas copias del mejor cromosoma intrducir en"
print*,"la poblacion paterna utilizando la seleccion por torneo?"
read*,zgs
end if
if(zs.eq.3) then
print*,"Si quieres usar la seleccion deterministica"
print*,"por ruleta escribe 1"
print*,"Si quieres usar la seleccion estocastica"
print*,"por ruleta escribe 0"
read*,zs1
end if
!fin de declaraciones del algoritmo

!cálculo de la longitud del cromosoma en base a la
!exactitud declarada
zm=0
do zl=1,zp
zmi(zl)=1
1 if((zb(zl)-zc(zl))*10**zq1>2**zmi(zl)-1) then
zmi(zl)=zmi(zl)+1
goto 1
end if
zm=zm+zmi(zl)
end do
!fin del cálculo de la longitud del cromosoma

allocate(za(zn,zm))
allocate(za1(zn,zm))
allocate(za11(zm))

!generación de la primera población paterna aleatoria
call system_clock(zcount)
zseed=zcount
call random_seed(put=zseed)
do zi=1,zn
do zj=1,zm
call random_number(zR)
if (zR(1)<0.5) then
zgen=1
else
zgen=0
end if
za(zi,zj)=zgen
end do
end do
!fin de la generación de la primera población paterna

!cálculo del valor de cada parámetro en cada cromosoma
10 do zl4=1,zn

```

```

do zl=1,zp
zmi(0)=0
zm1=1
do zl1=0,zl-1
zm1=zm1+zmi(zl1)
end do
zm2=0
do zl1=1,zl
zm2=zm2+zmi(zl1)
end do
zy(zl4,zl)=0
do zl3=zm1,zm2
zy(zl4,zl)=zy(zl4,zl)+za(zl4,zl3)*2***(zm2-zl3)
zx(zl4,zl)=zc(zl)+zy(zl4,zl)*(zb(zl)-zc(zl))/(2**zmi(zl)-1)
end do
end do
end do
!fin del cálculo del valor de cada parámetro

!cálculo del modelo
do zi=1,zn
115 if(zzy.ne.1) then
q(1)=zx(zi,1)
q(2)=zx(zi,2)
q(3)=zx(zi,3)
end if
!condiciones iniciales
ion=0
q2=0
fo=0
t=0
om=0
f2d=0
f2q=0
ffo=0
ffod=0
io=0
ffoq=0
i2d=0
i2q=0
fod=0
foq=0
qm=0
c1=1
s1=0
u1d=0
u1q=0
u=0

!fin de condiciones iniciales
80 c1s=c1
s1s=s1
fods=fod
foqs=foq

i2d=(omn*(f2d+ffod)-xo*i1*c1)/(xo+x2)
i2q=(omn*(f2q+ffoq)-xo*i1*s1)/(xo+x2)
io=dsqrt((i1*c1+i2d)**2+(i1*s1+i2q)**2)
i2=dsqrt(i2d**2+i2q**2)

```

```

gn1=q(2)*r2+q(3)*3*pp**2*f2d/(2*jp)
hn1=q(1)*r2-q(3)*3*pp**2*f2q/(2*jp)
if (dabs(gn1).gt.1d+50)then
if(zzy.ne.1)then
zfx(zi)=1e+18
goto 12
else
goto 390
end if
end if
j1=dsqrt(gn1**2+hn1**2)
s1=gn1/j1
c1=hn1/j1
ome=c1*(s1-s1s)/dt-s1*(c1-c1s)/dt
betap=ome-om
if(io.le.iom) then
bdt=bm*io/iom
else
bdt=bm
end if

qm=qm+bdt**2*(az*mm*ome**2+(bz*mm-2*mr*az*om)*ome+mr*(az*om
1 -bz)*om)*dt
q2=q2+dt*3*(r1*i1**2+r2*i2**2)/2

if (io.gt.ion) then
ion=io
goto 11
end if
11 if (io.le.iom) then
ffo=0
else
ffo=xo*(io-iom)/omn
end if
fod=(xo*(x2*i1*c1/omn+f2d)-x2*ffod)/(xo+x2)
foq=(xo*(x2*i1*s1/omn+f2q)-x2*ffoq)/(xo+x2)
fo=dsqrt(fod**2+foq**2)
if (fo.eq.0) then
ffod=0
ffoq=0
else
ffod=fod*ffo/fo
ffoq=foq*ffo/fo
end if
u1d=x1*i1*(c1-c1s)/(dt*omn)+(fod-fods)/dt
1 +r1*i1*c1
u1q=x1*i1*(s1-s1s)/(dt*omn)+(foq-foqs)/dt
1 +r1*i1*s1
u=dsqrt(u1d**2+u1q**2)

k1=dt*(r2*xo*i1*c1/(xo+x2)-r2*omn*f2d/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffod/(xo+x2)-om*f2q)
m1=dt*(r2*xo*i1*s1/(xo+x2)-r2*omn*f2q/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffoq/(xo+x2)+om*f2d)
u1=dt*((3*pp**2*omn*xo/(2*f*jp*(xo+x2)))*(f*i1*(f2d*s1
1 -f2q*c1)/omn+x2*(f2q*ffod-f2d*ffoq)))
w1=dt*(r2*omn*q(1)/(xo+x2)+(3*pp**2*xo/(2*jp
1 *(xo+x2)))*(x2*omn*ffoq/f-i1*s1)*q(3)-q(2)*om)
z1=dt*(r2*omn*q(2)/(xo+x2)+(3*pp**2*xo*q(3)
1 /(2*jp*(xo+x2)))*(-x2*omn*ffod/f+i1*c1)+q(1)*om)

```

```

y1=dt*(q(1)*f2q-q(2)*f2d)
k11=f2d+k1/2
m11=f2q+m1/2
u11=om+u1/2
w11=q(1)+w1/2
z11=q(2)+z1/2
y11=q(3)+y1/2
gn2=z11*r2+y11*3*pp**2*k11/(2*jp)
hn2=w11*r2-y11*3*pp**2*m11/(2*jp)
j2=dsqrt(gn2**2+hn2**2)
s2=gn2/j2
c2=hn2/j2
k2=dt*(r2*xo*i1*c2/(xo+x2)-r2*omn*k11/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffod/(xo+x2)-u11*m11)
m2=dt*(r2*xo*i1*s2/(xo+x2)-r2*omn*m11/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffoq/(xo+x2)+u11*k11)
u2=dt*((3*pp**2*omn*xo/(2*f*jp*(xo+x2)))*(f*i1*(k11*s2
1 -m11*c2)/omn+x2*(m11*ffod-k11*ffoq)))
w2=dt*(r2*omn*w11/(xo+x2)+(3*pp**2*xo/(2*jp
1 *(xo+x2)))*(x2*omn*ffoq/f-i1*s2)*y11-z11*u11)
z2=dt*(r2*omn*z11/(xo+x2)+(3*pp**2*xo*y11
1 /(2*jp*(xo+x2)))*(-x2*omn*ffod/f+i1*c2)+w11*u11)
y2=dt*(w11*m11-z11*k11)
k12=f2d+k2/2
m12=f2q+m2/2
u12=om+u2/2
w12=q(1)+w2/2
z12=q(2)+z2/2
y12=q(3)+y2/2
gn3=z12*r2+y12*3*pp**2*k12/(2*jp)
hn3=w12*r2-y12*3*pp**2*m12/(2*jp)
j3=dsqrt(gn3**2+hn3**2)
s3=gn3/j3
c3=hn3/j3
k3=dt*(r2*xo*i1*c3/(xo+x2)-r2*omn*k12/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffod/(xo+x2)-u12*m12)
m3=dt*(r2*xo*i1*s3/(xo+x2)-r2*omn*m12/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffoq/(xo+x2)+u12*k12)
u3=dt*((3*pp**2*omn*xo/(2*f*jp*(xo+x2)))*(f*i1*(k12*s3
1 -m12*c3)/omn+x2*(m12*ffod-k12*ffoq)))
w3=dt*(r2*omn*w12/(xo+x2)+(3*pp**2*xo/(2*jp
1 *(xo+x2)))*(x2*omn*ffoq/f-i1*s3)*y12-z12*u12)
z3=dt*(r2*omn*z12/(xo+x2)+(3*pp**2*xo*y12
1 /(2*jp*(xo+x2)))*(-x2*omn*ffod/f+i1*c3)+w12*u12)
y3=dt*(w12*m12-z12*k12)
k13=f2d+k3
m13=f2q+m3
u13=om+u3
w13=q(1)+w3
z13=q(2)+z3
y13=q(3)+y3
gn4=z13*r2+y13*3*pp**2*k13/(2*jp)
hn4=w13*r2-y13*3*pp**2*m13/(2*jp)
j4=dsqrt(gn4**2+hn4**2)
s4=gn4/j4
c4=hn4/j4
k4=dt*(r2*xo*i1*c4/(xo+x2)-r2*omn*k13/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffod/(xo+x2)-u13*m13)
m4=dt*(r2*xo*i1*s4/(xo+x2)-r2*omn*m13/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffoq/(xo+x2)+u13*k13)

```

