

**UNIVERSIDAD DE JAÉN**  

---

**ESCUELA POLITÉCNICA  
SUPERIOR DE JAÉN  
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA  
ELÉCTRICA**

**TESIS DOCTORAL**  
**ESTIMACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LA  
MÁQUINA DE INDUCCIÓN MEDIANTE  
TÉCNICAS METAHEURÍSTICAS**

**PRESENTADA POR:  
IGNACIO PÉREZ GUERRERO**

**DIRIGIDA POR:  
DR. D. FRANCISCO JURADO MELGUIZO  
DR. D. MANUEL GÓMEZ GONZÁLEZ**

**JAÉN, 21 DE MARZO DE 2013**

**ISBN 978-84-8439-783-0**

## ÍNDICE

Lista de nomenclaturas .....	i
Lista de figuras .....	iv
Lista de tablas.....	v
Lista de matrices y abreviaturas.....	vi

## Capítulos

### Capítulo nº 1. Objetivos y Planteamiento de la Tesis Doctoral

<b>1.1. Objetivos y Planteamiento de Tesis .....</b>	<b>8</b>
1.1.1. Introducción .....	8
1.1.2. Objetivos y Planteamiento .....	8
1.1.3. Estructura de Tesis .....	10

### Capítulo nº 2. Modelo Matemático de la Máquina de Inducción Trifásica

<b>2.1. Modelo Matemático de la Máquina de Inducción Trifásica .....</b>	<b>13</b>
2.1.1. Introducción .....	13
2.1.2. Simplificaciones en la obtención del modelo dinámico de la máquina de inducción trifásica .....	14
2.1.3. Modelo de la máquina de inducción trifásica aplicando las leyes físicas.....	14
2.1.4. Inductancias y ecuaciones de tensión en la máquina de inducción. Jaula simple .....	19
2.1.5. Ecuaciones de transformación y cambio de variables .....	22
2.1.5.1. Representación vectorial de magnitudes físicas .....	22
2.1.5.2. Transformación de Park.....	25
2.1.6. Modelo dinámico de la máquina de inducción trifásica. Ecuaciones de tensión con las variables de la máquina .....	28
2.1.7. Modelo dinámico de la máquina de inducción trifásica. Ecuaciones del rotor referidas al estator.....	31
2.1.8. Ecuación del par en las variables de la máquina.....	33
2.1.9. Aplicación de la transformada de Park al rotor .....	34
<b>2.2. Modelo estático de la máquina de inducción trifásica. Variables en los nuevos ejes de referencia.....</b>	<b>36</b>
2.2.1. Ecuaciones de la tensión referidas a los nuevos ejes de referencia. Simple jaula.....	36
2.2.2. Ecuaciones de la tensión referidas a los nuevos ejes de referencia. Doble jaula.....	42
2.2.3. Ecuación del par expresada en los nuevos ejes de referencia.....	43
<b>2.3. Uso de los sistemas de referencia. Resumen .....</b>	<b>44</b>
2.3.1. Transformación de Scott .....	45
2.3.2. Transformación general de Park o de Blondel.....	45
2.3.3. Transformación con el sistema de referencia fijo al rotor.....	46
2.3.4. Transformación con el sistema de referencia fijo al rotor.....	46

## Capítulo nº 3. Normativa

<b>3.1. Obtención de los parámetros del circuito equivalente, en los motores de inducción jaula de ardilla trifásicos de baja tensión</b> .....	48
3.1.1. Introducción .....	48
3.1.2. Equipos de medida utilizados .....	48

*(Se mantiene la numeración original de las Normas para facilitar su comprensión)*

**UNE-EN 60034-28 DE 2007** “Ensayos para determinar las magnitudes de los esquemas del circuito equivalente para motores de inducción de jaula de ardilla de baja tensión “

3. Símbolos .....	49
4.2.1. Aparatos de medida para magnitudes eléctricas, velocidad y frecuencia .....	50
6. PROCEDIMIENTOS DE ENSAYO.....	50
6.2. Medida de resistencia entre fases del estator en corriente continua .....	50
6.3. Ensayos en carga .....	50
6.4. Ensayo en vacío .....	50
6.5.3. Ensayo de rotor bloqueado .....	51
7. DETERMINACIÓN DE LAS MAGNITUDES DEL MOTOR.....	51
7.1. Generalidades .....	51
7.2. Resistencia del devanado del estator $R_s$ .....	51
7.3. Resistencia equivalente de pérdidas en el hierro $R_{fe}$ .....	52
7.3.1. Pérdidas constantes .....	52
7.3.2. Pérdidas de ventilación y de rozamiento .....	52
7.3.3. Pérdidas en el hierro .....	52
7.4. Inductancia total del estator $L_{ts} = L_m + L_s$ .....	53
7.5. Inductancia de dispersión total $L_\sigma$ .....	54
7.5.2. Corrección del desplazamiento de la corriente mediante cálculos .....	55
7.6. Inductancia de magnetización $L_m$ y tensión $U_m$ .....	55
7.7. Inductancias de dispersión del estator y del rotor $L_s$ y $L'_r$ .....	56
7.8. Inductancias para cálculos a flujo constante (carga asignada) .....	56
7.9. Resistencia de la jaula del rotor $R'_r$ referida al devanado del estator .....	57

**UNE-EN 60034-2-1: 2007.** Máquinas Eléctricas Rotativas. Parte 2-1: Métodos normalizados para la determinación de pérdidas y del rendimiento a partir de ensayos (excepto las máquinas para vehículos de tracción).

Introducción

3. Consideraciones respecto a las medidas a realizar .....	59
5.7. Resistencia.....	60
5.7.1 Resistencia de ensayo .....	60
5.7.2. Temperatura del devanado.....	60
5.7.3. Corrección a la temperatura del fluido refrigerante de referencia .....	61

6.4.2.3. Pérdidas de rozamiento y de ventilación, pérdidas en el hierro .....	61
6.4.4.2. Ensayo de la curva de carga .....	62
6.4.4.4. Método del circuito equivalente (máquinas de inducción) .....	62
6.4.4.4.1. Generalidades .....	62
6.4.4.4.3. Ensayos a la frecuencia asignada .....	63
8.2.2.3. Pérdidas constantes .....	63
8.2.2.3.1. Generalidades .....	63
8.2.2.3.2. Pérdidas de rozamiento y ventilación .....	63
8.2.2.3.3. Pérdidas en el hierro .....	63
8.2.2.4.3. Pérdidas a partir del método del circuito equivalente .....	64
8.2.2.4.3.1. Valores que provienen de mediciones.....	64
8.2.2.4.3.2. Parámetros del circuito equivalente.....	65
8.2.2.4.3.3. Corrientes y pérdidas .....	67

## Capítulo nº 4. Metaheurísticas

<b>4.1. Conceptos generales de optimización .....</b>	<b>70</b>
<b>4.2. Metaheurísticas. Introducción .....</b>	<b>71</b>
4.2.1. Complejidad de los algoritmos.....	72
<b>4.3. Heurísticas y Metaheurísticas .....</b>	<b>73</b>
4.3.1. Heurísticas.....	73
4.3.2. Definiciones de algoritmos heurísticos .....	73
4.3.3. Clasificación de algoritmos heurísticos .....	74
4.3.4. Limitaciones de los algoritmos heurísticos .....	75
<b>4.4. Algoritmos metaheurísticos .....</b>	<b>75</b>
4.4.1. Clasificación de los algoritmos metaheurísticos .....	76
4.4.1.1. Taxonomías clásicas.....	76
4.4.1.2. Taxonomía tubular.....	77
4.4.1.3. Taxonomía jerárquica .....	78
4.4.1.4. Taxonomía basada en la relación intensificación- diversificación .....	78
4.4.1.5. Limitaciones de los algoritmos metaheurísticos .....	80
4.4.2. Metaheurísticas trayectoriales y poblacionales.....	80
4.4.2.1. Metaheurísticas basadas en trayectorias .....	80
4.4.2.2. Metaheurísticas poblacionales .....	81
4.4.3. Algoritmo PSO .....	82
4.4.3.1. Introducción al algoritmo PSO .....	82
4.4.3.2. Estructura de la partícula .....	83
4.4.3.3. Trayectoria de la partícula .....	84
4.4.3.4. Algoritmo básico PSO.....	84
4.4.4. Algoritmo SFLA.....	87
4.4.4.1. Introducción.....	87
4.4.4.2. Principios del algoritmo .....	88
4.4.4.3. Conceptos básicos.....	89
4.4.4.4. Exploración global del algoritmo .....	90

4.4.4.5. Exploración local del algoritmo.....	91
4.4.4.6. Función objetivo .....	93
4.4.4.7. Algoritmo modificado propuesto MSFLA .....	94
4.4.4.8. Diagrama de flujo de MSFLA.....	94
4.4.4.9. Valores de los parámetros del algoritmo SFLA.....	97

## Capítulo nº 5. Resultados. Experimentación y Simulación

<b>5.1. Ensayos.....</b>	<b>99</b>
5.1.1. Motor de 1.5 kW .....	99
5.1.1.1. Datos del motor .....	99
5.1.1.2. Datos del ensayo a rotor libre: Medidas realizadas.....	99
5.1.1.3. Datos del ensayo a rotor bloqueado: Medidas realizadas.....	100
5.1.1.4. Obtención de los parámetros del circuito equivalente.....	102
• Valores asignados.....	102
• Medidas de resistencia.....	102
• Formulario para el cálculo de la resistencia de pérdidas en el hierro $R_{fe}$ .....	103
• Formulario para el cálculo de la inductancia total del estator $L_{ts}$ .....	104
• Formulario para el cálculo de la inductancia de dispersión total $L_{\sigma}$ .....	105
• Parámetros .....	107
5.1.2. Motor de 2.2 kW .....	109
5.1.2.1. Datos del motor .....	109
5.1.2.2. Datos del ensayo a rotor libre: Medidas realizadas.....	109
5.1.2.3. Datos del ensayo a rotor bloqueado: Medidas realizadas.....	110
5.1.2.4. Obtención de los parámetros del circuito equivalente.....	112
• Valores asignados.....	112
• Medidas de resistencia.....	112
• Formulario para el cálculo de la resistencia de pérdidas en el hierro $R_{fe}$ .....	112
• Formulario para el cálculo de la inductancia total del estator $L_{ts}$ .....	114
• Formulario para el cálculo de la inductancia de dispersión total $L_{\sigma}$ .....	115
• Parámetros .....	117
5.1.3. Motor de 3.0 kW .....	119
5.1.3.1. Datos del motor .....	119
5.1.3.2. Datos del ensayo a rotor libre: Medidas realizadas.....	119
5.1.3.3. Datos del ensayo a rotor bloqueado: Medidas realizadas.....	120
5.1.3.4. Obtención de los parámetros del circuito equivalente.....	122
• Valores asignados.....	122
• Medidas de resistencia.....	122

• Formulario para el cálculo de la resistencia de pérdidas en el hierro $R_{fe}$ .....	123
• Formulario para el cálculo de la inductancia total del estator $L_{ts}$ .....	124
• Formulario para el cálculo de la inductancia de dispersión total $L_{\sigma}$ .....	125
• Parámetros .....	127
5.1.4 Parámetros del circuito equivalente. Norma UNE-EN 60034-2-1 .....	129
• Motor 1,5 kW .....	129
• Motor 2,2 kW .....	130
• Motor 3,0 kW .....	131
<b>5.2. Estimación Metaheurística</b> .....	<b>132</b>
5.2.1. Estimación de parámetros de la máquina de inducción mediante el algoritmo “Shuffled Frog Leaping”: simple y doble jaula.....	132
5.2.1.1. Introducción.....	132
5.2.2. Descripción del problema y función objetivo (doble jaula) .....	132
5.2.2.1. Resultados y discusión. Doble jaula.....	135
5.2.3. Descripción del problema y función objetivo (simple jaula).....	141
5.2.3.1. Resultados y discusión. Simple jaula.....	143
<b>Capítulo nº 6. Conclusiones y Futuras Líneas de Investigación</b>	
<b>6.1. Conclusiones</b> .....	<b>151</b>
6.1.1. Medidas realizadas en los motores, por fase y régimen permanente .....	151
6.1.2. Medidas de resistencia .....	152
6.1.3. Medida comparada por en la conexión.....	153
6.1.4. Par máximo y velocidad para par máximo .....	157
6.1.5. Comparación de parámetros del circuito equivalente .....	158
6.1.6. Estimación de parámetros mediante técnicas metaheurísticas .....	162
6.1.6.1. Motor de simple jaula .....	162
6.1.6.2. Motor de doble jaula.....	163
<b>6.2. Futuras líneas de investigación</b> .....	<b>163</b>
<b>Anexo I: Simulación</b> .....	<b>165</b>
<b>Publicaciones Generadas por la Tesis</b> .....	<b>179</b>
<b>Bibliografía</b> .....	<b>181</b>

## NOMENCLATURA

### Nomenclatura capítulo nº 2

abc-	Ejes ortogonales
$\vec{B}$ -	Vector campo magnético
dq0-	Ejes de referencia
$e_r$ -	Fem inducida en la bobina del rotor (V)
$e_s$ -	Fem inducida en la bobina del estator (V)
$\vec{E}$ -	Vector campo eléctrico
$f'_r$ -	Función general en el rotor referida al estator
$f_a$ -	Función general en el estator
$f_{abc}$ -	Función general en los ejes abc
$f_{qd0}$ -	Función general en los ejes dq0
$f_r$ -	Función general en el rotor
g -	Espesor del entrehierro
$H(t)$ -	Vector homopolar componente de S(t)
$i'_{ra}$ -	Intensidad en el devanado del rotor referida al estator (A)
$I_{ra}$ -	Intensidad fase del rotor (A)
$I_{sa}$ -	Intensidad fase estator (A)
l -	Longitud del rotor (m)
J-	Inercia (kg.m <sup>2</sup> )
$\vec{j}$ -	Vector intensidad
$L_{ra}$ -	Inductancia del rotor (H)
$L_{rarb}$ -	Inductancia mutua del rotor (H)
$L_{rl}$ -	Inductancia de dispersión de la bobina rotor (H)
$L_{rm}$ -	Inductancia magnetizante de la bobina rotor (H)
$L_{sa}$ -	Inductancia del estator (H)
$L_{sarb}$ -	Inductancia mutua del estator-rotor (H)
$L_{sasb}$ -	Inductancia mutua del estator (H)
$L_{sl}$ -	Inductancia de dispersión de la bobina estator (H)
$L_{sm}$ -	Inductancia magnetizante de la bobina estator (H)
$L'$ -	Inductancia referida al estator (H)
$N_r$ -	Nº espiras de la fase del rotor
$n_s$ -	Nº de espiras de la fase del estator
r-	Radio del rotor (m)
$R_{ra}$ -	Resistencia fase del rotor ( $\Omega$ )
$R_{sa}$ -	Resistencia fase del estator ( $\Omega$ )
$T_e$ -	Par electromagnético (N.m)
$T_{res}$ -	Par resistente (N.m)
$S(t)$ -	Vector espacial
$S'(t)$ -	Vector espacial componente de S(t)
$T_{res}$ -	Par resistente (N.m)
$v'_{ra}$ -	Tensión en el devanado del rotor referida al estator (V)
$W_f$ -	Energía almacenada en el campo magnético (W.h)
$W_m$ -	Energía mecánica (W.h)
$x_a$ -	Componente del vector S(t) en el eje a
$x_b$ -	Componente del vector S(t) en el eje b
$x_c$ -	Componente del vector S(t) en el eje c
$\alpha\beta\gamma$ -	Ejes de referencia
$\beta$ -	Inducción electromagnética (T)
$\lambda$ -	Enlaces de flujo (Wb)
$\lambda'$ -	Enlaces de flujo del rotor referidos al estator (Wb)
$\mu_0$ -	Permeabilidad magnética en vacío (H/m)
$\mu$ -	Permeabilidad magnética medio (H/m)
$\omega_r$ -	Velocidad angular del rotor (rad/s)
$\omega$ -	Pulsación

$\Theta$ -	Ángulo de desfase
$\Theta_{rm}$ -	Desplazamiento angular del rotor
$\Theta_r$ -	Ángulo eléctrico del rotor
$\Phi_s$ -	Flujo devanados del estator
$\Phi$ -	Flujo devanados del rotor
$\nabla$ -	Gradiente
$\varepsilon_0$ -	Constante permitividad (F/m)

#### Nomenclatura capítulo nº 4

##### Algoritmo Particle Swarm Optimization (PSO)

$V_i$ -	Vector velocidad
$X_i$ -	Vector de posición
$P_i$ -	Mejor posición partícula
$G$ -	Mejor posición global de la población
$c_1$ -	Constante, aceleración cognitiva
$c_2$ -	Constante, aceleración social
$r_1$ -	Número aleatorio [0,1]
$r_2$ -	Número aleatorio [0,1]
$\Delta t$	Periodo de tiempo
$w$ -	Peso inercial
$\alpha$ -	Factor inercial (0,1)
$\chi$ -	Factor de constricción
$\varphi_1$ -	Factor de amortiguamiento
$\varphi_2$ -	Factor de amortiguamiento
$v_{m\acute{a}x}$ -	Velocidad máxima
$v_{m\acute{a}x}$ -	Velocidad máxima
$w_{m\acute{a}x}$ -	Peso inercial máximo
$w_{m\acute{a}x}$ -	Peso inercial mínimo
$gbest$ -	Mejor posición global
$N_V$ -	Número de partículas vecinas
$S$ -	Tamaño del grupo

##### Algoritmo Shuffled Frog Leaping (SFLA)

$c_1$ y $c_2$ -	Constantes positivas
$D_{max}$ -	Máximo cambio de posición permitido a la rana
$D_{min}$ -	Mínimo cambio de posición permitido a la rana
$d_k^t$ -	Vector de cambio del memplex k en la iteración t
$F$ -	Función objetivo
$m$ -	Número de memplex
$n$ -	Número de ranas en cada memplex
$P$ -	Población de ranas
$rand, rand_1$	Números aleatorios [0,1]
$rand_2, rand_3$	Números aleatorios [0,1]
$S$ -	Número de variables consideradas en las ranas
$t$ -	Tiempo de la iteración
$t_k$ -	Número de generación para cada memplex antes de revolver
$t_{max}$ -	Número de saltos
$x_i$ -	Posición de la rana i
$x_{best,k}^t$ -	Rana con la mejor posición del memplex k en la iteración t
$x_{worst,k}^t$ -	Rana con la peor posición del memplex k en la iteración t

$x_{gbest,k}^t$ -	Rana con la mejor condición global en la iteración t
$x_i$ -	Posición de la rana i
$x_{best,k}^t$ -	Rana con la mejor posición del memplex k en la iteración t
$x_{worst,k}^t$ -	Rana con la peor posición del memplex k en la iteración t
$x_{gbest,k}^t$ -	Rana con la mejor condición global en la iteración t

### Denominación de Algoritmos

ACO -	Ant Colony Optimization
GA -	Genetic Algorithms
GLS -	Guided Local Search
ILS -	Iterated Local Search
MA -	Memetic Algorithms
MSFLA -	Algoritmo “Modified Shuffled Frog-Leaping”
PSO -	Algoritmo “Particle Swarm Optimization”
SA -	Simulated Annealing
SFLA -	Shuffled Frog Leaping
SS -	Scatter Search
TS-	Tabu Search
VNS -	Variable Neighborhood Search

### Nomenclatura capítulo nº 5

$I_2$ -	Intensidad en la segunda jaula del rotor referida al estator
$I_1$ -	Intensidad en el estator por fase
$I_1$ -	Intensidad en la primera jaula del rotor referida al estator
$I_2$ -	Intensidad en el rotor por fase
$I_{ft}$ -	Intensidad asignada
$I_{st}$ -	Intensidad de arranque
$P_{fl}$ -	Potencia a plena carga
$P_n$ -	Potencia asignada
$P_{rot}$ -	Pérdidas mecánicas
$P_s$ -	Potencia activa del motor
$Q_e$ -	Potencia reactiva del motor
$R_1$ -	Resistencia del estator
$R_1$ -	Resistencia de la primera jaula del rotor
$R_2$ -	Resistencia del rotor referida al estator
$R_2$ -	Resistencia de la segunda jaula del rotor
$R_s$ -	Resistencia del estator
$R_{th}$	Resistencia equivalente Thévenin
$S_e$ -	Potencia aparente del motor
$T_{max}$ -	Par Máximo
$T_{st}$ -	Par en el arranque
$V_{ph}$ -	Tensión de fase
$X_1$ -	Reactancia del estator
$X_{1d}$ -	Reactancia de la primera jaula del rotor
$X_2$ -	Reactancia del rotor referida al estator
$X_{2d}$ -	Reactancia de la segunda jaula del rotor
$X_m$ -	Reactancia magnetizante
$X_{sd}$ -	Reactancia del estator
$X_{th}$ -	Reactancia equivalente Thévenin
$X_{th}$ -	Reactancia equivalente thévenin
$d_k^t$ -	Vector de cambio del memplex k en la iteración t

$pf_{ft}$	-	Factor de potencia asignado
$rand_2, rand_3$		Números aleatorios [0,1]
$t_k$	-	Número de generación para cada memplex antes de revolver
$t_{max}$	-	Número de saltos
$v_{Th}$	-	Tensión Thévenin
$x_{best,k}^t$	-	Rana con la mejor posición del memplex k en la iteración t
$x_{best,k}^t$	-	Rana con la mejor posición del memplex k en la iteración t
$x_{gbest,k}^t$	-	Rana con la mejor condición global en la iteración t
$x_{gbest,k}^t$	-	Rana con la mejor condición global en la iteración t
$x_i$	-	Posición de la rana i
$x_i$	-	Posición de la rana i
$x_{worst,k}^t$	-	Rana con la peor posición del memplex k en la iteración t
$x_{worst,k}^t$	-	Rana con la peor posición del memplex k en la iteración t
$\eta_{ft}$	-	Rendimiento para plena carga
$\eta_{ft}$	-	Rendimiento para plena carga
$\omega_s$	-	Velocidad angular del motor
$\omega_s$	-	Velocidad angular del motor
$c_1$ y $c_2$	-	Constantes positivas
$D_{max}$	-	Máximo cambio de posición permitido a la rana
$D_{min}$	-	Mínimo cambio de posición permitido a la rana
$F$	-	Función objetivo
$GAs$	-	Algoritmo genético
$I$	-	Intensidad del estator por fase
$MSFLA$	-	Algoritmo "Modified Shuffled Frog-Leaping"
$P$	-	Población de ranas
$PSO$	-	Algoritmo "Particle Swarm Optimization"
$S$	-	Número de variables consideradas en las ranas
$SFLA$	-	Shuffled Frog-Leaping
$V$	-	Tensión de línea
$f$	-	Frecuencia
$m$	-	Número de memplex
$n$	-	Número de ranas en cada memplex
$p$	-	Número de polos
$rand, rand_1$		Números aleatorios [0,1]
$t$	-	Tiempo de la iteración

### Índice de figuras capítulo nº 2

	Pág.	
Figura nº 2.1.	Esquema máquina de inducción trifásica	15
Figura nº 2.2.	Circuito equivalente máquina de inducción trifásica	16
Figura nº 2.3.	Vector espacial $S(t)=$ en el sistema abc	22
Figura nº 2.4.	Representación de la trayectoria del vector $v(t)$ en el plano $\Pi$	23
Figura nº 2.5.	Descomposición vectorial del vector $S(t)$	25
Figura nº 2.6.	Cambio de base entre los ejes $\alpha\beta$ y los nuevos dq0	25
Figura nº 2.7.	Representación de un vector en la nueva base	27
Figura nº 2.8.	Relaciones de la transformación	28
Figura nº 2.9.	Esquema de la máquina de inducción trifásica	28
Figura nº 2.10.	Conversión de eje del rotor a los nuevos ejes de referencia	35
Figura nº 2.11.	Circuito equivalente de la máquina de inducción trifásica en los ejes qd0	39

<b>Índice de figuras capítulo nº 4</b>		<b>Pág.</b>
Figura nº 4.1.	(a) Problema de optimización con varios mínimos locales y un mínimo global, (b) mejora de soluciones	70
Figura nº 4.2.	Ejemplos de Metaheurísticas trayectoriales y poblacionales	77
Figura nº 4.3.	Espacio intensificación-diversificación	79
Figura nº 4.4.	Trayectoria de la partícula X	85
Figura nº 4.5.	Pseudocódigo PSO	86
Figura nº 4.6.	Construcción de los memplex	92
Figura nº 4.7.	Posicionamiento de individuo	93
Figura nº 4.8.	Diagrama de flujo del algoritmo MSFLA	95
Figura nº 4.9.	Diagrama de flujo de búsqueda local	96

<b>Índice de figuras capítulo nº 5</b>		<b>Pág.</b>
Figura nº 5.1.	Circuito equivalente del MI trifásico referido al estator	133
Figura nº 5.2.	Convergencia de la función objetivo para el motor de 5 HP	139
Figura nº 5.3.	Convergencia de la función objetivo para el motor de 40 HP	139
Figura nº 5.4.	Convergencia de la función objetivo para el motor de 148 HP	140
Figura nº 5.5.	Circuito equivalente del MI trifásico referido al estator	141
Figura nº 5.6.	Curvas de convergencia de la función objetivo motor de 5 HP	146
Figura nº 5.7.	Curvas de convergencia de la función objetivo motor de 40 HP	146
Figura nº 5.8.	Curvas comparativas par del motor de 5 HP	147
Figura nº 5.9.	Curvas comparativas fdp motor de 5 HP	147
Figura nº 5.10.	Curvas comparativas par del motor de 40 HP	148
Figura nº 5.11.	Curvas comparativas fdp motor de 40 HP	148

<b>Índice de figuras capítulo nº 6</b>		<b>Pág.</b>
Figura nº 6.1.	Medidas mediante analizador en motores	151
Figura nº 6.2a.	Par por fase en el motor de 3.0 kW	154
Figura nº 6.2b.	Par por fase en el motor de 2.2 kW	155
Figura nº 6.2c.	Par por fase en el motor de 1.5 kW	156
Figura nº 6.3a.	Par máximo y velocidad para par máximo 3.0 kW	157
Figura nº 6.3b.	Par máximo y velocidad para par máximo 2.2 kW	157
Figura nº 6.3c.	Par máximo y velocidad para par máximo 1.5 kW	158

<b>Tablas capítulo nº 5</b>		<b>Pág.</b>
Tabla nº 5.1.	Datos del fabricante	135
Tabla nº 5.2.	Datos para la simulación	136
Tabla nº 5.3a.	Datos comparados de los parámetros del motor de 5 HP, mediante PAMP Y MSFLA	136
Tabla nº 5.3b.	Datos comparados de los parámetros del motor de 40 HP, mediante PAMP Y MSFLA	137
Tabla nº 5.3c.	Datos comparados de los parámetros del motor de 148 HP, mediante PAMP Y MSFLA	137
Tabla nº 5.4.	Comparación de resultados motor de 5 HP	137
Tabla nº 5.5.	Comparación de resultados motor de 40 HP	137
Tabla nº 5.6.	Comparación de resultados motor de 148 HP	138
Tabla nº 5.7.	Comparación de datos estadísticos	138
Tabla nº 5.8.	Datos del fabricante motores de 5 HP y 40 HP	143
Tabla nº 5.9.	Datos de simulación	144
Tabla nº 5.10.	Parámetros para el motor de 5 HP	144
Tabla nº 5.11.	Estimadores estadísticos motor de 5 HP	144
Tabla nº 5.12.	Parámetros para el motor de 40 HP	144
Tabla nº 5.13.	Estimadores estadísticos motor de 40 HP	145

Tabla nº 5.14	Datos de par y fdp comparados motor 5 HP	145
Tabla nº 5.15	Datos de par y fdp comprados motor de 40 HP	145

### Tablas capítulo nº 6

Tabla nº 6.1.	Medidas en diferentes motores régimen permanente	Pág. 152
Tabla nº 6.2a.	Medida de la resistencia según UNE 60034-28	152
Tabla nº 6.2b.	Medida de la resistencia según UNE 60034-28	152
Tabla nº 6.2c.	Medida de la resistencia según UNE 60034-28	152
Tabla nº 6.3a.	Error en el par motor de 3.0 kW	153
Tabla nº 6.3b.	Error en el par motor de 2.2 kW	153
Tabla nº 6.3c.	Error en el par motor de 1.5 kW	153
Tabla nº 6.4a.	Error en par máximo y velocidad para par máximo motor 3.0 kW	158
Tabla nº 6.4b.	Error en par máximo y velocidad para par máximo motor 2.2 kW	158
Tabla nº 6.4c.	Error en par máximo y velocidad para par máximo motor 1.5 kW	158
Tabla nº 6.5a.	Error en los parámetros del circuito motores de 3.0; 2.2 y 1.5 kW: Resistencia	159
Tabla nº 6.5b.	Error en los parámetros del circuito motores de 3.0; 2.2 y 1.5 kW: Reactancia estator	159
Tabla nº 6.5c.	Error en los parámetros del circuito motores de 3.0; 2.2 y 1.5 kW: Reactancia magnetizante	159
Tabla nº 6.5d.	Error en los parámetros del circuito motores de 3.0; 2.2 y 1.5 kW: Resistencia pérdidas en el hierro	159
Tabla nº 6.5e.	Error en los parámetros del circuito motores de 3.0; 2.2 y 1.5 kW: Reactancia del rotor	160
Tabla nº 6.5f.	Error en los parámetros del circuito motores de 3.0; 2.2 y 1.5 kW: Resistencia del rotor	160
Tabla nº 6.6a.	Error en los parámetros del circuito motores de 3.0; 2.2 y 1.5 kW: Norma UNE 60034-2-1.Resistencia	160
Tabla nº 6.6b.	Error en los parámetros del circuito motores de 3.0; 2.2 y 1.5 kW: Norma UNE 60034-2-1.Reactancia estator y rotor	160
Tabla nº 6.6c.	Error en los parámetros del circuito motores de 3.0; 2.2 y 1.5 kW: Norma UNE 60034-2-1.Reactancia magnetizante.	161
Tabla nº 6.6d.	Error en los parámetros del circuito motores de 3.0; 2.2 y 1.5 kW: Norma UNE 60034-2-1.Resistencia de pérdidas en el hierro	161
Tabla nº 6.6e.	Error en los parámetros del circuito motores de 3.0; 2.2 y 1.5 kW: Norma UNE 60034-2-1.Resistencia del rotor	161

### Abreviaturas capítulo nº 5

<i>cal</i> -	valor calculado
<i>mf</i> -	valor de fabricante
<i>fl</i> -	valor de plena carga

# Capítulo nº1

---

**Objetivos y Planteamiento de la Tesis Doctoral**

## **1.1. Objetivos y Planteamiento de la Tesis Doctoral**

### **1.1.1. Introducción**

Los accionamientos eléctricos más utilizados son los motores de inducción, y dentro de ellos los que más se utilizan por su simplicidad son los motores con rotor en jaula de ardilla. Actualmente a las aplicaciones clásicas se les une la tracción eléctrica aplicada a vehículos eléctricos o híbridos.

Dadas las muchas aplicaciones con las que cuenta es muy importante definir modelos de representación que expliquen el comportamiento de la máquina. Las técnicas para definir el modelo de la máquina son muy concretas, pero para determinar los parámetros de los modelos existe muchas técnicas de estimación. Todas las técnicas pretenden ajustar el comportamiento de la máquina de la forma más precisa.

Dentro de las técnicas de mayor interés podemos destacar las técnicas metaheurísticas, que partiendo de datos generalmente poco precisos (datos de fabricante, ensayos, etc.) permite estimar los parámetros del modelo equivalente.

En la tesis se modelada la máquina, se obtenidos los parámetros del circuito equivalente mediante la aplicación de los normas (UNE, IEEE, CEI) y se obtienen también mediante la aplicación de técnicas metaheurísticas. Entre las técnicas evaluadas cabe destacar la utilización del algoritmo “shuffled frog-leaping” modificado, utilizado como método novedoso de estimación y que ha aportado resultados de gran calidad en comparación con otras técnicas de búsqueda. Los resultados obtenidos y simulados en diferentes máquinas de inducción, avalan lo afirmado, fruto del trabajo realizado se presentan los resultados obtenidos en máquinas de jaula de ardilla de simple y doble jaula, en los siguientes artículos:

“Estimation of induction motor parameters using shuffled frog-leaping algorithm” Electrical Power Components and Systems. Published online: October 2012.

“Shuffled frog-leaping algorithm for parameter estimation of a double-cage asynchronous machine” Electric Power Applications. 2012, Vol. 6, Iss. 8, pp. 484-490.

### **1.1.2. Objetivos y Planteamiento de la Tesis Doctoral**

El objetivo del presente trabajo es evaluar mediante técnicas metaheurísticas los parámetros del circuito equivalente de la máquina de inducción.

Para el estudio se han obtenido en primer lugar el modelo matemático [103] [106] [141] [156] que responde al comportamiento de la máquina de inducción [29], [103] los sistemas de ecuaciones que responden al comportamiento de la máquina de inducción, se deducen teniendo en cuenta la teoría electromagnética [36] [106] [118] y el sistema mecánico. Las ecuaciones planteadas responden a los [8] aspectos físicos del estator y rotor, para poder trabajar con todas los parámetros referidos a uno de los devanados (normalmente estator) se realiza la transformación [134] de las ecuaciones del devanado rotorico al estator. Dicha conversión se realiza bajo una serie de simplificaciones, lo que da lugar el circuito [103] equivalente del motor referido al estator. También es usual para poder simular el comportamiento [102] de la máquina de inducción transformar el marco de referencia, de

esta manera, [103] los ejes reales  $abc$  se transforman en ejes ficticios  $dq0$ , en éstos ejes la velocidad que se considera es la síncrona.

Dado que el modelo equivalente de la máquina de inducción [8] se puede obtener mediante técnicas tradicionales: ensayos, medidas de potencia o par entre otros [7] [14] [29] nos permite tener una primera aproximación en la obtención de los parámetros del circuito equivalente. También es usual el obtener los parámetros de la máquina de inducción mediante la resolución de las ecuaciones de comportamiento (ecuaciones diferenciales) [103]. Respecto a las normas, hay normas específicas [83] [84] [175] [176] (UNE EN 60034-28, UNE EN 60034-2-1, IEEE Std 112-2004), que describen mediante ensayos el procedimiento obtener los parámetros del circuito equivalente de la máquina de inducción. En la tesis se han obtenido los parámetros del circuito de la máquina de inducción mediante normas, pero trabajando por fase, es decir en lugar de establecer un circuito equivalente único, se han tenido en cuenta los datos en cada fase.

Diferentes autores determinan los parámetros del circuito equivalente de la máquina de inducción, mediante diferentes técnicas, se citan algunas: mediante medidas de par [11] [48] [137], mediante simulación dinámica [48] [102], con diseños NEMA [128], motores de simple y doble jaula con datos del fabricante [14] [135], considerando las características del material magnético [4][31][36] [99] [107], trabajos en línea [18] [110], características de reactancias de la máquina [29] [109], alimentación mediante rectificadores [19], mediante el uso de los elementos finitos [34] [54] [95] [143], técnicas numéricas [100] [163], modelado de la máquina de inducción mediante Electromagnetic Transient Program [138] [170], modelado de las máquinas de doble jaula [69][135], procesos de simulación [102] [136], estimaciones a tiempo real [164], armónicos [187], en ésta introducción sólo se han citado algunas de las referencias bibliográficas.

Las técnicas de optimización se basan en definir una función objetivo y una serie de restricciones que se deben cumplir, para buscar soluciones factibles. Las técnicas metaheurísticas (poblacionales) se basan, en explorar mediante individuos dotados de una serie de propiedades el espacio de búsqueda y localizar soluciones factibles. La metodología de las técnicas y los parámetros a utilizar es el trabajo que desarrollan los investigadores para optimizar la búsqueda, en su aplicación a las máquinas de inducción. Una parte importante de del presente trabajo tesis se ha basado en el estudio de técnicas metaheurísticas de optimización y su aplicación en la obtención de los parámetros del circuito equivalente del motor de inducción, podemos citar: Técnicas Heurísticas [57]; Swarm Intelligence [50]; Shuffled frog leaping algorithm [64] [66] [68] [117]; Genetic optimization algorithms [1] [2] [20] [35] [39]; Particle swarm optimization [67] [71] [82] [116] [130], Ant colony optimization [16] [24] [25] [26] [34] [43].

El problema básico radica en que no existe una técnica única de estimación de parámetros ni un modelo único que represente el comportamiento de la máquina. Sin embargo la técnica metaheurística [51] [64] [66] [68] shuffled frog leaping algorithm, que se presenta, ha ofrecido resultados que responden con fidelidad a los datos aportados por el fabricante y en un tiempo de procesado menor al de otras técnicas comparadas.

Los ensayos se han realizado en tres motores comerciales de potencias 1.5; 2.2 y 3.0 kW, de acuerdo con las normas [175] [176] UNE EN 60034-28 “Ensayos para determinar las magnitudes de los esquemas del circuito equivalente para motores de inducción de jaula de ardilla de baja tensión” y UNE EN 60034-2-1 “Métodos normalizados para la determinación de pérdidas y del rendimiento a partir de ensayos”.

### 1.1.3. Estructura de la tesis

La presente tesis se estructura en los siguientes capítulos:

Capítulo nº 1. Objetivos y planteamiento de la tesis doctoral. Declaración de intenciones y descripción de la base de estudio.

Capítulo nº 2. Modelo matemático del motor de inducción. A partir de la teoría electromagnética se define y propone un modelo de circuito equivalente. El circuito, fruto de simplificaciones, es el que se adopta como representativo de la máquina de inducción, se amplía el estudio a motores de simple y doble jaula. Las ecuaciones que responden al circuito son eléctricas y mecánicas. Para simplificar el modelo se realiza la conversión de los ejes de referencia del trifásico abc a bifásico dq0, dicha conversión es la se realiza en simulación. También se incluye en modelo de simulación y diagrama de bloques de Simulink.

Capítulo nº 3. Normativa. Se ensaya y analiza la máquina con las Norma UNE EN 60034-28 y UNE EN 60034-2-1, se obtienen los parámetros del circuito equivalente. Procedimiento mediante ensayos a rotor libre y rotor bloqueado, aplicando los correspondientes ajustes (temperatura, variación de la resistencia, entre otros) que permita obtener los parámetros buscados, denominado en T.

Capítulo nº 4. Metaheurísticas. Se trata en el capítulo las técnicas metaheurísticas poblacionales PSO y SFLA, bases de las mismas, que se han aplicado en la obtención de los parámetros del circuito equivalente de la máquina de inducción trifásica.

Capítulo nº 5. Resultados. Experimentación y Simulación. Se han ensayado en el laboratorio de Máquinas Eléctricas de la Escuela Politécnica Superior de Jaén tres diferentes motores de inducción jaula de ardilla (comerciales) de potencias: 1.5; 2.2 y 3 kW, cumpliendo los requisitos de las Normas. Los ensayos realizados: a rotor libre, a rotor bloqueado y carga. En el ensayo en carga se acoplaron los motores a una dínamo freno de potencia 5 kW, de forma que se pudo analizar bajo diferentes condiciones de carga. Fruto de los ensayos realizados en diferentes condiciones y repetidos un amplio número de veces, se obtuvieron los parámetros del circuito equivalente, observándose fluctuaciones. También se incorpora en el capítulo los resultados del trabajo de simulación mediante técnicas Metaheurísticas de los parámetros de la máquina, la técnica propuesta Shuffled Frog Leaping Algorithm modificado, la novedosa técnica aplicada ha permitido obtener unos buenos resultados, fruto del trabajo realizado se han publicados dos artículos aplicando la técnica a máquinas de simple y doble jaula.

Capítulo nº 6. Conclusiones. Se pueden establecer dos diferentes por una parte en lo referente a los ensayos realizados cumpliendo las normas y ensayando las máquinas con valores medios (media aritmética de la resistencia medida en corriente continua) se pierde información. Por otra parte la simulación realizada mediante diferentes técnicas Metaheurísticas ha permitido

comparar las respuestas de las mismas en modelos de simple y doble jaula, hay que destacar que los datos obtenidos mediante la técnica propuesta es de gran utilidad, tiene un coste de procesado menor, converge con más rapidez y el error cometido es menor. Se entiende que las condiciones de operación de las diferentes técnicas han sido las mismas. Los algoritmos programas han sido: DE, GAs, PSO SFLA y MSFLA.

Anexo I. Simulación.

Bibliografía.

# Capítulo nº2

---

*Modelo Matemático de la Máquina de Inducción  
Trifásica*

## 2.1. Modelo matemático de la máquina de inducción trifásica

### 2.1.1. Introducción

La máquina de inducción es uno de los convertidores electromecánicos más ampliamente difundidos en la actualidad. Las razones de su éxito radican básicamente en su resistencia ante los ambientes más adversos y su relativo bajo coste. A finales del siglo XIX, Tesla desarrolló el principio de funcionamiento de esta máquina y construyó los primeros prototipos, desde entonces se han propuesto y desarrollado diversos modelos que la representan en diferentes estados, con una precisión adecuada a las aplicaciones prácticas tanto en régimen equilibrado como desequilibrado. Durante mucho tiempo las herramientas de cálculo y los modelos equivalentes han sido adecuados para el diseño, construcción y operación de las máquinas. El uso creciente de arrancadores, variadores de velocidad y convertidores electrónicos de potencia, a partir de los años ochenta y noventa, han hecho imprescindible la utilización de modelos más potentes. Modelos que sean capaces de dar respuesta al régimen transitorio y la excitación con ondas no sinusoidales.

Para simplificar el análisis de la máquina, el modelo clásico considera que la respuesta del circuito eléctrico es más rápida que la respuesta ante variaciones mecánicas. De esta manera se separan los sistemas eléctrico y mecánico, aunque en ocasiones las respuestas mecánicas y eléctricas tienen tiempo de actuación similar.

El problema que plantean los desequilibrios de la red, o las máquinas monofásicas y bifásicas, pueden ser analizados aplicando la teoría general de las componentes simétricas en sistemas polifásicos.

Los modelos clásicos de la máquina de inducción se basan en las ecuaciones de Maxwell, aplicadas a una geometría simple. Aplicando la ley de Ampère en una trayectoria cerrada y la ley de Gauss para el campo magnético, se obtiene la fuerza magnetomotriz (FMM) y la intensidad de campo magnético H, la inducción magnética B. Con la ley de Ampère y la ley de Gauss aplicada al campo eléctrico, se determina éste y su integración en la trayectoria de las bobinas de la máquina determina las fuerzas electromotrices inducidas en los devanados del estator y rotor. Las leyes de Maxwell determinan el modelo del circuito equivalente clásico, para considerar el efecto de las pérdidas en los conductores y en el material magnético se incluyen en el modelo resistencias.

Ecuaciones de Maxwell:

$$\text{Ley de Gauss: diferencial } \vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} ; \text{ integral } \oint \vec{E} \cdot d\vec{s} = \frac{q}{\epsilon_0}$$

$$\text{Ley de Gauss para el campo magnético: diferencial: } \nabla \cdot \vec{B} = 0 ; \text{ integral } \oint \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0$$

$$\text{Ley de Faraday: diferencial: } \nabla \cdot \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} ; \text{ integral } \oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d}{dt} \int_S \vec{B} \cdot d\vec{s}$$

Ley de Ampère-Maxwell: *diferencial*:  $\nabla \cdot \vec{B} = \mu_o \cdot \vec{J} + \mu_o \cdot \epsilon_o \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$

$$\text{integral: } \oint_C \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_o \int_S \vec{J} \cdot d\vec{s} + \mu_o \cdot \epsilon_o \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \int_S \vec{E} \cdot d\vec{s}$$

El modelo matemático, desarrollo del mismo [103], de la máquina de inducción en parámetros originales es una tarea relativamente simple [106], pero depende de la posición angular del rotor, dependencia que por otra parte no es lineal. Las máquinas trifásicas, tres bobinas en el estator y tres o más en el rotor, determinan un sistema de ecuaciones diferenciales que definen el comportamiento dinámico de la máquina, que pueden ser simplificadas, mediante técnicas de análisis de circuitos y transformación de parámetros, que permiten obtener un modelo para el análisis preciso y completo.

Actualmente los trabajos de optimización son los que más atraen la atención de los investigadores, como ya se ha podido apreciar en la bibliografía comentada y están aportando soluciones a los problemas planteados en el modelo a seguir en la estimación de los parámetros del circuito equivalente del convertidor.

Los modelos de la máquina de inducción trifásica pueden representarse por medio de circuitos eléctricos [156] los componentes del circuito determinan los parámetros de los modelos. En los circuitos existen tres partes: estator, circuito magnético [118] y rotor. Dentro del circuito magnético [99] [167] hay que destacar el flujo y dentro de él el flujo útil y el de dispersión, representados por los flujos generados por las inductancias.

Las ecuaciones utilizadas para los cálculos matemáticos están referidas a uno de los devanados, normalmente los componentes del rotor se refieren al estator [103].

### 2.1.2. Simplificaciones en la obtención del modelo dinámico de la máquina de inducción trifásica

El estator de la máquina de construcción cilíndrica formado por láminas de material ferromagnético y ranuras en su parte interna, lugar en el que se alojan las bobinas. El rotor suele ser de dos tipos, devanado o de jaula de ardilla. En el devanado la estructura es semejante a la del estator, si bien las ranuras del rotor no coinciden con las del estator geométricamente ni en número, se evita así la vibración por los cambios periódicos de reluctancia, las ranuras se distribuyen con inclinación. Respecto a la configuración de las barras del rotor se pueden construir con doble jaula o con barra profunda mejorando tanto el rendimiento o el par de arranque. En el rotor los bobinados pueden ser reales.

La intensidad que absorbe el estator produce una distribución casi sinusoidal de la FMM en el entrehierro, descomponiendo mediante series de Fourier se puede estudiar la distribución periódica de la FMM y el teorema de superposición; en condiciones lineales.

Para poder realizar el modelo de la máquina en régimen permanente, equilibrado o desequilibrado, y en condiciones transitorias o dinámicas es necesario realizar una serie de hipótesis que simplifican notablemente el modelo [103]:

- Estator y rotor son lisos, constituidos por dos piezas cilíndricas.
- Se desechan los efectos del ranurado del estator y del rotor, entrehierro constante.
- Máquina simétrica, las bobinas del estator y del rotor son iguales entre sí.
- Distribución espacial de la FMM producida en el estator prácticamente senoidal. Cuando no es así, se puede aplicar el principio de superposición para considerar los armónicos espaciales. Se desprecian los efectos de histéresis y saturación.
- Permeabilidad del hierro elevada, pequeña reluctancia magnética.
- Número de fases y número de pares de polos del rotor siempre coinciden con los del estator.

### 2.1.3. Modelo de la máquina de inducción trifásica aplicando las leyes físicas

Para modelar la máquina de inducción [103] aplicando las leyes físicas, es necesario tener conocer la estructura física de la máquina [106] se muestra en la figura nº 1 y su esquema en la figura nº 2.

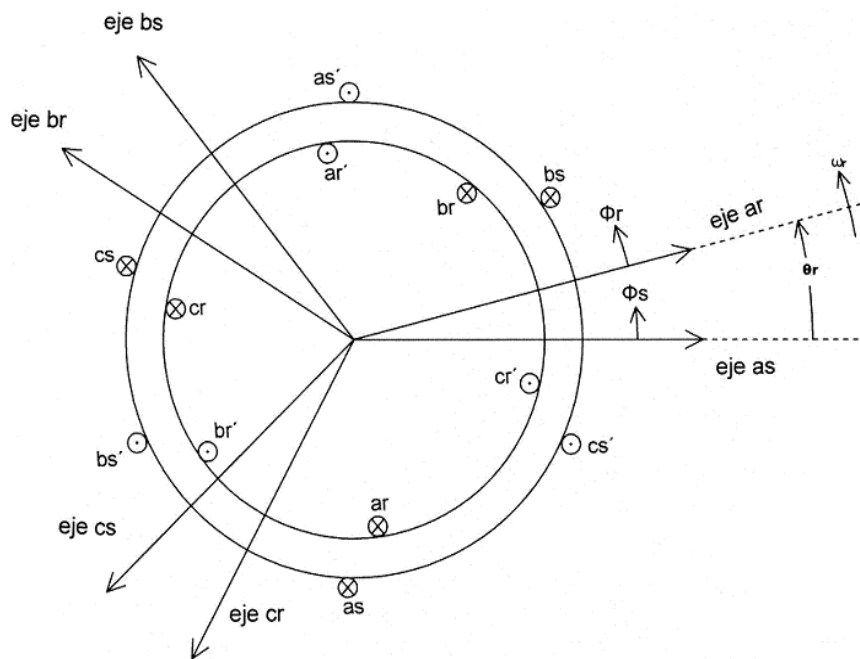


Figura nº 2.1. Esquema máquina de inducción trifásica

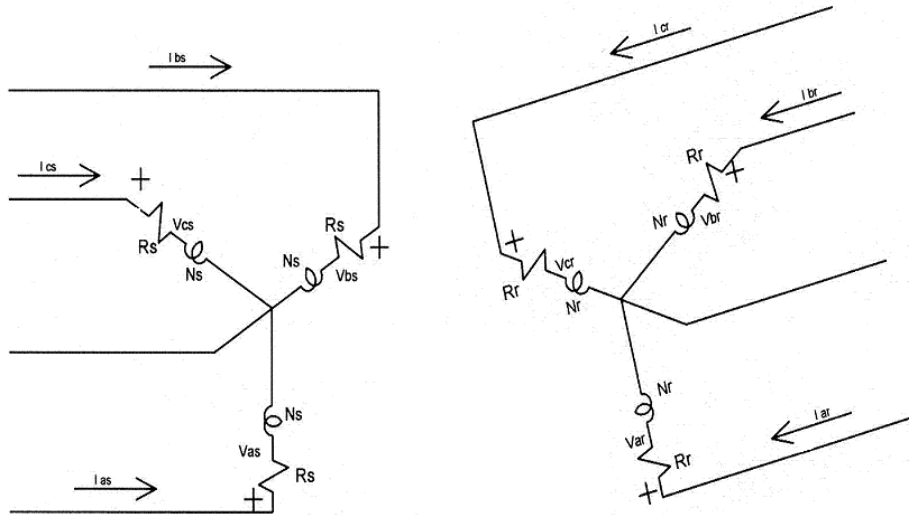


Figura nº 2.2. Circuito equivalente máquina de inducción trifásica

Las notaciones utilizadas serán: s para estator, r para rotor y las fases a, b y c. El esquema es válido para una máquina de inducción trifásica, con rotor en jaula de ardilla o rotor bobinado.

Cada una de las fases (con N vueltas) de la máquina trifásica [106], se encuentran distribuidas uniformemente en el estator. Los retornos de las bobinas están separados 180° eléctricos de las respectivas entradas.

Según Ampère, y la ley de Gauss (simetría del campo magnético) [118]. La FMM [156] resultante en función de la posición angular  $\theta$ , se puede obtener por superposición de la fuerza magnetomotriz producida en cada una de las fases.

La FMM se puede descomponer en series de Fourier, onda trapezoidal. Como posee simetría impar de la función, la FMM, de cada fase, se puede expresar de como sigue:

$$FMM_a(\theta, i_{sa}) = \frac{12 N_s i_{sa}}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \left( \cos \frac{n\pi}{3} - \cos \frac{2n\pi}{3} \right) \cos n \theta \quad (2.1)$$

$$FMM_b(\theta, i_{sb}) = \frac{12 N_s i_{sb}}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \left( \cos \frac{n\pi}{3} - \cos \frac{2n\pi}{3} \right) \cos n \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.2)$$

$$FMM_c(\theta, i_{sc}) = \frac{12 N_s i_{sc}}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \left( \cos \frac{n\pi}{3} - \cos \frac{2n\pi}{3} \right) \cos n \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (2.3)$$

La FMM resultante se obtiene superponiendo la fuerza magnetomotriz de las tres fases obtenidas en las expresiones anteriores.

La resultante depende de los valores instantáneos de las tres corrientes que circulan por cada una de las bobinas del estator. Se supone que la intensidad en las bobinas es un sistema de corrientes trifásico, equilibrado, sinusoidal, de secuencia directa y frecuencia

constante. Esta hipótesis simplifica notablemente el modelo, pero también limita su aplicación al análisis en régimen permanente de la máquina de inducción.

El modelo pierde efectividad cuando no se pueden aplicar algunas de las condiciones de simplificación indicadas anteriormente.

Las ecuaciones de la intensidad son:

$$I_{sa}(t) = \sqrt{2} I \cos(\omega t + \varphi) \quad (2.4)$$

$$I_{sb}(t) = \sqrt{2} I \cos\left(\omega t + \varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.5)$$

$$I_{sc}(t) = \sqrt{2} I \cos\left(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.6)$$

Al introducir este sistema de corrientes, en las expresiones de la FMM aparecen tres productos de cosenos, que se pueden descomponer en expresiones trigonométricas de sumas y diferencias:

$$\begin{aligned} FMM_r(\theta, t) = & \frac{6\sqrt{2} N_s I}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \left( \cos \frac{n\pi}{3} - \cos \frac{2n\pi}{3} \right) \\ & \cdot \left[ \cos(n\theta + \omega t + \varphi) + \cos(n\theta - \omega t - \varphi) \right. \\ & + \cos\left(n\theta - \frac{(2\pi+1)\pi}{3} + \omega t + \varphi\right) \\ & + \cos\left(n\theta - \frac{(2\pi+1)\pi}{3} - \omega t - \varphi\right) \\ & + \cos\left(n\theta - \frac{(4\pi+1)\pi}{3} + \omega t + \varphi\right) \\ & \left. + \cos\left(n\theta - \frac{(4\pi-1)\pi}{3} - \omega t - \varphi\right) \right] \quad (2.7) \end{aligned}$$

Cuando el orden armónico  $n$  es par o múltiplo de tres, la FMM resultante es nula. El primer armónico espacial representativo en la distribución de la FMM resultante es el 5º. La magnitud de esta armónica es  $1/25$  de la magnitud de la componente fundamental de la distribución, se puede considerar que la distribución espacial y temporal de la FMM corresponde casi íntegramente a los valores de la componente fundamental ( $n=1$ ).

En la mayoría de los casos, el estator de las máquinas de inducción se diseña utilizando dos capas para cada bobina, desfasadas entre sí un cierto ángulo, que reduce un poco más el contenido de los armónicos de orden 5º y 7º. Cuando se desprecia todo el contenido armónico diferente a la componente fundamental de la FMM, se obtiene la siguiente expresión de la distribución de FMM:

$$FMM_r(\theta, t) \approx \frac{18\sqrt{2} N_s I}{\pi^2} \cos(\theta - \omega t - \varphi) \quad (2.8)$$

La ecuación anterior es la ecuación matemática, con las simplificaciones descritas, de la FMM giratoria que se produce en las bobinas del estator de la máquina trifásica de inducción, cuando son alimentadas por un sistema trifásico equilibrado.

Una vez determinada la FMM, se aplica la ley de Ampère, a una trayectoria cerrada que abarque el estator y rotor. En el material ferromagnético la caída de FMM es prácticamente nula, no ocurre lo mismo en el entrehierro, al tener una permeabilidad muy baja. Por lo tanto toda la caída de potencial magnético tiene lugar en la zona de la trayectoria que atraviesa el aire. La densidad del campo magnético resultante en el entrehierro es:

$$\beta_r(\theta, t) \approx \frac{18\sqrt{2} N_s \mu_0 I}{2g \pi^2} \cos(\theta - \omega t - \varphi) \quad (2.9)$$

Siendo:  $2g$  el espesor total del entrehierro de la máquina.

Expresada la distribución en función del espacio y tiempo de la densidad de campo magnético  $B$  (inducción) en el entrehierro, es posible calcular la fuerza electromotriz (FEM) en las bobinas de la máquina ya sean del estator como del rotor. Para obtener su valor aplicamos de nuevo la ley de Faraday, a la trayectoria espacial descrita por dicho devanado. Para un conductor ubicado en la posición angular  $\theta$ , con su retorno en la posición  $\theta+\pi$ , se obtiene el siguiente valor para la fuerza electromotriz inducida:

$$\begin{aligned} e_s(\theta, t) &= \frac{d\lambda}{dt} = \frac{d}{dt} \int_S \beta_r(\theta, t) dS = \frac{d}{dt} \left[ \int_{\theta}^{\theta+\pi} \beta_r(\theta', t) r l d\theta' \right] \\ &= \frac{9\sqrt{2} N_s \mu_0 I_s r l}{g \pi^2} \cdot \frac{d}{dt} \left[ \int_{\theta}^{\theta+\pi} \cos(\theta' - \omega t - \varphi) d\theta' \right] \\ &= \frac{18\sqrt{2} N_s \mu_0 I_s r l \omega}{g \pi^2} \cos(\theta - \omega t - \varphi) \quad (2.10) \end{aligned}$$

La fuerza electromotriz sobre la fase  $a$  del estator se puede obtener integrando las fuerzas electromotrices sobre cada uno de los conductores distribuidos uniformemente entre las posiciones angulares  $-\pi/3 \leq \theta \leq \pi/3$ . Considerando que en un diferencial de ángulo  $d\theta$ , existen  $(3 N_s / \pi \cdot d\theta)$  conductores, la FEM sobre todos los conductores de la fase "a" del estator es:

$$\begin{aligned} e_{as}(\theta, t) &= \frac{18\sqrt{2} N_s \mu_0 I_s r l \omega}{g \pi^2} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} \cos(\theta - \omega t - \varphi) \frac{3N_s}{\pi} d\theta \\ &= \frac{-54 \sqrt{2} N_s^2 \mu_0 I_s r l \omega}{g \pi^3} \text{sen}(\omega t - \varphi) \quad (2.11) \end{aligned}$$

En el rotor la FEM inducida es:

$$\begin{aligned}
 e_{ar}(\theta, t) &= \frac{18\sqrt{2} N_s \mu_0 I_s r l \omega}{g \pi^2} \int_{-\frac{2\pi}{3} + \omega_m t}^{-\frac{\pi}{3} + \omega_m t} \cos(\theta - \omega t - \varphi) \frac{3N_r}{\pi} d\theta \\
 &= \frac{-54\sqrt{2} N_r^2 \mu_0 I_r r l (\omega - \omega_m)}{g \pi^3} \text{sen}((\omega - \omega_m) t - \varphi) \quad (2.12)
 \end{aligned}$$

Si las bobinas del rotor se encuentran en cortocircuito (lo que sucede en las máquinas de jaula de ardilla y rotor bobinado, después del arranque), la FMM que aparece sobre ellas, fuerza la circulación de corrientes sinusoidales de secuencia positiva en el rotor. Las corrientes originadas por la inducción de fuerza electromotriz en el rotor, producen un campo magnético rotatorio a la frecuencia determinada por el deslizamiento. El material ferromagnético tiene una permeabilidad muy alta, la caída de la FMM al igual que ocurre en el estator, ocurre casi completamente en el entrehierro. La suma de FMMs es por lo tanto:

$$FMM_{rg}(\theta, t) = FMM_{rs}(\theta, t) + FMM_{rr}(\theta, t) \approx 0 \quad (2.13)$$

Para determinar el par desarrollado por la máquina de inducción, aplicando la ley de Lorenz, se integran las fuerzas producidas por el campo magnético rotatorio del estator sobre las corrientes que circulan por los conductores del rotor:

$$\begin{aligned}
 T_s(\theta, t) &= \\
 2 \frac{3 N_r r l}{\pi} &\left[ \int_{-\frac{2\pi}{3}}^{-\frac{\pi}{3}} \beta_r(\theta, t) i_{ar}(t) d\theta + \int_0^{\frac{\pi}{3}} \beta_r(\theta, t) i_{br}(t) d\theta + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \beta_r(\theta, t) i_{cr}(t) d\theta \right] = \\
 \frac{162\mu_0 N_s N_r I_s I_r r l}{g \pi^3} &\text{sen}(\varphi - \gamma) = \frac{3}{\omega} E_{as} I_s \text{sen}(\varphi - \gamma) \quad (2.14)
 \end{aligned}$$

El modelo directo partir de las leyes fundamentales del electromagnetismo ofrece una interpretación física de los principios de funcionamiento de la máquina de inducción. A nivel de diseño y construcción, este enfoque es muy útil puesto que tiene en cuenta los aspectos geométricos y constructivos de la máquina.

#### 2.1.4. Inductancias y ecuaciones de tensión en la máquina de inducción. Jaula simple

La máquina de inducción convencional con tres bobinas en el estator [103] separadas  $120^\circ$ , en el rotor siempre se puede configurar como un devanado trifásico que asimilen los efectos de las barras del rotor. Las bobinas del rotor se encuentran normalmente en cortocircuito, [141] pero desfasadas  $120^\circ$ . Las seis bobinas se asocian a mallas. De acuerdo con las simplificaciones e hipótesis antes citadas, se presume que las inductancias del estator y del

rotor tienen igual valor:  $L_{sa} = L_{sb} = L_{sc} = L_s$  y  $L_{ra} = L_{rb} = L_{rc} = L_r$ ; se consideran iguales las pérdidas por fase, tanto en el circuito del estator como en el rotor:  $r_{sa} = r_{sb} = r_{sc} = r_s$  y  $r_{ra} = r_{rb} = r_{rc} = r_r$ .

Las ecuaciones del modelo, expresadas matricialmente son:

$$[V] = \begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [e_s] \\ [e_r] \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$V_s$  tensiones de las bobinas del estator.

$V_r$  tensiones de las bobinas del rotor.

$R_s$  resistencia de las bobinas del estator.

$R_r$  resistencia de las bobinas del rotor.

$I_s$  intensidad de las bobinas del estator.

$I_r$  intensidad de las bobinas del rotor.

$e_s$  fem inducida en las bobinas del estator.

$e_r$  fem inducida en las bobinas del rotor.

Se ha considerado que el material [141] magnético no se satura, existe por lo tanto una dependencia lineal entre los enlaces de flujo y la intensidad mediante las inductancias:

$$[\lambda] = [L][I] = \begin{bmatrix} [\lambda_s] \\ [\lambda_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$\lambda$  enlaces de flujo.

$L_s$  inductancias propias y mutuas de las bobinas del estator.

$L_r$  inductancias propias y mutuas de las bobinas del rotor.

$L_{sr} = L_{rs}$  inductancias debidas a los acoplamientos mutuos entre las bobinas del estator y rotor.

Considerando los componentes de la inductancia, en las bobinas del estator:

$$L_{sa} = L_{sl} + L_{sm} \quad (2.18)$$

$L_{sl}$  es la inductancia de dispersión de la bobina del estator y  $L_{sm}$  es la inductancia magnetizante de la bobina del estator.

La inductancia magnetizante se expresa como:

$$L_{sm} = \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \frac{\pi \mu_0 r l}{g} \quad (2.19)$$

Todas las inductancias mutuas del estator son iguales

$$L_{sasb} = -\frac{1}{2}L_{sm} \quad (2.20)$$

En el rotor, el conjunto de inductancias son

$$L_{ra} = L_{rl} + L_{rm} \quad (2.21)$$

$L_{rl}$  es la inductancia de dispersión de la bobina del rotor y  $L_{rm}$  es la inductancia magnetizante de la bobina del rotor.

Todas las inductancias mutuas del rotor son iguales

$$L_{rarb} = -\frac{1}{2}L_{rm} \quad (2.22)$$

La expresión de la inductancia mutua entre las bobinas del estator y las bobinas del rotor se indica a continuación y son iguales entre bobinas homólogas  $L_{sara} = L_{sbrb} = L_{scrc}$

$$L_{sara} = L_{sr} \cdot \cos \theta_r \quad (2.23)$$

Las inductancias entre bobinas próximas  $L_{sarb} = L_{sbrc} = L_{scra}$

$$L_{sarb} = L_{sr} \cdot \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.24)$$

También la inductancia entre bobinas no próximas  $L_{sarc} = L_{sbra} = L_{scrb}$

$$L_{sarc} = L_{sr} \cdot \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.25)$$

Siendo:

$$L_{sr} = \left(\frac{N_s}{2}\right)\left(\frac{N_r}{2}\right)\frac{\pi \mu_0 r l}{g} \quad (2.26)$$

Las ecuaciones que definen el comportamiento de la máquina de inducción trifásica son

$$v_{sa} = r_s \cdot i_{sa} + \frac{d\lambda_{sa}}{dt} \quad (2.27)$$

$$v_{sb} = r_s \cdot i_{sb} + \frac{d\lambda_{sb}}{dt} \quad (2.28)$$

$$v_{sc} = r_s \cdot i_{sc} + \frac{d\lambda_{sc}}{dt} \quad (2.29)$$

Respecto al rotor:

$$v_{ra} = r_s \cdot i_{ra} + \frac{d\lambda_{ra}}{dt} \quad (2.30)$$

$$v_{rb} = r_s \cdot i_{rb} + \frac{d\lambda_{rb}}{dt} \quad (2.31)$$

$$v_{rc} = r_s \cdot i_{rc} + \frac{d\lambda_{rc}}{dt} \quad (2.32)$$

Dónde:  $r_s$  resistencia de dada fase del estator,  $r_r$  resistencia de dada fase del rotor.

Los enlaces de flujo, de las fases del estator se expresan como:

$$\lambda_{sa} = L_{sasa}i_{sa} + L_{sasb}i_{sb} + L_{sasc}i_{sc} + L_{sara}i_{ra} + L_{sasb}i_{rb} + L_{sasc}i_{rc} \quad (2.33)$$

$$\lambda_{sb} = L_{sbsa}i_{sa} + L_{sbsb}i_{sb} + L_{sbsc}i_{sc} + L_{sbra}i_{ra} + L_{sbsb}i_{rb} + L_{sbsc}i_{rc} \quad (2.34)$$

$$\lambda_{sc} = L_{scsa}i_{sa} + L_{scsb}i_{sb} + L_{scsc}i_{sc} + L_{scra}i_{ra} + L_{scsb}i_{rb} + L_{scsc}i_{rc} \quad (2.35)$$

En las ecuaciones anteriores, se puede apreciar su complejidad, debido a la variación de las inductancias de los circuitos del estator y rotor.

## 2.1.5. Ecuaciones de transformación y cambio de variables

### 2.1.5.1. Representación vectorial de magnitudes físicas

El espacio temporal se representará mediante tres ejes ortogonales a, b y c. Las magnitudes trifásicas se pueden definir a través de sus coordenadas  $X_a(t)$ ,  $X_b(t)$  y  $X_c(t)$  sobre los tres ejes ortogonales, de modo que a cada valor de la variable t le corresponde un punto concreto, definiendo así un vector espacial  $S(t)$  que tiene como origen al origen de coordenadas (tomado como referencia).

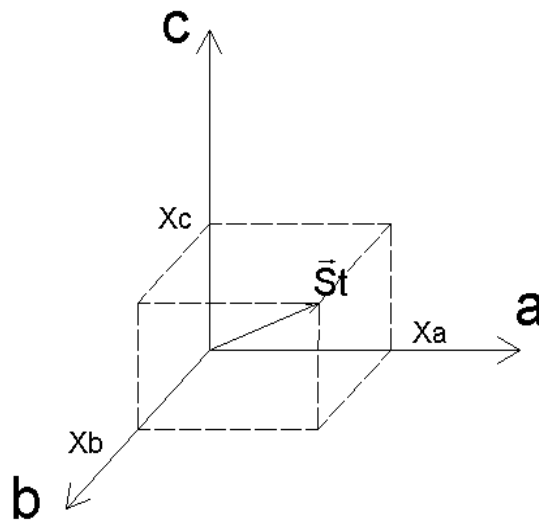


Figura nº 2.3. Vector espacial  $S(t)$  en el sistema abc.

Todo vector se puede descomponer como suma de vectores. El vector  $S(t)$  se puede descomponer como suma de dos vectores perpendiculares,  $S'(t)$  y  $H(t)$ . Donde  $H(t)$  es un vector formado por componentes homopolares iguales.

$$S(t) = S'(t) + H(t) \quad (2.36)$$

Siendo:

$$S'(t) = \begin{bmatrix} x'(t) \\ y'(t) \\ z'(t) \end{bmatrix} \quad H(t) = \begin{bmatrix} h(t) \\ h(t) \\ h(t) \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

La componente homopolar es:

$$h(t) = \frac{x(t) + y(t) + z(t)}{3} \quad (2.38)$$

Estos dos vectores permiten definir una nueva base de coordenadas. La dirección  $[1, 1, 1]^T$  en coordenadas abc del vector  $H(t)$  define el eje  $\gamma$  del nuevo sistema, mientras que el vector  $S'(t)$ , perpendicular a  $H(t)$  estará contenido en el plano  $\Pi$ , perpendicular al eje  $\gamma$  y definido por los ejes  $\alpha \beta$ . En la figura puede apreciarse la descomposición del vector  $S(t)$  en sus nuevas componentes y los ejes  $\alpha\beta\gamma$ .

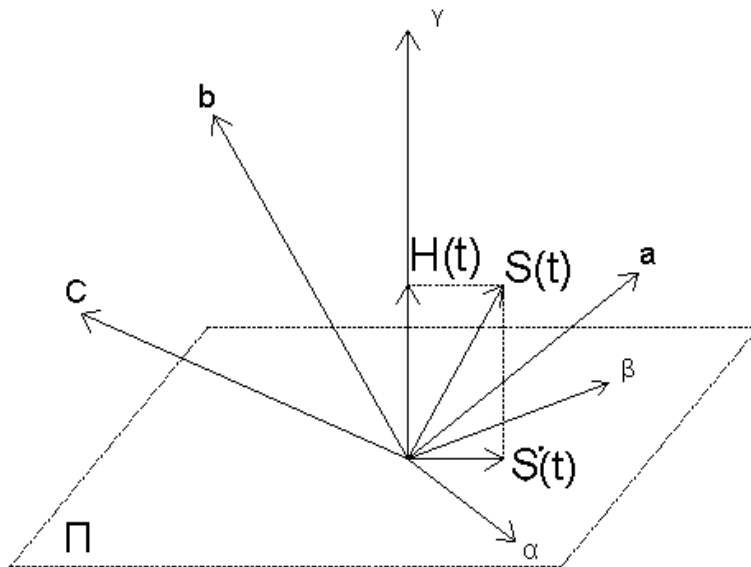


Figura nº 2.4. Descomposición vectorial del vector  $S(t)$

Si se considera un sistema trifásico simétrico y equilibrado, se puede demostrar que las corrientes y tensiones trifásicas pueden representarse mediante un vector espacial de módulo constante que gira a velocidad constante en el plano  $\Pi$ . En primer lugar se define la tensión trifásica  $v(t)$  cuyas componentes abc son tensiones sinusoidales trifásicas equilibradas (módulo  $V_{m\acute{a}x}$  y desfase  $120^\circ$ ).

$$v(t) = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{m\acute{a}x} \cos(\omega \cdot t) \\ v_{m\acute{a}x} \cos(\omega \cdot t - 2\pi/3) \\ v_{m\acute{a}x} \cos(\omega \cdot t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \text{donde } v_a + v_b + v_c = 0 \quad (2.39)$$

Dado que el sistema es trifásico y equilibrado, la componente homopolar es nula, lo cual implica que  $H(t) = 0$  y por lo tanto  $S(t) = S'(t)$ , es decir, el vector espacial está contenido en el plano  $\Pi$ . Para deducir la trayectoria que describe el vector  $v(t)$  en el plano es útil realizar

un cambio de base de los ejes abc a los ejes  $\alpha\beta\gamma$  mediante la aplicación de la matriz de cambio de base  $[T]_{abc/\alpha\beta\gamma}$ .

$$\mathbf{v}(t) = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_\gamma \end{bmatrix} = [T_{abc/\alpha\beta\gamma}] \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Siendo la matriz de transformación:

$$[T_{abc/\alpha\beta\gamma}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/\sqrt{2} & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Se cumple que:

$$|[T_{abc/\alpha\beta\gamma}]| = 1 \quad y \quad [T_{abc/\alpha\beta\gamma}]^{-1} = [T_{abc/\alpha\beta\gamma}]^T \quad (2.42)$$

Sustituyendo en el sistema anterior las componentes de  $\mathbf{v}(t)$  ( $v_a, v_b, v_c$ ), se puede determinar  $\mathbf{v}(t)$  en el nuevo sistema de coordenadas.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_\gamma \end{bmatrix} &= [T_{abc/\alpha\beta\gamma}] \cdot \begin{bmatrix} v_{m\acute{a}x} \cos(\omega \cdot t) \\ v_{m\acute{a}x} \cos(\omega \cdot t - 2\pi/3) \\ v_{m\acute{a}x} \cos(\omega \cdot t + 2\pi/3) \end{bmatrix} = \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{m\acute{a}x} \begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot t) - \frac{1}{2} \cos(\omega \cdot t - 2\pi/3) - \frac{1}{2} \cos(\omega \cdot t + 2\pi/3) \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \cos(\omega \cdot t - 2\pi/3) - \sqrt{\frac{3}{2}} \cos(\omega \cdot t + 2\pi/3) \\ 0 \end{bmatrix} = \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{m\acute{a}x} \begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot t) \\ \sin(\omega \cdot t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.43) \rho = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{m\acute{a}x} \quad (2.44) \end{aligned}$$

A partir del resultado se puede deducir que la tensión trifásica  $\mathbf{v}(t)$  sigue una trayectoria circular de radio  $\rho$  y con velocidad angular constante  $\omega$  sobre el plano  $\Pi$ .

En la figura puede apreciarse lo expuesto:

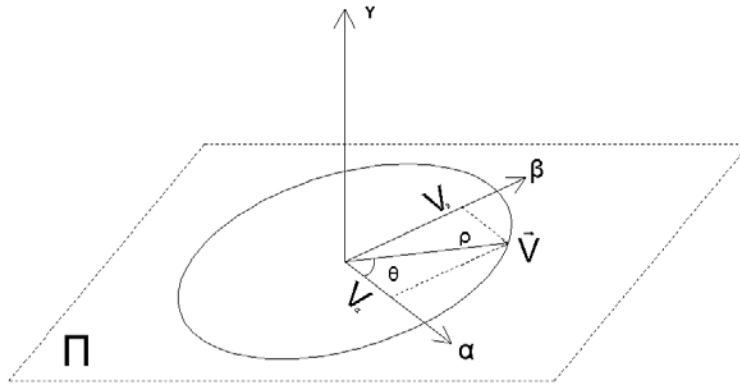


Figura nº 2.5. Representación de la trayectoria del vector  $v(t)$  en el plano  $\Pi$

### 2.1.5.2. Transformación de Park

Una vez realizado el cambio de base [134], las tensiones e intensidades girarán con velocidad angular constante  $\omega$  sobre el plano  $\Pi$ , definido por los ejes  $\alpha$  y  $\beta$ . Lo que interesa de todo el planteamiento es que los vectores espaciales de tensión e intensidad permanezcan fijos, de modo que en régimen permanente sea un vector constante. Se consigue definiendo un sistema de referencia que gire sobre el plano  $\Pi$  a la misma velocidad  $\omega$  que el vector espacial, de modo que permanezca fijo en el nuevo sistema. La nueva base define dos ejes d-q que giran en torno a un tercer eje 0, coincidente con el eje  $\gamma$ , se puede apreciar en la figura siguiente:

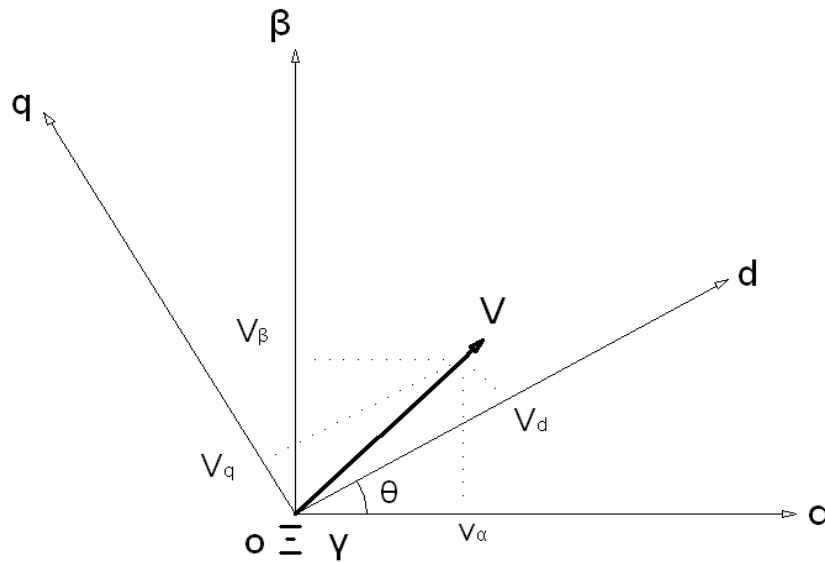


Figura nº 2.6. Cambio de base entre los ejes  $\alpha$ - $\beta$ - $\gamma$  a los nuevos d-q-0

A partir del ángulo  $\theta$  de rotación de los ejes dq0, se puede definir la matriz  $[T]_{\alpha\beta\gamma/dq0}$  que permite hacer el cambio de base de  $\alpha\beta\gamma$  a dq0.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = [T]_{\alpha\beta\gamma/dq0} \cdot \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_\gamma \end{bmatrix} [T]_{\alpha\beta\gamma/dq0}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Se cumple que:

$$|[T]_{\alpha\beta\gamma/dq0}| = 1 \quad y \quad [T]_{\alpha\beta\gamma/dq0}^{-1} = [T]_{\alpha\beta\gamma/dq0}^T \quad (2.46)$$

Se ha conseguido cambiar el sistema de referencia del vector espacial desde el dominio temporal abc, hasta el dominio de los ejes giratorios dq0. Este cambio se conoce con el nombre de transformada de Park.