```

u4=dt*((3*pp**2*omn*xo/(2*f*jp*(xo+x2)))*(f*i1*(k13*s4
1 -m13*c4)/omn+x2*(m13*ffod-k13*ffoq)))
w4=dt*(r2*omn*w13/(xo+x2)+(3*pp**2*xo/(2*jp
1 *(xo+x2)))*(x2*omn*ffoq/f-i1*s4)*y13-z13*u13)
z4=dt*(r2*omn*z13/(xo+x2)+(3*pp**2*xo*y13
1 /(2*jp*(xo+x2)))*(-x2*omn*ffod/f+i1*c4)+w13*u13)
y4=dt*(w13*m13-z13*k13)
f2d=f2d+(k1+2*k2+2*k3+k4)/6
f2q=f2q+(m1+2*m2+2*m3+m4)/6
om=om+(u1+2*u2+2*u3+u4)/6
q(1)=q(1)+(w1+2*w2+2*w3+w4)/6
q(2)=q(2)+(z1+2*z2+2*z3+z4)/6
q(3)=q(3)+(y1+2*y2+2*y3+y4)/6
if (t.eq.0) then
qm=0

if(om.le.0) then
if(zzy.ne.1)then
zfx(zi)=1e+16
goto 12
else
d1=1d+16
goto 390
end if
end if
end if

if(ome.gt.omn) then
if(zzy.ne.1)then
zfx(zi)=1e+16
goto 12
end if
end if
if (dabs(om).le.omn.and.t.lt.trn.and.q(1).lt.1d+6) goto 310
goto321
310 if (q(2).lt.1d+6.and.q(3).lt.1d+6) goto 315
goto321
315 if (f2d.lt.1d+6.and.f2q.lt.1d+6) then
316 t=t+dt
goto 80
end if
321 if (ome.gt.omn)then
ome1=omn
else
ome1=ome
end if
if(t.eq.0) goto 316
!cálculo del valor del índice de optimización
if(zzy.eq.1) goto 125
if(ion.gt.iom)then
zfx(zi)=t+wsp*dabs(omn-om)+10000*wsp
else
zfx(zi)=t+wsp*dabs(omn-om)
end if
!fin del cálculo del índice de optimización
12 end do
!fin del cálculo del modelo

!selección del cromosoma mejor
znr2=1

```

```

zmin=zfz(1)
do zi=1,zn
if(zfz(zi)<zmin) then
zmin=zfz(zi)
znr2=zi
end if
end do
zmin=zfz(znr2)
print*,"valor del indice de optimización=",zmin,zk
print*,zmin-zmin1,zpip
!fin de la selección del cromosoma mejor

!detención de los cálculos e impresión de los resultados
if(zk>=zg.or.zpip>5) then
if(zmin<zmin1) then
print*,"valor minimo del indice de optimización=",zmin,zk
do zi=1,zp
q(zi)=zx(znr2,zi)
zq(zi)=zx(znr2,zi)
end do
zmin1=zmin
do zi=1,zm
za11(zi)=za(znr2,zi)
end do
else
print*,"valor minimo del indice de optimizaciónx=",zmin1,zk
do zi=1,zp
q(zi)=zq(zi)
end do
end if
do zi=1,zp
print*,"valor del parametro nr",zi,"=",q(zi)
end do
print*,"Si quieres usar el algoritmo genetico otra vez"
print*,"escribe 1 y si no escribe 0"
read*,zyz
if(zyz.eq.1)then
zk=0
zpip=0
deallocate(za,za1,za11)
goto 2
end if
print*,"Si quieres usar el algoritmo de Gauss-Seidel"
print*,"escribe 1 y si no escribe 0"
read*,zzy
if(zzy.eq.1) goto 110
goto 100
end if
!fin de la detención de los cálculos e impresión de los resultados

!memorización de los mejores valores de los parámetros,
!del valor mínimo del índice de optimización y
!del cromosoma mejor para la
!generación k-esima
if(zmin.eq.zmin1) then
zpip=zpip+1
else
zpip=0
end if
if(zmin<zmin1) then

```

```

    zmin1=zmin
    do zi=1,zp
    zq(zi)=zx(znr2,zi)
    end do
    do zi=1,zm
    za1(zi)=za(znr2,zi)
    end do
    end if
!fin de la memorización

!ordrnar a los cromosomas según el rango del mayor al menor
zn1=zn
30 if(zn>0) then
    znr1=1
    znr2=1
    zmx=zfx(1)
    zmin=zfx(1)
    do zi=1,zn1
    if(zfx(zi)>zmx) then
        zmx=zfx(zi)
        znr1=zi
    end if
    if(zfx(zi)<zmin) then
        zmin=zfx(zi)
        znr2=zi
    end if
    end do
    zfx1(zn)=zfx(znr2)
    do zi=1,zm
    za1(zn,zi)=za(znr2,zi)
    end do
    zfx(znr2)=zfx(znr1)+0.1
    zn=zn-1
    goto 30
    end if
    zn=zn1
!fin de ordenar de los cromosomas

!escribir la tabla de los cromosomas según el rango
do zi=1,zn
    zfx(zi)=zfx1(zi)
    do zj=1,zm
    za(zi,zj)=za1(zi,zj)
    end do
    end do
!fin de la escritura dela tabla de los cromosomas según el rango

!determinación de la candidat de las copias de cada cromosoma
!según el método de rango (lineal)
if(zs.eq.1) then
do zk1=1,zn
    zcop3=2*zk1/zn
    zr1=zcop3-int(zcop3)
    if(zr1>=0.5) then
        zcop(zk1)=int(zcop3)+1
    else
        zcop(zk1)=int(zcop3)
    end if
    zcop1=zcop1+zcop(zk1)
end do

```

```

    if(zcop1<=zn) then
    zcop2=zn-zcop1
    zcop(zn)=zcop(zn)+zcop2
    else
    zcop2=zcop1-zn
    znr1=1
    zmx=zcop(1)
    do zi=1,zn
    if(zcop(zi)>zmx) then
    zmx=zcop(zi)
    znr1=zi
    end if
    end do
    do zi=znr1,znr1-1+zcop2
    zcop(zi)=zcop(zi)-1
    end do
    end if
    zcop1=0
    do zi=1,zn
    if(zcop(zi).eq.0) then
    zcop1=zcop1+1
    end if
    end do
    do zk1=1,zcop1
    do zi=1,zn-zk1
    do zj=1,zm
    za1(zi,zj)=za(zi+zk1,zj)
    end do
    end do
    end do
    do zi=1,zn
    do zj=1,zm
    if(zcop(zi)>1) then
    za1(zi-1,zj)=za(zi,zj)
    end if
    end do
    end do
    end if
    !fin de la determinación de la candidat de las copias de cada cromosoma
    !el método de rango

    !selección del torneo con la estrategia elitar que conside
    !en la introducción 'zrs' copias del cromosoma mejor
    !a la población paterna
    if(zs.eq.2) then
    do zi=1,zm
    za1(zn,zi)=za1(zi)
    end do
    zfx1(zn)=zfx(zn)
    do zi=1,zn
    do zj=1,2
60 call random_number(zR)
    zr1=1+int(zR(1)*(zn))
    if (zr1.eq.zn) then
    zr1=zn
    end if
    znr(zj)=zr1
    if(znr(1).eq.znr(2)) goto 60
    end do
    if(zfx(znr(1))<zfx(znr(2))) then

```

```

zfx1(zn-zi)=zfx(znr(1))
do   zk1=1,zm
za1(zn-zi,zk1)=za(znr(1),zk1)
end do
else
zfx1(zn-zi)=zfx(znr(2))
do   zk1=1,zm
za1(zn-zi,zk1)=za(znr(2),zk1)
end do
end if
end do
do   zj=1,zzs
do   zi=1,zm
za1(zn-zj,zi)=za11(zi)
end do
zfx1(zn-zj)=zfx(zn)
end do
end if
!fin de la selección por torneo

!determinación del número de las copias de cada cromosoma
!en el método de la selección por ruleta
if(zs.eq.3) then
zvv=0
do   zi=1,zn
zvv=zvv+zfx(zi)
end do
!determinística
if(zs1.eq.1) then
zcop3=0
do   zi=1,zn
zcop(zi)=int((1-zfx(zi)/zvv)*zn)
zcop3=zcop3+zcop(zi)
end do
55 if(zcop3>zn) then
do   zj=1,zn
if(zcop(zj)>0.and.zcop3>zn) then
zcop(zj)=zcop(zj)-1
zcop3=zcop3-1
end if
end do
goto 55
end if
zcop1=0
do   zi=1,zn
if (zcop(zi).eq.0) then
zcop1=zcop1+1
end if
end do
do   zk1=1,zcop1
do   zi=1,zn-zk1
zfx1(zi)=zfx(zi+zk1)
do   zj=1,zm
za1(zi,zj)=za(zi+zk1,zj)
end do
end do
end do
do   zi=1,zn
if(zcop(zi)>1) then
zfx1(zi-1)=zfx(zi)

```

```

end if
do zj=1,zm
if (zcop(zi)>1) then
za1(zi-1,zj)=za(zi,zj)
end if
end do
end do
end if
!fin de la determinación del número de las copias en el método determinístico de ruleta
!estocástica
if(zs1.ne.1)then
do zi=1,zn
zco(zi)=1-zfx(zi)/zv
end do
do zi=1,zn
zcop(zi)=0
end do
do zi=1,zn
call random_number(zR)
zr1=zco(1)
zk1=1
61 if(zk1<zn+1) then
if(zR(1)<=zr1) then
zcop(zk1)=zcop(zk1)+1
else
zr1=zr1+zco(zk1+1)
zk1=zk1+1
goto 61
end if
end if
end do
zi=1
63 if(zi<=zn) then
if(zcop(zi).eq.0)then
zj=1
62 if(zj<=zn)then
if(zcop(zj)>1)then
zfx1(zi)=zfx(zj)
do zk1=1,zm
za1(zi,zk1)=za(zj,zk1)
end do
zcop(zj)=zcop(zj)-1
goto 64
end if
zj=zj+1
goto 62
end if
end if
64 zi=zi+1
goto 63
end if
end if
end if
!fin de la determinación del número de las copias en el método estocástico de ruleta