La transformada de Park convierte las componentes a-b-c del sistema de tensiones trifásico en otro sistema dq0. Es una matriz ortonormal que combina las dos transformaciones anteriores (sistemas abc en  $\alpha\beta\gamma$  y a su vez  $\alpha\beta\gamma$  en dq0). La matriz T resultante es la matriz de transformación de Park:

$$[T] = [T]_{\alpha\beta\gamma/dq0} \cdot [T]_{\alpha\beta\gamma/abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

$$|[T]| = 1 \quad y \quad [T]^{-1} = [T]^T \quad (2.48)$$

$$[T]_{dq0} = [T] \cdot [T]_{abc} \quad (2.49)$$

El valor de  $\theta$  se obtiene de:

$$\theta = \int_0^t \omega(\tau) d\tau + \theta(0) \quad (2.50)$$

- $\theta$  es el ángulo de rotación de los ejes d-q.

- $\theta_0$  es el ángulo inicial entre los ejes dq y el vector espacial de referencia.

- $\omega$  es la velocidad angular de los ejes dq.

En la nueva base los ejes dq0 giran sobre el plano  $\Pi$  a la misma velocidad angular  $\omega$  que el vector espacial. El vector aparecía como giratorio referido a la base abc, pero al girar ahora a igual velocidad que los nuevos ejes, se transforma en un vector fijo.

Los valores del sistema trifásico abc, variación senoidal en el tiempo son transformados a valores constantes dq0, en régimen permanente. El nuevo vector se obtiene multiplicando el vector de coordenadas trifásicas del sistema original senoidal, por la matriz de transformación.

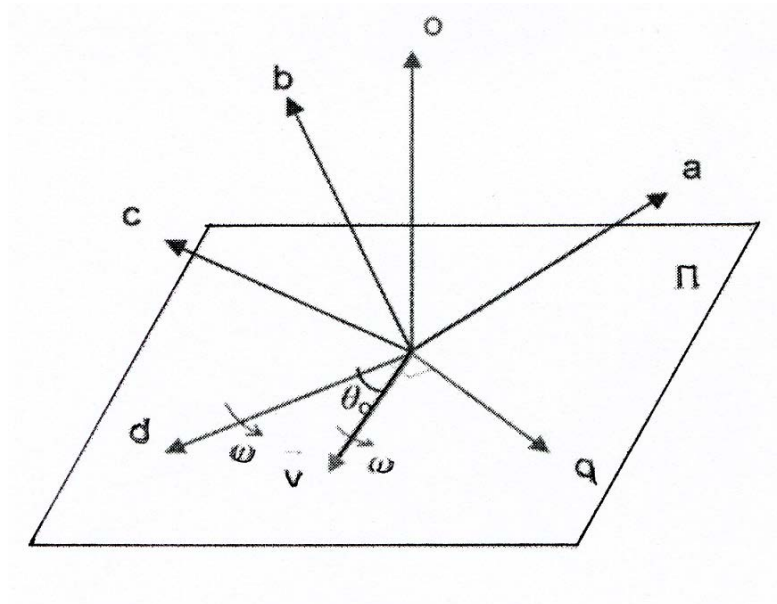


Figura nº 2.7. Representación de un vector en la nueva base

El cambio de variables de la máquina trifásica en estado estacionario, al nuevo sistema de referencia se realiza mediante la expresión:

$$f_{qd0(s)} = K_s \cdot f_{abc(s)} \quad (2.51)$$

Dónde:

$$(f_{qd0s})^T = [f_{qs} \quad f_{ds} \quad f_{0s}] \quad (2.52)$$

$$(f_{abcs})^T = [f_{as} \quad f_{bs} \quad f_{cs}] \quad (2.53)$$

En las expresiones anteriores, f (función) puede representar la tensión, los acoplamientos magnéticos, o intensidad. El superíndice T indica la transpuesta de una matriz. El subíndice s indica las variables, parámetros, y la transformación asociados con circuitos estacionarios. El desplazamiento angular  $\theta$  debe ser continuo; sin embargo, la velocidad angular asociada con la carga no se especifica. El sistema de referencia puede variar para cualquier velocidad angular constante o variable, o puede permanecer inmóvil.

El cambio de variables se puede aplicar a las variables de cualquier secuencia de forma de onda y el tiempo, sin embargo, la transformación de Park es particularmente apropiado para una secuencia abc.

En la figura siguiente se pueden apreciar la transformación del sistema de referencia.

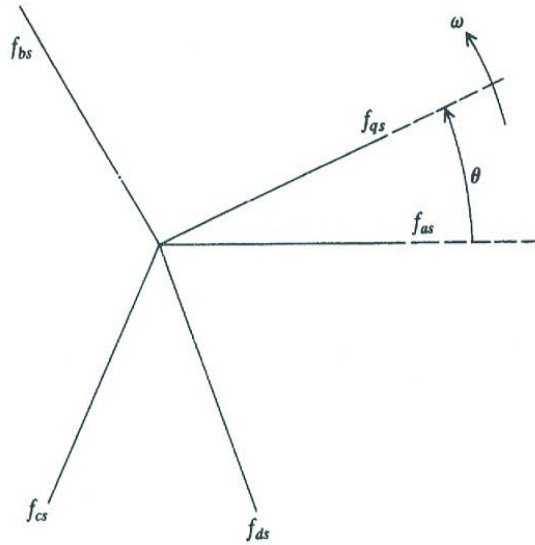


Figura nº 2.8.Relaciones de la transformación

### 2.1.6. Modelo dinámico de la máquina de inducción trifásica. Ecuaciones de tensión con las variables de la máquina

Para ilustrar la deducción se considera una máquina trifásica [103], simétrica, conectada en estrella.

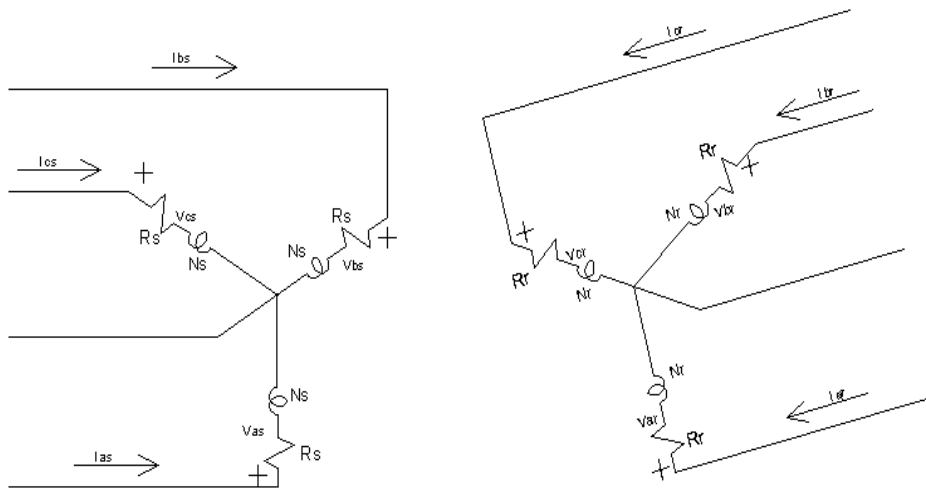


Figura nº 2.9.Esquema de la máquina de inducción trifásica

Las ecuaciones de tensión tanto del estator como del rotor, se pueden expresar como:

$$v_{sabc} = r_s \cdot i_{sabc} + \frac{d\lambda_{sabc}}{dt} \quad (2.54)$$

$$v_{rabc} = r_r \cdot i_{rabc} + \frac{d\lambda_{rabc}}{dt} \quad (2.55)$$

Para simplificar subíndices, se van a exponer a partir de ahora como:

$$v_s = v_{sabc} \quad y \quad v_r = v_{rabc} \quad (2.56)$$

$$i_s = i_{sabc} \quad y \quad i_r = i_{rabc} \quad (2.57)$$

$$\lambda_s = \lambda_{sabc} \quad y \quad \lambda_r = \lambda_{rabc} \quad (2.58)$$

En un sistema magnético lineal, las relaciones de flujo se puede expresar como:

$$\begin{bmatrix} \lambda_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ (L_{sr})^T & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

Las ecuaciones de la tensión en notación matricial:

$$\begin{bmatrix} v_s \\ v_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} N_s \phi_s \\ N_r \phi_r \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

En la expresión matricial anterior los valores de:  $v_s^T$ ;  $v_r^T$ ;  $i_s^T$ ;  $i_r^T$ ;  $\Phi_s^T$ ;  $\Phi_r^T$ ;  $R_s$  y  $R_r$  son respectivamente:

$$v_s^T = [v_{sa} \quad v_{sb} \quad v_{sc}] ; \quad v_r^T = [v_{ra} \quad v_{rb} \quad v_{rc}] \quad (2.61)$$

$$i_s^T = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}] ; \quad i_r^T = [i_{ra} \quad i_{rb} \quad i_{rc}] \quad (2.62)$$

$$\phi_s^T = [\phi_{sa} \quad \phi_{sb} \quad \phi_{sc}] ; \quad \phi_r^T = [\phi_{ra} \quad \phi_{rb} \quad \phi_{rc}] \quad (2.63)$$

$$R_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} ; \quad R_r = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

Las matrices extendidas de los acoplamientos magnéticos que se producen son:

$$[L_s(\theta)] = \begin{bmatrix} L_s + L_{ms} & L_{ms} \cdot \cos \frac{2\pi}{3} & L_{ms} \cdot \cos \frac{-2\pi}{3} \\ L_{ms} \cdot \cos \frac{-2\pi}{3} & L_s + L_{ms} & L_{ms} \cdot \cos \frac{2\pi}{3} \\ L_{ms} \cdot \cos \frac{2\pi}{3} & L_{ms} \cdot \cos \frac{-2\pi}{3} & L_s + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

Operando:

$$[L_s(\theta)] = \begin{bmatrix} L_s + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_s + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_s + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

$$[L_r(\theta)] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & L_{mr} \cdot \cos \frac{2\pi}{3} & L_{mr} \cdot \cos \frac{-2\pi}{3} \\ L_{mr} \cdot \cos \frac{-2\pi}{3} & L_r + L_{mr} & L_{mr} \cdot \cos \frac{2\pi}{3} \\ L_{mr} \cdot \cos \frac{2\pi}{3} & L_{mr} \cdot \cos \frac{-2\pi}{3} & L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

$$[L_r(\theta)] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & L_r + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} & L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

Por otra parte los valores de las matrices  $L_{sr}(\theta)$  y  $L_{rs}(\theta)$  son (matriz dependiente de  $\theta_r$ ):

$$[L_{sr}(\theta)] = [L_{rs}(\theta)]^T = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.69)$$

Las inductancias  $L_s$ ,  $L_r$  son respectivamente las inductancias que representan las pérdidas en el estator y rotor. Las inductancias  $L_{ms}$  y  $L_{mr}$  son las inductancias magnetizantes. La inductancia  $L_{sr}$  representa la inductancia mutua entre el estator y rotor.

La mayoría de las máquinas de inducción no están construidas con bobinas en el rotor, la corriente circula por las barras del rotor (cobre o aluminio), que están distribuidas uniformemente y que están embutidas en un material ferromagnético, las barras se cierran en un anillo común en cada extremo del rotor, tanto en simple como en doble jaula.

Con los valores de las matrices obtenidas, y operando se obtiene:

$$v = R \cdot i + N \frac{d\phi}{dt}; \quad \phi = L(\theta) \cdot i \quad (2.70)$$

$$[v] = [R] \cdot [i] + N \left( \frac{d}{dt} [L(\theta)] \cdot [i] \right) \quad (2.71)$$

$$[v] = [R] \cdot [i] + N \cdot \left( \frac{d [L(\theta)]}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot [i] + [L(\theta)] \cdot \frac{d}{dt} [i] \right) \quad (2.72)$$

$$[v] = [R] \cdot [i] + N \cdot \left( \frac{d [L(\theta)]}{d\theta} \cdot \omega \cdot [i] + [L(\theta)] \cdot \frac{d}{dt} [i] \right) \quad (2.73)$$

El término:  $[L(\theta)] \cdot \frac{d}{dt} [i]$  representa las fem de transformación, debidas a la variación de las corrientes por las bobinas.

El término:  $\frac{d[L(\theta)]}{d\theta} \cdot \omega \cdot [i]$  representa las fem inducidas debido al corte de los enlaces de flujo por las bobinas en movimiento.

Siendo:  $\omega = \frac{d\theta}{dt}$  es la velocidad angular.

### 2.1.7. Modelo dinámico de la máquina de inducción trifásica. Ecuaciones del rotor referidas al estator

Las ecuaciones de la tensión del rotor [103] [156] es conveniente referirlas a las variables del estator. Las tensiones se relacionan mediante el cociente del número de espiras  $N_s/N_r$ , mientras que las intensidades lo hacen con el siguiente cociente  $N_r/N_s$ .

Parámetros convertidos.

Tensiones:

$$v_{ra'} = \frac{N_s}{N_r} \left( r_r \cdot i_{ra} + \frac{d\lambda_{ra}}{dt} \right) \quad (2.74)$$

$$v_{rb'} = \frac{N_s}{N_r} \left( r_r \cdot i_{rb} + \frac{d\lambda_{rb}}{dt} \right) \quad (2.75)$$

$$v_{rc'} = \frac{N_s}{N_r} \left( r_r \cdot i_{rc} + \frac{d\lambda_{rc}}{dt} \right) \quad (2.76)$$

Flujo magnético:

$$\lambda_{r'} = \frac{N_s}{N_r} \cdot \lambda_r \quad (2.77)$$

Intensidades del rotor:

$$i'_r = \frac{N_r}{N_s} i_r \quad (2.78)$$

Inductancias del rotor:

$$L_{sm} = \left(\frac{N_s}{N_r}\right) L_{sr} \quad (2.79)$$

$$[L'_{sr}] = \left(\frac{N_s}{N_r}\right) [L_{sr}] \quad (2.80)$$

$$L_{rm} = \left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 L_{sm} \quad (2.81)$$

$$[L'_r] = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 [L_r] \quad (2.82)$$

Resistencia del rotor:

$$r'_r = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 r_r \quad (2.83)$$

La matriz de acoplamientos queda ahora como:

$$L'_r(\theta) = \begin{bmatrix} L'_r + L_{ms} & L_{ms} \cdot \cos \frac{2\pi}{3} & L_{ms} \cdot \cos \frac{-2\pi}{3} \\ L_{ms} \cdot \cos \frac{-2\pi}{3} & L'_r + L_{ms} & L_{ms} \cdot \cos \frac{2\pi}{3} \\ L_{ms} \cdot \cos \frac{2\pi}{3} & L_{ms} \cdot \cos \frac{-2\pi}{3} & L'_r + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.84)$$

$$L'_r(\theta) = \begin{bmatrix} L'_r + L_{ms} & \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & L'_r + L_{ms} & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} & L'_r + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.85)$$

$$L'_{sr}(\theta) = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.86)$$

La matriz de flujos magnéticos referidos al estator:

$$\begin{bmatrix} \lambda_s \\ \lambda'_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s(\theta) & L'_{sr}(\theta) \\ [L'_{sr}(\theta)]^t & L_r(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i'_r \end{bmatrix} \quad (2.87)$$

La expresión matricial de las tensiones referidas al estator es:

$$\begin{bmatrix} v_s \\ v'_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{dL_s}{dt} & \frac{dL'_{sr}(\theta)}{dt} \\ [\frac{dL'_{sr}(\theta)}{dt}]^t & R'_r + \frac{dL'_r}{dt} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i'_r \end{bmatrix} \quad (2.88)$$

### 2.1.8. Ecuación del par en las variables de la máquina

La energía almacenada [103] es la suma de la inductancia de cada bobina más la mitad de todas las inductancias mutuas en el estator y rotor. La energía almacenada en las inductancias de fuga no es una parte de la energía almacenada en el campo. La energía almacenada en el campo es:

$$W_f = \frac{1}{2} (i_s)^T (L_s - L_{ls}I) i_s + (i_s)^T L'_r i'_r + \frac{1}{2} (i'_r)^T (L'_r - L'_{lr}I) i'_r \quad (2.89)$$

Donde  $I$  es la matriz identidad, suponiendo como hasta ahora que se considera un circuito magnético lineal y la energía almacenada  $W_f$  es igual a la coenergía  $W_c$ . La relación entre la energía mecánica y el par, en un sistema en rotación, se puede expresar como:

$$dW_m = -T_e \cdot d\theta_{rm} \quad (2.90)$$

Dónde:

- $T_e$  es el par electromagnético, positivo en la acción del motor.
- $\theta_{rm}$  es el desplazamiento angular del rotor.

Los enlaces de flujo, intensidades,  $W_f$ ,  $W_c$  se expresan en función del ángulo eléctrico  $\theta_r$ .

$$\theta_r = \left(\frac{P}{2}\right) \theta_{rm} \quad (2.91)$$

La energía mecánica, en función del ángulo eléctrico, es:

$$dW_m = -T_e \cdot \left(\frac{2}{P}\right) d\theta_r \quad (2.92)$$

Considerando  $W_f = W_c$ , el par electromagnético puede expresarse como:

$$T_e(i_j, \theta_r) = \left(\frac{P}{2}\right) \frac{\partial W_c(i_j, \theta_r)}{\partial \theta_r} \quad (2.93)$$

Si se expresa  $L_s$  y  $L'_r$  en función del ángulo eléctrico y sustituyendo:

$$T_e(i_j, \theta_r) = \left(\frac{P}{2}\right) (i_s)^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L'_{sr}] i'_r \quad (2.94)$$

Par electromagnético expresado en N.m.

También se puede relacionar el par en función de la velocidad angular del rotor:

$$T_e = J \left(\frac{P}{2}\right) \frac{d}{dt} \omega_r + T_{res} \quad (2.95)$$

$J$  es la inercia del rotor ( $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ) y en algunos casos la carga conectada. El par de carga  $T_{res}$  (par resistente) es positivo en la máquina de inducción para una carga conectada al eje.

Las ecuaciones eléctricas y mecánicas, que se muestran, definen el modelo matemático de la máquina de inducción. Modelo que para simplificar se ha expresado para un solo par de polos.

$$\begin{bmatrix} v_s \\ v'_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{dL_s}{dt} & \frac{dL'_{sr}(\theta)}{dt} \\ \left[\frac{dL'_{sr}(\theta)}{dt}\right]^t & R'_r + \frac{dL'_r}{dt} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i'_r \end{bmatrix} \quad (2.96)$$

$$\omega_r = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.97)$$

$$T_e = J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} + T_{res} \quad (2.98)$$

El sistema de ecuaciones diferenciales anteriores, modela completamente el comportamiento dinámico, transitorio o de régimen permanente de la máquina de inducción. Sin embargo, cuando se determinan las fuerzas electromotrices inducidas en las bobinas, o el par eléctrico sobre el eje mecánico, se hace explícita en las ecuaciones la dependencia no lineal y funcional con la posición angular  $\theta$ . Las inductancias mutuas establecidas entre estator-rotor, dependen de la posición angular  $\theta$ , y por esta razón el par eléctrico y las fuerzas electromotrices también. Este ángulo varía continuamente durante la operación de la máquina, menos en el ensayo a rotor bloqueado.

### 2.1.9. Aplicación de la transformada de Park al rotor

Es conveniente trabajar [103] con un modelo referido al estator de la máquina, por lo tanto se tiene que proceder a convertir los valores del rotor. La transformada es convierte el sistema.

$$f'_{qd0(r)} = K_r \cdot f'_{abc(r)} \quad (2.99)$$

Dónde:

$$(f'_{abc(r)})^t = [f'_{ar} \quad f'_{br} \quad f'_{cr}] \quad (2.100)$$

$$(f'_{qd0(r)})^t = [f'_{qr} \quad f'_{dr} \quad f'_{or}] \quad (2.101)$$

El valor de  $K_r$  sigue siendo:

$$K_r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\beta & \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}\beta & \text{sen}(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\beta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.102)$$

El ángulo  $\beta$  es:

$$\beta = \theta - \theta_r \quad (2.103)$$

El desplazamiento angular es:

$$\theta_r = \int_0^t \omega(\xi) d\xi + \theta_r(0) \quad (2.104)$$

Donde  $\xi$  es la variable de integración. La matriz inversa es:

$$(K_r)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\beta & \text{sen}\beta & 1 \\ \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\beta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\beta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.105)$$

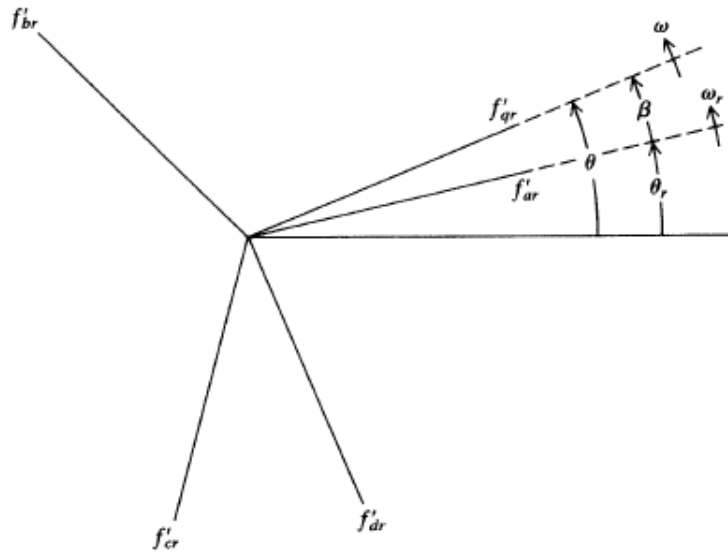


Figura nº 2.10. Conversión de eje del rotor a los nuevos ejes de referencia

En la figura anterior se pueden apreciar los ejes de los circuitos del rotor convertidos, los ángulos y las velocidades.

Las ecuaciones de transformación indicadas anteriormente son las ecuaciones de transformación de los circuitos estacionarios utilizando  $\beta$  como el desplazamiento angular en lugar de  $\theta$ . De hecho, las ecuaciones de transformación de los circuitos del estator y el rotor son casos especiales de una transformación para los circuitos, estacionarios o giratorios. Si  $\beta$ ,  $\theta_r$  son reemplazados por  $\theta_c$  siendo

$$\theta_c = \int_0^t \omega_c(\xi) d\xi + \theta_c(0) \quad (2.106)$$

Luego la velocidad angular  $\omega_c$  de los circuitos, se pueden seleccionar para corresponder a los circuitos que se transforma,  $\omega_c = 0$  para el estado estacionario y  $\omega_c = \omega_r$  para los circuitos del rotor.

De ello se desprende que todas las ecuaciones de los circuitos estacionario son válidas para los circuitos del rotor si  $\theta$  se sustituye por  $\beta$  y  $\omega$  por  $\omega - \omega_r$ . El fasor de las relaciones de estado estacionario de los circuitos del estator, también se aplica a los circuitos del rotor en equilibrio

$$f'_{ar} = \sqrt{2} \cdot f'_r \cdot \cos[(\omega_e - \omega_r)t + \theta_{erf}(0)] \quad (2.107)$$

$$f'_{br} = \sqrt{2} \cdot f'_r \cdot \cos\left[(\omega_e - \omega_r)t + \theta_{erf}(0) - \frac{2\pi}{3}\right] \quad (2.108)$$

$$f'_{cr} = \sqrt{2} \cdot f'_r \cdot \cos\left[(\omega_e - \omega_r)t + \theta_{erf}(0) + \frac{2\pi}{3}\right] \quad (2.109)$$

Donde  $\theta_{erf}(0)$  es el ángulo de desfase de la fase a del rotor en el origen de tiempos.

## 2.2. Modelo estático de la máquina de inducción trifásica. Variables en los nuevos ejes de referencia

### 2.2.1. Ecuaciones de la tensión referidas a los nuevos ejes de referencia

Las ecuaciones referidas [103] [106] al estator en los ejes dq0 son:

$$v_{qd0(s)} = r_s \cdot i_{qd0(s)} + \lambda_{dqs} \cdot \omega + \frac{d\lambda_{qd0(s)}}{dt} \quad (2.110)$$

$$v'_{qd0(r)} = r'_r \cdot i'_{qd0(r)} + \lambda'_{dqr} \cdot (\omega - \omega_r) + \frac{d\lambda'_{qd0(r)}}{dt} \quad (2.111)$$

Dónde:

$$(\lambda_{dqs})^t = [\lambda_{ds} - \lambda_{qs} \quad 0] \quad (2.112)$$

$$(\lambda'_{dqr})^t = [\lambda'_{ds} - \lambda\phi'_{qs} \quad 0] \quad (2.113)$$

Teniendo en cuenta las expresiones de la transformada:

$$f_{qd0(s)} = K_s \cdot f_{abc(s)} \quad (2.114)$$

$$f'_{qd0(r)} = K_r \cdot f'_{abc(r)} \quad (2.115)$$

El sistema de ecuaciones representadas matricialmente de los flujos de estator y rotor convertidos a los nuevos ejes de referencia:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qd0s} \\ \lambda'_{qd0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_s \cdot L_s(\theta) \cdot (K_s)^{-1} & K_s \cdot L'_{sr}(\theta) \cdot (K_r)^{-1} \\ K_r \cdot (L'_{sr}(\theta))^t \cdot (K_s)^{-1} & K_r \cdot L'_r(\theta) \cdot (K_r)^{-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qd0s} \\ i'_{qd0r} \end{bmatrix} \quad (2.116)$$

Donde los valores de  $L_s$ ,  $L'_{sr}$  y  $L'_r$  son:

$$L_s(\theta) = \begin{bmatrix} L_s + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_s + L_{sm} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_s + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.117)$$

$$L'_r(\theta) = \begin{bmatrix} L'_r + L_{ms} & L_{ms} \cdot \cos \frac{2\pi}{3} & L_{ms} \cdot \cos \frac{-2\pi}{3} \\ L_{ms} \cdot \cos \frac{-2\pi}{3} & L'_r + L_{ms} & L_{ms} \cdot \cos \frac{2\pi}{3} \\ L_{ms} \cdot \cos \frac{2\pi}{3} & L_{ms} \cdot \cos \frac{-2\pi}{3} & L'_r + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.118)$$

$$L'_{sr}(\theta) = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.119)$$

Operando los valores:

$$K_s \cdot L_s(\theta) \cdot (K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_s + M & 0 & 0 \\ 0 & L_s + M & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \quad (2.120)$$

$$K_r \cdot L'_r(\theta) \cdot (K_r)^{-1} = \begin{bmatrix} L'_r + M & 0 & 0 \\ 0 & L'_r + M & 0 \\ 0 & 0 & L'_r \end{bmatrix} \quad (2.121)$$

$$K_s \cdot L'_{sr}(\theta) \cdot (K_r)^{-1} = K_r \cdot L'_{sr}(\theta)^t \cdot (K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.122)$$

Siendo M:

$$M = \frac{3}{2} L_{ms} \quad (2.123)$$

Las ecuaciones representativas del voltaje son:

$$v_{qs} = r_s \cdot i_{qs} + \omega \cdot \lambda_{ds} + \frac{d \lambda_{qs}}{dt} \quad (2.124)$$

$$v_{ds} = r_s \cdot i_{ds} - \omega \cdot \lambda_{qs} + \frac{d \lambda_{ds}}{dt} \quad (2.125)$$

$$v_{0s} = r_s \cdot i_{0s} + \frac{d \lambda_{0s}}{dt} \quad (2.126)$$

Ecuaciones del rotor referidas al estator:

$$v'_{qr} = r'_r \cdot i'_{qr} + \lambda'_{dr} \cdot (\omega - \omega_r) + \frac{d \lambda'_{qr}}{dt} \quad (2.127)$$

$$v'_{dr} = r'_r \cdot i'_{dr} - \lambda'_{qr} \cdot (\omega - \omega_r) + \frac{d \lambda'_{dr}}{dt} \quad (2.128)$$

$$v'_{0r} = r'_r \cdot i'_{0r} + \frac{d \lambda'_{0r}}{dt} \quad (2.129)$$

De las ecuaciones anteriores se desprende los valores de los enlaces de flujo:

$$\lambda_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M(i_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.130)$$

$$\lambda_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M(i_{ds} + i'_{dr}) \quad (2.131)$$

$$\lambda_{0s} = L_s \cdot i_{0s} \quad (2.132)$$

$$\lambda'_{qr} = L'_r \cdot i'_{qr} + M(i_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.133)$$

$$\lambda'_{dr} = L'_r \cdot i'_{dr} + M(i_{ds} + i'_{dr}) \quad (2.134)$$

$$\lambda'_{0r} = L'_r \cdot i'_{0r} \quad (2.135)$$

Las ecuaciones anteriores se pueden materializar en los siguientes esquemas, circuito equivalente de la máquina de inducción polifásica.

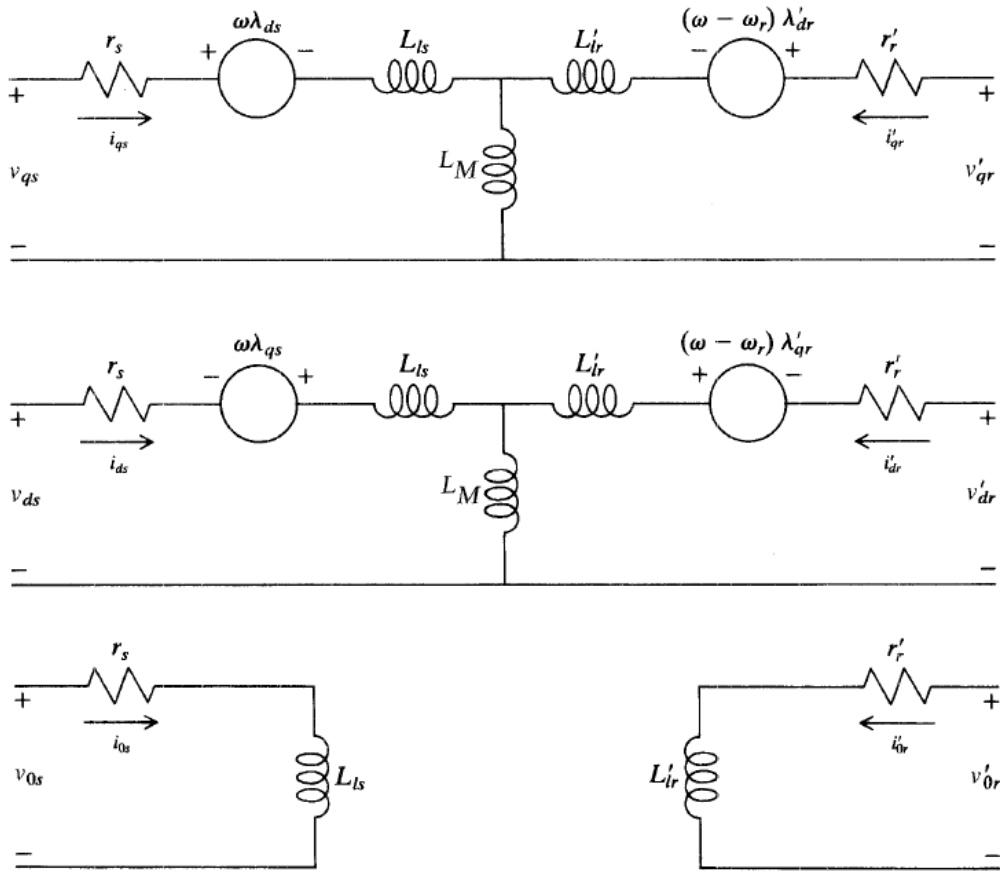


Figura nº 2.11. Circuito equivalente de la máquina de inducción trifásica en los ejes qd0

Los parámetros de la máquina de inducción se expresan, casi siempre, con resistencias y reactancias o en valores por unidad. Se expresan la tensión y las ecuaciones de flujo en términos de reactancias en lugar de inductancias. Quedando las ecuaciones anteriores como:

$$v_{qs} = r_s \cdot i_{qs} + \frac{1}{\omega_b} \left( \omega \cdot \psi_{ds} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} \right) \quad (2.136)$$

$$v_{ds} = r_s \cdot i_{ds} + \frac{1}{\omega_b} \left( -\omega \cdot \psi_{qs} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} \right) \quad (2.137)$$

$$v_{0s} = r_s \cdot i_{0s} + \frac{1}{\omega_b} \left( \frac{d\psi_{0s}}{dt} \right) \quad (2.138)$$

$$v'_{qr} = r'_r \cdot i'_{qr} + \frac{1}{\omega_b} \left( (\omega - \omega_r) \cdot \psi'_{ds} + \frac{d\psi'_{qr}}{dt} \right) \quad (2.139)$$

$$v'_{dr} = r'_r \cdot i'_{dr} + \frac{1}{\omega_b} \left( -(\omega - \omega_r) \cdot \psi'_{qr} + \frac{d\psi'_{dr}}{dt} \right) \quad (2.140)$$

$$v'_{or} = r'_r \cdot i'_{or} + \frac{1}{\omega_b} \left( \frac{d\psi'_{or}}{dt} \right) \quad (2.141)$$

Dónde:  $\omega_b$  es la velocidad angular eléctrica base utilizada para el cálculo de las reactancias inductivas. Los enlaces de flujo, en voltios:

$$\psi_{qs} = X_s \cdot i_{qs} + X_M(i_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.142)$$

$$\psi_{ds} = X_s \cdot i_{ds} + X_M(i_{ds} + i'_{dr}) \quad (2.143)$$

$$\psi_{0s} = X_s \cdot i_{0s} \quad (2.144)$$

$$\psi'_{qs} = X'_r \cdot i'_{qr} + X_M(i_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.145)$$

$$\psi'_{dr} = X'_r \cdot i'_{ds} + X_M(i_{ds} + i'_{dr}) \quad (2.146)$$

$$\psi'_{0r} = X'_r \cdot i'_{0r} \quad (2.147)$$

En las ecuaciones anteriores las reactancias inductivas se obtienen multiplicando  $\omega_b$  por la inductancia. Las ecuaciones de las tensiones, referidas a los ejes dq0, se escriben en términos de intensidades y enlaces de flujo. Las intensidades y los enlaces de flujo están relacionados y son variables independientes o de estado.

Si las corrientes son seleccionadas como variables independientes y los enlaces de flujo por segundo sustituidos por las reactancias, las ecuaciones de tensión se pueden expresar como:

$$[V] = [Z] \cdot [I] \quad (2.148)$$

Matriz de tensiones

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{0s} \\ v'_{qr} \\ v'_{dr} \\ v'_{0r} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix}
 r_s + \frac{dX_{ss}}{dt \omega_b} & \frac{\omega}{\omega_b} X_s & 0 & \frac{dX_M}{dt \omega_b} & \frac{\omega}{\omega_b} X_M & 0 \\
 -\frac{\omega}{\omega_b} X_s & r_s + \frac{dX_{ss}}{dt \omega_b} & 0 & -\frac{\omega}{\omega_b} X_s & \frac{dX_M}{dt \omega_b} & 0 \\
 0 & 0 & r_s + \frac{dX_s}{dt \omega_b} & 0 & 0 & 0 \\
 \frac{dX_M}{dt \omega_b} & \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b}\right) X_M & 0 & r'_r + \frac{dX'_{rr}}{dt \omega_b} & \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b}\right) X'_{rr} & 0 \\
 -\left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b}\right) X_M & \frac{dX_M}{dt \omega_b} & 0 & -\left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b}\right) X'_{rr} & r'_r + \frac{dX'_{rr}}{dt \omega_b} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r'_r + \frac{dX'_r}{dt \omega_b}
 \end{bmatrix}
 \cdot
 \begin{bmatrix}
 i_{qs} \\
 i_{ds} \\
 i_{0s} \\
 i'_{qr} \\
 i'_{dr} \\
 i'_{or}
 \end{bmatrix}
 \quad (2.149)$$

Dónde:

$$X_{ss} = X_{ls} + X_M \quad (2.150)$$

$$X'_{rr} = X'_{lr} + X_M \quad (2.151)$$

Las ecuaciones de los enlaces de flujo son:

$$\begin{bmatrix}
 \psi_{qs} \\
 \psi_{ds} \\
 \psi_{0s} \\
 \psi'_{qr} \\
 \psi'_{dr} \\
 \psi'_{or}
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 X_{ss} & 0 & 0 & X_M & 0 & 0 \\
 0 & X_{ss} & 0 & 0 & X_M & 0 \\
 0 & 0 & X_{ls} & 0 & 0 & 0 \\
 X_M & 0 & 0 & X_{rr} & 0 & 0 \\
 0 & X_M & 0 & 0 & X'_{rr} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & X'_{lr}
 \end{bmatrix}
 *
 \begin{bmatrix}
 i_{qs} \\
 i_{ds} \\
 i_{0s} \\
 i'_{qr} \\
 i'_{dr} \\
 i'_{or}
 \end{bmatrix}
 \quad (2.152)$$

Si los enlaces de flujo son seleccionados como variables independientes a continuación, la ecuación matricial anterior se puede resolver por las corrientes y por lo tanto:

$$\begin{bmatrix}
 i_{qs} \\
 i_{ds} \\
 i_{0s} \\
 i'_{qr} \\
 i'_{dr} \\
 i'_{or}
 \end{bmatrix}
 =
 \frac{1}{D}
 \begin{bmatrix}
 X'_{rr} & 0 & 0 & -X_M & 0 & 0 \\
 0 & X'_{rr} & 0 & 0 & -X_M & 0 \\
 0 & 0 & D/X_{ls} & 0 & 0 & 0 \\
 -X_M & 0 & 0 & X_{ss} & 0 & 0 \\
 0 & -X_M & 0 & 0 & X_{ss} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & D/X'_{lr}
 \end{bmatrix}
 *
 \begin{bmatrix}
 \psi_{qs} \\
 \psi_{ds} \\
 \psi_{0s} \\
 \psi'_{qr} \\
 \psi'_{dr} \\
 \psi'_{or}
 \end{bmatrix}
 \quad (2.153)$$

Dónde

$$D = X_{ss} \cdot X'_{rr} - X_M^2 \quad (2.154)$$

Sustituyendo en la anterior ecuación matricial los valores de las intensidades en términos de tensión y en términos de enlaces de flujo la ecuación anterior queda:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{0s} \\ v'_{qr} \\ v'_{dr} \\ v'_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_s X'_{rr}}{D} + \frac{1}{w_b} \frac{d}{dt} & \frac{\omega}{\omega_b} & 0 & -\frac{r_s X_M}{D} & 0 & 0 \\ -\frac{\omega}{\omega_b} & \frac{r_s X'_{rr}}{D} + \frac{d}{dt w_b} & 0 & 0 & -\frac{r_s X_M}{D} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{r_s}{X'_{ls}} + \frac{1}{w_b} \frac{d}{dt} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{r'_r X_M}{D} & 0 & 0 & \frac{r'_r X_{ss}}{D} + \frac{d}{dt \omega_b} & \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} & 0 \\ 0 & -\frac{r'_r X_M}{D} & 0 & -\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} & \frac{r'_r X_{ss}}{D} + \frac{1}{w_b} \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{r'_r}{X'_{ls}} + \frac{1}{w_b} \frac{d}{dt} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{0s} \\ \psi'_{qr} \\ \psi'_{dr} \\ \psi'_{0r} \end{bmatrix} \quad (2.155)$$

Es interesante observar que en cada ecuación de tensión qd0 contiene dos derivadas de la corriente cuando las corrientes son seleccionadas como variables de estado independientes. Cuando los enlaces de flujo son seleccionados como variables independientes, cada ecuación de tensión qd0 contiene solo un término de enlace de flujo.

### 2.2.2. Ecuaciones de la tensión referidas a los nuevos ejes de referencia. Doble Jaula

Las ecuaciones [103] [106] que representan el comportamiento de la máquina de inducción con doble jaula son:

$$v_{qs} = r_s \cdot i_{qs} + \omega \cdot \lambda_{ds} + \frac{d \lambda_{qs}}{dt} \quad (2.156)$$

$$v_{ds} = r_s \cdot i_{ds} - \omega \cdot \lambda_{qs} + \frac{d \lambda_{ds}}{dt} \quad (2.157)$$

$$\lambda_{ds} = (L_m + L_s) \cdot i_{ds} + L_m i_{dr1} + L_m i_{dr2} \quad (2.158)$$

$$\lambda_{qs} = (L_m + L_s) i_{qs} + L_m i_{qr2} + L_m i_{dr3} \quad (2.159)$$

$$v_{dr1} = 0 = \frac{d i_{ds}}{dt} L_m + \left[ R_{r1} + (L_m + L_{r1} + L_{r1r2}) \frac{d}{dt} \right] i_{dr1} + \frac{d}{dt} (L_m + L_{r1r2}) i_{dr2} \quad (2.160)$$

$$v_{qr1} = 0 = \frac{d i_{qs}}{dt} L_m + \left[ R_{r2} + (L_m + L_{r1} + L_{r1r2}) \frac{d}{dt} \right] i_{qr1} + \frac{d}{dt} (L_m + L_{r1r2}) i_{qr2} \quad (2.161)$$

$$v_{dr2} = 0 = \frac{d i_{ds}}{dt} L_m + \frac{d}{dt} (L_m + L_{r1r2}) i_{dr1} + \left[ R_{r2} + (L_m + L_{r2} + L_{r1r2}) \frac{d}{dt} \right] i_{dr2} \quad (2.162)$$

$$v_{qr2} = 0 = \frac{d i_{qs}}{dt} L_m + \frac{d}{dt} (L_m + L_{r1r2}) i_{qr1} + \left[ R_r + (L_m + L_{r2} + L_{r1r2}) \frac{d}{dt} \right] i_{qr2} \quad (2.163)$$

### 2.2.3. Ecuación del par expresada en los nuevos ejes de referencia

La expresión para el par electromagnético [103] en el marco de referencia de las variables arbitrarias, se obtiene transformando la ecuación del par mediante la matriz de transformación:

$$T_e = \left( \frac{P}{2} \right) [(K_s)^{-1} i_{qd0s}]^T \left( \frac{\partial}{\partial \theta_r} \right) [L'_{sr}] (K_r)^{-1} i'_{qd0r} \quad (2.164)$$

Par motor expresado en términos de intensidades:

$$T_e = \left( \frac{3}{2} \right) \left( \frac{P}{2} \right) M (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) \quad (2.165)$$

Dónde:

$$M = \left( \frac{3}{2} \right) L_{ms} \quad (2.166)$$

Otra forma de expresar el par es:

$$T_e = \left( \frac{3}{2} \right) \left( \frac{P}{2} \right) (\lambda'_{qr} i'_{dr} - \lambda'_{dr} i'_{qr}) \quad (2.167)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (2.168)$$

De las ecuaciones anteriores parece desprenderse que las inductancias de dispersión están involucradas en el proceso de conversión de energía. Realmente operando son eliminadas.

### 2.3. Uso de los sistemas de referencia. Resumen

Debido al gran número [103] [106] [134] [156] de operaciones que se realizarán en las ecuaciones y parámetros de la máquina de inducción: tensiones, intensidades, reactancias, etc., se realizará los cambios de variables antes analizados, se consigue facilitar el cálculo.

Se trabaja con dos ejes, retrasados 90° respecto al otro, con un tercer eje homopolar para posibles desequilibrios, en lugar de trabajar con los tres ejes solidarios a las tres fases, es decir, separados 120°.

Por tanto la finalidad de realizar el cambio de variables, es sustituir un sistema recorrido por tres intensidades  $i_a, i_b, i_c$  por otro recorrido por dos,  $i_d, i_q$ , y la componente homopolar  $i_0$ . El planteamiento para determinar las variables de la máquina es la siguiente:

- 1º cambio de las variables al sistema más simple (transformación de Blondel-Park)
- 2º formulación del sistema matricial de ecuaciones de la máquina, tensiones y par.
- 3º resolución de las ecuaciones diferenciales matriciales, diagrama de bloques.
- 4º obtención de los parámetros característicos del motor en régimen transitorio.

Según la velocidad angular del sistema de referencia bifásico (dq0), tendremos casos particulares de la transformación de Park, (o de Blondel), son:

- $\omega = 0$ , transformación de Scott.
- $\omega = \omega'$ , transformación general de Park o de Blondel.
- $\omega = \omega_s$ , transformación de sincronismo de Park, cuando la velocidad angular es la de sincronismo, coincide con la frecuencia de la red.
- $\omega_r$ , transformación con el sistema de referencia fijo al rotor.

Las ecuaciones de tensión en cada uno de los sistemas de referencia se puede obtener a partir de las ecuaciones de tensión teniendo en cuenta la velocidad  $\omega$ . Cuando  $\omega = 0$  sistema estacionario,  $\omega = \omega_r$  velocidad del rotor,  $\omega = \omega_s$  velocidad síncrona.

Normalmente las condiciones de funcionamiento determinará el sistema de referencia más conveniente en el análisis y la simulación. El sistema de referencia en estado estacionario se utiliza para simular el funcionamiento de la máquina de inducción. Si, por otra parte, los circuitos de rotor externo están desequilibrados pero las tensiones aplicadas al estator es un sistema equilibrado, entonces el sistema de referencia fijo en el rotor es el que se debe utilizar.

### 2.3.1. Transformación de Scott

Como se ha comentado, esta transformación es un caso particular de la transformación de Park con la velocidad angular  $\omega$  nula. En este caso, donde los ejes de referencia finales son fijos, pasan a recibir la denominación  $\alpha\beta 0$ .

Se expresa ahora la matriz anteriormente deducida matriz de transformación trifásica-bifásica estacionaria, ejes  $(\alpha\beta 0)$  estacionarios,  $\omega=0$ , que permite hacer el cambio de variables trifásicas a bifásicas estacionarias. Esta matriz de transformación es la Transformación de Scott.

$$[T_{\alpha\beta 0/abc}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.169)$$

$$[f_{\alpha\beta 0}] = [T_{\alpha\beta 0/abc}][f_{abc}] \quad (2.170)$$

$$[f_{abc}] = [T_{\alpha\beta 0/abc}]^{-1}[f_{\alpha\beta 0}] \quad (2.171)$$

Se puede decir, que un sistema trifásico equilibrado, de secuencia directa abc es equivalente a un sistema bifásico estático de secuencia  $\alpha\beta 0$ .

### 2.3.2. Transformación bifásica de Park

Hasta ahora, en la transformación de Scott, se ha hablado de una transformación de ejes trifásicos abc a ejes bifásicos estáticos  $\alpha\beta 0$ . Ahora se hará otro cambio de variables: de los ejes estáticos  $\alpha\beta 0$  a unos ejes bifásicos móviles dq0 con velocidad  $\omega$ .

De esta manera, si se hace la composición de las transformaciones de Scott y bifásica de Park, se obtiene una transformación de ejes trifásicos abc a unos ejes bifásicos móviles dq0. Esta transformación recibe el nombre de Blondel o general de Park. Esta transformación, es muy utilizada para la teoría de la máquina generalizada, en la cual, como se ha comentado, se utilizan los ejes denominados pseudoestacionarios, que son ejes estacionarios que simulan el comportamiento de ejes giratorios.

$$[T]_{\alpha\beta\gamma/dq0} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.172)$$

$$|[T_{\alpha\beta\gamma/dq0}]| = 1 \quad y \quad [T_{\alpha\beta\gamma/dq0}]^{-1} = [T_{\alpha\beta\gamma/adq0}]^T \quad (2.173)$$

$$[f_{\alpha\beta 0}] = [T_{\alpha\beta 0}][f_{dq0}] \quad (2.174)$$

$$[f_{dq0}] = [T_{\alpha\beta 0/abc}]^{-1}[f_{abc}] \quad (2.175)$$

### 2.3.3. Transformación general de Park o de Blondel

Esta transformación, se deduce, mediante las dos transformaciones estudiadas anteriormente, transformación de Scott, y de Park bifásica, respectivamente. Si se hacen estas dos transformaciones consecutivamente, se pasa de un sistema trifásico a un sistema bifásico estacionario, con la transformación de Scott, y gracias a la transformación bifásica de Park, la transformación transpuesta, relacionamos las componentes estacionarias con las bifásicas móviles.

### 2.3.4. Transformación con el sistema de referencia fijo al rotor

Se debe tener en cuenta, que los sistemas trifásicos, pueden estar en movimiento, como es el caso del rotor, la matriz de transformación siguiente, tiene en cuenta dicho movimiento.

$$\begin{aligned}
 & [T_r] \\
 & = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos((\omega - \omega_r)t + \theta) & \cos((\omega - \omega_r)t - 120^\circ + \theta) & \cos((\omega - \omega_r)t - 240^\circ + \theta) \\ -\text{sen}((\omega - \omega_r)t + \theta) & -\text{sen}((\omega - \omega_r)t - 120^\circ + \theta) & -\text{sen}((\omega - \omega_r)t - 240^\circ + \theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.176)
 \end{aligned}$$

# Capítulo nº3

---

*Normativa*

### **3.1. Obtención de los parámetros del circuito equivalente, en los motores de inducción jaula de ardilla trifásicos de baja tensión**

#### **3.1.1. Introducción**

Para la obtención [103] [141] de los parámetros característicos del circuito equivalente de los motores trifásicos en jaula, los métodos de ensayo [175] [176] son descritos en la norma UNE-EN 60034-28 de 28 de Mayo (Título Máquinas eléctricas rotativas. Parte 28: Métodos de ensayo para determinar las magnitudes de los esquemas del circuito equivalente para motores de inducción de jaula trifásicos de baja tensión. Correspondencia con la IEC 60034-28:2007), también se describen métodos de ensayos similares en la norma IEEE Std 112™ -2004. 112™ IEEE Standard test procedure for polyphase induction motors and Generators y UNE-EN 60034-2-1 (Título: Máquinas eléctricas rotativas. Parte 2-1: Métodos normalizados para la determinación de las pérdidas y del rendimiento a partir de ensayos [83] [84]).

En todos los ensayos descritos se realizan los cálculos por fase, y las medidas de los parámetros (tensiones, intensidades o resistencias) se determinan realizando la media aritmética de los datos medidos. UNE-EN 60034-28:2007, 6 Procedimientos de ensayo. 6.1 Generalidades “Deben utilizarse las medias aritméticas de las tres intensidades y las tres tensiones de línea. La resistencia de estator entre fases es el valor entre dos bornes cualquiera para los cuales se haya medido el valor de referencia a una temperatura conocida. Se recomienda que cuando se requieran medidas de tensión, intensidad, velocidad o potencia para cierto punto de carga, los datos del ensayo real sean el valor medio de varias medidas obtenidas en intervalos pequeños de tiempo con objeto de compensar las fluctuaciones de carga”. 6.2 Medida de resistencia entre fases del estator en corriente continua “Se debe medir y registrarla  $R_{ll,m}$ . La resistencia debe calcularse como el valor medio de las medidas de las tres fases”

Se han realizado los ensayos a diferentes motores trifásicos de inducción de potencias asignadas: 1,5 kW, 2,2 kW y 3,0 kW respectivamente. Se ha aplicado la norma (UNE-EN 60034-28:2007): datos tomados para cada una de las fases y aplicación estricta de la norma (medias de cada fase de los valores de resistencias, intensidades y tensiones), se comparan los datos y se analiza la sensibilidad de los mismos ante la fluctuación de la tensión.

#### **3.1.2. Equipos de medida utilizados**

Para la realización de los ensayos se ha dispuesto del siguiente equipo de medida: Fuente de alimentación trifásica con tensión regulable 0 a 250 V y una intensidad máxima de 10 A. Vatímetros digitales para una tensión máxima de 600 V y una intensidad máxima de 10 A. Analizador de redes Fluke 434. Termómetro de contacto y sonda de temperatura.

Para el ensayo en carga se han dispuesto los motores en una bancada y acoplado el motor al eje de la dínamo freno que la utilizamos como carga, conectando el devanado inducido a una resistencia de carga, de manera que variando la resistencia incrementemos la potencia en el motor de inducción ensayado

(Se mantiene la numeración original de la Norma) **UNE-EN 60034-28 DE 2007** “Ensayos para determinar las magnitudes de los esquemas del circuito equivalente para motores de inducción de jaula de ardilla de baja tensión” [176]

### 3. Símbolos

$f_N$  es la frecuencia asignada,  $s^{-1}$

$h$  es la altura de la barra de los conductores del rotor, m

$H$  es el tamaño de la carcasa de acuerdo con la Norma IEC 60072-1 (altura de eje), mm

$I_s$  es la intensidad de fase del estator, A

$I_r'$  es la intensidad del rotor, A

$L_m$  es la inductancia magnetizante, H

$L_s$  es la inductancia de dispersión del estator, H

$L_r'$  es la inductancia de dispersión del rotor, H

$L_\sigma$  es la inductancia de dispersión total, ( $=L_s + L_r'$ ), H

$L_{TS}$  es la inductancia total del estator, ( $=L_m + L_s$ ), H

$L'_{tr}$  es la inductancia total del rotor, ( $=L_m + L_r'$ ), H

$n$  es la velocidad de funcionamiento,  $s^{-1}$

$n_N$  es la velocidad asignada,  $s^{-1}$

$R$  es la resistencia de línea,  $\Omega$

$R_{fe}$  es la resistencia de pérdidas en el hierro del circuito equivalente,  $\Omega$

$R_{ll,m}$  es la resistencia entre fases del estator a la temperatura inicial de los devanados,  $\Omega$

$R_{s,25}$  es la resistencia de fase del estator corregida a una temperatura de 25° C,  $\Omega$

$R'_r$  es la resistencia de la jaula del rotor,  $\Omega$

$R'_{r,25}$  es la resistencia del rotor corregida a una temperatura ambiente de 25° C,  $\Omega$

$R'_{r,m}$  es la resistencia del rotor a la temperatura inicial del devanado,  $\Omega$

$s$  es el deslizamiento, en valores por unidad respecto a la velocidad síncrona

$s_N$  es el deslizamiento asignado

$U$  es la tensión en los bornes del estator, V

$U_s$  es la tensión de fase del estator, V

$U_N$  es la tensión en bornes asignada, V

$X_m$  es la reactancia magnetizante ( $= 2\pi f_1 \cdot L_m$ ),  $\Omega$

$X_s$  es la reactancia de dispersión del estator ( $= 2\pi f_1 \cdot L_s$ ),  $\Omega$

$X'_r$  es la reactancia de dispersión del rotor ( $= 2\pi f_1 \cdot L'_r$ ),  $\Omega$

$X_\sigma$  es la reactancia total de dispersión ( $= 2\pi f_1 \cdot L_\sigma$ ),  $\Omega$

$X_{ts}$  es la reactancia total del estator ( $= 2\pi f_1 \cdot L_{ts}$ ),  $\Omega$

$X'_{tr}$  es la reactancia total del rotor ( $= 2\pi f_1 \cdot L'_{tr}$ ),  $\Omega$

Z es la impedancia del motor,  $\Omega$

$\gamma_r$  es la conductividad de los conductores del rotor, S/m

$\xi$  es el factor de desplazamiento de corriente de los conductores del rotor

#### **4.2.1. Aparatos de medida para magnitudes eléctricas, velocidad y frecuencia**

Los aparatos de medida deben ser de clase de precisión 0,5 o mejor de acuerdo con la Norma IEC 60051-1. Sin embargo, la clase de precisión para las medidas de resistencia debe ser 0,1.

### **6. PROCEDIMIENTOS DE ENSAYO**

#### **6.2. Medida de resistencia entre fases del estator en corriente continua**

Se debe medir y registrar la  $R_{ll,m}$ . La resistencia debe calcularse como el valor medio de las resistencias de las tres fases. La temperatura del devanado  $\theta_0$  de acuerdo con el apartado 8.6.2 de la Norma IEC 60034-1.

#### **6.3. Ensayos en carga**

La temperatura del devanado del estator debe estar dentro de un margen de 5°C de la temperatura obtenida en un ensayo térmico a la potencia asignada.

Se aplica la tensión asignada a la frecuencia asignada en los bornes. Se incrementa la carga hasta que la intensidad sea igual a la intensidad asignada  $I_N$ .

Se miden y registran U, I,  $P_1$  y n. Se mide y registra la temperatura del devanado  $\theta_t$  de acuerdo con el apartado 8.6.2 de la Norma IEC 60034-1.

#### **6.4. Ensayo en vacío**

El ensayo en vacío debe realizarse justo después del ensayo en carga para asegurar la estabilización de las pérdidas y la temperatura definida.

Se ajusta la tensión de alimentación de frecuencia asignada, se miden y registran U, I, y  $P_1$  para al menos 10 valores de intensidad.

La tensión debe ser al menos un 110% de la tensión asignada del motor y no superar la tensión que daría lugar en vacío mayor del 150% de la intensidad asignada. La tensión más baja debe ser aproximadamente un 20% de la tensión asignada.

El ensayo debe realizarse lo más deprisa posible con las lecturas tomadas en orden decreciente de las tensiones.

Después del ensayo, se mide y registra la temperatura del devanado  $\theta_{NL}$  de acuerdo al apartado 8.6.2 de la Norma IEC 60034-1.

### 6.5.3. Ensayo de rotor bloqueado

Se bloquea el rotor y se aplica una tensión reducida de frecuencia asignada  $f_N$  en los bornes del motor. El desplazamiento tendrá un valor de 1,0. Se incrementa la tensión hasta que la intensidad  $I$  sea 1,5 veces la intensidad asignada  $I_N$ .

Se miden y registran  $U$ ,  $I$  y  $P_1$  para al menos 10 valores de intensidad aproximadamente equidistantes entre el 150% y el 10% de la intensidad asignada  $I_N$  incluyendo una lectura a la intensidad asignada.

## 7. DETERMINACIÓN DE LAS MAGNITUDES DEL MOTOR

### 7.1. Generalidades

El diagrama del circuito equivalente en T es normativo para los motores a los que se refiere esta norma.

Las resistencias están corregidas a una temperatura ambiente de 25 °C. Estas resistencias deben convertirse a la temperatura real del motor, antes de la aplicación de los valores.

Sin embargo, la resistencia equivalente de pérdidas en el hierro  $R_{fe}$  no debe corregirse por temperatura, pero sí por frecuencia cuando se apliquen frecuencias distintas de la frecuencia asignada.

### 7.2. Resistencia del devanado del estator $R_s$

La resistencia del devanado del estator  $R_s$  se determina mediante la resistencia entre fases medida  $R_{ll,m}$ , corregida a la temperatura del devanado de 25 °C.

- Devanados conectados en estrella:

$$R_{s,25} = \frac{1}{2} \cdot R_{ll,m} \cdot \frac{k_s + 25}{k_s + \theta_o} \quad (3.1)$$

- Devanados conectados en triángulo:

$$R_{s,25} = \frac{3}{2} \cdot R_{ll,m} \cdot \frac{k_s + 25}{k_s + \theta_o} \quad (3.2)$$

### 7.3. Resistencia equivalente de pérdidas en el hierro $R_{fe}$

#### 7.3.1. Pérdidas constantes

Restando las pérdidas del devanado del estator en vacío de la potencia de entrada en vacío se obtienen las pérdidas constantes  $P_k$  que son la suma de las pérdidas por rozamiento, ventilación y las pérdidas en el hierro.

Para cada valor de tensión registrado en el apartado 6.4, se restan las pérdidas del devanado del estator en vacío de la potencia de entrada para obtener las pérdidas constantes.

$$P_k = P_1 - 3 \cdot I_s^2 \cdot R_{s,25} \cdot \frac{k_s + \theta_{NL}}{k_s + 25} \quad (3.3)$$

Donde

$I_s = I$  para devanados conectados en estrella;

$I_s = I/\sqrt{3}$  para devanados conectados en triángulo.

#### 7.3.2. Pérdidas de ventilación y de rozamiento

Para cada una de las tensiones registradas con un 50% o menos de la tensión asignada durante el ensayo en vacío. Se representan gráficamente las pérdidas constantes  $P_k$ , calculadas según el apartado 7.3.1, en función de la tensión al cuadrado  $U^2$ . Extrapolando una línea recta hasta la tensión cero, la intersección con el eje de tensión cero corresponde a las pérdidas por rozamiento y ventilación  $P_{fw}$ .

Las pérdidas por rozamiento y ventilación se consideran independientes de la carga.

#### 7.3.3. Pérdidas en el hierro

Se determinan las pérdidas en el hierro según la expresión:

$$P_{fe} = P_k - P_{fw} \quad (3.4)$$

Se determina la resistencia equivalente de las pérdidas en el hierro:

$$R_{fe} = \frac{3 \cdot U_s^2}{P_{fe}} \quad (3.5)$$

Donde

$U_s = U_N/\sqrt{3}$  devanados conectados en estrella;

$U_s = U_N$  devanados conectados en triángulo.

**7.4. Inductancia total del estator  $L_{ts} = L_m + L_s$**

Con  $s = 0$ , la resistencia equivalente del rotor  $R'_r/s$  se hace infinita y por tanto la parte reactiva de la impedancia medida es debida únicamente a la conexión serie de las dos inductancias.

En este caso, la intensidad de línea  $I$  es igual a la intensidad magnetizante  $I_m$ .

Para cada una de las corrientes de línea medidas  $I$  (apartado 6.4).

Se determinan la impedancia del motor y el factor de potencia

- en el caso de devanados conectados en estrella:

$$Z_{s=0} = \frac{U}{I \cdot \sqrt{3}} \quad (3.6)$$

- en el caso de devanados conectados en triángulo:

$$Z_{s=0} = \frac{U \cdot \sqrt{3}}{I} \quad (3.7)$$

Se determina el factor de potencia

$$\cos \varphi = \frac{P_1}{U \cdot I \cdot \sqrt{3}} \quad (3.8)$$

Se determina la resistencia:

$$R_{s=0} = Z_{s=0} \cdot \cos \varphi \quad (3.9)$$

Se determina la corriente magnetizante:

- en el caso de devanados conectados en estrella:

$$I_m = I \quad (3.10)$$

- en el caso de devanados conectados en triángulo:

$$I_m = I/\sqrt{3} \quad (3.11)$$

Se determina la reactancia total del estator:

$$X_{ts} = \sqrt{Z_{s=0}^2 - R_{s=0}^2} \quad (3.12)$$

Se determina la inductancia total del estator:

$$L_{ts} = \frac{X_{ts}}{2 \pi \cdot f_N} \quad (3.13)$$

Se representan los valores de  $L_{ts}$  en función de los valores de  $I$ .

### 7.5. Inductancia de dispersión total $L_{\sigma}$

Si se conocen los detalles de diseño, se utiliza la relación calculada  $k_{\sigma} = \frac{L_s}{L_r}$ . En cualquier

otro caso, por definición se debe utilizar la relación  $k_{\sigma} = 0,67$  para motores de diseño especial (como los de doble jaula o los de rotor de barra profunda) y la relación  $k_{\sigma} = 1$  para motores de jaula simple.

Para cada intensidad medida  $I$ .

Se determinan la impedancia del motor y el factor de potencia

- en el caso de devanados conectados en estrella:

$$Z = \frac{U}{I \cdot \sqrt{3}} \quad (3.14)$$

- en el caso de devanados conectados en triángulo:

$$Z = \frac{U \cdot \sqrt{3}}{I} \quad (3.15)$$

Se determina el factor de potencia:

$$\cos \varphi = \frac{P_1}{U \cdot I \cdot \sqrt{3}} \quad (3.16)$$

Se determina la resistencia del estator:

$$R = Z \cdot \cos \varphi \quad (3.17)$$

Se determina la intensidad del estator

- en el caso de devanados conectados en estrella

$$I_s = I \quad (3.18)$$

- en el caso de devanados conectados en triángulo:

$$I_s = \frac{I}{\sqrt{3}} \quad (3.19)$$

Se determina la reactancia de dispersión total:

$$X_{\sigma a} = \sqrt{Z^2 - R^2} \quad (3.20)$$

Se determina la inductancia de dispersión total:

$$L_{\sigma a} = \frac{X_{\sigma a}}{2 \pi \cdot f_N} \quad (3.21)$$

### 7.5.2. Corrección del desplazamiento de la corriente mediante cálculos

Los cálculos se basan en el supuesto de que las barras del rotor tienen forma rectangular. Para la mayoría de los casos prácticos la exactitud de este procedimiento es suficiente.

Se determina la altura estimada de la barra del rotor:

$$h = \left(0,21 - \frac{2p}{100}\right) \cdot \frac{H}{1\,000} \quad (3.22)$$

dónde p es el número de pares de polos.

El tamaño de carcasa del motor H es la altura del eje en milímetros.

Se determina  $\xi$

$$\xi = h \cdot \sqrt{\pi \cdot 2f \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot \gamma_r} \quad (3.23)$$

para los ensayos conforme al apartado 6.5.2

ó:

$$\xi = h \cdot \sqrt{\pi \cdot f \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot \gamma_r} \quad (3.24)$$

para los ensayos conforme al apartado 6.5.3

Donde  $\gamma_r$  es la conductividad de las barras del rotor en S/m.

Se determina el factor de efecto pelicular:

$$k_i = \frac{3}{2\xi} \cdot \frac{\sinh(2\xi) - \sin(2\xi)}{\cosh(2\xi) - \cos(2\xi)} \quad (3.25)$$

Se determina la inductancia de dispersión total:

$$L_\sigma = L_{\sigma a} \frac{k_\sigma + 1}{k_\sigma + k_i} \quad (3.26)$$

Se representan los valores de  $L_\sigma$  en función de los valores de I.

### 7.6. Inductancia de magnetización $L_m$ y tensión $U_m$

Para cada una de las corrientes magnetizantes  $I_m$  se determina la inductancia total del estator  $L_{ts}$  mediante el apartado 7.4 y se calcula la inductancia de dispersión total correspondiente  $L_\sigma$  mediante el apartado 7.5 interpolando linealmente los valores determinados con la intensidad de fase  $I_s$ . la inductancia magnetizante  $L_m$  resulta:

$$L_m = L_{ts} - L_\sigma = L_{ts} - \frac{L_\sigma}{1 + 1/k_\sigma} \quad (3.27)$$

Se representan los valores de  $L_m$  en función de I.

Se determina la tensión magnetizante:

$$U_m = 2 \pi \cdot f_N \cdot L_m \cdot I_m \quad (3.28)$$

Se representan los valores de  $L_m$  en función de los valores de  $U_m$ .

### 7.7. Inductancias de dispersión del estator y del rotor $L_s$ y $L'_r$

Para cada uno de los valores determinados de la inductancia total del estator  $L_{ts}$ , de la inductancia de dispersión total  $L_\sigma$  y de la inductancia magnetizante  $L_m$ , las inductancias de dispersión resultan:

$$L_s = L_{ts} - L_m; \quad L'_r = L_\sigma - L_s \quad (3.29)$$

Se representan los valores de  $L_s$  y  $L'_r$  en función de  $I_m$ .

### 7.8. Inductancias para cálculos a flujo constante (carga asignada)

Se determina la intensidad del estator en condiciones asignadas:

- en el caso de devanados conectados en estrella:

$$I_s = I_N \quad (3.30)$$

- en el caso de devanados conectados en triángulo:

$$I_s = \frac{I_N}{\sqrt{3}} \quad (3.31)$$

Se determina la inductancia  $L_s$  según el apartado 7.7 mediante interpolación lineal con la intensidad del estator  $I_s$ .

Se determina la tensión del estator:

- en el caso de devanados conectados en estrella:

$$U_s = \frac{U_N}{\sqrt{3}} \quad (3.32)$$

- en el caso de devanados conectados en triángulo:

$$U_s = U_N \quad (3.33)$$

Se determina la tensión magnetizante:

$$U_{ma} = U_s - I_s \cdot \left( \cos \varphi_N \cdot R_{s,25} + \sqrt{1 - (\cos \varphi_N)^2} \cdot 2\pi \cdot f_N \cdot L_s \right) \quad (3.34)$$

$$U_{mb} = I_s \cdot \left( \sqrt{1 - (\cos \varphi_N)^2} \cdot R_{s,25} - \cos \varphi_N \cdot 2\pi \cdot f_N \cdot L_s \right) \quad (3.35)$$

$$U_m = \sqrt{U_{ma}^2 + U_{mb}^2} \quad (3.36)$$

Se determina la inductancia  $L_m$  según el apartado 7.6 mediante interpolación lineal con la tensión magnetizante  $U_m$ .

Se determina la corriente a través de la inductancia de dispersión del rotor  $L'_r$ :

$$I'_r = \sqrt{\left(\frac{U_{mb}}{2\pi \cdot f_N \cdot L_m} - I_s \cdot \cos \varphi_N\right)^2 + \left(I_s \cdot \sqrt{1 - (\cos \varphi_N)^2} - \frac{U_{ma}}{2\pi \cdot f_N \cdot L_m}\right)^2} \quad (3.37)$$

Se determina la inductancia  $L'_r$  según el apartado 7.7 mediante interpolación lineal con la intensidad del rotor  $I'_r$ .

### 7.9. Resistencia de la jaula del rotor $R'_r$ referida al devanado estático

A partir del ensayo en carga se determina el deslizamiento:

$$s = \frac{n_{syn} - n}{n_{syn}} \quad (3.38)$$

Se determina la tensión e intensidad del estator:

- en el caso de devanados conectados en estrella:

$$U_s = \frac{U_N}{\sqrt{3}} \quad ; \quad I_s = I \quad (3.39)$$

- en el caso de devanados conectados en triángulo:

$$U_s = U \quad ; \quad I_s = \frac{I}{\sqrt{3}} \quad (3.40)$$

Se determina el factor de potencia:

$$\cos \varphi = \frac{P_1}{U \cdot I \cdot \sqrt{3}} \quad (3.41)$$

Se determina la inductancia de dispersión del estator  $L_s$  según el apartado 7.7 mediante interpolación lineal con la intensidad del estator  $I_s$ .

Se determina la tensión magnetizante:

$$U_{ma} = U_s - I_s \cdot \left( \cos \varphi_N \cdot R_{s,25} \cdot \frac{k_s + \theta_L}{k_s + 25} + \sqrt{1 - (\cos \varphi_N)^2} \cdot 2\pi \cdot f_N \cdot L_s \right) \quad (3.42)$$

$$U_{mb} = I_s \cdot \left( \sqrt{1 - (\cos \varphi_N)^2} \cdot R_{s,25} \cdot \frac{k_s + \theta_L}{k_s + 25} - \cos \varphi_N \cdot 2\pi \cdot f_N \cdot L_s \right) \quad (3.43)$$

$$U_m = \sqrt{U_{ma}^2 + U_{mb}^2} \quad (3.44)$$

Se determina la inductancia magnetizante  $L_m$  según el apartado 7.6 mediante interpolación lineal con la tensión magnetizante  $U_m$ .

Se determina la intensidad del rotor:

$$I_r' = \sqrt{\left(\frac{U_{mb}}{2\pi \cdot f_N \cdot L_m} - I_s \cdot \cos \varphi_N\right)^2 + \left(I_s \cdot \sqrt{1 - (\cos \varphi_N)^2} - \frac{U_{ma}}{2\pi \cdot f_N \cdot L_m}\right)^2} \quad (3.45)$$

Se determina la inductancia de dispersión del rotor  $L_r'$  según el apartado 7.7 mediante interpolación lineal con la intensidad del rotor  $I_r'$ .

Se determina la impedancia del motor

- en el caso de devanados conectados en estrella:

$$Z = \frac{U}{I \cdot \sqrt{3}} \quad (3.46)$$

- en el caso de devanados conectados en triángulo:

$$Z = \frac{U \cdot \sqrt{3}}{I} \quad (3.47)$$

Se determina la reactancia del motor:

$$X = Z \cdot \sqrt{1 - (\cos \varphi)^2} \quad (3.48)$$

Se determinan las reactancias:

$$X_r' = 2 \pi \cdot f_N \cdot L_r' \quad (3.49)$$

$$X_s = 2 \pi \cdot f_N \cdot L_s \quad (3.50)$$

$$X_m = 2 \pi \cdot f_N \cdot L_m \quad (3.51)$$

Se determina la resistencia del rotor referida al devanado estático y corregido a una temperatura de referencia de 25 °C:

$$R_{r,25}' = s \cdot (X_r' + X_m) \sqrt{\frac{\frac{X_m \cdot X_r'}{X_m + X_r'} - (X - X_s)}{X - X_s - X_m}} \cdot \frac{k_r + 25}{k_r + \theta_L} \quad (3.52)$$

**UNE-EN 60034-2-1:2007.** Máquinas Eléctricas Rotativas. Parte 2-1: Métodos normalizados para la determinación de pérdidas y del rendimiento a partir de ensayos (excepto las máquinas para vehículos de tracción). [175]

### **Introducción**

Título original: Rotating electrical machines.

Part 2-1: Standard methods for determining losses and efficiency from teste.

Editor: International Electrotechnical Commission.

Edición: 2007.

El procedimiento para la determinación del circuito equivalente es muy similar al descrito por la norma americana IEEE Std 112 (2004): Standard test procedure for polyphase induction motors and generators.

### **3. Consideraciones respecto a las medidas a realizar**

Con respecto a las mediciones:

- Tensión aplicada: se toma la media aritmética de las tensiones de línea medidas.
- Corriente absorbida: se toma la media aritmética de las corrientes de línea medidas.
- Resistencia: se toma la media aritmética de las resistencias medidas.
- Frecuencia: se admite una tolerancia del 0,3% respecto a la frecuencia nominal.

Respecto a los aparatos de medida:

- Precisión de los aparatos de medida: 0,2 %.
- Precisión de los transformadores de medida: 0,3%.
- Precisión en las medidas de par: 0,2 %.
- Precisión en las medidas de frecuencia: 0,2 %.
- Precisión en las medidas de resistencia: 0,2 %.
- Precisión en las medidas de velocidad: 0,1% o 1 rpm.
- Precisión en Las medidas de temperatura: 1°C.

## **5.7. Resistencia**

### **5.7.1. Resistencia de ensayo**

La resistencia del devanado  $r$  es el valor óhmico, determinado por los métodos apropiados.

Para las máquinas de corriente alterna polifásicas  $R = R_{ll}$  es la resistencia entre fases del estator o del devanado inducido de acuerdo con el apartado 3.5.3. En el caso de máquinas de inducción de rotor bobinado,  $R_{r,ll}$  es la resistencia entre fases del rotor. La resistencia en el ensayo al final del ensayo térmico debe determinarse de la misma manera que el procedimiento de extrapolación descrito en el apartado 8.6.2.3.3 de la Norma IEC 60034-1, utilizando el tiempo más corto posible en vez del intervalo de tiempo especificado en la tabla 5 de la Norma IEC 60034-1, y extrapolando a cero.

La temperatura de ensayo de los devanados debe determinarse de acuerdo con el apartado 5.7.2.

Cuando la resistencia del devanado (en carga) no puede medirse directamente, el valor de la resistencia de ensayo debe ajustarse mediante la diferencia entre la temperatura de la resistencia medida y la temperatura obtenida de acuerdo con el apartado 5.7.2 métodos 5.7.2, métodos a) a e).

**5.7.2. Temperatura del devanado**

La temperatura de ensayo del devanado del debe determinarse mediante uno de los siguientes métodos (mostrados en orden de preferencia):

- a) temperatura determinada a partir de la resistencia  $R_N$  del ensayo con la carga asignada obtenida mediante el procedimiento de extrapolación descrito en el apartado 5.7.1;
- b) temperatura medida directamente mediante ETD o termopar;
- c) temperatura determinada de acuerdo con el punto a) sobre una máquina duplicada de la misma construcción y diseño eléctrico;
- d) d) cuando la capacidad de carga no está disponible, determinar la temperatura de funcionamiento de acuerdo con la Norma IEC 61986;
- e) cuando la resistencia  $R_N$  del ensayo con la carga asignada no puede medirse directamente, la temperatura del devanado debe suponerse igual a la temperatura de referencia de la clase térmica asignada dada en la tabla 4.

Tabla 4- Temperatura de referencia

Clase térmica del sistema de aislamiento	Temperatura de referencia °C
130 (B)	95
155 (F)	115
180 (H)	135

Si el calentamiento o la temperatura asignados se especifican como los de una clase térmica inferior a la utilizada en la construcción, la temperatura de referencia debe ser el de clase térmica inferior.

**5.7.3. Corrección a la temperatura del fluido refrigerante de referencia**

Los valores de resistencia del devanado registrados durante el ensayo deben referirse a una temperatura de referencia normalizada de 25°C. El factor de corrección para ajustar la resistencia del devanado (y el deslizamiento en el caso de máquinas de inducción de jaula) a una temperatura de referencia normalizada de 25°C del fluido refrigerante, debe determinarse por

$$k_{\theta} = \frac{235 + \theta_w + 25 - \theta_c}{235 + \theta_w} \quad (3.53)$$

Dónde:

$k_{\theta}$  es el factor de corrección de temperatura para los devanados;

$\theta_c$  es la temperatura de entrada del fluido refrigerante durante el ensayo;

$\theta_w$  es la temperatura del devanado de acuerdo con el apartado 5.7.2.

La constante de temperatura es 235 para el cobre; 225 para el aluminio.

#### **6.4.2.3. Pérdidas de rozamiento y de ventilación, pérdidas en el hierro**

Ensayar un número mínimo de siete valores de tensión, incluyendo la tensión asignada, de manera que:

- Cuatro o más valores se lean aproximadamente equidistantes entre el 125% y el 60% de la tensión asignada;
- Tres o más valores se lean aproximadamente equidistantes entre el 50% y aproximadamente el 20% de la tensión asignada, o (para una máquina funcionando desacoplada) hasta un punto donde la corriente no disminuya más.

El ensayo debe realizarse tan rápidamente como sea posible tomando las lecturas en orden descendente de tensiones. Registrar en cada uno de los valores de tensión:  $U_0$ ,  $I_0$ ,  $P_0$ ,  $R_0$ .

Dónde:

$R_0$  se determina midiendo la resistencia después de las lecturas a la tensión más baja.

NOTA1 Para las máquinas de corriente alterna,  $R_0$  es  $R_{ii,0}$ .

#### **6.4.4.2. Ensayo de la curva de carga**

NOTA1 Este ensayo es aplicable principalmente para la determinación de las pérdidas adicionales de los motores de inducción.

Antes de comenzar el registro de datos para este ensayo, la temperatura de los devanados debe estar dentro de 5K de la temperatura  $\theta_N$  obtenida a partir del ensayo de temperatura con la carga asignada.

La máquina debe cargarse mediante los medios adecuados.