!creación de la población paterna
do zi=1,zn
zfx(zi)=zfx1(zi)
do zj=1,zm
za(zi,zj)=za1(zi,zj)

```

```

end do
end do
!fin de la creación de la población paterna

!aplicación de la crusada y mutación para crear
!una nueva población crusada
do zi=1,zn/2
do zj=1,2
call random_number(zR)
zr1=1+int(zR(1)*zn)
if (zr1.eq.zn+1) then
zr1=zn
end if
znr(zj)=zr1
end do
call random_number(zR)
zr2=1+int(zR(1)*zm)
if(zr2.eq.zm+1) then
zr2=zm
end if
do zk1=1,zr2
do zj=zr2,zm
call random_number(zR)
if(zR(1)<zprcr) then
za1(znr(1),zk1)=za(znr(1),zk1)
za1(znr(1),zj)=za(znr(2),zj)
za1(znr(2),zk1)=za(znr(2),zk1)
za1(znr(2),zj)=za(znr(1),zj)
end if
end do
end do
end do
!mutación
do zi=1,zn
do zj=1,zm
call random_number(zR)
if(zR(1)<zprmu) then
zk1=zj
if (za1(zi,zk1).eq.1) then
za1(zi,zk1)=0
else
za1(zi,zk1)=1
end if
end if
end do
end do
do zi=1,zn
do zj=1,zm
za(zi,zj)=za1(zi,zj)
end do
end do
!fin de creación de la nueva población
!crea la generación siguiente
zk=zk+1
goto 10

!Gauss-Seidel
110 print*,"incremento inicial de parametros="
read*,dlc
print*,"primer parametro para calcular="

```

```

read*,n2
!condiciones iniciales del modelo
ion=0
q2=0
fo=0
t=0
om=0
f2d=0
f2q=0
ffo=0
ffod=0
io=0
ffoq=0
i2d=0
i2q=0
fod=0
foq=0
qm=0
c1=1
s1=0
!fin de las condiciones iniciales del modelo

!condiciones iniciales para las variables del algoritmo de Gauss-Seidel
dp=3.1d+17
d1p=2.2d+17

do l=1,zp
qpp(l)=q(l)
qp(l)=q(l)
qpo(l)=q(l)
end do
n=n2

d=dp
d1=d1p
dl=dlc
dlo=dlc
x=0
s=0
bt=1d-12
p=2
q1=10*p**zp
et=1d-12
mi=1d-5
!fin de las condiciones iniciales para las variables del algoritmo de
!Gauss-Seidel

!algoritmo de Gauss-Seidel
70 if (dabs(d1).lt.mi.or.dabs(dlo).lt.et) goto 750
goto 115
!fin del cálculo del modelo

!cálculo del índice de optimización para el
!algoritmo de Gauss-Seidel
125 if(ion.gt.iom)then
d1=t+wsp*dabs(omn-om)+10000*wsp
else
d1=t+wsp*dabs(omn-om)
end if
!fin del cálculo del índice de optimización

```

```

390 print*,n,t,om,dl,d1,q2,qm,ion,u,ome
    if (d.gt.d1) goto 430
    print*,d
    do l=1,zp
    print*,qpo(l)
    end do
    goto 450
430 print*,d1
    do l=1,zp
    print*,qp(l)
    qpo(l)=qp(l)
    end do
450 if (dabs(d-d1).lt.bt.or.dabs(dl).lt.bt/10000) goto 560
    if (d1.ge.d) goto 520
    if (s.eq.1) goto 500
    s=1
    x=x+1
    dl=dl*p
    goto 690
500 s=0
    goto 690
520 qp(n)=qp(n)-dl
550 dl=dl/p
    s=1
    goto 690
560 if (dlo.gt.0) goto 565
    if (x.ge.2.or.dl.ge.0) goto 590
    goto 567
565 if (x.ge.2.or.dl.le.0) goto 590
567 qp(n)=qpo(n)
580 dl=-dlo
    goto 640
590 if (d.lt.d1) goto 650
600 if (n.eq.zp) goto 620
    n=n+1
    goto 630
620 n=1
630 if (n.eq.n2) then
    dlo=dlo/q1
    else
    dlo=dlo*p
    end if
635 dl=dlo
640 s=0
    x=0
    goto 690
650 qp(n)=qpo(n)
680 goto 600
690 qp(n)=qp(n)+dl
720 if (d.gt.d1) then
    d=d1
    end if
730 do l=1,zp
    q(l)=qp(l)
    end do
    !condiciones iniciales del modelo
    ion=0
    q2=0
    fo=0
    t=0

```

```

om=0
f2d=0
f2q=0
ffo=0
ffod=0
io=0
ffoq=0
i2d=0
i2q=0
fod=0
foq=0
qm=0
c1=1
s1=0
u1d=0
u1q=0
u=0

!fin de condiciones iniciales del modelo
goto 70
750 print*, "*"
do l=1,zp
print*, "valor del parametro nr.", l, "=", qpo(l)
end do
print*, "valor minimo del indice de optimización=", d
print*, "Si quieres usar otra vez el algoritmo de Gauss-Seidel"
print*, "escribe 1 y si no escribe 0"
read*, zzt
if(zzt.eq.1) then
do zi=1,zp
q(zi)=qpo(zi)
end do
goto 110
end if
stop
!fin del algoritmo de Gauss-Seidel
100 end

```

C.3 Algoritmo híbrido de optimización paramétrica (modificado).

Programa para determinar de los valores iniciales de las variables conjugadas y el valor límite de la amplitud de la corriente del estator, con el cual se termina la primera etapa de arranque con el valor nominal de la amplitud y frecuencia del voltaje de alimentación.

El acceso de los datos necesarios para la aplicación de este programa son pedidos en pantalla y deben ser introducidos uno a uno. Los resultados obtenidos (condiciones iniciales de las variables conjugadas y valor límite de la corriente de alimentación) son mostrados en pantalla.

```
implicit none
integer zi,zj,zn,zp,zm,zcount,zpip,zgen,zk,zl,zyz
real*8 znr1,zs,zzs,zzz,zzr,zs1
real*8 znr2,zn1,u1d,u1q,u,fods,foqs,i1
real*8 zl1,zl3,zl4,zm1,zm2,zg
real*8 zmx,zmin,zr1,zvv,zk1
real*8 zr2,zq1,zprcr,zprmu,zmx1,zmin1
real*8 zcop1,zcop2
real*8 zcop3
```

```
real, dimension(1) :: zR
integer, dimension(1) :: zseed
integer, dimension(:,), allocatable :: za1
integer, dimension(:), allocatable :: za11
integer, dimension(:,), allocatable :: za
real*8, dimension(:), allocatable :: zc
real*8, dimension(:), allocatable :: zb
real*8, dimension(:), allocatable :: zmi
real*8, dimension(:,), allocatable :: zx
real*8, dimension(:,), allocatable :: zy
real*8, dimension(:), allocatable :: q
real*8, dimension(:), allocatable :: zq
real*8, dimension(:), allocatable :: zfx
real*8, dimension(:), allocatable :: znr
real*8, dimension(:), allocatable :: zfx1
integer, dimension(:), allocatable :: zcop
real, dimension(:), allocatable :: zco
```

```
!Gauss-Seidel
real*8 mi,dlc,dp,d1p,d,d1,dl,dlo
real*8 bt,et,q1
real*8, dimension(:), allocatable :: qp
real*8, dimension(:), allocatable :: qpp
real*8, dimension(:), allocatable :: qpo
integer l,p,n2,n,x,s,zzt
!Gauss-Seidel
```

```
!datos del modelo
integer pp
real*8 io,omn,r1,r2,x1,x2,xo,jp,i2,ome,bdt
real*8 iom,um,ion,dt,t,omr,trn,wsp
real*8 i2d,i2q,f2d,f2q,ffod,ffoq,ffo,fod
real*8 foq,fo,c1,s1,gn1,hn1,j1,k1,om
```

```

real*8 m1,u1,f,w1,z1,q2,k11,m11
real*8 u11,w11,z11,y11,gn2,hn2,j2,c2,s2
real*8 k2,m2,u2,w2,z2,k12,m12,u12,w12
real*8 z12,y12,gn3,hn3,j3,c3,s3,k3,m3,u3
real*8 z3,w3,k13,m13,u13,w13,z13,y13
real*8 gn4,hn4,j4,c4,s4,k4,m4,u4,w4,z4
real*8 ome1,qm,y1,y2,y3,y4
real*8 mm,mr,az,bz,bm,c1s,s1s,betap

2 t=0
om=0
f2d=0
f2q=0
ffo=0
ffod=0
ffoq=0
io=0
i2d=0
i2q=0
fod=0
foq=0
fo=0
q2=0
ion=0

qm=0
az=6.584d-6
bz=2.387d-3
bm=1.5
c1=1
s1=0
u1d=0
u1q=0
u=0
if(zyz.eq.1)then
zyz=0
goto1000
end if
!fin de datos del modelo

!declaraciones del modelo
write(*,*)'um='
read(5,*) um
write(*,*)'numero de pares de polos p='
read(5,*) pp
write(*,*)'valor nominal de frecuencia de alimentacion omn='
read(5,*) omn
write(*,*)'R1='
read(5,*) r1
write(*,*)'R2='
read(5,*) r2
write(*,*)'X1='
read(5,*) x1
write(*,*)'X2='
read(5,*) x2
write(*,*)'Xo='
read(5,*) xo
write(*,*)'J='
read(5,*) jp
write(*,*)'valor limite de la corriente del estator i10='

```