Aplicar la carga a la máquina en seis puntos de carga. Cuatro puntos de carga deberían elegirse para que estuvieran aproximadamente equidistantes entre una carga mínima no inferior al 25% y una carga del 100%. Los dos puntos de carga restante, aproximadamente equidistante, deberían elegirse adecuadamente por encima del 100%, pero sin superar el 150%. Cuando se carga la máquina, comenzar en el valor de carga mayor. La resistencia utilizada para las cargas inferiores al 100% debe determinarse entonces como una función lineal con la carga, utilizando la lectura antes del ensayo con la carga más alta y después de la lectura más baja con la carga del 25%.

NOTA 2 En máquinas de corriente alterna, la resistencia también pueden determinarse midiendo la temperatura del devanado del estator utilizando un dispositivo sensor de temperatura instalado en el devanado. Entonces las

resistencias para cada punto de carga pueden determinarse a partir de la temperatura del devanado en ese punto en relación con la resistencia y la temperatura medidas antes del comienzo del ensayo.

Registrar para cada punto de carga: U, I,  $P_1$ , R, n, f y T.

Dónde R está de acuerdo con el apartado 5.7.1.

#### **6.4.4.4. Método del circuito equivalente (máquinas de inducción)**

##### **6.4.4.4.1. Generalidades**

Este método puede aplicarse cuando no es posible realizar un ensayo en carga. Se basa en el modelo en T convencional del circuito por fase de una máquina de inducción, incluyendo una resistencia equivalente para las pérdidas en el hierro en paralelo con la reactancia de campo principal. Los parámetros y magnitudes del lado del rotor se refieren al lado del estator; esto se indica mediante la presencia del apóstrofe (') en los símbolos.

La aplicación del método a las máquinas de inducción de jaula requiere que los siguientes valores designados estén disponibles.

- $X_{\sigma s}/X'_{\sigma r}$  relación entre la reactancia de dispersión del estator y la reactancia de dispersión del rotor referida al estator.
- $\alpha_r$  coeficiente de temperatura de los devanados del rotor (conductividad referida a 0°C)
- $X_{\sigma s}, X_m$  reactancia de dispersión del estator y reactancia de magnetización.

NOTA 1 Cuando se utiliza el método del circuito equivalente, todas las tensiones, corrientes e impedancias son valores por fase para una máquina trifásica en conexión Y; las potencias y potencias reactivas son para la máquina completa.

NOTA 2 Para cobre,  $\alpha_r = 1/235$  y para el aluminio  $\alpha_r = 1/225$ .

NOTA 3 En el apartado 8.2.2.4.3 se da un método para obtener los parámetros del modelo.

##### **6.4.4.4.3. Ensayos a la frecuencia asignada**

Los valores de impedancia pueden determinarse también a partir de los ensayos siguientes.

- a) Reactancia a partir del ensayo de rotor bloqueado a la frecuencia asignada, tensión reducida y la intensidad asignada: registrar tensión, corriente, potencia, frecuencia y temperaturas.
- b) Resistencia con el rotor girando:
  - 1) a partir de un ensayo con carga reducida a la frecuencia asignada estabilizada y la tensión asignada. Registrar tensión, potencia, corriente, deslizamiento y temperaturas para el punto de carga; o
  - 2) a partir de un ensayo en circuito abierto, tras un funcionamiento en vacío a la frecuencia asignada estabilizada y la tensión asignada. Registrar la tensión de circuito abierto y la temperatura del devanado en función del tiempo, después de que el motor se desconectó tras el ensayo en vacío.

### 8.2.2.3. Pérdidas constantes

#### 8.2.2.3.1. Generalidades

Restando las pérdidas del devanado en vacío (a la temperatura durante el ensayo en vacío) de la potencia de entrada en vacío se obtienen las pérdidas constantes que son la suma de las pérdidas de rozamiento, de ventilación y en el hierro. Determinar las pérdidas constantes para cada uno de los valores de tensión registrados en el apartado 6.4.2.3.

$$P_k = P_0 - P_S = P_{fe} + P_{fw} \quad (3.54)$$

dónde

$$P_S = 1,5 \cdot I_0^2 \cdot R_{l0} \quad (\text{véase 6.4.2.3}) \quad (3.55)$$

#### 8.2.2.3.2. Pérdidas de rozamiento y ventilación

A partir de los puntos de pérdidas en vacío determinados anteriormente, utilizar todos aquellos que no muestran un efecto de saturación significativo y dibujar una curva de pérdidas constantes ( $P_k$ ) frente a la tensión al cuadrado ( $U_0^2$ ). Extrapolar una línea recta hasta la tensión cero. La intersección con el eje de tensión cero son las pérdidas de rozamiento y ventilación  $P_{fw}$ .

NOTA Las pérdidas de rozamiento y de ventilación se consideran independientes de la carga y puede utilizarse el mismo valor para cada uno de los puntos de carga.

#### 8.2.2.3.3. Pérdidas en el hierro

A partir de los valores de la tensión entre el 60% y 125% de la tensión asignada, trazar una curva de  $P_{fe} = P_k - P_{fw}$  en función de la tensión  $U_0$ . Las pérdidas en el hierro del punto de carga deseado se toman de la curva a tensión  $U_r$  que tiene en cuenta la caída de tensión resistiva en el devanado primario:

$$U_r = \sqrt{\left(U - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I \cdot R \cos \varphi\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I \cdot R \sin \varphi\right)^2} \quad (3.56)$$

dónde

$$\cos \varphi = \frac{P_1}{\sqrt{3} \cdot U \cdot I} \quad ; \quad \sin \varphi = \sqrt{1 - \cos^2 \varphi} \quad (3.57)$$

$U$ ,  $P_1$ ,  $I$ , y  $R$  según el apartado 6.4.4.2 (ensayo en carga)

### 8.2.2.4.3. Pérdidas a partir del método del circuito equivalente

#### 8.2.2.4.3.1. Valores que provienen de mediciones

El método se basa en el circuito de modelo en T.

El procedimiento descrito en este apartado se basa en el método del apartado 6.4.4.4.2. (Ensayos a frecuencia reducida). Cuando se utiliza el método del apartado 6.4.4.4.3 obsérvense las siguientes desviaciones:

- a) las reactancias se calculan de la misma manera que en el apartado 8.2.2.4.3.2;
- b) la resistencia del rotor en funcionamiento se determina:
  - utilizando el ensayo descrito en el punto 6.4.4.4.3 a por cálculo inverso utilizando el circuito equivalente, suponiendo un valor para  $R'_r$ . Ajustar el valor de  $R'_r$  hasta que la potencia calculada esté dentro del 0,1% de la potencia medida, o la corriente calculada esté dentro del 0,1% de la corriente medida;
  - utilizando el ensayo descrito en el punto 6.4.4.4.3 b) mediante la determinación de la constante de tiempo a partir de la pendiente de la gráfica de la tensión decreciente y el tiempo en el ensayo de circuito abierto. Determinar  $R'_r$  a partir de la ecuación:

$$R'_{r} = \frac{(X_m + X'_{\sigma r})}{2\pi f \tau_0} \quad (3.58)$$

dónde

$X_m$  es la reactancia magnetizante;

$X_{\sigma r}$  es la reactancia de dispersión del rotor;

$f$  es la frecuencia de línea;

$\tau_0$  es la constante de tiempo en circuito abierto.

Corregir el valor de  $R'_r$  a la temperatura de funcionamiento a partir de la temperatura de ensayo.

Determinar las potencias reactivas

- a partir del ensayo en vacío a la tensión asignada  $U_0 = U_N$  y frecuencia asignada (6.4.2.2)

$$P_{Q,0} = \sqrt{(3U_0 I_0)^2 - P_0^2} \quad (3.59)$$

- a partir del ensayo de rotor bloqueado a frecuencia reducida (6.4.4.4.2)

$$P_{Q,1r} = \sqrt{(3U I)^2 - P_1^2} \quad (3.60)$$

Dónde:  $U_0$ ,  $I_0$  y  $P_0$  son la tensión de fase, la corriente de fase y la potencia suministrada a partir del ensayo en vacío con la tensión asignada en los bornes.

$U$ ,  $I$ ,  $P_1$  son la tensión de fase, la corriente de fase y la potencia suministrada, a partir del ensayo de impedancia con rotor bloqueado (6.4.4.4.3) a las frecuencias  $f$  de este ensayo.

### 8.2.2.4.3.2. Parámetros del circuito equivalente

Los parámetros del circuito equivalente se determinan en los siguientes pasos:

- Reactancias

Calcular las reactancias  $X_m$  a partir del ensayo en vacío y  $X_{\sigma s,lr}$  a partir del ensayo de rotor bloqueado a un 25% de la frecuencia asignada.

$$X_m = \frac{3 \cdot U_0^2}{P_{Q,0} - 3 \cdot X_{\sigma s} \cdot I_{10}^2} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{X_{\sigma s}}{X_m}\right)^2} \quad (3.63)$$

$$X_{\sigma s,lr} = \frac{P_{Q,lr}}{3 I^2 \left(1 + \frac{X_{\sigma s}}{X'_{\sigma r}} + \frac{X_{\sigma s}}{X_m}\right)} \cdot \left(\frac{X_{\sigma s}}{X'_{\sigma r}} + \frac{X_{\sigma s}}{X_m}\right) \quad (3.64)$$

$$X_{\sigma s} = \frac{f_N}{f_{lr}} X_{\sigma s,lr} \quad (3.65)$$

$$X'_{\sigma r} = \frac{X_{\sigma s}}{X_{\sigma s}/X'_{\sigma r}} \quad (3.66)$$

Calcular, utilizando los valores designados como valores de partida (6.4.4.4.1):

$$X_{\sigma s}, X_m \text{ y } \frac{X_{\sigma s}}{X'_{\sigma r}} \quad (3.67)$$

Recalcular hasta que  $X_m$  y  $X_{\sigma s}$  se desvíen menos del 0,1% de los valores del paso anterior.

- Resistencia de pérdidas en el hierro

Determinar la resistencia por fase, equivalente a las pérdidas en el hierro a la tensión asignada según

$$R_{fe} = \frac{3 U_{N,ph}^2}{P_{fe}} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{X_{\sigma s}}{X_m}\right)^2} \quad (3.68)$$

$P_{fe}$  son las pérdidas en el hierro de acuerdo con el apartado 8.2.2.3.3 a partir de  $P_0$  a la tensión asignada.

- Resistencia del rotor

Determinar la resistencia del rotor corregida, para cada punto del ensayo de impedancia con el rotor bloqueado:

$$R'_{r,lr} = \left( \frac{P_1}{3 \cdot I^2} - R_s \right) \cdot \left( 1 + \frac{X'_\sigma}{X_m} \right)^2 - \left( \frac{X'_{\sigma r}}{X_{\sigma s}} \right)^2 \cdot \left( \frac{X_{\sigma s,lr}^2}{R_{fe}} \right) \quad (3.69)$$

$R_s$  es la resistencia por fase del devanado del estator a la temperatura correspondiente  $\theta_w$ .

NOTA Si la temperatura del devanado del rotor se desvía mucho de la temperatura del devanado del estator el método será inexacto.

La resistencia del rotor corregida a la temperatura de referencia (5.7.2 y tabla 4) viene dada, para cada frecuencia del ensayo de impedancia con el rotor bloqueado, por

$$R''_{r,lr} = R'_{r,lr} \cdot \frac{1 + \alpha_r \theta_{ref}}{1 + \alpha_r \theta_w} \quad (3.70)$$

Trazar una curva de los valores de  $R''_{r,lr}$  en función de la frecuencia  $f_{lr}$ ; la intersección con  $f_{lr} = 0$  da la resistencia del rotor referida al estator  $R'_r$ .

- Impedancias dependientes de la carga

Para cada punto de carga intermedio deseado, calcular los valores de la impedancia y la admitancia dependiente del deslizamiento:

$$Z_r = \sqrt{(R'_r/s)^2 + X'^2_{\sigma r}} \quad (3.71)$$

$$Y_g = \sqrt{\left( \frac{R'_r/s}{Z_r^2} + \frac{1}{R_{fe}} \right)^2 + \left( \frac{X'_{\sigma r}}{Z_r^2} + \frac{1}{X_m} \right)^2} \quad (3.72)$$

$$R_g = \frac{\frac{R'_r/s}{Z_r^2} + \frac{1}{R_{fe}}}{Y_g^2} X_g = \frac{\frac{X'_{\sigma r}}{Z_r^2} + \frac{1}{X_m}}{Y_g^2} \quad (3.73)$$

Calcular la impedancia resultante vista desde los bornes:

$$R = R_s + R_g \quad X = X_{\sigma s} + X_g \quad Z = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (3.74)$$

dónde:

$s$  es el deslizamiento estimado;

$R_s$  es la resistencia por fase del devanado del estator a la temperatura de referencia  $\theta_{ref}$ .

### 8.2.2.4.3.3. Corrientes y pérdidas

Los valores de funcionamiento se determinan en los siguientes pasos.

Determinar:

corriente de fase del estator;

$$I_s = \frac{U_N}{Z} \quad (3.75)$$

corriente de fase del rotor;

$$I'_r = I_s \frac{1}{Y_g Z_r} \quad (3.76)$$

potencia en el entrehierro transferida al rotor;

$$P_\delta = 3 I'^2_r \frac{R'_r}{s} \quad (3.77)$$

pérdidas en el hierro:

$$P_{fe} = 3 I_s^2 \frac{1}{Y_g^2 R_{fe}} \quad (3.78)$$

pérdidas en los devanados del estator y el rotor;

$$P_s = 3 I_s^2 R_s \quad P_r = 3 I'^2_r R'_r \quad (3.79)$$

pérdidas adicionales en carga;

$$P_{LL} = P_{LL,N} \left( \frac{I'_r}{I'_{r,N}} \right)^2 \quad (3.80)$$

a partir de un valor de  $P_{LL,N}$  a la carga asignada, ya sea atribuido (8.2.2.5.3), medido (8.2.2.5.2) o determinado de acuerdo con el apartado (8.2.2.5.4).

Las pérdidas totales son:

$$P_T = P_s + P_{fe} + P_r + P_{LL} + P_{fw} \quad (3.81)$$

Dado que la potencia de entrada y la potencia en el eje son

$$P_1 = 3 I_s^2 R \quad P_2 = P_1 - P_T \quad (3.82)$$

El deslizamiento se debe corregir, y los cálculos de las corrientes y las pérdidas se deben repetir hasta que  $P_2$  para el funcionamiento como motor, o  $P_1$  para el funcionamiento como generador, estén suficientemente cercanas al valor deseado.

El rendimiento (funcionamiento como motor) viene dado por:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \quad (3.83)$$

# Capítulo nº4

---

*Metaheurísticas*

### 4.1. Conceptos generales de optimización

Existen áreas del [28] conocimiento y de la resolución de problemas humanos donde surgen la necesidad de la mejora de determinados procesos o la obtención de mejores soluciones (generales o particulares). La disciplina que estudia este tipo de problemas y sus diversas alternativas es conocida como optimización. Los problemas de optimización [46] pueden clasificarse en función de diferentes factores como son su complejidad, la existencia o no de restricciones, su carácter estático o dinámico, lineal o no lineal, mono-objetivo o multi-objetivo, etc. En cuanto a las técnicas de búsqueda [53], estas se pueden clasificar en función de si aseguran obtener el resultado óptimo exactas [57] o permiten obtener soluciones cercanas al óptimo (aproximadas).

La optimización combinatoria consiste en encontrar la mejor solución óptima de entre un conjunto finito de soluciones alternativas. La calidad de la solución o soluciones (optimalidad) viene definida por la capacidad de dichas soluciones para minimizar o maximizar una determinada función denominada función objetivo, la función objetivo, compuesta por un conjunto determinado de variables definidas sobre un conjunto discreto. Esta disciplina tiene numerosas aplicaciones en diferentes ámbitos: ciencias, ingeniería, industria, logística, organización de empresas, etc.

De acuerdo con la definición utilizada por Blum y Roli [28], un problema de optimización combinatoria (Combinatorial Optimization Problem, (COP) se puede definir utilizando los siguientes conceptos:

- un conjunto de variables  $X=(x_1 , \dots, x_n)$ ;
- dominios de las variables  $D_1 , \dots, D_n$ ;
- una función objetivo  $f : D_1 \times \dots \times D_n \rightarrow \mathbb{R}^+$ ;
- un conjunto de restricciones entre las variables

El conjunto de todas las soluciones que satisfacen las restricciones entre las variables constituye el llamado espacio de búsqueda, o espacio de soluciones,  $F$ . Matemáticamente,  $F=[s=(x_1,u_1),\dots,(x_n,u_n)]$  con  $u_i \in D_i$ , con  $i =1,\dots,n$ , tal que  $s$  satisface todas las restricciones del problema. La función objetivo transforma los vectores de decisión ( $s$ ) desde el espacio de búsqueda hacia un espacio objetivo  $Z \in \mathbb{R}$ . De esta forma, en un problema de minimización, el objetivo es encontrar una o varias soluciones  $s' \in F$  tal que  $f (s') \leq f (s)$ , con  $s \in F$ . La solución se denomina óptimo global del COP.

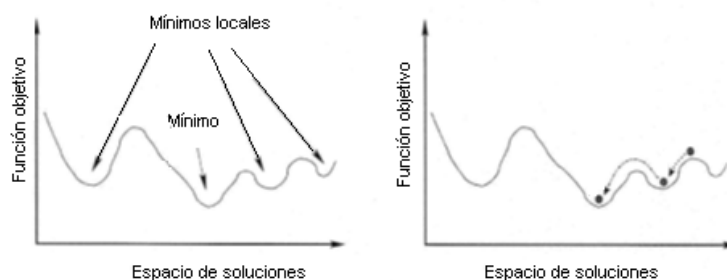


Figura nº 4.1:(a) Problema de optimización con varios mínimos locales y un mínimo global, (b) mejora de soluciones

Todo problema de programación lineal consiste en una función objetivo lineal que se ha de minimizar o maximizar a la vez que sus variables están sujetas a restricciones también lineales. Si además se exige que las variables tomen valores enteros nos encontramos ante un problema de programación lineal-entera. Un amplio número de problemas de optimización combinatoria pueden ser resueltos en tiempo polinómico utilizando los métodos y teoría de la programación lineal. Sin embargo, en el caso de que el problema a resolver pertenezca a la categoría de los llamados NP-completos, la capacidad de encontrar una solución exacta es inversamente proporcional al tamaño del problema. Bajo dichas circunstancias, el uso de técnicas deterministas suele resultar ineficiente, por lo que resulta conveniente aplicar técnicas heurísticas que permitan encontrar soluciones, si no óptimas, al menos aproximadas en tiempos de ejecución razonablemente reducidos. Además de la heurística, es habitual en los procesos de optimización hablar de técnicas metaheurística.

## 4.2. Metaheurísticas. Introducción

En las últimas décadas se ha desarrollado una nueva clase de algoritmos de aproximación que básicamente tratan de combinar métodos heurísticas básicos en un marco de alto nivel orientado a buscar la eficiencia en el proceso de búsqueda [28] [46]. Durante los años 80 y principios de los 90 estas técnicas se conocieron como heurísticas modernas. Dichas técnicas consisten en procedimientos sistemáticos de prueba que ofrecen soluciones aceptables, no necesariamente óptimos absolutos, para problemas donde el espacio de soluciones es indeterminado o lo suficientemente amplio como para que no pueda ser realizado en un tiempo de procesado aceptable. En muchos casos, las técnicas heurísticas se diseñan en función de las características particulares del problema a resolver [53]. En la actualidad existe un gran número de técnicas heurísticas de optimización.

Una metaheurística [28] se puede describir como un proceso iterativo maestro que guía y modifica las operaciones búsqueda heurística subordinadas para producir la mejora de las soluciones de alta calidad encontradas en un tiempo reducido. Las heurísticas subordinadas pueden ser procedimientos de alto o bajo nivel, un método de búsqueda local o simplemente un método constructivo. En el estudio de los problemas planteados, es necesario analizar detalladamente el problema a resolver para determinar cuál de ellas es la que se presupone puede tener un mayor éxito en la búsqueda de soluciones, la limitación es que no se puede determinar si se alcanzará la solución más exitosa.

Las características básicas de las metaheurística, según Blum y Roli [28]:

- Son estrategias que guían el proceso de búsqueda;
- Exploran eficientemente el espacio de búsqueda con el objetivo de encontrar soluciones próximas al óptimo global;
- Las técnicas que constituyen las metaheurísticas varían entre métodos de búsqueda local simple a complejos métodos de aprendizaje;
- Pueden incorporar mecanismos para evitar quedar atrapado en óptimos locales del espacio de búsqueda;
- Permiten un nivel de descripción abstracto, no específico del problema;

- Pueden hacer uso de conocimiento del dominio específico de forma que las heurísticas son controladas por una estrategia de nivel superior;
- Las metaheurísticas avanzadas utilizan la experiencia de búsqueda (haciendo uso de alguna forma de memoria) para guiar la búsqueda.

El término metaheurística se debe a F.Glover [57] en el año 1986. Deriva del griego, *meta* “más allá de, o nivel superior” *heurística* “encontrar, descubrir o hallar”. Con éste término se describía un procedimiento de alto nivel que modifica y canaliza otras heurísticas para explorar soluciones más allá del óptimo local.

Por su parte Kelly en 1996 dio una definición de metaheurísticas, más descriptiva:” *Las Metaheurísticas son una clase de métodos aproximados que están diseñados para resolver problemas difíciles de optimización combinatoria en los que las heurísticas clásicas no son efectivas. Las metaheurísticas proporcionan un marco general para crear nuevos algoritmos híbridos combinando diferentes conceptos derivados de la inteligencia artificial, la evolución biológica y los mecanismos estadísticos*”

Entre las principales técnicas metaheurísticas [58]de optimización se pueden citar el enfriamiento simulado (Simulated Annealing) , SA), la búsqueda tabú ( Tabu Search, TS), algoritmos genéticos (Genetic Algorithms, GA), búsqueda dispersa (Scatter Search, SS), algoritmos meméticos (Memetic Algorithms, MA) , búsqueda en vecindario variable (Variable Neighborhood Search, VNS), búsqueda local guiada (Guided Local Search, GLS), procedimientos de búsqueda basados en procedimientos adaptativos aleatorizados avaros ( Greedy Randomized Adaptive Search Procedures, optimización mediante colonias de hormigas ( Ant Colony Optimization, ACO), búsqueda local iterada (Iterated Local Search, ILS), redes neuronales (Neural Networks, NN) , Salto de rana (Shuffled FrogLeaping, SFLA), etc. Actualmente se trabaja combinando diferentes técnicas metaheurísticas con la finalidad de obtener soluciones guiando el espacio de búsqueda, aumentando la velocidad, eliminando mínimos locales, etc.

#### **4.2.1. Complejidad de los algoritmos**

Los problemas pueden caracterizarse atendiendo a la dificultad que entraña su resolución. Se han definido [46] [58] varios tipos de problemas: P, NP, NP-completo y NP-duro.

Los problemas para los que existe un algoritmo polinomio se denominan P. Se puede resolver en un tiempo polinomio cuando el tiempo de ejecución de un algoritmo, que lo resuelve, se puede relacionar con el tamaño de la fórmula de entrada. El tiempo de resolución se puede considerar razonable para la informática actual.

Hay problemas, que hoy por hoy no han encontrado ningún algoritmo que obtenga una solución óptima en tiempo polinomio. Por lo tanto no se pueden resolver en un tiempo de ejecución razonable. A éste tipo de problemas se les denomina como problemas NP, la mayoría de los problemas que se resuelven mediante metaheurísticas son NP. Los problemas P son también problemas NP, ya que siempre es posible comprobar que un valor es solución al problema en tiempo polinomio.

Existen ciertos problemas de los que siempre se ha pensado que no son P, aunque sí NP, porque nadie ha encontrado nunca un algoritmo polinómico que los permita resolver.

No obstante, hay otro tipo de problemas, llamados NP-complejos que no tienen un algoritmo en tiempo polinómico que los resuelva.

Existen otros problemas NP-completos, más difíciles de resolver denominados NP-duros, Los problemas NP-duros no son un subconjunto de los problemas NP. Para los problemas NP-duros no existe un algoritmo polinómico que nos permita verificar una solución.

Resumiendo el concepto de complejidad, podemos decir que los problemas P son los problemas para los que existe un algoritmo polinómico que verifica una solución. Hay problemas NP que pueden pasar a ser P si se encuentra un algoritmo polinómico que los resuelva. Los problemas NP-completos son aquellos problemas de tipo NP que los matemáticos consideran que no existe un algoritmo polinómico que los resuelva. Aunque no se haya podido demostrar matemáticamente. Los problemas NP-duros son aquellos tan difíciles como los NP-completos, que los matemáticos consideran que tampoco existe un algoritmo polinómico que los resuelva.

### **4.3. Heurísticas y Metaheurísticas**

#### **4.3.1. Heurísticas**

Para la resolución de la mayoría de los problemas de interés científico no existe un algoritmo exacto polinómico que encuentre un óptimo a dichos problemas. El espacio de búsqueda suele ser muy grande, lo que hace inviable el uso de algoritmos exactos ya que la cantidad de tiempo que necesitaría para encontrar una solución es inaceptable.

Los criterios del estudio son:

- Buscar un problema parecido que ya haya sido resuelto.
- Determinar la técnica empleada para su resolución así como la solución obtenida.
- A ser posible, utilizar la técnica y solución descrita en el punto anterior para resolver el problema planteado.

#### **4.3.2. Definiciones de algoritmos heurísticos**

Existen dos interpretaciones [46] posibles para el término heurística. La primera las define como un procedimiento para resolver problemas. Como soporte de esta interpretación podemos indicar las siguientes definiciones:

“Procedimiento para resolver problemas por medio de un método intuitivo en el que la estructura del problema puede interpretarse y explotarse inteligentemente para obtener una solución razonable” en 1971.

“En investigación operativa, el término heurístico normalmente se entiende en el sentido de un algoritmo iterativo que no converge hacia la solución óptima del problema” en 1981.

“Un método heurístico es un conjunto bien conocido de pasos para identificar rápidamente una solución de alta calidad para un problema dado” en 1995.

La segunda interpretación de heurística entiende que ésta herramienta que permite evaluar la bondad de un movimiento, estado, elemento o solución. Algunas de las definiciones que apoyan la interpretación son:

“Procedimientos simples y a menudo basados en el sentido común que se supone que obtendrán una buena solución (no necesariamente óptima) a problemas difíciles de un modo sencillo y rápido” en 1981.

“Una función heurística es una correspondencia entre las descripciones de los estados del problema hacia alguna medida de idoneidad, normalmente representada por números. Los aspectos del problema que se consideran, cómo se evalúan estos aspectos y los pesos que se dan a los aspectos individuales, se eligen de forma que el valor que la función da a un nodo del proceso de búsqueda sea una estimación tan buena como sea posible para ver si ese nodo pertenece a la ruta que conduce a la solución” en 1994.

“Actualmente, el término heurística se utiliza más bien como adjetivo para referirse a cualquier técnica que permita mejorar el desempeño del caso promedio en una tarea de resolución de problemas, aunque no necesariamente permita mejorar el desempeño del peor de los casos. Específicamente en el área de los algoritmos de búsqueda, se refiere a una función mediante la cual se obtiene una estimación del coste de una solución” en 1996.

### 4.3.3. Clasificación de algoritmos heurísticos

Apoyándonos en la literatura [46] [58] podemos plasmar la siguiente clasificación: Métodos constructivos y métodos de búsqueda.

- Métodos constructivos: La solución depende de la estrategia de búsqueda, las más frecuentes son:
  - Estrategia voraz: partiendo de una semilla, se va construyendo paso a paso una solución factible. En cada paso se añade un elemento constituyente de dicha solución, que se caracteriza por ser el que produce una mejora más elevada en la solución parcial para ese paso concreto. Son algoritmos denominados miopes, eligen la mejor solución sin que les importe que ocurrirá en el futuro.
  - Estrategia de descomposición: Se divide el problema en subproblemas más pequeños. Este proceso se repite hasta que se tenga un tamaño de problema en el que la solución a dicho subproblema es trivial. Después el algoritmo combina las soluciones obtenidas hasta que se tenga la solución al problema original.
  - Métodos de resolución: Identifican características que contienen las soluciones buenas conocidas y se asume que la solución óptima también las tendrá. De esta forma se puede reducir drásticamente el espacio de búsqueda.
  - Métodos de manipulación del modelo: Consisten en simplificar el modelo original para obtener una solución al problema simplificando. A partir de la

solución aproximada, se extrapola la solución al problema original. Entre estos métodos cabe destacar: linealización, agrupación de variables e introducción de nuevas restricciones.

- Métodos de búsqueda: parten de una solución factible dada y a partir de ella intentan mejorarla.
  - Estrategia de búsqueda local 1: Parte de una solución factible que la mejora progresivamente. Se examina la vecindad y selecciona el primer movimiento que produce una mejora en la solución actual (first improvement).
  - Estrategia de búsqueda local 2: Parte de una solución factible que la mejora progresivamente. Para ello examina su vecindad y todos los posibles movimientos seleccionando el mejor movimiento de todos los posibles, mejorando la función objetivo (best improvement).
  - Estrategia aleatoria: Para una solución factible dada y una vecindad asociada a esa solución, se seleccionan aleatoriamente soluciones vecinas de esa vecindad.

#### 4.3.4. Limitaciones de los algoritmos heurísticos

El principal problema que presentan los algoritmos heurísticos es su incapacidad para escapar de los mínimos locales. No poseen ningún mecanismo que les permita escapar de los óptimos locales. Para solventar el problema se introducen otros algoritmos de búsqueda más inteligentes, denominados metaheurísticas. Las metaheurísticas son procedimientos de alto nivel que guían a los algoritmos heurísticos evitando que caigan en óptimos locales.

#### 4.4. Algoritmos metaheurísticos

Como ya hemos dicho [28] [46] en la introducción el término metaheurística fue creado por F. Glover en 1986. Pretendía definir un procedimiento cualificado de alto nivel que guía y modifica otras heurísticas para explorar soluciones más allá del simple óptimo local”.

Presenta un enorme crecimiento el interés por este método de trabajo y muchos los problemas a los que se aplicaron las soluciones obtenidas por este método científico. También es muy importante el número de trabajos e investigaciones en nuevas metaheurísticas o modificación ventajosa de las ya existentes. Sería difícil compendiar todo lo publicado acerca de ésta temática: Revistas *Journal of Heuristics*, *Congresos especializados*: MIC (Metaheuristic International Conference) o MAEB (Metaheurísticas Algoritmos Evolutivos y Bioinspirados), sitios web: [www.metaheuristic.net](http://www.metaheuristic.net), <http://heur.uv.es>. red española de procedimientos metaheurísticos.

Las metaheurísticas combinan ideas que provienen de cuatro campos de investigación diferentes: técnicas de diseño de algoritmo, algoritmos específicos, fuentes de inspiración y métodos estadísticos.

- Técnicas de diseño de algoritmos: Divide y vencerás, algoritmos voraces, programación dinámica, etc.
- Algoritmos específicos: Relajación del modelo, Algoritmos ad hoc, etc.

- Inspiración: Psicológica, Biológica, etc.
- Estadística: Aleatorización, Estimadores, Funciones de distribución, etc.

El mecanismo de trabajo de las metaheurísticas es a grandes rasgos el siguiente, en primer lugar tener una parte general y sencilla, que les permita ser aplicadas a una colección amplia de problemas. En segundo lugar, pueden tener una parte dependiente del problema que les permita obtener un algoritmo eficiente.

Además utilizan como mecanismo de guía el principio de optimalidad aproximada, que lo podemos enunciar como: "Las soluciones de alta calidad en un nivel determinado, se suelen encontrar muy próximas a las soluciones que también son de alta calidad en un nivel adyacente. Por lo tanto, esta clase de soluciones usualmente tienen estructuras en común"

El principio indica que para cualquier problema de optimización su espacio de búsqueda contiene vecindades de las cuales, las soluciones de alta calidad, están rodeadas de otras soluciones: de alta calidad, de alta y baja calidad y de mucha pero calidad.

#### 4.4.1. Clasificación de los algoritmos metaheurísticos

La determinación de la taxonomía más adecuada se basa en la forma de explorar el espacio de soluciones, el dominio de inspiración, el método de construcción de las metaheurísticas, etc. hace sea tarea difícil. Las particularidades de cada una y de ellas hacen que no se puedan agrupar de manera fácil. Para ello es más útil considerar las características conceptuales de las metaheurísticas.

##### 4.4.1.1. Taxonomías clásicas

Una primera [28] [46] aproximación podría ser la siguiente resumiendo la literatura al respecto:

- **Inspiración:** *Natural:* algoritmos que se basan en un símil real, social, biológico, o cultural. *Sin inspiración:* algoritmos que se obtienen directamente de sus propiedades matemáticas.
- **Número de soluciones:** *Poblacionales:* buscan el óptimo de un problema a través de un conjunto de soluciones. *Trayectoriales:* trabajan exclusivamente con una solución que mejoran iterativamente.
- **Función objetivo:** *Estáticas:* no hacen ninguna modificación sobre la función objetivo. *Dinámicas:* modifican la función objetivo durante la búsqueda.
- **Vecindad:** *Una vecindad:* usa una estructura de vecindad. *Varias vecindades:* durante la búsqueda modifican la estructura de la vecindad.
- **Uso de memoria:** Sin memoria: se basan exclusivamente en el estado anterior. Con memoria: Utilizan una estructura de memoria para recordar la historia pasada.

Es una clasificación muy básica, que no permite la ubicación precisa de la metaheurística para buscar solución al problema planteado.

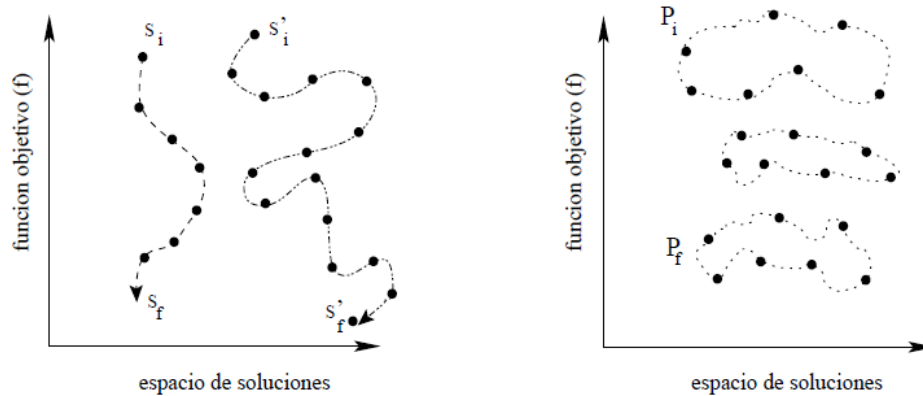


Figura nº 4.2. Ejemplos de Metaheurísticas trayectoriales y poblacionales

#### 4.4.1.2. Taxonomía tubular

Como se conoce la [28] [46] estructuración tubular, se basa en el análisis de diferencias y semejanzas, es la taxonomía más sencilla y más utilizada. Lo importante es localizar las características más descriptivas para realizar una clasificación tubular, se citan a continuación los más importantes:

- **Inspiración:** determina si la metaheurística se inspira en un símil real o no.
- **Número de soluciones:** determina la cantidad de soluciones que utiliza la metaheurística para implementar la búsqueda. La solución puede ser trayectorial en el caso de utilizar una única solución y poblacional en el caso de que se utilice un conjunto de soluciones.
- **Multi-arranque:** determina si la metaheurística se ejecuta una o varias veces.
- **Búsqueda local:** determina si la metaheurística utiliza un procedimiento de búsqueda local para mejorar las soluciones.
- **Función objetivo:** Determina si la metaheurística modifica la función objetivo para hacer la búsqueda o no. Dinámica si es modificada y estática si no lo hace.
- **Niveles de vecindad:** Determina si la metaheurística utiliza una o varias estructuras de vecindad. Una o varias.
- **Vecindad:** Analiza la vecindad desde el punto de vista estático o dinámico.
- **Memoria:** establece si la metaheurística utiliza estructuras de memorias para hacer las búsquedas. El valor es explícito en el caso de guía de búsqueda o implícita cuando se tienen en cuenta características del pasado, pero no de forma explícita.
- **Procesos aleatorios:** determina si la metaheurística contempla fenómenos de aleatoriedad para permitir movimientos que puedan empeorar la solución para salir de óptimos locales.
- **Procesos adaptativos:** determina si la metaheurística se adapta al problema, de tal forma que es capaz de cambiar sus parámetros, ya sea para intensificar o diversificar la búsqueda.

#### 4.4.1.3. Taxonomía jerárquica

La clasificación jerárquica [28] [46] es bastante más compleja que cualquier otro tipo de clasificación menos exhaustiva, debido a que la primera clasificación debe describirse de forma explícita la estructura que relaciona todas las metaheurísticas, mientras que en la segunda esta estructura es implícita.

Las taxonomías jerárquicas más sencillas establecen una estructura de árbol para intentar clasificar las metaheurísticas. Hay abundante literatura al respecto. En la figura adjunta podemos clasificar jerárquicamente la mayoría de las metaheurísticas que actualmente son empleadas en los círculos científicos. La jerarquía que se detalla, permite una clasificación conceptual de las distintas metaheurísticas, pero presenta el inconveniente de no dar características de la algorítmica utilizada por cada una de ellas. M. Gendreau y J.Y. Potvin (Metaheuristic in combinatorial optimization. Université de Montreal, 2003) propone un marco de referencia que permite describir algorítmicamente la mayoría de las metaheurísticas, supone para ello que todas están compuestas por un conjunto pequeño de métodos.

Se describen los más utilizados:

- **Construcción:** lo emplean, las metaheurísticas, para crear una o un conjunto de soluciones. Hay casos que utilizan este método para construir soluciones iniciales de forma iterativa.
- **Recombinación:** permite generar nuevas soluciones a partir de las actuales por medio del cruce. Evolutivas.
- **Modificación aleatoria:** se utiliza para introducir una perturbación aleatoria que modifica una o varias soluciones actuales.
- **Mejora:** se emplea para mejorar una o varias soluciones. Se puede implementar mediante un procedimiento de búsqueda local o incluso a través de una metaheurística.
- **Actualización de memoria:** se encarga de actualizar la memoria, tanto explícitamente como implícitamente.
- **Actualización de parámetros o vecindades:** se utiliza para actualizar los parámetros de la búsqueda y las estructuras de vecindades.

#### 4.4.1.4. Taxonomía de relación intensificación-diversificación

Otra alternativa [28] [46] para clasificar las metaheurísticas se evalúa cómo efectúa el proceso de búsqueda de cada una de ellas. Este hecho se manifiesta en cómo hacen el balance entre la intensificación y la diversificación. En este tipo de clasificaciones, se supone que todos los métodos de las metaheurísticas tienen un efecto directo en la intensificación y/o diversificación. C.Blum and A. Roli. (Metaheuristic in combinatorial optimization: Overview and conceptual comparison. ACM Computing Surveys. 2003), propone el análisis de éstos métodos como mecanismo para extraer las semejanzas y diferencias entre las distintas metaheurísticas.

Utilizan un espacio bidimensional que permite situar cada uno de estos métodos en un dominio, caracterizado por restringir a los valores de dichos métodos dentro de un área

rectangular, cuyos vértices se corresponden con tres casos extremos de relaciones intensificación-diversificación.

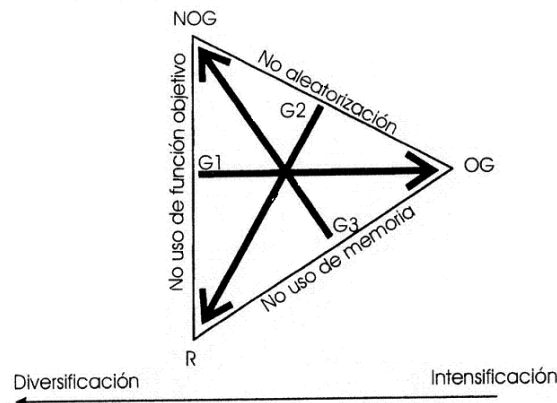


Figura nº 4.3. Espacio intensificación-diversificación

El vértice OG se corresponde con aquellos métodos que exclusivamente se guían por la función objetivo del problema. Sirva como ejemplo, un procedimiento de búsqueda local aislado y sin ningún tipo de aleatorización estaría muy cerca de éste vértice. El vértice NOG engloba a aquellos métodos que utilizan una o más funciones de guía pero que no son la función objetivo del problema. Un procedimiento multi-arranque determinista sin aleatorización estaría muy cerca de éste vértice. El vértice R determina a aquellos procedimientos que no tienen ninguna función de guía, son totalmente aleatorios.

El vértice OG corresponde con los métodos de las metaheurísticas que tienen máxima intensificación y mínima diversificación. En cambio, los vértices NOG, R y el segmento que la une se corresponde con los métodos de las metaheurísticas que tienen máxima diversificación y mínima intensificación. En el triángulo se establecen las diagonales o gradientes diferentes:

- G1: un método cuanto menos utiliza la función objetivo más lejos está del vértice OG.
- G2: un método cuanto menos utiliza la aleatorización más lejos está del vértice R.
- G3: un método cuanto menos utiliza funciones alternativas a la función objetivo, relacionadas generalmente con memorias explícitas o implícitas, más lejos está de NOG.

En el triángulo descrito en el apartado se sitúan de forma sencilla aquellas metaheurísticas cuyos métodos tienen bien separada la parte de intensificación de la parte de diversificación. Desde un punto de vista meramente intuitivo, la búsqueda tabú es un procedimiento de búsqueda local que tiene restringidos algunos movimientos por una o varias listas tabú. Esta forma de explorar el espacio de búsqueda tiene efectos tanto en la intensificación como en la diversificación. El hecho de evitar que se accedan a todos los vecinos favorece la intensificación, mientras que el hecho de elegir al mejor vecino disponible favorece la intensificación.

#### 4.4.1.5. Limitaciones de los algoritmos metaheurísticos

Los métodos generales de búsqueda [28] [46], entre los que se encuentran las metaheurísticas, se comportan exactamente igual cuando se promedian sobre todas las funciones objetivo posibles, de tal forma que si un algoritmo A es más eficiente que un algoritmo B en un conjunto de problemas, debe existir otro conjunto de problemas de igual tamaño para los que el algoritmo B es más eficiente que el A. La característica indicada, primera, establece que ninguna metaheurística es mejor que la búsqueda completamente aleatoria. Otra característica, segunda, que presentan las metaheurísticas es que existen pocas pruebas sobre su convergencia hacia un óptimo global; es decir, no se puede asegurar ni que la metaheurística converja ni la calidad de la solución obtenida. Por último, la optimización de las metaheurísticas hace que sean demasiado dependientes del problema o al menos necesitan un elevado conocimiento heurístico del problema. De forma que se pierda la generalidad original con la que fueron concebidas.

A pesar de los problemas indicados, la realidad es que el comportamiento experimental de la gran mayoría de las metaheurísticas es muy bueno, de hecho para muchos problemas se convierten en la única alternativa válida para obtener una solución considerada de calidad en un tiempo de búsqueda razonable e invirtiendo unos razonables recursos informáticos. En general las metaheurísticas se comportan como métodos muy eficientes y valorados que se pueden utilizar en una amplia resolución de problemas.

#### 4.4.2. Metaheurísticas trayectoriales y poblacionales

##### 4.4.2.1. Metaheurísticas basadas en trayectorias

Las metaheurísticas basadas en trayectoria, parten de un punto inicial y van actualizando la solución presente mediante la exploración del vecindario, formando una trayectoria. La búsqueda finaliza cuando se alcanza un número máximo de iteraciones, se encuentra una solución con una calidad aceptable, o se detecta un estancamiento del proceso. A continuación se describen algunas de las técnicas metaheurísticas basadas en trayectoria:

**El Enfriamiento Simulado (ES)**, es una de las metaheurísticas más antigua. ES simula el proceso de recocido de los metales y del cristal. En cada iteración se elige una solución  $S_1$ , a partir de la solución actual  $S_0$ . Si  $S_1$  es mejor que  $S_0$ ,  $S_1$  sustituye a  $S_0$  como solución actual. Si  $S_1$  es peor que  $S_0$ , se siga aceptando pero asignándole una determinada probabilidad. El algoritmo permite elegir soluciones peores a la actual para evitar caer en un óptimo local.

**La Búsqueda Tabú (BT)**, es una de las metaheurísticas más utilizadas en problemas de optimización [142]. La BT se basa fundamentalmente en la utilización de un historial de búsqueda, que permite ejecutar su estrategia de análisis y exploración de diferentes regiones del espacio de búsqueda. Este historial o memoria se implementa como una lista tabú. En cada iteración se elige la mejor solución entre las permitidas y se añade a la lista tabú, donde se mantienen las soluciones recientes que se excluyen de las siguientes iteraciones.

**La Búsqueda en Vecindario Variable (BVV)**, es muy genérico, con muchos grados de libertad y permite variaciones y modificaciones particulares. Utiliza una estrategia de cambio entre

diferentes estructuras del vecindario. Estas estructuras se definen en el comienzo del proceso algorítmico.

**La Búsqueda Local Iterada (BLI).** Se basa en que en cada iteración, a la solución actual se le aplica un cambio o modificación que da lugar a una solución intermedia. A esta nueva solución se le aplica una heurística base para mejorarla que suele ser un método de búsqueda local. Este nuevo óptimo local obtenido por el método de mejora puede ser aceptado como nueva solución actual si pasa un test de aceptación.

#### 4.4.2.2. Metaheurísticas poblacionales

Las Metaheurísticas [28] [46] basadas en poblaciones son aquellas que emplean un conjunto de soluciones, población, en cada iteración del algoritmo, en lugar de utilizar una única solución como las trayectoriales. Proporcionan de forma intrínseca un mecanismo de exploración paralelo del espacio de soluciones, y su eficacia depende en gran medida de cómo se manipule dicha población (C. Blum and A. Roli. Metaheuristics in combinatorial optimization: Overview and conceptual comparison. ACM Computing Surveys, 2003).

**Los Algoritmos Evolutivos (AE).** [28] Este grupo de técnicas se inspiran en la capacidad de la evolución de seres o individuos para adaptarlos a los cambios de su entorno. Cada individuo representa una posible solución. El funcionamiento básico de estos algoritmos es el siguiente: La población se genera de forma aleatoria. Cada individuo de la población tiene asignado un valor de su bondad con respecto al problema considerado, por medio de una función de aptitud, capacidad, adaptabilidad o estado, también denominada con bastante frecuencia por la palabra inglesa "fitness". El valor de la aptitud de un individuo es la información que el algoritmo utilizar para realizar la búsqueda. La modificación de la población se efectúa mediante la aplicación de tres operadores: selección, recombinación y mutación. En estos algoritmos se pueden distinguir la fase de selección, explotación de buenas soluciones, y la fase de reproducción, búsqueda de nuevas regiones. Se debe de mantener un equilibrio entre estas dos fases. La política de reemplazo permite la aceptación de nuevas soluciones que no necesariamente mejoran las existentes.

**Evolución diferencial (DE),** La evolución diferencial nació en 1994 en los intentos de Kenneth Price por resolver el polinomio de Chebychev, problema propuesto por Rainer Storn. La evolución diferencial es una rama de la computación evolutiva desarrollada por Rainer Storn y Kenneth Price para optimización en espacios continuos. Las variables se representan mediante números reales. La población inicial se genera de forma aleatoria y se seleccionan tres individuos como padres. Uno de los padres es el padre principal y éste se perturba con el vector de los otros dos padres. Si el valor resultante es mejor que el elegido para reemplazo, entonces lo reemplaza. En estos intentos fue cuando Kenneth Price concibió la idea de utilizar las diferencias entre los vectores para perturbar el vector de la población.

**Búsqueda Dispersa (BD),** [53] se basa en mantener un conjunto relativamente pequeño de soluciones, conjunto de referencia, que contiene buenas soluciones y otras soluciones diversas. A los diferentes subconjuntos de soluciones que se forman se les aplica operaciones de recombinación y mejora.

**Colonias de Hormigas, (ACO).** [40] [44] se inspiran en el comportamiento de las hormigas cuando buscan comida: inicialmente, las hormigas exploran el área cercana al hormiguero de forma aleatoria. Cuando una hormiga encuentra comida, la lleva al hormiguero. En el camino, la hormiga va depositando una sustancia química denominada feromona que guía al resto de hormigas a encontrar la comida. El rastro de feromona sirve a las hormigas para encontrar el camino más corto entre el hormiguero y la comida. Este rastro es simulado mediante un modelo probabilístico.

Los Algoritmos Basados en Nubes de Partículas o **Particle Swarm Optimization (PSO)**, [93] Son técnicas metaheurísticas inspiradas en el comportamiento del vuelo de las bandadas de aves o el movimiento de los bancos de peces. La toma de decisión por parte de cada individuo o partícula se realiza teniendo en cuenta una componente social y una componente individual, mediante las que se determina el movimiento de esta partícula para alcanzar una nueva posición. A continuación se describe con más detalle el algoritmo PSO.

El algoritmo denominado **Shuffled Frog Leaping Algorithm (SFLA)** [51] salto de rana es una técnica híbrida que combinen las mejores características de distintas técnicas, el algoritmo SFLA tiene un funcionamiento similar al resto de técnicas evolutivas, tratando de encontrar una solución óptima para un determinado problema a partir de la evolución de una población inicial aleatoria, el modo en el que realiza la búsqueda local está basado en el algoritmo PSO, mientras que el intercambio global de información tiene su origen en una técnica conocida como Shuffled Complex Evolution (SCE).

#### **4.4.3. Algoritmo PSO**

##### **4.4.3.1. Introducción**

Los algoritmos [93] [94] [116] basados en nubes (también enjambre o cúmulos) de partículas se aplican en diferentes campos de investigación para la optimización de problemas complejos. Como ya se ha dicho anteriormente, el algoritmo PSO es una técnica metaheurística poblacional basada en la naturaleza (algoritmo bioinspirado), en concreto, en el comportamiento social del vuelo de las bandadas de aves y el movimiento de los bancos de peces. PSO fue originalmente desarrollado en Estados Unidos por el sociólogo James Kennedy [94] y por el ingeniero Russ C. Eberhart en 1995.

Estos autores describen el algoritmo PSO de la siguiente manera: los individuos (partículas) que conviven en una sociedad tienen una “opinión” que es parte del espacio de búsqueda, compartido por todos los individuos. Cada individuo puede modificar su opinión según tres factores:

- El conocimiento del entorno o ADAPTACIÓN.
- Experiencias anteriores del individuo o MEMORIA DEL INDIVIDUO.
- Experiencias anteriores de los individuos del vecindario o MEMORIA DEL VECINDARIO.

Los individuos adaptan o modifican sus opiniones a las de los individuos con más éxito de su entorno. Con el tiempo, los individuos de un entorno tienen un conjunto de opiniones bastante relacionado.

El funcionamiento básico del PSO simula el comportamiento del vuelo de las bandadas de aves en busca de comida [93]. La estrategia lógica a utilizar es seguir al ave que está más cerca de la comida. Cada individuo se modela como una partícula con una solución en el espacio de búsqueda que está siempre en continuo movimiento y nunca se elimina o muere.

El PSO es un sistema multiagente. Las partículas son agentes simples que se mueven por el espacio de búsqueda, guardan y posiblemente comunican la mejor solución que han encontrado. El movimiento de las partículas por el espacio está guiado por las partículas que tienen la mejor solución del momento.

Las principales características del algoritmo PSO son las siguientes [94]:

- En PSO los agentes de búsqueda (partículas) intercambian información. Las partículas modifican su dirección en función de las direcciones de las partículas de su vecindario.
- PSO almacena la experiencia propia o historia de cada agente. La partícula decide su nueva dirección en función de la mejor posición por la que pasó anteriormente.
- Suele tener una convergencia rápida a buenas soluciones.
- La población del algoritmo se inicia de forma aleatoria y evoluciona iteración tras iteración.
- La búsqueda persigue siempre la solución más óptima posible.
- La búsqueda se basa exclusivamente en los valores de la función objetivo.
- PSO trabaja con la información del problema codificada.
- Es una técnica estocástica referida en fases (inicialización y transformación).
- PSO tiene operadores de movimiento pero no de evolución como la mutación o el cruzamiento.
- PSO no crea nuevas partículas durante su ejecución, sino que siempre son las mismas partículas iniciales modificadas a lo largo del proceso.

#### 4.4.3.2. Estructura de una partícula

La estructura de una partícula, consta de cinco componentes:

1. Tres vectores:
  - El vector  $x_i = (x_{i,1}, x_{i,2}, \dots, x_{i,n})$  almacena la posición actual de la partícula.
  - El vector  $mejorpos_i = (mejorpos_{i,1}, \dots, mejorpos_{i,N})$  almacena la posición de la mejor solución encontrada por la partícula hasta el momento.
  - El vector de velocidad  $v_i = (v_{i,1}, v_{i,2}, \dots, v_{i,n})$  almacena la dirección se moverá la partícula.
2. Dos valores de aptitud:

- El valor de  $\text{aptitud}_{x_i}$  almacena el valor de adaptación o adecuación de la posición actual correspondiente al vector  $x_i$ .
- El valor de  $\text{aptitud\_mejorpos}_i$  almacena el valor de adecuación de la partícula con mejor solución local encontrada hasta el momento, correspondiente al vector  $\text{mejorpos}_i$ .

#### 4.4.3.3. Trayectoria de la partícula

La trayectoria de la partícula dentro del espacio de búsqueda está definida con base en el vector de ubicación  $x$  y el de velocidades  $v$ , los cuales son sumados para obtener la nueva dirección. Justamente estos cambios de trayectoria son los que determinan la característica principal del algoritmo PSO, ya que a través de los cambios las partículas son forzadas a buscar soluciones en las áreas más prometedoras del espacio de búsqueda. Si los valores de  $v$  no se modificaran, la partícula sólo se movería con pasos uniformes en una única dirección.

En cada iteración del algoritmo, la dirección que tomará la partícula es modificada considerando el valor de  $pbest$  (la atracción hacia la mejor posición alcanzada por la partícula) y el vector  $gbest$  (la atracción hacia la mejor posición alcanzada por alguna partícula del cúmulo o  $lbest$  si se consideran vecindarios). Además PSO introduce valores aleatorios de ajuste para las dos últimas atracciones. Estos valores aseguran que el tamaño del paso que realizan las partículas dentro del espacio sea variable, asegurando que la no rutina, es decir, que no se muevan siempre con el mismo paso. La figura siguiente ilustra la obtención de la nueva posición ( $x'$ ) de la partícula  $x$  como consecuencia de la suma de la velocidad y las memorias de los mejores.

La influencia relativa de la memoria que lleva asociada cada partícula ( $pbest$ ) es denominada influencia cognitiva, mientras que la memoria del mejor valor encontrado por alguna partícula de la población ( $gbest$  ó  $lbest$ ) es denominada influencia social. Ambas influencias determinan la velocidad de aprendizaje del cúmulo y esto permite determinar con qué rapidez el cúmulo converge hacia la solución. Matemáticamente, el proceso de aprendizaje puede describirse utilizando una ecuación para la actualización de la velocidad de cada partícula y otra para la actualización de su posición dentro del espacio de búsqueda.

#### 4.4.3.4. Algoritmo básico PSO

Considerando un problema de  $D$ -dimensiones, para cada partícula  $i$  de  $d$  dimensiones con  $d \in [1, D]$ , el aprendizaje está determinado por las siguientes ecuaciones:

$$V_{id}(k+1) = v_{in}(k) + c_1 r_1(k)(Pbest_{id}(k) - X_{in}(k)) + c_2 r_2(k)(gbest_d(k) - X_{in}(k)) \quad (4.1)$$

$$x_{id}(k+1) = x_{in}(k) + v_{in}(k+1)\Delta t \quad (4.2)$$

Mejor posición

$$P_i = (p_{i,1}; p_{1,2}; \dots \dots p_{i,N})$$

Posición de la mejor partícula o solución encontrada por todos sus congéneres

$$G = (g_1; g_2; \dots \dots g_n)$$

dónde  $v_{id}$  es el valor de la velocidad de la partícula  $i$  en la dimensión  $d$ ,  $c_1$  es el factor de aprendizaje cognitivo,  $c_2$  es el factor de aprendizaje social,  $r_1$  y  $r_2$  son valores aleatorios uniformemente distribuidos en el rango  $[0, 1]$ ,  $x_{id}$  es la posición de la partícula  $i$  en la dimensión  $d$ ,  $pbest_{id}$  es el valor en la dimensión  $d$  de la partícula con el mejor valor objetivo encontrado por la partícula  $i$ , y  $gbest_d$  es el valor en la dimensión del individuo del cúmulo que encontró el mejor valor objetivo.

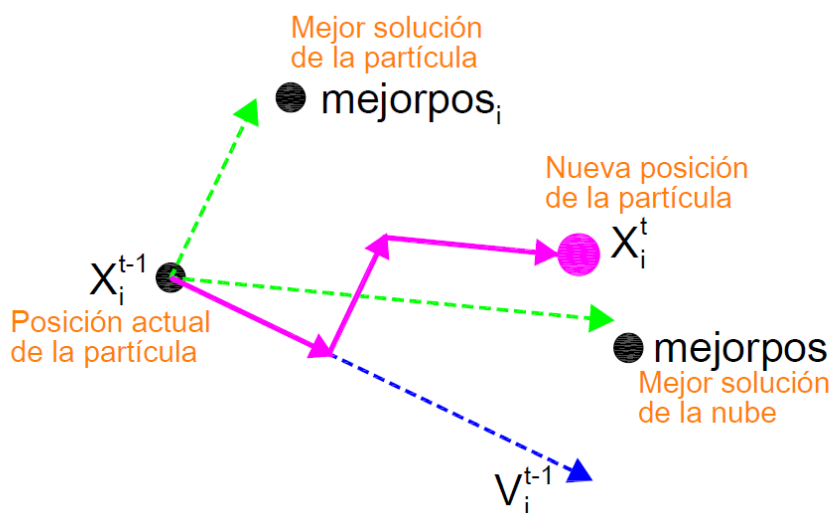


Figura nº 4.4. Trayectoria de la partícula X

Como puede observarse, un incremento de  $c_2$  sobre  $c_1$  aumenta la influencia del valor  $gbest$ , lo cual resulta en una mayor exploración del espacio de soluciones; disminuyendo el valor de  $c_2$  sobre  $c_1$  la partícula se mueve en dirección más cercana a  $pbest$ , lo cual resulta en una mayor explotación del espacio. Podemos definir por lo tanto los conceptos: 1) exploración habilidad del algoritmo para buscar las diferentes regiones del espacio de búsqueda en las que se pueden localizar buenas soluciones; 2) explotación es la habilidad que el algoritmo posee de concentrarse en una zona concreta del espacio que se considera adecuada para refinar las buenas soluciones y encontrar posiblemente el óptimo.

Además de estas ecuaciones, un algoritmo PSO cuenta con los siguientes parámetros:

- N: número de partículas involucradas en la resolución del problema.
- D: número de variables del problema, equivalente al número de dimensiones de una partícula.
- Xmax y Xmin: parámetros que limitan el área de búsqueda.  
Vmin y Vmax: parámetros opcionales que limitan la velocidad de las partículas. Son opcionales porque si bien es necesaria una restricción de los valores que la velocidad

puede alcanzar, existen otros métodos como el factor de restricción que cumplen con la finalidad de limitar dichos valores.

- Condición de parada del algoritmo: puede usarse un THRESHOLD que establece un nivel de error aceptable entre el ideal y el óptimo obtenido, una cantidad máxima de iteraciones (ciclos) o alguna otra.

El pseudocódigo de Particle Swarm Optimization:

ALGORITMO 1 – PSO CLASICO
<pre> t = 0 Nube ← Inicializar Nube de Partículas <b>Mientras</b> no se alcance la condición de parada <b>hacer</b>   t = t + 1   <b>Para</b> i = 1 hasta tamaño (Nube) <b>hacer</b>     Evaluar cada partícula <math>x_i</math> de la Nube     <b>Si</b> aptitud <math>x_i</math> es mejor que aptitud_mejorpos_i <b>entonces</b>       mejorpos_i ← <math>x_i</math>;       aptitud_mejorpos_i ← aptitud <math>x_i</math>     <b>Fin Si</b>     <b>Si</b> aptitud mejorpos_i es mejor que aptitud mejorpos <b>entonces</b>       mejorpos ← mejorpos_i;       aptitud mejorpos ← aptitud mejorpos_i     <b>Fin Si</b>   <b>Fin Para</b>   <b>Para</b> i = 1 hasta tamaño (Nube) <b>hacer</b>     Calcular la velocidad <math>v_i</math> de <math>x_i</math>, en base a los valores     <math>x_i</math>, mejorpos_i y mejorpos     Calcular la nueva posición de <math>x_i</math>, de su valor actual y <math>v_i</math>   <b>Fin Para</b> <b>Fin Mientras</b> <b>Salida:</b> Devuelve la mejor solución encontrada. </pre>

Figura nº 4.5. Pseudocódigo PSO

La fase de Inicialización del cúmulo asigna a cada dimensión de cada partícula de la población un valor aleatorio en el rango establecido por  $[X_{min}, X_{max}]$ . Este rango depende exclusivamente del problema que se pretende resolver con la técnica heurística. Lo mismo sucede con los vectores de velocidad (uno por cada partícula), los que son inicializados en un rango  $[V_{min}, V_{max}]$ . Los objetivos son calculados y almacenados. A cada partícula pbest se le copia el valor de cada dimensión de su individuo correspondiente, al igual que la partícula gbest a la que se le asigna el individuo con mejor valor objetivo. La segunda y la más importante es la fase de búsqueda, en la cual el cúmulo recorre el espacio para hallar la mejor solución posible. En un proceso iterativo (hasta que se cumpla una condición de parada), se actualizan las fórmulas de aprendizaje (velocidad y posición) con base en los valores actuales de pbest y gbest. Los valores de fitness son recalculados y utilizados para reemplazar las partículas pbest y gbest, si es que en la presente iteración no se obtuvieron mejores valores objetivo. La última fase consta de la presentación de los resultados obtenidos.

La descripción del proceso algorítmico es la siguiente:

1. El cúmulo se inicializa generando las posiciones (de forma aleatoria, regular o combinación de ambas).
2. Se generan las velocidades aleatoriamente en un intervalo establecido  $[V_{min}, V_{max}]$ , no es conveniente fijarlas a cero.
3. Se calcula la aptitud de cada partícula y se actualizan los valores de  $aptitud_{x_i}$  y  $aptitud_{mejorpos_i}$ .
4. Las partículas se mueven en cada iteración desde una posición del espacio de búsqueda hasta otra. Al vector de posición  $x_{id}$  se le añade el vector velocidad  $v_{id}$  para obtener un nuevo vector  $x_{id}$ .
5. Con la nueva posición de la partícula se calcula y actualiza  $aptitud_{x_i}$ .
6. Si el nuevo valor de aptitud es el mejor encontrado hasta el momento, se actualizan los valores de  $mejorpos_i$  y  $aptitud_{mejorpos_i}$ .
7. Si el nuevo valor de  $aptitud_{mejorpos_i}$  es el mejor encontrado hasta el momento, se actualizan el valor de la mejor posición de la nube  $mejorpos$  y su  $aptitud_{mejorpos}$ .
8. El vector velocidad de cada partícula es modificado en cada iteración utilizando la velocidad anterior, un componente cognitivo y un componente social.

Después de calcular la nueva velocidad de la partícula  $i$  en la dimensión  $d$ , la nueva posición  $x_{id}(k+1)$  se actualiza directamente de acuerdo con la ecuación anterior donde se asume que la velocidad se aplica durante un cierto período de tiempo  $\Delta t$ , (se le asigna habitualmente el valor unidad).

El movimiento de los agentes sobre el espacio de soluciones  $y$ , en consecuencia, el rendimiento del algoritmo, está condicionado por el grado de contribución de las tres componentes de la velocidad definidas en la ecuación anterior denominadas por este orden como: momento, hábito o inercia para considerar la tendencia de la partícula; memoria, nostalgia o autoaprendizaje para incluir la experiencia de la propia partícula, y cooperación, conocimiento social, conocimiento de grupo o información compartida, para reflejar el intercambio de información y el comportamiento social como grupo.

#### **4.4.4. Algoritmo SFLA**

##### **4.4.4.1. Introducción**

La versatilidad que ofrecen los algoritmos evolutivos en la resolución de todo tipo de procesos de optimización es tal que incluso pueden desarrollarse técnicas híbridas que combinen las mejores características de distintas técnicas. Una de las más recientes la dan a conocer Eusuff y Lansey (2000) [51], bajo el nombre de Shuffled Frog Leaping Algorithm (SFLA). El algoritmo SFLA tiene un funcionamiento similar al resto de técnicas evolutivas, tratando de encontrar una solución óptima para un determinado problema a partir de la evolución de una población inicial aleatoria. Para ello realiza una búsqueda heurística que combina elementos

de otros métodos de optimización, de modo que la búsqueda local realizada por SFL está basada en el algoritmo PSO, mientras que el intercambio global de información tiene su origen en una técnica conocida como Shuffled Complex Evolution (SCE).

Tras el primer trabajo presentado en el año 2000, Eusuff y Lansey han publicado distintos trabajos de aplicación de SFLA a problemas matemáticos complejos, como pueden ser funciones no derivables, gestión de proyectos, diseño de circuitos, etc. El algoritmo Shuffled Frog Leaping (SFLA) tiene un funcionamiento similar a otras técnicas estudiadas, tratando de encontrar una solución óptima a partir de la evolución de una población inicial totalmente aleatoria.

Algoritmos meméticos y genéticos, comparten una serie de principios, como puede ser la selección a través de la aptitud, la combinación de unas soluciones con otras o la mutación. Sin embargo la evolución memética es algo más flexible que la genética, la diferencia es apreciable en los mecanismos que utilizan genes y memes para transmitir la información de unos miembros a otros. La evolución memética queda incorporada de forma inmediata, en la genética es necesario esperar a la siguiente generación para incorporar las mejoras.

SFLA fue desarrollada originalmente por Eusuff y Lansey. SFLA es [51] una metaheurística memética que está diseñado para buscar una solución global óptima mediante la realización de una búsqueda heurística empleando una función heurística. Se basa en la evolución de memes realizado por individuos interactivos y un intercambio global de información entre la población. SFLA progresa mediante la transformación de los individuos (ranas) en una evolución memética. En este algoritmo, las ranas son vistas como huéspedes para los memes y se describe como un vector memético consistente en un número de memotipos. Los memotipos representan una idea similar a un gen que representa un rasgo en un cromosoma en un algoritmo genético. SFLA no cambia las características físicas de un individuo sino que las mejora progresivamente, las ranas pueden comunicarse entre sí, y pueden mejorar sus memes mediante la infección (transmisión de información) entre sí. Un individuo mejora los resultados saltando etapas. Sobre la base de este modelo abstracto de las ranas virtuales, SFLA se basa en el algoritmo PSO como herramienta de búsqueda local y la idea de la competitividad y la mezcla de información para búsquedas locales y conseguir una solución global.

#### **4.4.4.2. Principios del algoritmo**

La base del algoritmo [51] es una combinación del método determinista y aleatorio. La estrategia determinista permite al algoritmo intercambiar mensajes de manera efectiva, mientras que el método aleatorio permite asegurar la flexibilidad del algoritmo y ampliar su robustez.

El algoritmo comienza la selección aleatoria de los grupos de ranas, los grupos se dividen en algunos subgrupos. Estos subgrupos puede llevar a cabo la exploración local de manera independiente y en dirección diferente. Una rana de cada uno de los subgrupos puede verse afectada por otras ranas de otros subgrupos. Por lo tanto, sufren la evolución memética. La evolución memética mejora la calidad memética del individuo y fortalece su capacidad de búsqueda del objetivo, se puede aumentar o disminuir el peso de las ranas al objeto de

obtener una mejor solución y ser obtenida con más rapidez. Cuando algunos individuos logran la evolución, el subgrupos rana se barajan, de esta manera se logra una transmisión de la información de manera eficiente lográndose nuevas ventajas a la hora de encontrar nuevas soluciones en explorando distintos espacios de búsqueda.

La memética se optimiza de manera global para el nuevo barajado y producir nuevas ranas que se incorporan a los nuevos subgrupos. El mecanismo de barajado mejora la calidad de la memética que se incorpora a los subgrupos. La exploración local y el global del espacio de búsqueda continua hasta que se alcanza alguna condición impuesta. El equilibrio entre la estrategia de intercambio de mensajes y global de búsqueda local es incorporada al con un peso determinado para alcanzar la optimización.

#### 4.4.4.3. Conceptos básicos

El concepto de meme se asocia a una unidad teórica de información que se transmite de un individuo a otro o de una generación a la siguiente. El término meme es un neologismo cuyo autor es Richard Darwkins, viene a señalar la similitud con la memoria y la mimesis. El término memplex representa un grupo de memes que forman un grupo organizado que comparte una misma base.

Hay que citar en términos de comparación entre genes y memes, que la reproducción genética se limita al nº de hijos de un único padre, en el caso de la reproducción memética no existe tal limitación los mejores padres pueden reproducirse con mayor frecuencia. En la memética las ideas que mejoran el algoritmo se comparten entre todos los individuos de una determinada población y no ceñirse a descendientes directos padre a hijo.

Cada meme contiene un determinado número de memotipos (*memotipo es la unidad más pequeña de información*). El SFLA no cambia las características físicas de un individuo determinado, sino que aplica las ideas individuales de meme al conjunto, el objeto es tener una mejora progresiva de la población del algoritmo. La población la podemos interpretar como un espacio de soluciones que contiene memes.

En el planteamiento original se asocia a la búsqueda de comida por parte de una rana en una charca. El espacio de soluciones sería la charca, mientras que cada una de las ranas representa un meme. En la charca hay un grupo de ranas, también un cierto número de piedras hacia las que las ranas pueden saltar, el objetivo de cada rana es encontrar la piedra que contiene la mayor cantidad de comida en el menor espacio de tiempo posible. Para ello, los memotipos pueden ser alterados de modo discreto, el meme corresponde a la posición coordinada de las ranas, pueden comunicarse entre sí y mejorar sus memes particulares por contagio de unas a otras. La mejora de los memes implica cambios en las posiciones individuales de las ranas que ajustan su capacidad de salto.

La población del algoritmo está constituida por un número determinado de ranas, que se distribuyen en grupos denominados memplexes. Es posible definir a los memplexes como diferentes culturas, pero paralelas, tratan de alcanzar el mismo objetivo. Todos los memplexes trabajan de modo paralelo, intercambiando ideas e información de manera independiente, explorando diferentes zonas del espacio de soluciones. Los saltos de rana,

mejoran los memes y los aproximan al objetivo. No nos olvidemos que la técnica está orientada al trabajo con variables discretas.

Después de un número definido de pasos de progresión memética, los memplexes intercambian información en un proceso denominado “shuffling”, el concepto de shuffling consiste en mezclar de modo aleatorio distintas culturas que han trabajado aisladas unas respecto de otras, que entran en contacto y empiezan a intercambiar información entre ellos. El resultado consiste en mejorar el meme puesto que recibe y aporta información a otros memes de distintos memplexes. El proceso shuffling asegura el que la información quede ceñida al modo local, puesto que vuelve a mezclar toda la población. Tras el proceso la búsqueda de soluciones óptimas de cada memplex vuelve a comenzar y se reinicia el proceso. El proceso se repite hasta que quedan cumplidos los criterios de convergencia previamente definidos.

#### 4.4.4.4. Exploración global del algoritmo

Se debe realizar siguiendo la siguiente secuencia:

##### 1) Inicio

Seleccionar  $m$  y  $n$ , donde  $m$  es el número de memplexes y  $n$  es el número de ranas en cada memplex. Así, el total  $F$  tamaño de la muestra en la charca está dada por  $F = m \cdot n$ .

##### 2) Generar una población virtual

Muestra  $F$  de ranas virtuales  $U(1), U(2), \dots, U(F)$  en la espacio disponible. Para cualquier  $U_i = (U_i^1, U_i^2, \dots, U_i^d)$ , calcular el valor  $f(i)$  para cada rana  $U(i)$ , donde  $d$  es la número de variables de decisión.

##### 3) Ordenación de ranas

Ordenar las ranas  $F$  en orden decreciente según el valor de sus resultados. Los resultados obtenidos se almacenan en una matriz  $X = \{U(i), f(i), i = 1, \dots, F\}$ . El registro de la mejor rana en la posición  $P_x$  se aplica a toda la población (donde  $P_x = U(1)$ ).

##### 4) División de las ranas en memplexes

División de la matriz  $X$  en  $m$  memplexes  $Y^1, Y^2, \dots, Y^m$  cada ranas contiene  $n$ .

##### 5) Evolución memética dentro de cada memplex

Evolucionar cada memplex  $Y^k, k = (1, m)$ , de acuerdo con la exploración local.

##### 6) Mezcla de memplexes

Después de un número determinado de pasos evolutivos meméticos dentro de cada memplex, sustituir  $Y^1, \dots, Y^m$  en  $X$ , tal que  $X = Y^k, k = 1, \dots, m$ . Clasificar  $X$  en orden decreciente en función de su rendimiento. Actualización de la posición de la rana más población  $P_x$ .

##### 7) Compruebe la convergencia

Si los criterios de convergencia se cumplen parar, de lo contrario, se vuelve al paso 4 de la exploración global.

#### 4.4.4.5. Exploración local del algoritmo

En el paso 5 de la exploración global, la evolución de cada memeplex continúa N veces independientemente. Después de que los memeplexes han evolucionado, el algoritmo vuelve a la exploración global barajando. A continuación se presentan los detalles de la exploración local para cada memeplex.

1) Inicio

Establecer  $im = 0, iN = 0$ , donde  $im$  cuenta los números de memeplexes e  $iN$  número y en el recuento del número de pasos evolutivos.

2) Ajuste  $im = im + 1$

3) Ajuste  $iN = iN + 1$

4) Construir un submemeplex

El objetivo de la rana es avanzar hacia las mejores opciones por la mejora de sus memes. La estrategia de selección submemeplexes es dar mayor peso a las ranas que tienen un mayor rendimiento valores y menos peso a los que tienen valores de rendimiento más bajas. El peso se asignan con una distribución de probabilidad, se seleccionan Q ranas de las n ranas en cada memeplex para formar el submemeplex Z. El submemeplex está ordenado de manera las ranas están dispuestas en orden decreciente de rendimiento. Se guardan los registros correspondientes a la mejor y peor rana,  $P_{best}$  y  $P_{worst}$ .

5) Mejorar la posición de la peor rana

Se calcula la nueva posición para la peor rana en el submemeplex  $U(Q) = P_w + S$ , donde S es tamaño de paso, se calcula mediante la expresión:

$$S = \min\{\text{int}[\text{rand}(P_B - P_w)], S_{max}\} \text{ para un paso positivo}$$

$$S = \max\{\text{int}[\text{rand}(P_B - P_w)], -S_{min}\} \text{ para un paso negativo}$$

Si la nueva posición es mejor que la anterior, se reemplaza el viejo  $U(q)$  con el nuevo  $U(q)$  y se pasa al paso 8 de la exploración local.

6) Calcular tamaño de paso por Px

Si en el paso anterior no se produce un resultado mejor, entonces el tamaño del paso es calculado mediante la expresión:

$$S = \min\{\text{int}[\text{rand}(P_B - P_w)], S_{max}\} \text{ para un paso positivo}$$

$$S = \max\{\text{int}[\text{rand}(P_B - P_w)], -S_{min}\} \text{ para un paso negativo}$$

la nueva posición  $U(q)$  se calcula por  $U(q) = P_w + S$ . Si  $U(q)$  es factible dentro del espacio de búsqueda calcular el valor de valor  $f(q)$ . Si el nuevo valor de  $f(q)$  es mejor que la anterior, se reemplaza el anterior  $U(q)$  por el nuevo  $U(q)$  y se pasa al paso 8 de la exploración local. De lo contrario ir al paso 7 de la exploración local.

7) Censura

Si el nuevo puesto es o no factible o no es mejor que la posición anterior, la propagación del meme defectuoso se detiene, y de forma aleatoria se genera una nueva rana  $r$  en una ubicación aleatoria para sustituir el rana cuya nueva posición no era favorable. Calcular  $f(r)$  y un conjunto  $U(q) = r$  y  $f(q) = f(r)$ .

8) Mejorar el memplex

Después del cambio memético para la peor rana en el submemplex, reemplazar  $Z$  en su ubicaciones original  $Y^{im}$ , el valor  $Y^{im}$  se ordena decrecientemente en función del valor del rendimiento.

9) Si  $iN < N$  ir al 3 de la exploración local.

10) Si  $im < m$  ir al paso 1 de exploración local. De lo contrario volverá a la exploración global.

En la siguiente figura puede apreciarse el esquema del proceso de construcción de los memplex.