```

read(5,*) i1
omr=omn
write(*,*)'valor maximo de tiempo de arranque trn='
read(5,*) trn
write(*,*)'coeficiente del indice de optimización wsp='
read(5,*) wsp
write(*,*)'masa de motor Mm='
read(5,*) mm
write(*,*)'masade rotor Mr='
read(5,*) mr
write(*,*)'paso de integracion dt='
read(5,*) dt

iom=um/dsqrt(r1**2+(xo+x1)**2)
f=(xo+x1)*(xo+x2)-xo**2
!fin de declaraciones del modelo

!declaraciones del algoritmo
print*,"numero de parametros zp="
read*,zp
allocate(q(zp))
allocate(zq(zp))
!Gauss-Seidel
allocate(qp(zp))
allocate(qpo(zp))
allocate(qpp(zp))
allocate(zc(zp))
allocate(zb(zp))
allocate(zmi(zp))

!Gauss-Seidel

print*,"Si quieres aplicar el algoritmo genetic escribe 1"
print*,"Si quieres aplicar algoritmo de Gauss-Seidel escribe 0"
read*,z zr

if(z zr.ne.1) then
do l=1,zp
print*,"valor inicial del parametro numero",l,'='
read*,q(l)
end do
zzy=1
goto 110
end if
print*,"probabilidad de crese="
read*,zprcr
print*,"probabilidad de mutacion="
read*,zprmu
print*,"numero de cromosomas="
read*,zn

allocate(zx(zn,zp))
allocate(zy(zn,zp))
allocate(zfx(zn))
allocate(znr(zn))
allocate(zfx1(zn))
allocate(zcop(zn))
allocate(zco(zn))

zmx1=1e-35

```

```

zmin1=1e+35
zpip=0
1000 do zl=1,zp
print*,"valor minimo del parametro",zl
read*,zc(zl)
print*,"valor maximo del parametro",zl
read*,zb(zl)
end do
print*,"exactitud - numero de digitos despues del punto flotante"
read*,zq1
print*,"numero de generaciones ="
read*,zg
print*,"Si quieres usar la seleccion por rango escribe 1"
print*,"Si quieres usar la seleccion por torneo escribe 2"
print*,"Si quieres usar la seleccion por ruleta escribe 3"
read*,zs
if(zs.eq.2) then
print*,"¿Cuantas copias del cromosoma mejor introducir en"
print*,"la poblacion paterna utilizando la seleccion por torneo?"
read*,zgs
end if
if(zs.eq.3) then
print*,"Si quieres usar la seleccion deterministica"
print*,"por ruleta escribe 1"
print*,"Si quieres usar la seleccion estocastica"
print*,"por ruleta escribe 0"
read*,zsl
end if
!fin de declaraciones del algoritmo

!cálculo de la longitud del cromosoma en base a
!la exactitud declarada
zm=0
do zl=1,zp
zmi(zl)=1
1 if((zb(zl)-zc(zl))*10**zq1>2**zmi(zl)-1) then
zmi(zl)=zmi(zl)+1
goto 1
end if
zm=zm+zmi(zl)
end do
!fin del cálculo de la longitud del cromosoma

allocate(za(zn,zm))
allocate(za1(zn,zm))
allocate(za11(zm))

!creación de la primera población paterna aleatoria
call system_clock(zcount)
zseed=zcount
call random_seed(put=zseed)
do zi=1,zn
do zj=1,zm
call random_number(zR)
if (zR(1)<0.5) then
zgen=1
else
zgen=0
end if

```

```

    za(zi,zj)=zgen
    end do
    end do
!fin de creación de la primera población
!cálculo del valor de cada parámetro en
!cada cromosoma
10 do zl4=1,zn
    do zl=1,zp
        zmi(0)=0
        zm1=1
        do zl1=0,zl-1
            zm1=zm1+zmi(zl1)
        end do
        zm2=0
        do zl1=1,zl
            zm2=zm2+zmi(zl1)
        end do
        zy(zl4,zl)=0
        do zl3=zm1,zm2
            zy(zl4,zl)=zy(zl4,zl)+za(zl4,zl3)*2**(zm2-zl3)
            zx(zl4,zl)=zc(zl)+zy(zl4,zl)*(zb(zl)-zc(zl))/(2**zmi(zl)-1)
        end do
    end do
end do
!fin del cálculo del valor der cada parámetro

!cálculo del modelo
do zi=1,zn
115 if(zzy.ne.1) then
    q(1)=zx(zi,1)
    q(2)=zx(zi,2)
    q(3)=zx(zi,3)
    q(4)=zx(zi,4)
end if
!condiciones iniciales
ion=0
q2=0
fo=0
t=0
om=0
f2d=0
f2q=0
ffo=0
ffod=0
io=0
ffoq=0
i2d=0
i2q=0
fod=0
foq=0
qm=0
c1=1
s1=0
u1d=0
u1q=0
u=0

!fin de condiciones iniciales
80 c1s=c1
    s1s=s1

```

```

fods=fod
foqs=foq

i2d=(omn*(f2d+ffod)-xo*q(4)*c1)/(xo+x2)
i2q=(omn*(f2q+ffoq)-xo*q(4)*s1)/(xo+x2)
io=dsqrt((q(4)*c1+i2d)**2+(q(4)*s1+i2q)**2)
i2=dsqrt(i2d**2+i2q**2)
gn1=q(2)*r2+q(3)*3*pp**2*f2d/(2*jp)
hn1=q(1)*r2-q(3)*3*pp**2*f2q/(2*jp)
if (dabs(gn1).gt.1d+50)then
if(zzy.ne.1)then
zfx(zi)=1e+18
goto 12
else
goto 390
end if
end if
j1=dsqrt(gn1**2+hn1**2)
s1=gn1/j1
c1=hn1/j1
ome=c1*(s1-s1s)/dt-s1*(c1-c1s)/dt
betap=ome-om
if(io.le.iom) then
bdt=bm*io/iom
else
bdt=bm
end if

qm=qm+bdt**2*(az*mm*ome**2+(bz*mm-2*mr*az*om)*ome+mr*(az*om
1 -bz)*om)*dt

q2=q2+dt*3*(r1*q(4)**2+r2*i2**2)/2

if (io.gt.ion) then
ion=io
goto 11
end if
11 if (io.le.iom) then
ffo=0
else
ffo=xo*(io-iom)/omn
end if
fod=(xo*(x2*q(4)*c1/omn+f2d)-x2*ffod)/(xo+x2)
foq=(xo*(x2*q(4)*s1/omn+f2q)-x2*ffoq)/(xo+x2)
fo=dsqrt(fod**2+foq**2)
if (fo.eq.0) then
ffod=0
ffoq=0
else
ffod=fod*ffo/fo
ffoq=foq*ffo/fo
end if
u1d=x1*q(4)*(c1-c1s)/(dt*omn)+(fod-fods)/dt
1 +r1*q(4)*c1
u1q=x1*q(4)*(s1-s1s)/(dt*omn)+(foq-foqs)/dt
1 +r1*q(4)*s1
u=dsqrt(u1d**2+u1q**2)

k1=dt*(r2*xo*q(4)*c1/(xo+x2)-r2*omn*f2d/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffod/(xo+x2)-om*f2q)

```

```

    m1=dt*(r2*xo*q(4)*s1/(xo+x2)-r2*omn*f2q/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffoq/(xo+x2)+om*f2d)
    u1=dt*((3*pp**2*omn*xo/(2*f*jp*(xo+x2)))*(f*q(4)*(f2d*s1
1 -f2q*c1)/omn+x2*(f2q*ffod-f2d*ffoq)))
    w1=dt*(r2*omn*q(1)/(xo+x2)+(3*pp**2*xo/(2*jp
1 *(xo+x2)))*(x2*omn*ffoq/f-q(4)*s1)*q(3)-q(2)*om)
    z1=dt*(r2*omn*q(2)/(xo+x2)+(3*pp**2*xo*q(3)
1 /(2*jp*(xo+x2)))*(-x2*omn*ffod/f+q(4)*c1)+q(1)*om)
    y1=dt*(q(1)*f2q-q(2)*f2d)
    k11=f2d+k1/2
    m11=f2q+m1/2
    u11=om+u1/2
    w11=q(1)+w1/2
    z11=q(2)+z1/2
    y11=q(3)+y1/2

    gn2=z11*r2+y11*3*pp**2*k11/(2*jp)
    hn2=w11*r2-y11*3*pp**2*m11/(2*jp)
    j2=dsqrt(gn2**2+hn2**2)
    s2=gn2/j2
    c2=hn2/j2
    k2=dt*(r2*xo*q(4)*c2/(xo+x2)-r2*omn*k11/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffod/(xo+x2)-u11*m11)
    m2=dt*(r2*xo*q(4)*s2/(xo+x2)-r2*omn*m11/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffoq/(xo+x2)+u11*k11)
    u2=dt*((3*pp**2*omn*xo/(2*f*jp*(xo+x2)))*(f*q(4)*(k11*s2
1 -m11*c2)/omn+x2*(m11*ffod-k11*ffoq)))
    w2=dt*(r2*omn*w11/(xo+x2)+(3*pp**2*xo/(2*jp
1 *(xo+x2)))*(x2*omn*ffoq/f-q(4)*s2)*y11-z11*u11)
    z2=dt*(r2*omn*z11/(xo+x2)+(3*pp**2*xo*y11
1 /(2*jp*(xo+x2)))*(-x2*omn*ffod/f+q(4)*c2)+w11*u11)
    y2=dt*(w11*m11-z11*k11)
    k12=f2d+k2/2
    m12=f2q+m2/2
    u12=om+u2/2
    w12=q(1)+w2/2
    z12=q(2)+z2/2
    y12=q(3)+y2/2