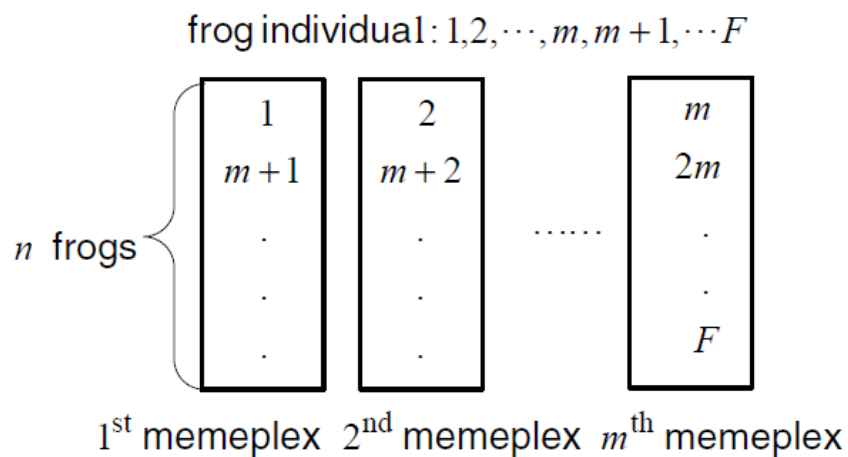


Figura nº 4.7. Construcción de los memplex

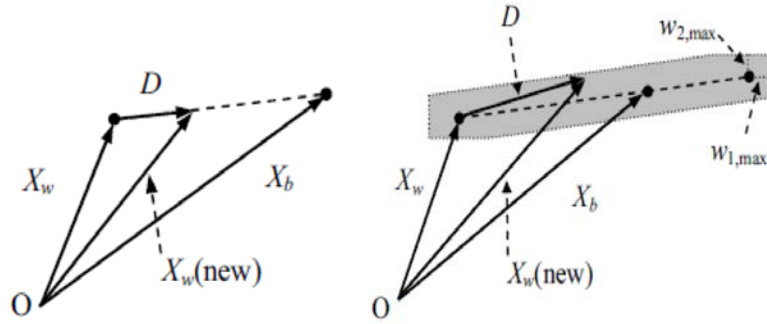


Figura nº 4.8. Posicionamiento del individuo

#### 4.4.4.6. Función objetivo

La expresión clásica del algoritmo es:

$$\mathbf{d}_k^t = rand_1 \cdot \mathbf{a}_k^t + rand_2 \cdot c_1 \cdot (\mathbf{x}_{best,k}^{t-1} - \mathbf{x}_{worst,k}^{t-1}) + rand_3 \cdot c_2 \cdot (\mathbf{x}_{gbest,k}^{t-1} - \mathbf{x}_{worst,k}^{t-1}) \quad (4.50)$$

$$\mathbf{X}_{worst,k}^t; \mathbf{X}_{pbest}^{t-1}; \mathbf{X}_{gbest}^{t-1} \quad (4.51)$$

$$\mathbf{a}_k^t = (a_{k,1}^t, a_{k,2}^t, \dots, a_{k,S}^t) \quad (4.52)$$

Inicialmente se crea una población aleatoria de ranas, cada una de las cuales representa una solución del problema. Cada una de las ranas tiene una determinada posición dentro del espacio de soluciones, que viene definida por el vector  $\mathbf{x}_i$  que representa un meme con tantos memotipos como variables de decisión tenga el problema.

$$\mathbf{x}_i = (x_{i,1}, x_{i,2}, \dots, x_{i,N}) \quad (4.53)$$

Para cada  $k$  memplex, las ranas con la mejor condición física y peor estado físico se identifican como sigue:

$$\mathbf{X}_{worst,k}^t = \mathbf{X}_{worst,k}^{t-1} + \mathbf{d}_k^t \quad (4.54)$$

$$\mathbf{d}_k^t = rand \times (\mathbf{X}_k^{t-1} - \mathbf{x}_{worst,k}^{t-1}) \quad (4.55)$$

Donde  $t$  es el número de iteración actual y  $\mathbf{d}_k$  es:

$$\mathbf{d}_k = (d_{k,1}, d_{k,2}, \dots, d_{k,3}) \quad (4.56)$$

Con

$$D_{min.} \leq d_{k,j} \leq D_{máx} \quad (4.57)$$

#### 4.4.4.7. Algoritmo modificado MSFLA propuesto

En este trabajo, [64] [66] [67] se propone una optimización del enjambre de partículas en un algoritmo de salto de rana barajado. El algoritmo de salto de rana barajado propuesto, MSFLA, modifica el paso 3 del clásico SFLA. El vector de cambio es actualizado aplicando la siguiente ecuación:

$$\mathbf{d}_k^t = rand_1 \cdot \mathbf{a}_k^t + rand_2 \cdot c_1 \cdot (\mathbf{x}_{pbest,k}^{t-1} - \mathbf{x}_{worst,k}^{t-1}) + rand_3 \cdot c_2 \cdot (\mathbf{x}_{gbest}^{t-1} - \mathbf{x}_{worst,k}^{t-1}) \quad (4.58)$$

Los vectores  $\mathbf{x}_{worst,k}^{t-1}$ ,  $\mathbf{x}_{pbest,k}^{t-1}$  y  $\mathbf{x}_{gbest}^{t-1}$  ya han sido definidos;  $\mathbf{a}_k^t = [a_{k,1}^t, a_{k,2}^t, \dots, a_{k,S}^t]$  es un vector cuyas componentes son generadas aleatoriamente entre un máximo y un mínimo,  $c_1$  y  $c_2$  son números positivos constantes (normalmente 2);  $rand_1$ ,  $rand_2$ , y  $rand_3$  son números aleatorios entre cero y uno.

El algoritmo modificado propuesto, se ha aplicado para obtener los parámetros del circuito equivalente del motor de inducción, como técnica novedosa.

#### 4.4.4.8. Diagramas de flujo de MSFLA

- Diagrama de flujo de MSFLA
- Diagrama de flujo de la búsqueda local en cada memoplexe.

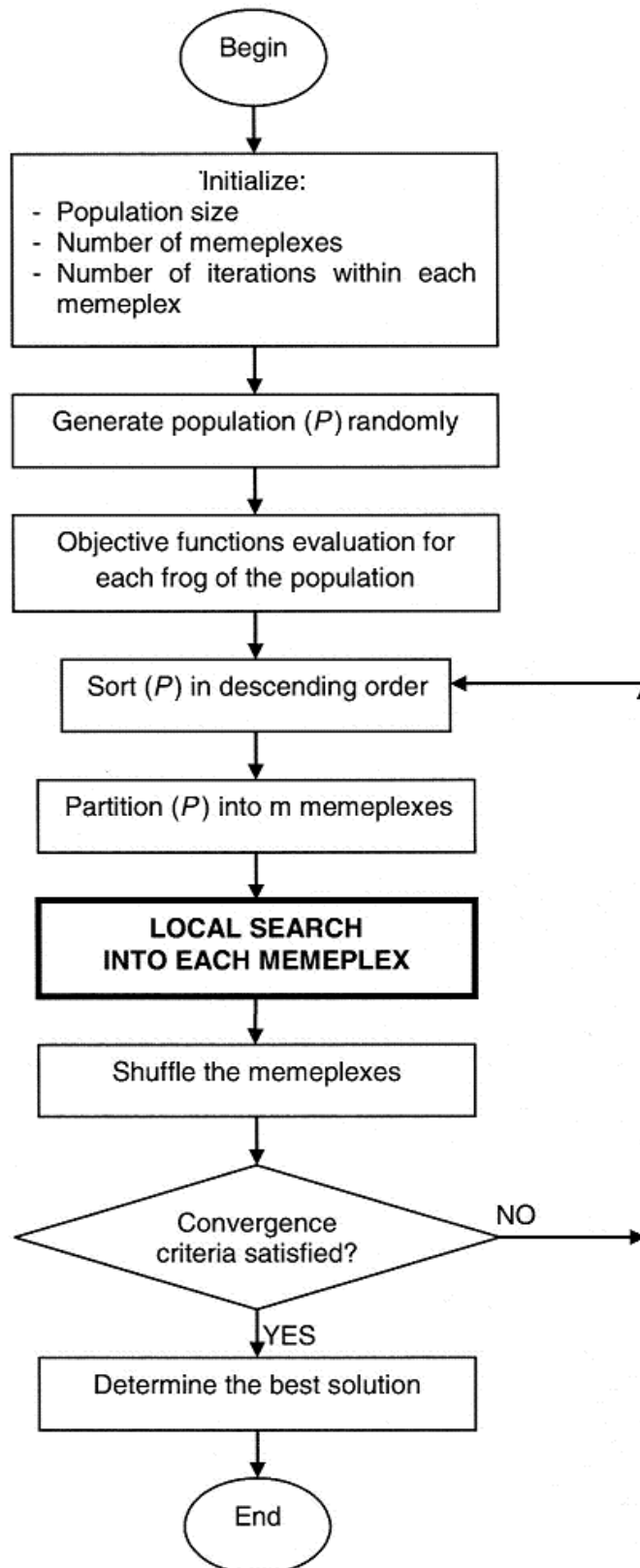


Figura nº 4.8. Diagrama de flujo del algoritmo MSFLA

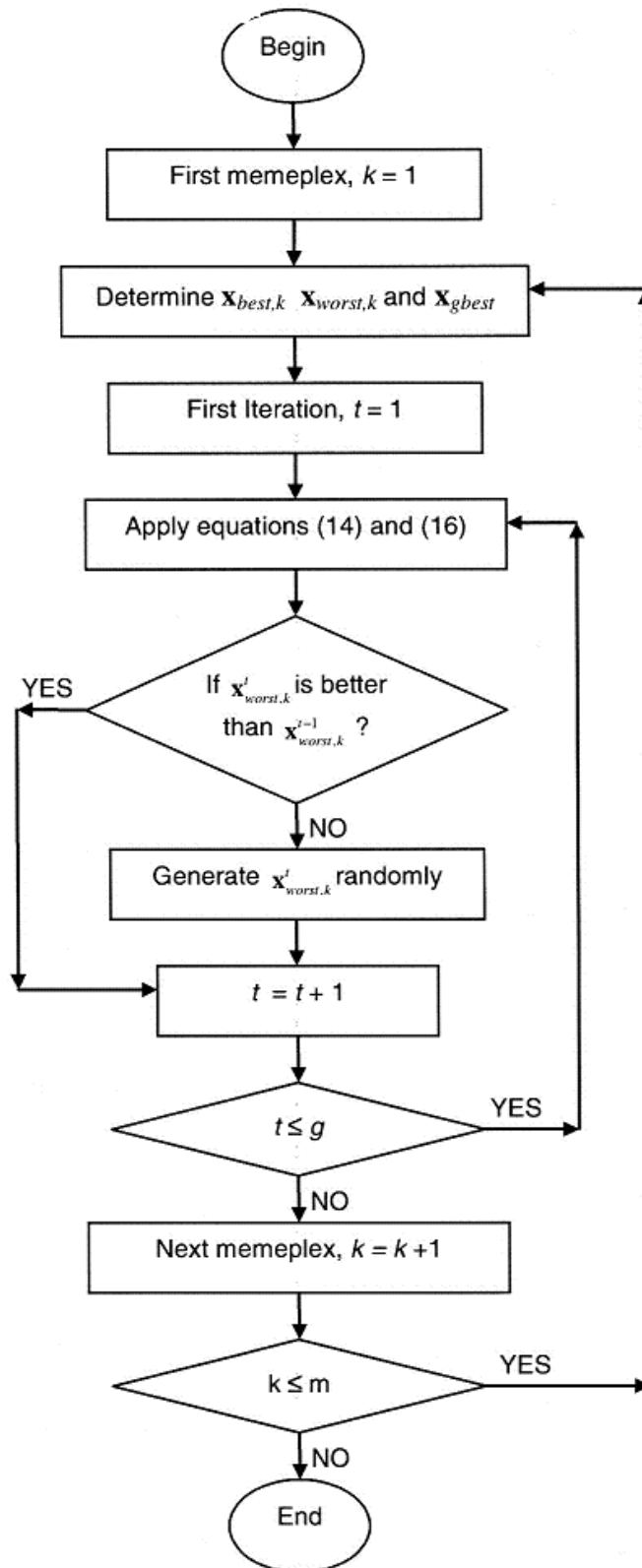


Figura nº 4. 9. Diagrama de flujo de búsqueda local

#### 4.4.4.9. Valores de los parámetros del algoritmo SFLA

Como ocurre en todas las técnicas metaheurísticas avanzadas, el modelo de optimización es sensible al valor de los parámetros utilizados. Los parámetros del algoritmo SFLA son: número de ranas ( $P$ ), número de memplexes ( $mp$ ), número de ranas en cada memplex ( $nf$ ), número de generación para cada memplex antes de shuffling ( $t_k$ ) y número de iteraciones shuffling ( $t_{max}$ ).

Como indican los autores no existe una guía que permita suponer con anterioridad cuales son los valores de los parámetros que permitan la más rápida convergencia, la única solución es la experimentación.

- Parámetros de población  $m$  y  $n$ . Los parámetros  $m$  y  $n$  definen la población total de ranas con la que va a trabajar el algoritmo. El parámetro  $m$  define el número de memplexes en los que se va a dividir la población total,  $n$  define el número de ranas que habrá en cada uno de los memplexes creados. Su producto nos indican el número de ranas que van a definir el proceso de optimización. Como se indicó en la definición del algoritmo un memplex es un conjunto de ranas que evolucionan durante el proceso de optimización con cultura propia, se pueden elegir el número de memplexes en los que se incluyen las ranas. Una posibilidad de estudio que aporta diferentes resultados según el problema a tratar, es si con un número determinado de ranas distribuidas en mayor o menor número de memplexes aportan mejor solución y más rápidamente. Trabajar con el mayor número de ranas permite la localización de un óptimo de forma exhaustiva, pero también conlleva un mayor esfuerzo en el proceso de cálculo. El estudio de población determinará la población que permite obtener mayor número de soluciones óptimas, mientras que el estudio sobre la eficiencia del algoritmo determinará si la mejora obtenida aumentando la población compensa el tiempo de procesado.
- Los parámetros  $N$ ,  $Q$  y  $C$  inciden sobre la naturaleza de los saltos evolutivos que se generan entre las ranas.  $N$  es el número de saltos evolutivos que se producen en cada memplex. Valores elevados de  $N$  pueden provocar una convergencia demasiado rápida, lo que provoca soluciones de bajo nivel.  $Q$  representa el tamaño del submemplex que se crea respecto al tamaño del memplex. Indica cuál es la extensión sobre la que se van a producir los saltos evolutivos de la población. Por ejemplo para  $Q = 0,25$  cada vez que se forme un submemplex, el tamaño del mismo es la cuarta parte del que proviene, con submemplex pequeños, los saltos se producen son entre ranas de aptitud similar. El parámetro  $C$  incrementa la longitud de cada salto evolutivo, con valor superior a 1 se produce un salto evolutivo mayor, con valor inferior a uno un salto evolutivo menor.

# Capítulo nº5

---

*Resultados. Ensayos y Estimación Metaheurística*

## 5.1. Ensayos

### 5.1.1. Motor de 1,5 kW

#### 5.1.1.1. Datos del motor

<b>Potencia: 1,5 kW (rotor en jaula de ardilla)</b>
Tensiones: 400/230 V (estrella / triángulo)
Intensidades: 3,3/ 5,7 A (estrella/ triángulo)
Frecuencia: 50 Hz
Resistencias por fase: 2,93 Ω (U)/ 2,92 Ω (V)/ 2,92 Ω (W)

#### 5.1.1.2. Datos del ensayo a rotor libre: Medidas realizadas

Ensayo en vacío:(3 vatímetros)							
Fases	Tensión	Intensidad	fdp	P	Q	S	rpm
	(V)	(A)		(W)	(VAr)	(VA)	
<i>125% de la tensión nominal (287,5 V) (real 266 V)</i>							
U	266,4	3,44	0,09	84,7	910,8	914,7	1497
V	266,2	3,33	0,09	82,4	884,2	888,3	
W	266,1	3,23	0,10	87,1	858,7	863,4	
<i>110% de la tensión nominal (253V)</i>							
U	253,1	2,88	0,08	59,3	721,1	722,2	1496
V	253,8	2,86	0,08	54,7	718,8	721,2	
W	253,8	2,89	0,09	61,2	716,3	719,2	
<i>105% de la tensión nominal (241,5 V)</i>							
U	241,9	2,58	0,08	47,8	618,3	622,3	1493
V	241,9	2,54	0,07	45,9	606,7	607,9	
W	241,7	2,54	0,10	59,2	606,7	609,1	
<i>100% de la tensión nominal (230 V) asignada</i>							
U	229,8	2,35	0,07	36,6	544,3	545,2	1492
V	229,5	2,27	0,08	39,9	523,2	525,3	
W	230,3	2,34	0,11	57,3	539,8	542,1	
<i>90% de la tensión nominal (207 V)</i>							
U	206,8	1,919	0,08	30,4	406,1	408,7	1496
V	205,9	1,929	0,08	35,4	398,1	399,2	
W	205,7	1,657	0,10	38,9	407,8	409,5	
<i>80% de la tensión nominal (184 V)</i>							
U	183,9	1,658	0,07	22,1	304,3	305,9	1492
V	183,2	1,622	0,09	28,3	296,4	297,7	
W	183,7	1,669	0,11	32,4	306,3	307,9	

<i>70% de la tensión nominal (161 V)</i>							
U	161,2	1,404	0,10	19,3	232	232,4	1497
V	159,9	1,387	0,07	22,2	220,9	222,9	
W	160,6	1,412	0,12	24,9	221,1	222,4	
<i>50% de la tensión nominal (115 V)</i>							
U	115,3	0,98	0,1	11,8	111,7	112,7	1496
V	114,7	0,946	0,13	13,7	108,4	109	
W	115,4	0,976	0,15	16,8	110,6	112,1	
<i>40% de la tensión nominal (92 V)</i>							
U	91,8	0,713	0,14	10,2	70,5	71,1	1498
V	91,6	0,752	0,16	10,7	68,3	69,2	
W	91,8	0,772	0,18	12,3	68,3	70,4	
<i>30% de la tensión nominal (69 V)</i>							
U	69,4	0,588	0,17	7	39,4	40,1	1491
V	69,1	0,551	0,23	8,4	36,2	37,4	
W	69,4	0,601	0,25	10,2	39,8	41,3	
<i>20% de la tensión nominal (46 V)</i>							
U	46,7	0,413	0,31	5,9	18	18,9	1490
V	46,2	0,389	0,37	6,7	16,6	17,7	
W	46,5	0,428	0,39	7,6	18,2	19,7	
<i>10% de la tensión nominal (23 V)</i>							
U	23,1	0,321	0,7	5,2	5,3	7,4	1449
V	22,9	0,298	0,74	5	4,6	6,8	
W	23,1	0,322	0,76	5,6	4,9	7,5	

### 5.1.1.3. Datos del ensayo a rotor bloqueado: Medidas realizadas

	Tensión (v)	Intensidad (A)	Potencia (W)
<b>150% de la intensidad nominal (4,95 A)</b>			
U	52,8	5,04	168,3
V	52,8	4,99	166,1
W	52,5	4,99	167,2
<b>125% de la intensidad nominal (4,125 A)</b>			
U	43	4,1	110,9
V	43	4,1	110,8
W	43	4,1	111
<b>110% de la intensidad nominal (3,63 A)</b>			
U	38,7	3,68	89
V	38,4	3,65	88,3
W	38,6	3,68	90

<b>100% de la intensidad nominal (3,3 A) asignada</b>			
U	34,7	3,31	71,8
V	34,4	3,3	70,6
W	34,4	3,32	72,3
<b>90% de la intensidad nominal (2,97 A)</b>			
U	31,4	2,99	58,3
V	31,2	2,97	57,7
W	31,3	2,99	58,5
<b>80% de la intensidad nominal (2,64 A)</b>			
U	27,3	2,61	44,1
V	27,2	2,6	44
W	27,3	2,61	44,4
<b>75% de la intensidad nominal ( 2,475 A)</b>			
U	26,7	2,5	40,7
V	25,7	2,47	39,3
W	26,3	2,5	40,7
<b>60% de la intensidad nominal (1,98 A)</b>			
U	18,5	1,772	20,3
V	18,6	1,779	20,5
W	18,7	1,785	20,7
<b>50% de la intensidad nominal (1,65 A)</b>			
U	17	1,628	17,2
V	16,6	1,603	16,4
W	17	1,623	17,1
<b>40% de la intensidad nominal ( 1,32 A)</b>			
U	13,8	1,324	11,3
V	13,8	1,319	11,3
W	13,9	1,327	11,5
<b>30% de la intensidad nominal ( 0,99 A)</b>			
U	9,9	0,952	5,8
V	9,6	0,919	5,4
W	9,9	0,955	5,9
<b>25% de la intensidad nominal (0,825 A)</b>			
U	8,6	0,829	4,4
V	8,6	0,835	4,5
W	8,8	0,843	4,6
<b>20% de la intensidad nominal( 0,66 A)</b>			
U	7,7	0,737	3,5
V	7,6	0,728	3,4
W	8,1	0,777	3,9
<b>10% de la intensidad nominal (0,33 A)</b>			
U	3,6	0,348	0,8
V	3,9	0,372	0,9
W	3,8	0,368	0,9

**5.1.1.4. Obtención de los parámetros del circuito equivalente**

•Valores asignados

<b>Tipo</b>	M3AA090LD-4	<b>Altura de eje:</b>	90 mm
<b>P<sub>2n</sub></b>	1 500 W	<b>k<sub>s</sub></b>	235 °C
<b>Conexión</b>	Y ("Y" ó "D")	<b>k<sub>r</sub></b>	225 °C
<b>f<sub>N</sub></b>	50 Hz	<b>U<sub>s</sub></b>	230 V (fase)
<b>2p</b>	4	<b>I<sub>N</sub></b>	3,3 (línea)
<b>U<sub>N</sub></b>	400 V (línea)	<b>γ<sub>r</sub></b>	33*10 <sup>6</sup> S/m
<b>I<sub>N</sub></b>	3,3 (fase)	<b>Eficiencia(100% carga)</b>	84,1/IE2

•Medidas de resistencia

(6.2) Medida en corriente continua			(7.2) Resistencia del estator(R <sub>s25</sub> )		
<b>R<sub>ll,m</sub></b>	U	2,93 Ω	<b>R<sub>ll,m</sub></b>	U	2,9757 Ω
	V	2,92 Ω		V	2,9656 Ω
	W	2,92 Ω		W	2,9656 Ω

•Formulario para el cálculo de la resistencia de pérdidas en el hierro R<sub>fe</sub>

Apartado 6.4 (s=0)			Apartado 7.3			
U (V)	I (A)	P <sub>1</sub> (W)	I <sub>s</sub> (A)	P <sub>k</sub> (W)	U <sup>2</sup> (V <sup>2</sup> )	P <sub>fe</sub> (W)
266,4	3,44	84,7	3,44	47,4542	70968,96	43,1164
266,2	3,33	82,4	3,33	47,6172	70862,44	42,8264
266,1	3,23	87,1	3,23	54,3749	70809,21	48,9867
253,1	2,88	59,3	2,88	33,1937	64059,61	28,8559
253,8	2,86	54,7	2,86	29,0428	64414,44	24,2520
253,8	2,89	61,2	2,89	35,0018	64414,44	29,6136
241,9	2,58	47,8	2,58	26,8491	58515,61	22,5114
241,9	2,54	45,9	2,54	25,6631	58515,61	20,8723
241,7	2,54	59,2	2,54	38,9631	58418,89	33,5749
229,8	2,35	36,6	2,35	19,2181	53808,04	14,8803
229,5	2,27	39,9	2,27	23,7368	52670,25	18,9460
233,3	2,34	57,3	2,34	40,1245	54428,89	34,7363
206,8	1,919	30,4	1,919	18,8092	42766,24	14,4714
205,9	1,929	35,4	1,929	23,7281	42394,81	18,9373
205,7	1,657	38,9	1,657	30,2876	42312,49	24,8994
183,9	1,658	22,1	1,658	13,4477	33819,21	9,10994
183,2	1,622	28,3	1,622	20,0476	33562,24	15,2568
183,7	1,669	32,4	1,669	23,6624	33745,69	18,2742
161,2	1,404	19,3	1,404	13,0956	25985,44	8,75787
159,9	1,387	22,2	1,387	16,1656	25568,01	11,3748
160,6	1,412	24,9	1,412	18,6461	25792,36	13,2579

•Formulario para el cálculo de la resistencia de pérdidas en el hierro  $R_{fe}$

Apartado 6.4 (s=0)			Apartado 7.3			
U (V)	I (A)	P <sub>1</sub> (W)	I <sub>s</sub> (A)	P <sub>k</sub> (W)	U <sup>2</sup> (V <sup>2</sup> )	P <sub>fe</sub> (W)
115,3	0,98	11,8	0,98	8,7771	13294,09	4,4393
114,7	0,946	13,7	0,946	10,8929	13156,09	6,1021
115,4	0,976	16,8	0,976	13,8120	13317,16	8,4238
91,8	0,713	10,2	0,713	8,5999	8427,24	4,2621
91,6	0,752	10,7	0,752	8,9261	8390,56	4,1353
91,8	0,772	12,3	0,772	10,4305	8427,24	5,0423
69,4	0,588	7	0,588	5,9117	4816,36	1,5739
69,1	0,551	8,4	0,551	7,4476	4774,81	2,6568
69,4	0,601	10,2	0,601	9,0670	4816,36	3,6788
46,7	0,413	5,9	0,413	5,3631	2180,89	1,0253
46,2	0,389	6,7	0,389	6,2253	2134,44	1,4345
46,5	0,428	7,6	0,428	7,0254	2162,25	1,6372
23,1	0,321	5,2	0,321	4,8756	533,61	0,5378
22,9	0,298	5	0,298	4,7214	524,41	-0,06935
23,1	0,322	5,6	0,322	5,2747	533,61	-0,11342

Fase	P <sub>FE</sub> (W)	P <sub>fw</sub> (W)	R <sub>FE</sub> (Ω)
U	14,880347	4,3378	3548,84467
V	18,946002	4,7908	2780,01924
W	34,7363828	5,3882	1526,87429

•Formulario para el cálculo de la inductancia total del estator  $L_{ts}$

Apartado 6.4 (s=0)			Apartado 7.4					
U V	I A	P <sub>1</sub> W	Z <sub>s=0</sub> Ω	cos φ	R Ω	I <sub>m</sub> A	X <sub>ts</sub> Ω	L <sub>ts</sub> H
266,4	3,44	84,7	77,4418	0,09242	7,1575	3,44	77,1103	0,24544
266,2	3,33	82,4	79,9399	0,09295	7,4308	3,33	79,5938	0,25335
266,1	3,23	87,1	82,3839	0,10133	8,3485	3,23	81,9597	0,26088
253,1	2,88	59,3	87,8819	0,08135	7,1494	2,88	87,5906	0,27880
253,8	2,86	54,7	88,7412	0,07535	6,6873	2,86	88,4889	0,28166
253,8	2,89	61,2	87,8200	0,08343	7,3274	2,89	87,5138	0,27856
241,9	2,58	47,8	93,7596	0,07659	7,1810	2,58	93,4842	0,29756
241,9	2,54	45,9	95,2362	0,07470	7,1145	2,54	94,9701	0,30229
241,7	2,54	59,2	95,1574	0,09642	9,1760	2,54	94,7140	0,30148
229,8	2,35	36,6	97,7872	0,06777	6,6274	2,35	97,5623	0,31055
229,5	2,27	39,9	101,1013	0,07658	7,7432	2,27	100,8043	0,32087
233,3	2,34	57,3	98,41880	0,10632	10,4646	2,34	97,8608	0,31150
206,8	1,919	30,4	107,7644	0,07660	8,2551	1,919	107,4478	0,34201
205,9	1,929	35,4	106,73924	0,08912	9,5134	1,929	106,3144	0,33840
205,7	1,657	38,9	124,1400	0,11412	14,1678	1,657	123,3288	0,39256
183,9	1,658	22,1	110,9167	0,07248	8,0393	1,658	110,6250	0,35213
183,2	1,622	28,3	112,9469	0,09523	10,7568	1,622	112,4335	0,35788
183,7	1,669	32,4	110,0659	0,10567	11,6314	1,669	109,4495	0,34838
161,2	1,404	19,3	114,8148	0,08527	9,7909	1,404	114,3965	0,36413
159,9	1,387	22,2	115,2847	0,10009	11,5398	1,387	114,7057	0,36511
160,6	1,412	24,9	113,7393	0,10980	12,4890	1,412	113,0516	0,35985
115,3	0,98	11,8	117,6530	0,10443	12,2865	0,98	117,0097	0,37245
114,7	0,946	13,7	121,2473	0,12626	15,3086	0,946	120,2770	0,38287
115,4	0,976	16,8	118,2377	0,14916	17,6363	0,976	116,9149	0,37215
91,8	0,713	10,2	128,7517	0,15583	20,0641	0,713	127,17878	0,40482
91,6	0,752	10,7	121,8085	0,15533	18,9211	0,752	120,3299	0,38302
91,8	0,772	12,3	118,9119	0,17355	20,6381	0,772	117,1072	0,37276
69,4	0,588	7	118,0272	0,17153	20,2461	0,588	116,2777	0,37012
69,1	0,551	8,4	125,4083	0,22062	27,6678	0,551	122,3181	0,38935
69,4	0,601	10,2	115,4742	0,24454	28,2391	0,601	111,9680	0,35640
46,7	0,413	5,9	113,0750	0,30590	34,5901	0,413	107,6545	0,34267
46,2	0,389	6,7	118,7660	0,37280	44,2767	0,389	110,2041	0,35079
46,5	0,428	7,6	108,644	0,38187	41,4883	0,428	100,411	0,31961
23,1	0,321	5,2	71,9626	0,70127	50,4653	0,321	51,30172	0,16329
22,9	0,298	5	76,8456	0,73268	56,3037	0,298	52,29854	0,16647
23,1	0,322	5,6	71,7391	0,75287	54,0102	0,322	47,21646	0,15029

•Formulario para el cálculo de la inductancia de dispersión total  $L_{\sigma}$

Apartado 6.5.2 ó 6.5.3			Apartado 7.5						
U V	I A	P <sub>1</sub> W	Z Ω	cos φ	R Ω	I <sub>s</sub> A	X <sub>oa</sub> Ω	L <sub>oa</sub> H	L <sub>σ</sub> H
52,8	5,04	168,3	10,476	0,6324	6,6255	5,04	8,1149	0,02583	0,02669
52,4	4,99	166,1	10,501	0,6352	6,6706	4,99	8,1100	0,02581	0,02667
52,5	4,99	167,2	10,521	0,6382	6,7148	4,99	8,0995	0,025781	0,02664
43	4,1	110,9	10,487	0,6290	6,5972	4,1	8,1529	0,02595	0,02681
3	4,1	110,8	10,487	0,6284	6,5913	4,1	8,1577	0,02596	0,02683
43	4,1	111	10,487	0,6296	6,6032	4,1	8,1481	0,02593	0,02680
38,7	3,68	89	10,516	0,6249	6,5719	3,68	8,2098	0,02613	0,02700
38,4	3,65	88,3	10,520	0,6299	6,6278	3,65	8,1702	0,02600	0,02687
38,6	3,68	90	10,489	0,6335	6,6457	3,68	8,1151	0,02583	0,02669
34,7	3,31	71,8	10,4833	0,6251	6,5534	3,31	8,1825	0,02604	0,02691
34,4	3,3	70,6	10,4242	0,6219	6,4830	3,3	8,1630	0,02598	0,02685
34,4	3,3	72,3	10,4242	0,6368	6,6391	3,3	8,0365	0,02558	0,02692
31,4	2,99	58,3	10,5016	0,6209	6,5211	2,99	8,2316	0,02620	0,02707
31,2	2,97	57,7	10,5050	0,6226	6,5412	2,97	8,2199	0,02616	0,02703
31,3	2,99	58,5	10,4682	0,6250	6,5435	2,99	8,1710	0,02600	0,0268
27,3	2,61	44,1	10,4597	0,6189	6,4737	2,61	8,2156	0,02615	0,0270
27,2	2,6	44	10,4614	0,6221	6,5088	2,6	8,1901	0,02607	0,0269
27,3	2,61	44,4	10,4592	0,6231	6,5178	2,61	8,1807	0,02604	0,0269
26,4	2,52	40,7	10,4767	0,6117	6,4090	2,5	8,2870	0,02637	0,0278
25,7	2,47	39,3	10,4041	0,6191	6,4416	2,47	8,1710	0,02600	0,0268
26,3	2,5	40,7	10,5200	0,6190	6,5120	2,5	8,2622	0,02629	0,0271
18,5	1,772	20,3	10,4401	0,6192	6,4650	1,772	8,19762	0,026093	0,02696
18,6	1,779	20,5	10,4553	0,6195	6,4774	1,779	8,20710	0,026124	0,02699
18,7	1,785	20,7	10,4762	0,6201	6,4967	1,785	8,21846	0,026160	0,02703
17	1,628	17,2	10,4422	0,6214	6,48962	1,628	8,18080	0,026040	0,02691
16,6	1,587	16,4	10,4599	0,6225	6,51163	1,587	8,18596	0,026056	0,02692
17	1,623	17,1	10,4744	0,6197	6,4917	1,623	8,22018	0,026165	0,02703
13,8	1,324	11,3	10,4229	0,6184	6,44618	1,324	8,19053	0,026071	0,02694
13,8	1,319	11,3	10,4624	0,6208	6,49514	1,319	8,20222	0,026108	0,0269
13,9	1,327	11,5	10,4747	0,6234	6,53064	1,327	8,1897	0,026068	0,02693
9,9	0,952	5,8	10,3991	0,6153	6,39962	0,952	8,19679	0,0260	0,02696
9,6	0,919	5,4	10,4461	0,6120	6,39385	0,919	8,26077	0,026294	0,02717
9,9	0,945	5,9	10,4761	0,6306	6,60675	0,945	8,13027	0,025879	0,02674
8,7	0,829	4,4	10,4945	0,6100	6,40241	0,829	8,31535	0,026468	0,02735
8,7	0,82	4,5	10,6097	0,6307	6,69244	0,82	8,23274	0,026205	0,02708
8,8	0,828	4,6	10,6280	0,63131	6,70961	0,828	8,24232	0,026236	0,02711
7,7	0,737	3,5	10,4477	0,61675	6,44367	0,737	8,2240	0,02617	0,02705
7,6	0,728	3,4	10,4395	0,61451	6,41528	0,728	8,23580	0,026215	0,02709
8,1	0,777	3,9	10,4247	0,61966	6,45985	0,777	8,18198	0,026044	0,02691
3,6	0,348	0,8	10,3448	0,63856	6,60589	0,348	7,96100	0,025340	0,02618
3,9	0,372	0,9	10,483	0,62034	6,50364	0,372	8,22278	0,026173	0,02704
3,8	0,368	0,9	10,326	0,64359	6,64579	0,368	7,90325	0,025156	0,02599

•Formulario para el cálculo de la inductancia de dispersión total  $L_{\sigma}$

Apartado 7.4		Apartado 7.6 y 7.7				
$I_m = I_s$ A	$L_{ts}$ H	$L_{\sigma}$ H	$L_m$ H	$L_s$ H	$L'_r$ H	$U_m$ V
3,44	0,24544	0,02693	0,23464	0,01080	0,01617	253,5796
3,33	0,25335	0,02687	0,24257	0,01078	0,01607	253,7688
3,23	0,26088	0,02685	0,25011	0,01077	0,01598	253,7969
2,88	0,27869	0,02693	0,26789	0,01080	0,01615	242,3820
2,86	0,28155	0,02690	0,27076	0,01079	0,01608	243,2779
2,89	0,27801	0,02685	0,26723	0,01077	0,01596	242,6324
2,58	0,29719	0,02693	0,28639	0,01080	0,01614	232,1285
2,54	0,30229	0,02693	0,29149	0,01080	0,01608	232,6012
2,54	0,30211	0,02684	0,29134	0,01077	0,0159	232,4810
2,35	0,31190	0,02693	0,30110	0,01080	0,01614	222,2948
2,27	0,32283	0,02695	0,31202	0,01081	0,01608	222,5176
2,34	0,31355	0,02684	0,30278	0,01077	0,01593	222,5855
1,919	0,34384	0,02693	0,33303	0,01080	0,01612	200,7798
1,929	0,34172	0,02698	0,33089	0,01082	0,01608	200,5281
1,957	0,33758	0,02684	0,32681	0,01076	0,01590	200,9299
1,658	0,35193	0,02693	0,34113	0,01080	0,01611	177,6865
1,622	0,35847	0,02700	0,34764	0,01083	0,01609	177,1474
1,669	0,34992	0,02683	0,33915	0,01076	0,01589	177,8305
1,404	0,36254	0,02693	0,35173	0,01080	0,01610	155,1431
1,387	0,36581	0,02702	0,35496	0,01084	0,01609	154,6738
1,412	0,36121	0,02683	0,35044	0,01076	0,01587	155,4570
0,98	0,37245	0,02693	0,36001	0,01080	0,01609	110,8393
0,946	0,38287	0,02706	0,37097	0,01085	0,01609	110,2531
0,976	0,37215	0,02682	0,35940	0,01076	0,01585	110,2019
0,713	0,40482	0,02693	0,39265	0,01080	0,01608	87,9538
0,752	0,38301	0,02707	0,37173	0,01086	0,01609	87,8206
0,772	0,37276	0,02682	0,36074	0,01076	0,01584	87,4919
0,588	0,37012	0,02693	0,35381	0,01080	0,01608	65,3595
0,551	0,38935	0,02709	0,37255	0,01086	0,01609	64,4902
0,601	0,35640	0,02682	0,34181	0,01076	0,01583	64,5387
0,413	0,34267	0,02693	0,32538	0,01082	0,01607	42,2179
0,389	0,35079	0,02710	0,33550	0,01087	0,01609	41,0011
0,428	0,31961	0,02682	0,30563	0,01076	0,01582	41,0960
0,321	0,16329	0,02693	0,15249	0,01080	0,01607	15,3779
0,298	0,16647	0,02711	0,15559	0,01087	0,01610	14,5666
0,322	0,15029	0,02681	0,13953	0,01076	0,01581	14,1152

• **Parámetros**

<b>(7.8)</b>								
$I_s$	U	3,3 A	$U_{ma}$	U	213,4348 V	$L_m a I_N$	U	0,305301 H
	V	3,3 A		V	213,4918 V		V	0,310852 H
	W	3,3 A		W	213,5177 V		W	0,306072 H
$L_s$ a $I_N$	U	0,013413 H	$U_{mb}$	U	-3,9365 V	$I'_r$	U	2,5164 A
	V	0,013370 H		V	-3,9226 V		V	2,5151 A
	W	0,013332 H		W	-3,8933 V		W	2,5157 A
$U_s$	U	230 V	$U_m$	U	213,4711 V	$L'_r a I_N$	U	0,013403 H
	V	230 V		V	213,5279 V		V	0,013403 H
	W	230 V		W	213,5532 V		W	0,013403 H

<b>(6.3)</b>					
$U_s$	U	235,6 V	$\text{Cos}\phi$	U	0,76
	V	234,5 V		V	0,75
	W	233,8 V		W	0,75
$I_s$	U	3,27 A			
	V	3,2 A			
	W	3,11 A			
$P_1$	U	585,5131 W			
	V	562,8 W			
	W	545,3385 W			

•Parámetros

(7.9)								
$I_s$	U	3,27 A	$U_{ma}$	U	210,1998 V	$L_m$	U	0,308067 H
	V	3,2 A		V	210,9545 V		V	0,312894 H
	W	3,16 A		W	212,0857 V		W	0,307206 H
$L_s$	U	0,013416 H	$U_{mb}$	U	-0,988697 V	$I'_r$	U	2,49585 A
	V	0,013374 H		V	-0,668793 V		V	2,40698 A
	W	0,013345 H		W	-0,638729 V		W	2,37904 A
$U_s$	U	228,1 V	$U_m$	U	210,2022 V	$L'_r$	U	0,013403 H
	V	228,3 V		V	210,9556 V		V	0,013402 H
	W	229,2 V		W	212,0867 V		W	0,013401 H
$X'_r$	U	4,21072 $\Omega$	$X_s$	U	4,21477 $\Omega$	$X_m$	U	94,75738 $\Omega$
	V	4,21045 $\Omega$		V	4,20158 $\Omega$		V	96,75213 $\Omega$
	W	4,21011 $\Omega$		W	4,19242 $\Omega$		W	95,32829 $\Omega$
$Z$	U	69,75535 $\Omega$	$X$	U	45,33561 $\Omega$	$R'_{r,25}$	U	2,35568 $\Omega$
	V	71,34375 $\Omega$		V	47,18945 $\Omega$		V	2,45987 $\Omega$
	W	72,53164 $\Omega$		W	47,97517 $\Omega$		W	2,50204 $\Omega$