    gn3=z12*r2+y12*3*pp**2*k12/(2*jp)
    hn3=w12*r2-y12*3*pp**2*m12/(2*jp)
    j3=dsqrt(gn3**2+hn3**2)
    s3=gn3/j3
    c3=hn3/j3
    k3=dt*(r2*xo*q(4)*c3/(xo+x2)-r2*omn*k12/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffod/(xo+x2)-u12*m12)
    m3=dt*(r2*xo*q(4)*s3/(xo+x2)-r2*omn*m12/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffoq/(xo+x2)+u12*k12)
    u3=dt*((3*pp**2*omn*xo/(2*f*jp*(xo+x2)))*(f*q(4)*(k12*s3
1 -m12*c3)/omn+x2*(m12*ffod-k12*ffoq)))
    w3=dt*(r2*omn*w12/(xo+x2)+(3*pp**2*xo/(2*jp
1 *(xo+x2)))*(x2*omn*ffoq/f-q(4)*s3)*y12-z12*u12)
    z3=dt*(r2*omn*z12/(xo+x2)+(3*pp**2*xo*y12
1 /(2*jp*(xo+x2)))*(-x2*omn*ffod/f+q(4)*c3)+w12*u12)
    y3=dt*(w12*m12-z12*k12)
    k13=f2d+k3
    m13=f2q+m3
    u13=om+u3
    w13=q(1)+w3
    z13=q(2)+z3

```

```

y13=q(3)+y3

gn4=z13*r2+y13*3*pp**2*k13/(2*jp)
hn4=w13*r2-y13*3*pp**2*m13/(2*jp)
j4=dsqrt(gn4**2+hn4**2)
s4=gn4/j4
c4=hn4/j4
k4=dt*(r2*xo*q(4)*c4/(xo+x2)-r2*omn*k13/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffod/(xo+x2)-u13*m13)
m4=dt*(r2*xo*q(4)*s4/(xo+x2)-r2*omn*m13/(xo+x2)
1 -r2*omn*ffoq/(xo+x2)+u13*k13)
u4=dt*((3*pp**2*omn*xo/(2*f*jp*(xo+x2)))*(f*q(4)*(k13*s4
1 -m13*c4)/omn+x2*(m13*ffod-k13*ffoq)))
w4=dt*(r2*omn*w13/(xo+x2)+(3*pp**2*xo/(2*jp
1 *(xo+x2)))*(x2*omn*ffoq/f-q(4)*s4)*y13-z13*u13)
z4=dt*(r2*omn*z13/(xo+x2)+(3*pp**2*xo*y13
1 /(2*jp*(xo+x2)))*(-x2*omn*ffod/f+q(4)*c4)+w13*u13)
y4=dt*(w13*m13-z13*k13)
f2d=f2d+(k1+2*k2+2*k3+k4)/6
f2q=f2q+(m1+2*m2+2*m3+m4)/6
om=om+(u1+2*u2+2*u3+u4)/6
q(1)=q(1)+(w1+2*w2+2*w3+w4)/6
q(2)=q(2)+(z1+2*z2+2*z3+z4)/6
q(3)=q(3)+(y1+2*y2+2*y3+y4)/6
if (t.eq.0) then
qm=0

if(om.le.0) then
if(zzy.ne.1)then
zfx(zi)=1e+16
goto 12
else
d1=1d+16
goto 390
end if
end if

if(ome.gt.omn) then
if(zzy.ne.1)then
zfx(zi)=1e+16
goto 12
end if
end if
if (dabs(om).le.omn-betap.and.t.lt.trn.and.q(1).lt.1d+6) goto 310
goto321
310 if (q(2).lt.1d+6.and.q(3).lt.1d+6) goto 315
goto321
315 if (f2d.lt.1d+6.and.f2q.lt.1d+6) then
316 t=t+dt
goto 80
end if
321 if (ome.gt.omn)then
ome1=omn
else
ome1=ome
end if
if(t.eq.0) goto 316
!cálculo del valor del índice de optimización

```

```

if(zzy.eq.1) goto 125
if(ion.gt.iom.or.q(4).gt.i1)then
zfx(zi)=t+wsp*dabs(omn/ome1)+6*wsp*dabs(um-u)
1 +10000*wsp
else
zfx(zi)=t+wsp*dabs(omn/ome1)+6*wsp*dabs(um-u)
end if
!fin del cálculo del valor del índice de optimización
12 end do
!fin del cálculo del modelo

!selección del cromosoma mejor
znr2=1
zmin=zfx(1)
do zi=1,zn
if(zfx(zi)<zmin) then
zmin=zfx(zi)
znr2=zi
end if
end do
zmin=zfx(znr2)
print*,"valor del indice de optimización=",zmin,zk
print*,zmin-zmin1,zpip
!fin de selección del cromosoma mejor

!detención de los cálculos e impresión de los resultados
if(zk>=zg.or.zpip>5) then
if(zmin<zmin1) then
print*,"valor minimo del indice de optimización=",zmin,zk
do zi=1,zp
q(zi)=zx(znr2,zi)
zq(zi)=zx(znr2,zi)
end do
zmin1=zmin
do zi=1,zm
za11(zi)=za(znr2,zi)
end do
else
print*,"valor minimo del indice de optimización=",zmin1,zk
do zi=1,zp
q(zi)=zq(zi)
end do
end if
do zi=1,zp
print*,"valor de parametro nr",zi,"=",q(zi)
end do
print*,"Si quieres usar el algoritmo genetico otra vez"
print*,"escribe 1 y si no escribe 0"
read*,zyz
if(zyz.eq.1)then

zk=0
zpip=0
deallocate(za,za1,za11)
goto 2
end if
print*,"Si quieres usar el algoritmo de Gauss-Seidel"
print*,"escribe 1 y si no escribe 0"
read*,zzy
if(zzy.eq.1) goto 110

```

```

goto 100
end if
!fin de detención de los cálculos e impresión de los resultados

!memorización de los valores mejores de los parámetros,
!del valor del índice de optimización y
!del mejor cromosoma para
!la generación k-esima

if(zmin.eq.zmin1) then
zpip=zpip+1
else
zpip=0
end if
if(zmin<zmin1) then
zmin1=zmin
do zi=1,zp
zq(zi)=zx(znr2,zi)
end do
do zi=1,zm
za11(zi)=za(znr2,zi)
end do
end if
!fin de la memorización

!calificación de los cromosomas según el rango del mayor
!al menor
zn1=zn
30 if(zn>0) then
znr1=1
znr2=1
zmx=zfx(1)
zmin=zfx(1)
do zi=1,zn1
if(zfx(zi)>zmx) then
zmx=zfx(zi)
znr1=zi
end if
if(zfx(zi)<zmin) then
zmin=zfx(zi)
znr2=zi
end if
end do
zfx1(zn)=zfx(znr2)
do zi=1,zm
za1(zn,zi)=za(znr2,zi)
end do
zfx(znr2)=zfx(znr1)+0.1
zn=zn-1
goto 30
end if
zn=zn1
!fin de calificación de los cromosomas

!escritura de la tabla de los cromosomas según el rango
do zi=1,zn
zfx(zi)=zfx1(zi)
do zj=1,zm
za(zi,zj)=za1(zi,zj)

```

```

end do
end do
!fin de la escritura de la tabla de cromosomas según el rango

!determinación del número de las copias de cada cromosoma
!según el método de rango (lineal)
if(zs.eq.1) then
do zk1=1,zn
zcop3=2*zk1/zn
zr1=zcop3-int(zcop3)
if(zr1>=0.5) then
zcop(zk1)=int(zcop3)+1
else
zcop(zk1)=int(zcop3)
end if
zcop1=zcop1+zcop(zk1)
end do
if(zcop1<=zn) then
zcop2=zn-zcop1
zcop(zn)=zcop(zn)+zcop2
else
zcop2=zcop1-zn
znr1=1
zmx=zcop(1)
do zi=1,zn
if(zcop(zi)>zmx) then
zmx=zcop(zi)
znr1=zi
end if
end do
do zi=znr1,znr1-1+zcop2
zcop(zi)=zcop(zi)-1
end do
end if
zcop1=0
do zi=1,zn
if(zcop(zi).eq.0) then
zcop1=zcop1+1
end if
end do
do zk1=1,zcop1
do zi=1,zn-zk1
do zj=1,zm
za1(zi,zj)=za(zi+zk1,zj)
end do
end do
end do
do zi=1,zn
do zj=1,zm
if(zcop(zi)>1) then
za1(zi-1,zj)=za(zi,zj)
end if
end do
end do
end if
!fin de determinación del número de las copias de cada cromosoma
!método de rango

!selección de torneo con la estrategia elitar que consiste
!en la intronucción de las 'zcs' copias del cromosoma mejor

```

```

!en la población paterna
if(zs.eq.2) then
do zi=1,zm
za1(zn,zi)=za11(zi)
end do
zfx1(zn)=zfx(zn)
do zi=1,zn
do zj=1,2
60 call random_number(zR)
zr1=1+int(zR(1)*(zn))
if (zr1.eq.zn) then
zr1=zn
end if
znr(zj)=zr1
if(znr(1).eq.znr(2)) goto 60
end do

if(zfx(znr(1))<zfx(znr(2))) then
zfx1(zn-zi)=zfx(znr(1))
do zk1=1,zm
za1(zn-zi,zk1)=za(znr(1),zk1)
end do
else
zfx1(zn-zi)=zfx(znr(2))
do zk1=1,zm
za1(zn-zi,zk1)=za(znr(2),zk1)
end do
end if

end do
do zj=1,zzs
do zi=1,zm
za1(zn-zj,zi)=za11(zi)
end do
zfx1(zn-zj)=zfx(zn)
end do
end if
!fin de selección de torneo

!determinación del número de las copias de cad cromosoma
!en la selección del método de ruleta
if(zs.eq.3) then
zvv=0
do zi=1,zn
zvv=zvv+zfx(zi)
end do
!determinística
if(zs1.eq.1) then

zcop3=0
do zi=1,zn
zcop(zi)=int((1-zfx(zi)/zvv)*zn)
zcop3=zcop3+zcop(zi)
end do
55 if(zcop3>zn) then
do zj=1,zn
if(zcop(zj)>0.and.zcop3>zn) then
zcop(zj)=zcop(zj)-1
zcop3=zcop3-1
end if

```

```

end do
goto 55
end if
zcop1=0
do zi=1,zn
if (zcop(zi).eq.0) then
zcop1=zcop1+1
end if
end do
do zk1=1,zcop1
do zi=1,zn-zk1
zfx1(zi)=zfx(zi+zk1)
do zj=1,zm
za1(zi,zj)=za(zi+zk1,zj)
end do
end do
do zi=1,zn
if(zcop(zi)>1) then
zfx1(zi-1)=zfx(zi)
end if
do zj=1,zm
if (zcop(zi)>1) then
za1(zi-1,zj)=za(zi,zj)
end if
end do
end do
end if
!fin de la determinación del número de las copias en el método determinístico de ruleta
!estocástica
if(zs1.ne.1)then

do zi=1,zn
zco(zi)=1-zfx(zi)/zvv
end do
do zi=1,zn
zcop(zi)=0
end do
do zi=1,zn
call random_number(zR)
zr1=zco(1)
zk1=1
61 if(zk1<zn+1) then
if(zR(1)<=zr1) then
zcop(zk1)=zcop(zk1)+1
else
zr1=zr1+zco(zk1+1)
zk1=zk1+1
goto 61
end if
end if
end do
zi=1
63 if(zi<=zn) then
if(zcop(zi).eq.0)then
zj=1
62 if(zj<=zn)then
if(zcop(zj)>1)then
zfx1(zi)=zfx(zj)
do zk1=1,zm

```

```

    za1(zi,zk1)=za(zj,zk1)
  end do
  zcop(zj)=zcop(zj)-1
  goto 64
end if
zj=zj+1
goto 62
end if
end if
64 zi=zi+1
   goto 63
end if

end if
end if
!fin de la determinación del número de las copias en el método estocástico de ruleta

!creación de la población paterna
do zi=1,zn
  zfx(zi)=zfx1(zi)
  do zj=1,zm
    za(zi,zj)=za1(zi,zj)
  end do
end do
!fin de la creación de la población paterna

!aplicación de cruzada y mutación para crear
!la nueva población
!cruzada
do zi=1,zn/2
  do zj=1,2
    call random_number(zR)
    zr1=1+int(zR(1)*zn)
    if (zr1.eq.zn+1) then
      zr1=zn
    end if
    znr(zj)=zr1
  end do
  call random_number(zR)
  zr2=1+int(zR(1)*zm)
  if(zr2.eq.zm+1) then
    zr2=zm
  end if
  do zk1=1,zr2
    do zj=zr2,zm
      call random_number(zR)
      if(zR(1)<zprcr) then
        za1(znr(1),zk1)=za(znr(1),zk1)
        za1(znr(1),zj)=za(znr(2),zj)
        za1(znr(2),zk1)=za(znr(2),zk1)
        za1(znr(2),zj)=za(znr(1),zj)
      end if
    end do
  end do
end do
!mutación
do zi=1,zn
  do zj=1,zm
    call random_number(zR)
    if(zR(1)<zprmu) then

```

```

zk1=zj
if (za1(zi,zk1).eq.1) then
za1(zi,zk1)=0
else
za1(zi,zk1)=1
end if
end if
end do
end do
do zi=1,zn
do zj=1,zm
za(zi,zj)=za1(zi,zj)
end do
end do
!fin de creación de la población nueva
!crea la generación siguiente
zk=zk+1
goto 10

!Gauss-Seidel
110 print*,"incremento inicial de los parametros dcl="
read*,d1c
print*,"primer parametro para calcular="
read*,n2
!condiciones iniciales del modelo
ion=0
q2=0
fo=0
t=0
om=0
f2d=0
f2q=0
ffo=0
ffod=0
io=0
ffoq=0
i2d=0
i2q=0
fod=0
foq=0
qm=0
c1=1
s1=0
!fin de las condiciones iniciales del modelo

!condiciones iniciales para las variables del algoritmo de Gauss-Seidel
dp=3.1d+17
d1p=2.2d+17

do l=1,zp
qpp(l)=q(l)
qp(l)=q(l)
qpo(l)=q(l)
end do
n=n2
d=dp
d1=d1p
dl=d1c
dlo=d1c
x=0

```

```

s=0
bt=1d-12
p=2
q1=10*p**zp
et=1d-12
mi=1d-5
!fin de condiciones iniciales para las variables del algoritmo de
!Gauss-Seidel

!algoritmo de Gauss-Seidel
70 if (dabs(d1).lt.mi.or.dabs(dlo).lt.et) goto 750
   goto 115
!fin del cálculo del modelo

!cálculo del índice de optimización para el
!algoritmo de Gauss-Seidel
125 if(ion.gt.iom.or.q(4).gt.i1)then
   d1=t+wsp*dabs(omn/ome1)+6*wsp*dabs(um-u)
   1+10000*wsp
   else
   d1=t+wsp*dabs(omn/ome1)+6*wsp*dabs(um-u)
   end if
!fin del cálculo del índice de optimización
390 print*,n,t,om,dl,d1,q2,qm,ion,u,ome
   if (d.gt.d1) goto 430
   print*,d
   do l=1,zp
   print*,qpo(l)
   end do
   goto 450
430 print*,d1
   do l=1,zp
   print*,qp(l)
   qpo(l)=qp(l)
   end do
450 if (dabs(d-d1).lt.bt.or.dabs(dl).lt.bt/10000) goto 560
   if (d1.ge.d) goto 520
   if (s.eq.1) goto 500
   s=1
   x=x+1
   dl=dl*p
   goto 690
500 s=0
   goto 690
520 qp(n)=qp(n)-dl
550 dl=dl/p
   s=1
   goto 690
560 if (dlo.gt.0) goto 565
   if (x.ge.2.or.dl.ge.0) goto 590
   goto 567
565 if (x.ge.2.or.dl.le.0) goto 590
567 qp(n)=qpo(n)
580 dl=-dlo
   goto 640
590 if (d.lt.d1) goto 650
600 if (n.eq.zp) goto 620
   n=n+1
   goto 630
620 n=1

```

```

630 if (n.eq.n2) then
    dlo=dlo/q1
    else
    dlo=dlo*p
    end if
635 dl=dlo
640 s=0
    x=0
    goto 690
650 qp(n)=qpo(n)
680 goto 600
690 qp(n)=qp(n)+dl
720 if (d.gt.d1) then
    d=d1
    end if
730 do l=1,zp
    q(l)=qp(l)
    end do
!condiciones iniciales del modelo
ion=0
q2=0
fo=0
t=0
om=0
f2d=0
f2q=0
ffo=0
ffod=0
io=0
ffoq=0
i2d=0
i2q=0
fod=0
foq=0
qm=0
c1=1
s1=0
u1d=0
u1q=0
u=0
!fin de condiciones iniciales del modelo
goto 70
750 print*, "*"
do l=1,zp
    print*, "valor del parametro nr.", l, "=", qpo(l)
end do
print*, "valor minimo del indice de optimización=", d
print*, "Si quieres usar el algoritmo de Gauss-Seidel otra vez"
print*, "escribe 1 y si no escribe 0"
read*, zzt
if (zzt.eq.1) then
do zi=1,zp
q(zi)=qpo(zi)
end do
goto 110
end if
stop
!fin de algoritmo de Gauss-Seidel
100 end

```

APÉNDICE D

PROBLEMA DE DOBLE VALOR A LA FRONTERA

Para resolver un sistema de ecuaciones diferenciales es necesario conocer las condiciones iniciales de las variables presentes en dicho sistema, tal es el caso del sistema de ecuaciones canónicas compuesto por las ecuaciones de estado y las ecuaciones conjugadas.

En este sistema de ecuaciones solo se conocen las condiciones iniciales de las variables de estado $\psi'_{2d}(0), \psi'_{2q}(0), \omega_r(0)$ y se desconocen las condiciones iniciales de las variables conjugadas, dichas condiciones iniciales no se pueden determinar a partir de premisas físicas, ya que no poseen interpretación física alguna.

En algunos casos como en el caso discutido en este trabajo se puede conocer el valor final de alguna variable de estado, en este caso de la velocidad del rotor y los valores finales de las variables de estado se pueden calcular a partir de las condiciones de transversabilidad, las cuales brindan los valores finales de las variables conjugadas (apéndice A).

La búsqueda de las condiciones iniciales de las variables conjugadas a partir de los valores ya conocidos (iniciales y finales) es conocido como problema de doble valor a la frontera.

La solución analítica de este problema puede lograrse en algunos casos, sobre todo cuando las ecuaciones de estado son lineales, pero en general cuando dichas ecuaciones son no lineales, para poder solucionar el problema de doble valor a la frontera es necesario utilizar un método iterativo que nos permita solucionar de manera sucesiva las ecuaciones canónicas, con diferentes valores iniciales de las variables conjugadas, verificando en cada iteración si los valores finales obtenidos de las variables conjugadas y/o de las variables estado en ese paso son iguales a los valores finales conocidos de dichas variables.

Para poder solucionar este problema de doble valor a la frontera es necesario emplear la computadora y escoger una estrategia (un algoritmo) para realizar los cambios de los valores iniciales de las variables conjugadas, en este trabajo se empleó el algoritmo híbrido de optimización paramétrica para darle solución a este problema, ya que esto es necesario para poder determinar el control óptimo en la forma explícita.

Se presentan a continuación el diagrama de flujo del algoritmo híbrido de optimización paramétrica.

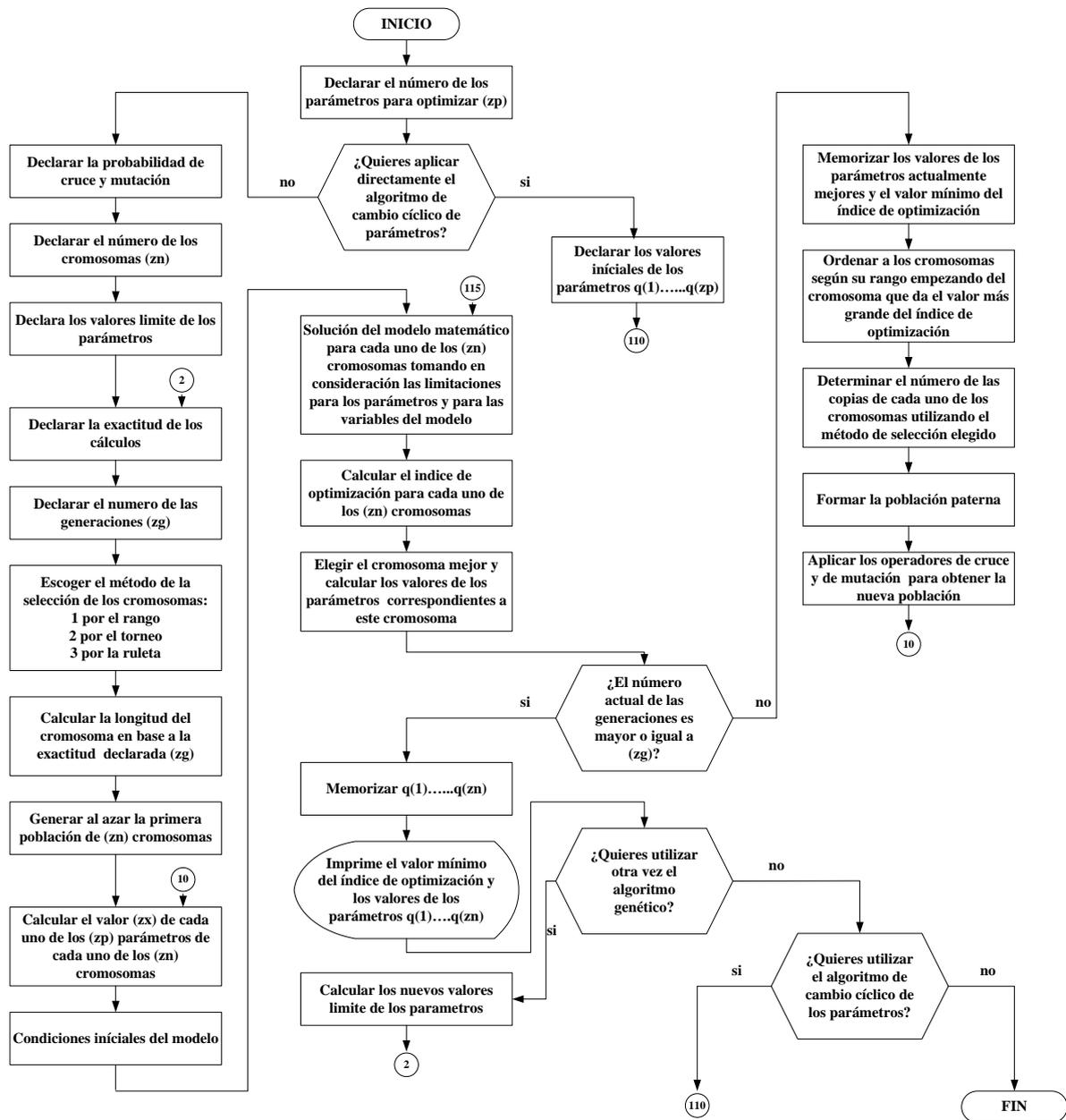


Fig. D.1a. Diagrama de flujo del algoritmo híbrido de optimización paramétrica.

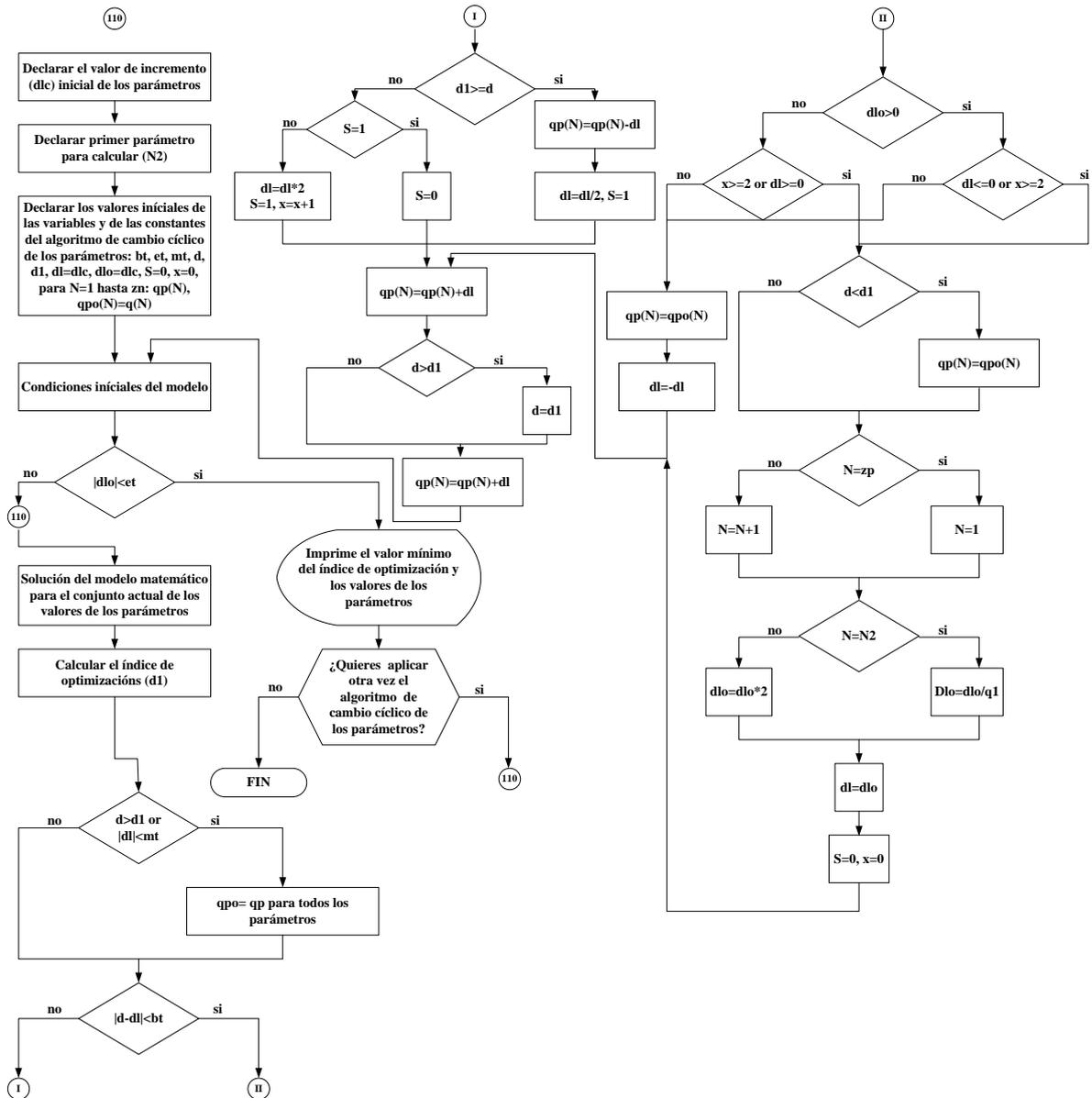


Fig. D.1b. Diagrama de flujo del algoritmo híbrido de optimización paramétrica (continuación).

.Las figuras D.1a y D.1b conforman el algoritmo híbrido de optimización paramétrica, el cual está formado por un algoritmo genético (figura D.1a) y un algoritmo clásico basado en el método de Gauss-Seidel (figura D.1b), para solucionar el problema de doble valor a la frontera se recomienda que se empleen conjuntamente, aplicando primeramente el algoritmo genético y posteriormente el algoritmo clásico.

El algoritmo genético (fig. D.1a) es un algoritmo genético clásico en el cual el usuario debe declarar la probabilidad de cruce y de mutación, el número de cromosomas, valores límites de los parámetros optimizados (dominio), la

exactitud de la presentación de los parámetros (el número de los dígitos después del punto flotante) y el número de generaciones.

El tiempo necesario para la búsqueda de los valores óptimos de los parámetros depende, sobre todo, del número de cromosomas y del número de generaciones declarados por el usuario. El número de cromosomas y el número de generaciones no pueden ser demasiado pequeños para que el algoritmo no se detenga en algún mínimo local (si los mínimos locales existen) o termine los cálculos no llegando al mínimo global. Por otro lado, cuanto más grande es el número de cromosomas y el número de generaciones, más largo es el tiempo de la búsqueda del mínimo global. Para determinar el número adecuado de cromosomas y de generaciones se recomienda repetir varias veces la aplicación del algoritmo genético para resolver el problema de optimización dado. Con base a la exactitud y limitaciones declaradas por el usuario para la representación de valores de los parámetros optimizados (el número “ $zq1$ ” de los dígitos decimales después del punto flotante), el algoritmo genético establece el número de dígitos binarios necesarios para determinar la longitud (el número de bits) del cromosoma para cada uno de los parámetros a optimizar. Para establecer el número de bits que representan el parámetro i -ésimo, el algoritmo genético calcula el número natural “ zm ” más pequeño que cumple la desigualdad siguiente:

$$(zb_i - za_i)10^{zq1} \leq 2^{zm} - 1 \quad (D.1)$$

donde:

- zb_i valor máximo del parámetro i -ésimo.
- za_i valor mínimo del parámetro i -ésimo.

Para seleccionar la población inicial de cromosomas, el algoritmo genético dispone de tres métodos de selección:

- Método de rango.
- Método de torneo: consiste en introducir en la población inicial, de un número determinado por el usuario de generaciones del mejor cromosoma.
- Método de ruleta adecuado para la búsqueda del mínimo del índice de optimización.

En la selección de la población mediante el método de rango, los cromosomas se ponen en orden según su rango, es decir, el valor del índice de optimización obtenido con este cromosoma, empezando por el peor cromosoma (que da el valor más grande del índice de optimización). El número de generaciones de cada cromosoma, que se introduce en la población inicial, se establece en función del rango del cromosoma según la dependencia lineal entre el número

de generaciones y el rango, tomando en consideración la condición en la cual el número de cromosomas de la población actualizada tiene que ser igual al número de los cromosomas “ zn ” de la población anterior.

En la selección de la población mediante el método de torneo, se dividen los cromosomas en dos grupos, seleccionándolos de manera aleatoria en la población. De cada uno de estos grupos se elige de manera determinística el mejor cromosoma (el que da el menor valor del índice de optimización), ordenando posteriormente los cromosomas según el rango de cada uno de ellos. En este método, el usuario tiene la posibilidad de decidir cuantas generaciones del mejor cromosoma (el que está al final de la lista) tienen que ser introducidas en la población inicial.

En la selección mediante el método de ruleta se aplica el método determinístico en la determinación del número de generaciones de cada uno de los cromosomas, adaptados para la búsqueda del valor mínimo del índice de optimización (originalmente la selección por ruleta sirve para determinar el valor máximo del índice de optimización). Este método, consiste en designar a cada uno de los cromosomas una parte de la superficie de rueda de la ruleta proporcional al valor del índice de optimización obtenido con este cromosoma. Entonces, cuanto más grande es el valor del índice de optimización obtenido con el cromosoma dado, tanto más grande es la parte (sección) de la rueda de ruleta y tanto más grande es la probabilidad “ $p_1(c_i)$ ” de seleccionar dicho cromosoma para formar la población inicial:

$$p_1(c_i) = \frac{F(c_i)}{\sum_{i=1}^{zn} F(c_i)} \quad (D.2)$$

donde:

- $p_1(c_i)$ probabilidad de selección del cromosoma i -ésimo.
- $F(c_i)$ valor del índice de optimización con el cromosoma i -ésimo.

Se puede notar que el método de la selección por la ruleta así definido sirve solamente para los casos de búsqueda de parámetros que maximizan el índice de optimización. En el algoritmo elaborado, se aplica una modificación para la determinación de la probabilidad de selección de cromosomas por ruleta, que permite buscar el mínimo del índice de optimización, calculando la probabilidad de selección del cromosoma i -ésimo según la siguiente ecuación:

$$p(c_i) = 1 - p_1(c_i) \quad (D.3)$$

En el algoritmo presentado, se determina el número de generaciones del cromosoma i -ésimo en la población inicial en la manera determinística calculando el número de dichas generaciones proporcionalmente a la probabilidad de la selección (ver fórmula D.3), es decir:

$$e(c_i) = p(c_i) \cdot zn \quad (D.4)$$

donde:

$e(c_i)$ número de generaciones del cromosoma i -ésimo, y ajustando adecuadamente el número de éstas a cada uno de los cromosomas determinados, de tal manera que la suma de todos los cromosomas sea igual a " zn ".

Después de la determinación de la población inicial el algoritmo genético aplica los operadores de cruce y mutación, con las probabilidades declaradas por el usuario, con la finalidad de generar una nueva población de los cromosomas. La terminación de los cálculos por el algoritmo genético se efectúa cuando el número de las generaciones realizadas es igual a un número predeterminado por el usuario. El resultado de los cálculos es un conjunto de los valores de los parámetros que da, con cierta exactitud normalmente bastante baja, el valor mínimo global del índice de optimización (obviamente bajo la condición que el número de los cromosomas y de las generaciones declarado por el usuario es adecuado). Para mejorar la exactitud de los cálculos el usuario dispone de dos posibilidades: utilizar otra vez el algoritmo genético con los rangos de los cambios admisibles de los valores de los parámetros disminuido dos veces alrededor de los valores encontrados en la aplicación anterior del algoritmo genético, no sobrepasando sin embargo las limitaciones originales, o utilizar el algoritmo clásico de optimización basado en el método de los cambios cíclicos de los parámetros (del método de Gauss-Seidel).

El método de los cambios cíclicos de los parámetros (fig. D.1b) consiste en cambiar el valor de un solo parámetro mientras que los valores de los parámetros restantes se mantienen constantes. Los cambios de un parámetro (con el valor absoluto del incremento o decremento actual " $d1$ " de este parámetro cada vez menor, hasta que dicho valor es menor que un valor preestablecido " mt " declarado por usuario, el cual determina la exactitud de los cálculos de los valores de los parámetros optimizados) se realizan hasta que se obtiene el valor mínimo (para este parámetro) del índice de optimización " $d1$ ". En este momento se establece el valor del parámetro actualizado y se empieza a cambiar el parámetro siguiente, buscando para él, el nuevo mínimo del índice de optimización. Obteniendo el valor mínimo del índice de optimización " $d1$ " para los cambios del último parámetro se cierra un ciclo de los cambios de los valores de los parámetros. El siguiente ciclo de los cambios se realiza con el valor absoluto inicial " $d1o$ " del incremento o decremento de cada uno de los parámetros " $q1$ " veces menor que en el ciclo anterior, donde " $q1$ " es un número

mayor que 2^{zn} (por ejemplo $q1 = 10 * 2^{zn}$). La búsqueda de los valores óptimos de los parámetros se concluye cuando el valor absoluto del incremento o decremento inicial “*dlo*” de los parámetros en el ciclo consecutivo es menor que un valor preestablecido declarado por el usuario “*et*” (este valor determina la exactitud de los cálculos del algoritmo). Puesto que la terminación de los cálculos no depende explícitamente del valor del índice de optimización (lo que se aceptó diseñando el algoritmo para hacerlo posiblemente universal, es decir, para que sirva para solucionar varios tipos de problemas dinámicos y estáticos independientemente si el valor mínimo global del índice de optimización es nulo o no), cuanto más grande es el incremento inicial “*dlc*” declarado por el usuario tanto más ciclos de los cambios de los parámetros tiene que realizar el algoritmo y obviamente tanto más largo es el tiempo de los cálculos, teniendo la posibilidad de llegar al valor mínimo global del índice de optimización en una sola aplicación del algoritmo. Sin embargo, en la mayoría de los casos, para obtener el valor mínimo global del índice de optimización, puede ser necesario aplicar el algoritmo de los cambios cíclicos de los parámetros más que una vez, partiendo siempre de los valores de los parámetros encontrados en la aplicación anterior del algoritmo.

La simbología utilizada en la fig. D.1b es la siguiente:

<i>bt, et, mt</i>	grado de exactitud declarado por el usuario, que determinan la exactitud de los cálculos.
<i>d1</i>	valor del índice de optimización en el paso actual de iteración.
<i>d</i>	valor del índice de optimización en el paso anterior de iteración.
<i>dl</i>	valor del incremento (con el signo positivo) o decremento (con el signo negativo) de los parámetros en el paso actual de iteración.
<i>dlo</i>	valor del incremento o decremento de los parámetros empezando un ciclo de los cambios de los parámetros.
<i>N</i>	número del parámetro cambiado actualmente.
<i>N2</i>	número del parámetro para cambiar empezando los cálculos (declarado por el usuario).
<i>q(N)</i>	valor del parámetro <i>N</i> empezando los cálculo.
<i>q1</i>	número mayor que 2^{zn} , entre el cual se divide el valor absoluto del incremento o decremento de los parámetros terminando un ciclo y empezando el ciclo siguiente de los cambios de los parámetros.
<i>qp(N)</i>	valor inicial del parámetro <i>N</i> empezando un ciclo de los cambios de los parámetros.
<i>qpo(N)</i>	valor óptimo del parámetro <i>N</i>
<i>S, x</i>	banderas del algoritmo.

El algoritmo de los cambios cíclicos de los parámetros automáticamente aumenta o disminuye el incremento (ó decremento) de los parámetros acercándose al valor mínimo del índice de optimización, dependiendo si el valor absoluto del incremento es menor o no del valor preestablecido “*mt*” o si la diferencia entre los valores del índice de optimización en paso actual y anterior es menor o no del valor preestablecido “*bt*”.