(6.2) Medida en corriente continua			(7.2) Resistencia del estator( $R_{s25}$ )		
$R_{l,m}$	U	2,93 $\Omega$	$R_{l,m}$	U	2,97578 $\Omega$
	V	2,92 $\Omega$		V	2,96562 $\Omega$
	W	2,92 $\Omega$		W	2,96562 $\Omega$

**5.1.2. Motor de 2,2 kW**

**5.1.2.1. Datos del motor**

<b>Potencia: 2,2 kW (rotor en jaula de ardilla)</b>
Tensiones: 400/230 V (estrella /triángulo)
Intensidades: 4,6/7,9 A (estrella/ triángulo)
Frecuencia: 50 Hz
Resistencias por fase: 2,2 Ω (U)/ 2,2 Ω (V)/ 2,3 Ω (W)

**5.1.2.2. Datos del ensayo rotor libre: Medidas realizadas**

<b>Ensayo en vacío:(3 vatímetros)</b>							
Fases	Tensión	Intensidad	fdp	P	Q	S	rpm
	(V)	(A)		(W)	(VAr)	(VA)	
<i>125% de la tensión nominal (287,5 V) (real 266 V)</i>							
U	264	3,74	0,04	41,2	987,2	988,1	1499
V	262,7	3,76	0,12	120,9	981,1	988,6	
W	264	4,03	0,08	84,9	1061	1064	
<i>110% de la tensión nominal (253V)</i>							
U	252,4	3,26	0,05	37,8	821,4	822,1	1498
V	250,8	3,22	0,11	91	802,4	807,5	
W	252,1	3,44	0,09	77,6	85,64	867,5	
<i>105% de la tensión nominal (241,5 V)</i>							
U	241,2	2,94	0,06	41,2	708,8	710,1	1497
V	239,7	2,88	0,1	71,5	685,2	685,9	
W	241,2	3,03	0,1	72,3	727,1	730,1	
<i>100% de la tensión nominal (230 V) asignada</i>							
U	230,9	2,71	0,06	37,8	624,7	625,8	1499
V	229,6	2,58	0,09	54,9	588,7	591,3	
W	230,7	2,73	0,12	74	625,8	630,1	
<i>90% de la tensión nominal (207 V)</i>							
U	206,7	2,32	0,06	29,8	478,2	479,1	1498
V	204,7	2,1	0,08	35,8	427,9	429,4	
W	206,9	2,26	0,16	72,6	461,4	467,1	
<i>80% de la tensión nominal (184 V)</i>							
U	184,3	1,982	0,07	25,9	364,1	365,1	1499
V	182,9	1,802	0,1	33,4	327,6	329,3	
W	184,7	1,957	0,16	58,1	356,7	361,4	

<i>70% de la tensión nominal (161 V)</i>							
U	160,8	1,695	0,1	27,5	271,1	272,5	1498
V	159,3	1,565	0,1	25,8	249,9	249,2	
W	160,8	1,648	0,17	45,2	261,2	265,1	
<i>50% de la tensión nominal (115V)</i>							
U	114,7	1,177	0,12	16,6	134,1	135,1	1497
V	114	1,071	0,18	22,2	120	122	
W	115,3	1,187	0,23	31,1	133,4	136,9	
<i>40% de la tensión nominal (92 V)</i>							
U	92	0,934	0,18	15,2	84,6	85,9	1493
V	91,7	0,883	0,26	20,7	78,3	81	
W	92,7	0,979	0,26	23,8	87,5	90,7	
<i>30% de la tensión nominal (69 V)</i>							
U	70,4	0,731	0,24	15,1	49,2	51,4	1496
V	70,3	0,711	0,38	18,8	46,3	50	
W	71	0,775	0,35	19,5	51,4	55	
<i>20% de la tensión nominal (46 V)</i>							
U	46,7	0,534	0,51	12,7	21,4	24,9	1488
V	46,9	0,576	0,57	15,5	22	27	
W	47,2	0,604	0,51	14,4	24,5	28,5	
<i>10% de la tensión nominal (23 V)</i>							
U	23,8	0,643	0,86	12,9	7,7	15,1	1442
V	24,1	0,72	0,87	14,9	9,3	17	
W	24,4	0,699	0,83	14,4	9,5	17,1	

### 5.1.2.3. Datos del ensayo a rotor bloqueado: Medidas realizadas

	Tensión (V)	Intensidad (A)	Potencia (W)
<b>150% de la intensidad nominal (7,2 A)</b>			
U	55,3	7,18	214,7
V	55,1	7,2	219,6
W	55,2	7,26	219
<b>125% de la intensidad nominal ( 6 A)</b>			
U	46,6	6	148,7
V	46,3	6	151,6
W	46,5	6,06	150,8
<b>110% de la intensidad nominal (5,28 A)</b>			
U	41,2	5,3	114,7
V	41	5,3	117,2
W	41,3	5,37	117,7

<b>100% de la intensidad nominal (4,8 A)</b>			
U	37,7	4,85	95,2
V	37,5	4,87	98
W	37,7	4,91	97,3
<b>90% de la intensidad nominal (4,32 A)</b>			
U	34,2	4,4	77,8
V	33,9	4,4	79,7
W	34,2	4,45	79,8
<b>80% de la intensidad nominal (3,84 A)</b>			
U	30,3	3,9	60,9
V	30,3	3,94	63,2
W	30,4	3,97	63
<b>75% de la intensidad nominal ( 3,6 A)</b>			
U	27,9	3,6	51,2
V	27,9	3,64	53,4
W	28	3,66	53
<b>60% de la intensidad nominal (2,88 A)</b>			
U	22	2,83	31,9
V	21,9	2,85	32,9
W	22,1	2,89	33
<b>50% de la intensidad nominal (2,4 A)</b>			
U	19,2	2,47	24
V	19,2	2,51	25,2
W	19,4	2,54	25,3
<b>40% de la intensidad nominal ( 1,92 A)</b>			
U	15,3	1,98	15,4
V	15,5	2,03	16,4
W	15,6	2,05	16,4
<b>30% de la intensidad nominal ( 1,44 A)</b>			
U	11,3	1,466	8,4
V	11,1	1,465	8,5
W	11,5	1,511	8,9
<b>20% de la intensidad nominal (0,96 A)</b>			
U	7,3	0,954	3,5
V	7	0,934	3,4
W	7,4	0,985	3,8
<b>10% de la intensidad nominal (0,48 A)</b>			
U	3,3	0,459	-
V	2,97	0,443	-
W	3,6	0,501	-

**5.1.2.4. Obtención de parámetros del circuito equivalente**

•Valores asignados

<b>Tipo</b>	M3AA100 LC-4	<b>Altura de eje:</b>	100 mm
<b>P<sub>2n</sub></b>	2 200 W	<b>k<sub>s</sub></b>	235 °C
<b>Conexión</b>	Y ("Y" ó "D")	<b>k<sub>r</sub></b>	225 °C
<b>f<sub>N</sub></b>	50 Hz	<b>U<sub>s</sub></b>	231 V (fase)
<b>2p</b>	4	<b>I<sub>N</sub></b>	4,6 (fase)
<b>U<sub>N</sub></b>	400 V (línea)	<b>γ<sub>r</sub></b>	33*10 <sup>6</sup> S/m
<b>I<sub>N</sub></b>	4,6 (línea)	<b>Eficiencia(100% carga)</b>	86,4/IE2

•Medidas de resistencia

(6.2) Medida en corriente continua			(7.2) Resistencia del estator(R <sub>s25</sub> )		
<b>R<sub>ll,m</sub></b>	U	2,2 Ω	<b>R<sub>ll,m</sub></b>	U	2,2204 Ω
	V	2,2 Ω		V	2,2204 Ω
	W	2,3 Ω		W	2,3213 Ω

•Formulario para el cálculo de la resistencia de pérdidas en el hierro R<sub>fe</sub>

Apartado 6.4 (s=0)			Apartado 7.3			
U (V)	I (A)	P <sub>1</sub> (W)	I <sub>s</sub> (A)	P <sub>k</sub> (W)	U <sup>2</sup> (V <sup>2</sup> )	P <sub>fe</sub> (W)
264	3,74	41,2	3,74	10,1415	69696	-2,06785
262,7	3,76	120,9	3,76	89,508	69811,11	75,73907
264	4,03	84,9	4,03	47,1990	69696	35,96038
252,4	3,26	37,8	3,26	14,2021	63705,76	1,99278
250,8	3,22	91	3,22	67,9777	62900,64	54,20831
252,1	3,44	77,6	3,44	50,1299	63554,41	38,89129
241,2	2,94	41,2	2,94	22,0075	58177,44	9,79811
239,7	2,88	71,5	2,88	53,0828	57456,09	39,31348
241,2	3,03	72,3	3,03	50,9878	58177,44	39,74915
230,9	2,71	37,8	2,71	21,4929	53314,81	9,28355
229,6	2,58	54,9	2,58	40,1199	52716,16	26,35054
230,7	2,73	74	2,73	56,6991	53222,49	45,46046
206,7	2,32	29,8	2,32	17,8487	42724,89	5,639368
204,7	2,1	35,8	2,1	26,0079	41902,09	12,23851
206,9	2,26	72,6	2,26	60,7434	42807,61	49,50473
184,3	1,982	25,9	1,982	17,1774	33966,49	4,968039
182,9	1,802	33,4	1,802	26,1898	33452,41	12,42041
184,7	1,957	58,1	1,957	49,2095	34114,09	37,97085
160,8	1,695	27,5	1,695	21,120	25856,64	8,91125
159,3	1,565	25,8	1,565	20,3616	25376,49	6,59227
160,8	1,648	45,2	1,648	38,8954	25856,64	27,65671

•Formulario para el cálculo de la resistencia de pérdidas en el hierro  $R_{fe}$

Apartado 6.4 (s=0)			Apartado 7.3			
U (V)	I (A)	P <sub>1</sub> (W)	I <sub>s</sub> (A)	P <sub>k</sub> (W)	U <sup>2</sup> (V <sup>2</sup> )	P <sub>fe</sub> (W)
114,7	1,177	16,6	1,177	13,5239	13156,09	1,31457
114	1,071	22,2	1,071	19,6530	12996	5,88367
115,3	1,187	31,1	1,187	27,8292	13294,09	16,59058
92	0,934	15,2	0,934	13,2630	8464	1,05359
91,7	0,883	20,7	0,883	18,9687	8408,89	5,19935
92,7	0,979	23,8	0,979	21,5751	8593,29	10,33641
70,4	0,731	15,1	0,731	13,9134	4956,16	1,70409
70,3	0,711	18,8	0,711	17,6775	4942,09	3,90812
71	0,775	19,5	0,775	18,1057	5041	6,86703
46,7	0,534	12,7	0,534	12,0668	2180,89	-0,14256
46,9	0,576	15,5	0,576	14,7633	2199,61	0,99391
47,2	0,604	14,4	0,604	13,5531	2227,84	2,31443
23,8	0,643	12,9	23,8	-18,15845	566,44	-30,36785
24,1	0,72	14,9	24,1	-16,4915	580,81	-30,26092
24,4	0,699	14,4	24,4	-23,3009	595,36	-34,53961

Fase	P <sub>FE</sub> (W)	P <sub>fw</sub> (W)	R <sub>FE</sub> (Ω)
U	9,28355517	12,2094	2742,93027
V	26,3505435	13,7694	2000,57202
W	45,4604623	11,2387	1170,74238

•Formulario para el cálculo de la inductancia total del estator  $L_{ts}$

Apartado 6.4 (s=0)			Apartado 7.4					
U V	I A	P <sub>1</sub> W	Z <sub>s=0</sub> Ω	cos φ	R Ω	I <sub>m</sub> A	X <sub>ts</sub> Ω	L <sub>ts</sub> H
264	3,74	41,2	70,5882	0,04172	2,9454	3,74	70,5267	0,22449
262,7	3,76	120,9	69,8670	0,12239	8,5516	3,76	69,3416	0,22072
264	4,03	84,9	65,5086	0,07979	5,2275	4,03	65,2997	0,20785
252,4	3,26	37,8	77,4233	0,04593	3,5567	3,26	77,3415	0,24618
250,8	3,22	91	77,8882	0,11268	8,7766	3,22	77,3921	0,24634
252,1	3,44	77,6	73,2849	0,08948	6,5575	3,44	72,9909	0,23233
241,2	2,94	41,2	82,0408	0,05809	4,7665	2,94	81,9022	0,26070
239,7	2,88	71,5	83,2291	0,10357	8,6202	2,88	82,7815	0,26350
241,2	3,03	72,3	79,6039	0,0989	7,8750	3,03	79,2134	0,25214
230,9	2,71	37,8	85,2029	0,06040	5,1469	2,71	85,0473	0,27071
229,6	2,58	54,9	88,9922	0,09267	8,2477	2,58	88,6092	0,28205
230,7	2,73	74	84,5055	0,11749	9,9290	2,73	83,9201	0,26712
206,7	2,32	29,8	89,0948	0,06214	5,5365	2,32	88,9226	0,28304
204,7	2,1	35,8	97,4761	0,08328	8,1179	2,1	97,1375	0,30919
206,9	2,26	72,6	91,5486	0,1552	14,214	2,26	90,4384	0,28787
184,3	1,982	25,9	92,9868	0,07090	6,5931	1,982	92,7528	0,29524
182,9	1,802	33,4	101,498	0,10133	10,2854	1,802	100,975	0,32141
184,7	1,957	58,1	94,3791	0,16073	15,1703	1,957	93,1519	0,29651
160,8	1,695	27,5	94,8672	0,10089	9,57173	1,695	94,3831	0,30043
159,3	1,565	25,8	101,789	0,10348	10,5339	1,565	101,242	0,32226
160,8	1,648	45,2	97,5728	0,17056	16,6427	1,648	96,1429	0,30603
114,7	1,177	16,6	97,4511	0,12296	11,9827	1,177	96,7116	0,30784
114	1,071	22,2	106,4425	0,18182	19,3541	1,071	104,668	0,33316
115,3	1,187	31,1	97,1356	0,22723	22,0728	1,187	94,5945	0,30110
92	0,934	15,2	98,5011	0,17689	17,4240	0,934	96,9477	0,30859
91,7	0,883	20,7	103,8501	0,25564	26,5490	0,883	100,399	0,31958
92,7	0,979	23,8	94,6884	0,26224	24,8319	0,979	91,3743	0,29085
70,4	0,731	15,1	96,3064	0,29341	28,2580	0,731	92,0674	0,29305
70,3	0,711	18,8	98,8748	0,37612	37,1893	0,711	91,6143	0,29161
71	0,775	19,5	91,6129	0,35438	32,4661	0,775	85,6672	0,27268
46,7	0,534	12,7	87,4531	0,50926	44,5370	0,534	75,2629	0,23956
46,9	0,576	15,5	81,4236	0,57376	46,7182	0,576	66,6873	0,21227
47,2	0,604	14,4	78,1456	0,50510	39,471	0,604	67,4441	0,21468
23,8	0,643	12,9	37,0139	0,84294	31,2009	0,643	19,9132	0,06338
24,1	0,72	14,9	33,4722	0,85869	28,742	0,72	17,1543	0,05460
24,4	0,699	14,4	34,9070	0,84429	29,4719	0,699	18,7057	0,05954

•Formulario para el cálculo de la inductancia de dispersión total  $L_{\sigma}$

Apartado 6.5.2 ó 6.5.3			Apartado 7.5						
U V	I A	P <sub>1</sub> W	Z Ω	cos φ	R Ω	I <sub>s</sub> A	X <sub>oa</sub> Ω	L <sub>oa</sub> H	L <sub>σ</sub> H
55,3	7,18	214,7	7,7019	0,5407	4,1646	7,18	6,4788	0,020622	0,021468
55,1	7,2	219,6	7,6527	0,5535	4,2361	7,2	6,3734	0,020287	0,021118
55,2	7,26	219	7,6033	0,5464	4,1549	7,26	6,3675	0,020268	0,021099
46,6	6	148,7	7,7666	0,5318	4,1305	6	6,5772	0,020935	0,021794
46,3	6	151,6	7,7166	0,5457	4,2111	6	6,4663	0,020582	0,021426
46,5	6,06	150,8	7,6732	0,5351	4,1063	6,06	6,4820	0,020632	0,021478
41,2	5,3	114,7	7,7735	0,5252	4,0833	5,3	6,6147	0,021055	0,021918
41	5,3	117,2	7,7358	0,5393	4,1723	5,3	6,5142	0,020735	0,021585
41,3	5,37	117,7	7,6908	0,5307	4,0815	5,37	6,5184	0,020748	0,021599
37,7	4,85	95,2	7,7731	0,5206	4,0471	4,85	6,6364	0,021124	0,021990
37,5	4,87	98	7,7002	0,5366	4,1320	4,87	6,4976	0,020682	0,021530
37,7	4,91	97,3	7,6782	0,5256	4,0359	4,91	6,5318	0,020791	0,021643
34,2	4,4	77,8	7,7727	0,5170	4,0185	4,4	6,6532	0,02117	0,022046
33,9	4,4	79,7	7,7045	0,5343	4,1167	4,4	6,5124	0,020729	0,021579
34,2	4,45	79,8	7,6853	0,5243	4,0297	4,45	6,5441	0,020830	0,021684
30,3	3,9	60,9	7,7692	0,5153	4,0039	3,9	6,6580	0,02119	0,022061
30,3	3,94	63,2	7,6903	0,5293	4,0712	3,94	6,5243	0,02076	0,021618
30,4	3,97	63	7,6574	0,52200	3,9972	3,97	6,5313	0,02078	0,021642
27,9	3,6	51,2	7,75	0,5097	3,9506	3,6	6,6674	0,02122	0,022093
27,9	3,64	53,4	7,6648	0,5258	4,0303	3,64	6,5196	0,02075	0,021603
28	3,66	53	7,6502	0,5171	3,9565	3,66	6,5477	0,02084	0,021696
22	2,83	31,9	7,7738	0,5123	3,9830	2,83	6,6759	0,021250	0,022121
21,9	2,85	32,9	7,6842	0,5271	4,0504	2,85	6,5299	0,020785	0,021637
22,1	2,89	33	7,6470	0,51668	3,9511	2,89	6,5472	0,020840	0,021694
19,2	2,47	24	7,7732	0,5060	3,9338	2,47	6,7043	0,021340	0,022215
19,2	2,51	25,2	7,6494	0,5229	3,9999	2,51	6,520	0,02075	0,021605
19,4	2,54	25,3	7,6377	0,5134	3,9215	2,54	6,5542	0,020862	0,021717
15,3	1,979	15,4	7,7311	0,5086	3,9321	1,979	6,6565	0,021188	0,022056
15,5	2,03	16,4	7,6354	0,5212	3,9797	2,03	6,5163	0,020742	0,021592
15,6	2,05	16,4	7,6097	0,5128	3,9024	2,05	6,5329	0,020795	0,021647
11,3	1,466	8,4	7,7080	0,5070	3,9085	1,466	6,6436	0,021147	0,022014
11,1	1,465	8,5	7,5767	0,5227	3,9604	1,465	6,4593	0,020560	0,021403
11,5	1,511	8,9	7,6108	0,5121	3,8981	1,511	6,5367	0,020807	0,021660
7,3	0,954	3,5	7,6519	0,5025	3,8456	0,954	6,6154	0,021057	0,021920
7	0,934	3,4	7,4946	0,5200	3,8974	0,934	6,4015	0,020376	0,021211
7,4	0,985	3,8	7,5126	0,5213	3,9166	0,985	6,4109	0,020406	0,021243

•Formulario para el cálculo de la inductancia de dispersión total  $L_{\sigma}$

Apartado 7.4		Apartado 7.6 y 7.7				
$I_m = I_s$ A	$L_{ts}$ H	$L_{\sigma}$ H	$L_m$ H	$L_s$ H	$L'_r$ H	$U_m$ V
3,74	0,22449	0,021975	0,213505	0,010987	0,010987	250,8600
3,76	0,22072	0,021492	0,209975	0,010746	0,010746	248,0306
4,03	0,20785	0,021559	0,197075	0,010779	0,010779	249,5101
3,26	0,24618	0,022008	0,235181	0,011004	0,011004	240,8636
3,22	0,24634	0,021501	0,235596	0,010750	0,010750	238,3273
3,44	0,23233	0,021579	0,221547	0,010789	0,010789	239,4280
2,94	0,2607	0,022029	0,249687	0,011014	0,011014	230,6188
2,88	0,26350	0,021506	0,252748	0,010753	0,010753	228,6813
3,03	0,25214	0,021593	0,241347	0,010796	0,010796	229,7392
2,71	0,270714	0,022045	0,259691	0,011022	0,011022	221,0938
2,58	0,282051	0,021511	0,271296	0,010755	0,010755	219,8938
2,73	0,267126	0,021603	0,256323	0,010801	0,010801	219,8376
2,32	0,283049	0,022074	0,272013	0,011031	0,011033	198,2568
2,1	0,309198	0,021519	0,298438	0,010759	0,010759	196,8903
2,26	0,287874	0,021619	0,277064	0,010809	0,010809	196,7158
1,982	0,295241	0,022095	0,284193	0,011047	0,011047	176,9571
1,802	0,321416	0,021524	0,310653	0,010762	0,010762	175,8658
1,957	0,296511	0,021630	0,285696	0,010815	0,010815	175,6491
1,695	0,300430	0,022114	0,289373	0,011057	0,011057	154,0913
1,565	0,322265	0,021527	0,311501	0,010763	0,010763	153,1524
1,648	0,306032	0,021640	0,295212	0,010820	0,010820	152,841
1,177	0,307842	0,022150	0,296767	0,011075	0,011075	109,7344
1,071	0,333169	0,021535	0,322401	0,010767	0,010767	108,4766
1,187	0,301103	0,021656	0,290275	0,010828	0,010828	108,2457
0,934	0,308594	0,02216	0,297510	0,011083	0,011083	87,2970
0,883	0,319581	0,021538	0,308812	0,010769	0,010769	85,6653
0,979	0,290853	0,021663	0,280021	0,010831	0,010831	86,1240
0,731	0,293059	0,022180	0,281960	0,011090	0,011090	64,7543
0,711	0,291617	0,021541	0,280846	0,010770	0,010770	62,7319
0,775	0,272687	0,021670	0,261851	0,010835	0,010835	63,7539
0,534	0,239569	0,022194	0,228472	0,011097	0,011097	38,3287
0,576	0,212272	0,02154	0,201500	0,010771	0,010771	36,462
0,604	0,214681	0,021676	0,203843	0,010838	0,010838	38,6797
0,643	0,063385	0,022186	0,052292	0,011093	0,011093	10,5633
0,72	0,054603	0,021541	0,043833	0,010770	0,010770	9,91484
0,699	0,059542	0,021673	0,048705	0,010836	0,010836	10,6956

• **Parámetros**

<b>(7.8)</b>								
<b>I<sub>s</sub></b>	U	4,8A	<b>U<sub>ma</sub></b>	U	211,5679 V	<b>L<sub>m a I<sub>N</sub></sub></b>	U	0,263338 H
	V	4,8A		V	211,6552 V		V	0,276395 H
	W	4,8A		W	210,4615 V		W	0,261023 H
<b>L<sub>s a I<sub>N</sub></sub></b>	U	0,010951487 H	<b>U<sub>mb</sub></b>	U	-6,8190 V	<b>I<sub>r</sub></b>	U	3,93567 H
	V	0,010738113 H		V	-6,2600 V		V	3,89700 H
	W	0,010766715 H		W	-5,9971 V		W	3,92567 H
<b>U<sub>s</sub></b>	U	230V	<b>U<sub>m</sub></b>	U	211,6777 V	<b>L<sub>r a I<sub>N</sub></sub></b>	U	0,010744H
	V	230V		V	211,7478 V		V	0,010983 H
	W	230V		W	210,547 V		W	0,010781 H

<b>(6.3)</b>					
<b>U<sub>s</sub></b>	U	228,6 V	<b>Cosφ</b>	U	0,8
	V	228,2 V		V	0,79
	W	227,2 V		W	0,79
<b>I<sub>s</sub></b>	U	4,46 A			
	V	4,45 A			
	W	4,51 A			
<b>P<sub>1</sub></b>	U	815,6448 W			
	V	802,2371 W			
	W	809,4908 W			

• **Parámetros**

<b>(7.9)</b>								
<b>I<sub>s</sub></b>	U	4,46 A	<b>U<sub>ma</sub></b>	U	211,1382 V	<b>L<sub>m</sub></b>	U	0,277447 H
	V	4,45 A		V	210,8697 V		V	0,27709 H
	W	4,51 A		W	209,2351 V		W	0,261733 H
<b>L<sub>s</sub></b>	U	0,010963 H	<b>U<sub>mb</sub></b>	U	-6,10483 V	<b>I<sub>r</sub>'</b>	U	3,64687 A
	V	0,010740 H		V	-5,55770 V		V	3,59572 A
	W	0,010771 H		W	-5,37662 V		W	3,63498 A
<b>U<sub>s</sub></b>	U	228,6 V	<b>U<sub>m</sub></b>	U	211,2264 V	<b>L<sub>r</sub>'</b>	U	0,010226 H
	V	228,2 V		V	210,9429 V		V	0,010835 H
	W	227,2 V		W	209,3042 V		W	0,010653 H
<b>X<sub>r</sub>'</b>	U	3,21269 Ω	<b>X<sub>s</sub></b>	U	3,44415 Ω	<b>X<sub>m</sub></b>	U	87,16255 Ω
	V	3,40407 Ω		V	3,37435 Ω		V	87,05345 Ω
	W	3,34704 Ω		W	3,38401 Ω		W	82,22601 Ω
<b>Z</b>	U	51,25560 Ω	<b>X</b>	U	30,753363 Ω	<b>R<sub>r,25</sub>'</b>	U	1,67504 Ω
	V	51,28089 Ω		V	31,440669 Ω		V	1,67548 Ω
	W	50,37694 Ω		W	30,886446 Ω		W	1,62878 Ω

<b>(6.2) Medida en corriente continua</b>			<b>(7.2) Resistencia del estator(R<sub>s25</sub>)</b>		
<b>R<sub>ll,m</sub></b>	U	2,2 Ω	<b>R<sub>ll,m</sub></b>	U	2,22042 Ω
	V	2,2 Ω		V	2,22042 Ω
	W	2,3 Ω		W	2,32135 Ω

### 5.1.3. Motor de 3,0 kW

#### 5.1.3.1. Datos del motor

<b>Potencia: 3 kW (rotor en jaula de ardilla)</b>
Tensiones: 400/230 V (estrella /triángulo)
Intensidades: 6,3/10,9 A (estrella/ triángulo)
Frecuencia: 50 Hz
Resistencias por fase: 1,9 Ω (U)/ 1,9 Ω (V)/ 2,2 Ω (W)

#### 5.1.3.2. Datos del ensayo a rotor libre: Medidas realizadas

Fases	Tensión (V)	Intensidad (A)	fdp	P (W)	Q (VAr)	S (VA)	rpm
125 % de la tensión nominal (287,5 V) (266 V)							
U	264,5	4,83	0,09	109,1	1274	1279	1498
V	263,9	5,15	0,1	129,7	1352	1358	
W	264,8	5,02	0,04	48,8	1329	1330	
110 % de la tensión nominal (253V)							
U	252,9	4,16	0,07	76,2	1049	1052	1498
V	252,4	4,27	0,09	95,7	1074	1078	
W	253,6	4,27	0,06	65,6	1080	1082	
105 % de la tensión nominal (241,5 V)							
U	241	3,64	0,07	64,5	875,5	877,8	1498
V	240,6	3,64	0,08	71	873,9	876,8	
W	241,8	3,66	0,08	69,2	881,1	883,8	
100% de la tensión nominal (230 V)							
U	230,1	3,27	0,07	53,3	750	751,9	1498
V	229,6	3,21	0,08	59	734,3	736,6	
W	230,6	3,25	0,09	64,8	745,6	748,4	
90 % de la tensión nominal (207 V)							
U	207,6	2,75	0,06	36,8	570,2	571,4	1498
V	207	2,57	0,07	38	529,9	531,2	
W	208,2	2,66	0,12	67,7	550,2	559,3	
80 % de la tensión nominal (184 V)							
U	184,1	2,31	0,06	25,7	423,8	424,5	1498
V	183,5	2,14	0,08	32,2	390,6	391,9	
W	184,5	2,26	0,13	55,1	414,2	417,9	

70 % de la tensión nominal (161 V)							
U	160,8	1,939	0,09	28,3	310,6	311,9	1497
V	160,4	1,836	0,08	24,1	293,4	294,4	
W	161	1,864	0,13	39,9	297,4	300,1	
50% de la tensión nominal (115 V)							
U	115,9	1,334	0,12	18,3	153,6	154,7	1496
V	115,6	1,277	0,12	17,8	146,6	147,6	
W	116,1	1,302	0,16	24,5	149,2	151,2	
40 % de la tensión nominal (92 V)							
U	91,9	1,093	0,12	12	9,7	100,4	1498
V	91,8	0,956	0,14	12,2	86,9	87,8	
W	92,4	1,047	0,24	22,9	94	96,7	
30% de la tensión nominal (69 V)							
U	69,1	0,803	0,21	11,7	54,2	55,4	1493
V	69	0,757	0,23	11,9	50,9	52,3	
W	69,4	0,784	0,26	14,3	52,5	54,4	
20 % de la tensión nominal (46 V)							
U	46,8	0,594	0,31	8,7	26,3	27,7	1488
V	46,5	0,511	0,41	9,7	21,7	23,8	
W	47	0,602	0,46	12,9	25,2	28,3	
10 % de la tensión nominal (23 V)							
U	23,9	0,472	0,69	7,7	8,1	11,1	1459
V	23,6	0,451	0,85	8,9	5,6	10,5	
W	24,4	0,559	0,78	10,7	8,5	13,6	

**5.1.3.3. Datos del ensayo a rotor bloqueado: medidas realizadas**

	Tensión (V)	Intensidad (A)	Potencia (W)
<i>125% de la intensidad nominal ( 8,125A)</i>			
U	54,9	8,87	251,2
V	56,5	9,13	271,5
W	54,8	8,88	253,8
<i>110% de la intensidad nominal (7,15 A)</i>			
U	46,1	7,37	172,8
V	46	7,34	175,1
W	46,2	7,39	177,1

<b>100% de la intensidad nominal (6,5 A)</b>			
U	42	6,69	142,2
V	41,8	6,66	143,3
W	41,9	6,68	143,7
<b>90% de la intensidad nominal (5,85 A)</b>			
U	39,4	6,28	124,4
V	39,4	6,28	125,9
W	39,5	6,31	126,3
<b>80% de la intensidad nominal (5,20 A)</b>			
U	31,9	5,08	80
V	32	5,08	81,5
W	32,1	5,1	81,9
<b>70% de la intensidad nominal ( 4,55 A)</b>			
U	28,4	4,61	65
V	28,7	4,61	66,1
W	29	4,63	68,2
<b>60% de la intensidad nominal (3,9 A)</b>			
U	26,4	4,19	54,4
V	26,4	4,19	55,3
W	26,4	4,19	55,3
<b>50% de la intensidad nominal (3,25 A)</b>			
U	21	3,33	34,4
V	21,1	3,35	35,1
W	21,1	3,36	35,1
<b>40% de la intensidad nominal ( 2,6 A)</b>			
U	15,4	2,44	18,9
V	15,6	2,47	19,1
W	15,6	2,48	19,2
<b>30% de la intensidad nominal ( 1,95 A)</b>			
U	10,5	1,632	8,3
V	10,4	1,649	8,5
W	10,4	1,66	8,6
<b>20% de la intensidad nominal (1,3 A)</b>			
U	8,3	1,400	5,2
V	8,2	1,385	5,4
W	8,4	1,410	5,9
<b>10% de la intensidad nominal (0,65 A)</b>			
U	5,4	0,864	2,3
V	5,3	0,849	2,2
W	5,6	0,891	2,5

### 5.1.3.4. Obtención de los parámetros del circuito equivalente

•Valores asignados

Tipo	M3AA100 LD-4	Altura de eje:	100 mm
$P_{2n}$	3 000 W	$k_s$	235 °C
Conexión	Y ("Y" ó "D")	$k_r$	225 °C
$f_N$	50 Hz	$U_s$	231 V (fase)
$2p$	4	$I_N$	6,3 (fase)
$U_N$	400 V (línea)	$\gamma_r$	$33 \cdot 10^6$ S/m
$I_N$	6,3 (línea)	Eficiencia(100% carga)	84,6/IE2

•Medidas de resistencia

(6.2) Medida en corriente continua			(7.2) Resistencia del estator( $R_{s25}$ )		
$R_{ll,m}$	U	1,9 $\Omega$	$R_{ll,m}$	U	1,91695 $\Omega$
	V	1,9 $\Omega$		V	1,91695 $\Omega$
	W	2,2 $\Omega$		W	2,21963 $\Omega$

•Formulario para el cálculo de la resistencia de pérdidas en el hierro  $R_{fe}$

Apartado 6.4 (s=0)			Apartado 7.3			
U (V)	I (A)	$P_1$ (W)	$I_s$ (A)	$P_k$ (W)	$U^2$ (V <sup>2</sup> )	$P_{fe}$ (W)
264,5	4,83	109,1	4,83	61,4853	69696	54,67755
263,9	5,15	129,7	5,15	75,5671	69811,11	67,51006
264,8	5,02	48,8	5,02	-10,7556	69696	-20,97393
252,9	4,16	76,2	4,16	40,8789	63705,76	34,07119
252,4	4,27	95,7	4,27	58,4863	62900,64	50,42926
253,6	4,27	65,6	4,27	22,5105	63554,41	12,29222
241	3,64	64,5	3,64	37,4573	58081	30,64955
240,6	3,64	71	3,64	43,9573	57888,86	35,90025
241,8	3,66	69,2	3,66	37,5424	58467,24	27,32412
230,1	3,27	53,3	3,27	31,4756	52946,01	24,66782
229,6	3,21	59	3,21	37,9691	52716,16	29,91207
230,6	3,25	64,8	3,25	39,8378	53176,36	29,6195418
207,6	2,75	36,8	2,75	21,3648	43097,76	14,55701
207	2,57	38	2,57	24,5193	42849	16,46219
208,2	2,66	67,7	2,66	50,9783	43347,24	40,76006
184,1	2,31	25,7	2,31	14,8089	33892,81	8,00113
183,5	2,14	32,2	2,14	22,8529	33672,25	14,79586
184,5	2,26	55,1	2,26	43,0293	34040,25	32,81100
160,8	1,939	28,3	1,939	20,6263	25856,64	13,81855
160,4	1,836	24,1	1,836	17,2199	25728,16	9,162848
161	1,864	39,9	1,864	31,6887	25921	21,47048

•Formulario para el cálculo de la resistencia de pérdidas en el hierro  $R_{fe}$

Apartado 6.4 (s=0)			Apartado 7.3			
U (V)	I (A)	$P_1$ (W)	$I_s$ (A)	$P_k$ (W)	$U^2$ (V <sup>2</sup> )	$P_{fe}$ (W)
115,9	1,334	18,3	1,334	14,6678	134323,81	7,86009
115,6	1,277	17,8	1,277	14,4716	13363,36	6,41455
116,1	1,302	24,5	1,302	20,4937	13479,21	10,27545
91,9	1,093	12	1,093	9,56170	8445,61	2,75390
91,8	0,956	12,2	0,956	10,3346	8427,24	2,27754
92,4	1,047	22,9	1,047	20,3093	8537,76	10,09104
69,1	0,803	8,7	0,803	10,3839	4774,81	3,57613
69	0,757	9,7	0,757	10,730	4761	2,67329
69,4	0,784	12,9	0,784	12,847	4816,36	2,62909
46,8	0,594	8,7	0,594	7,97985	2190,24	1,17205
46,5	0,511	9,7	0,511	9,16704	2162,25	1,10994
47	0,602	12,9	0,602	12,0435	2209	1,82523
23,9	0,472	7,7	0,472	-39,9146	571,21	-46,72244
23,6	0,451	8,9	0,451	-45,232	556,96	-53,28993
24,4	0,559	10,7	0,559	-48,8556	595,36	-59,07393

Fase	$P_{FE}$ (W)	$P_{fw}$ (W)	$R_{FE}$ ( $\Omega$ )
U	24,66782	6,8078	2127,74382
V	29,91207	8,0571	1739,41852
W	29,61954	10,2183	1773,58044

•Formulario para el cálculo de la inductancia total del estator  $L_{ts}$

Apartado 6.4 (s=0)			Apartado 7.4					
U V	I A	P <sub>1</sub> W	Z <sub>s=0</sub> Ω	cos φ	R Ω	I <sub>m</sub> A	X <sub>ts</sub> Ω	L <sub>ts</sub> H
264,5	4,83	109,1	54,7619	0,08539	4,6766	4,83	54,5618	0,173675
263,9	5,15	129,7	51,2427	0,09543	4,8901	5,15	51,0088	0,162366
264,8	5,02	48,8	52,7490	0,03671	1,9364	5,02	52,7134	0,167792
252,9	4,16	76,2	60,7932	0,07242	4,4031	4,16	60,6335	0,193002
252,4	4,27	95,7	59,1100	0,08879	5,2487	4,27	58,8765	0,187409
253,6	4,27	65,6	59,3911	0,06057	3,5978	4,27	59,2820	0,188700
241	3,64	64,5	66,2087	0,07352	4,8680	3,64	66,02958	0,210178
240,6	3,64	71	66,0981	0,08107	5,3586	3,64	65,8813	0,209706
241,8	3,66	69,2	66,0655	0,07819	5,1658	3,66	65,8632	0,209649
230,1	3,27	53,3	70,3669	0,07083	4,9846	3,27	70,1902	0,223422
229,6	3,21	59	71,5264	0,08005	5,7258	3,21	71,2969	0,226945
230,6	3,25	64,8	70,9538	0,08646	6,1349	3,25	70,6881	0,225007
207,6	2,75	36,8	75,4909	0,06445	4,8661	2,75	75,3339	0,239795
207	2,57	38	80,5447	0,07142	5,7533	2,57	80,3390	0,255726
208,2	2,66	67,7	78,2706	0,12224	9,5680	2,66	77,6836	0,247274
184,1	2,31	25,7	79,6969	0,06043	4,8162	2,31	79,5513	0,253210
183,5	2,14	32,2	85,7476	0,08199	7,0311	2,14	85,4589	0,272020
184,5	2,26	55,1	81,6371	0,1321	10,7876	2,26	80,9212	0,257580
160,8	1,939	28,3	82,929	0,09076	7,5271	1,939	82,5870	0,262882
160,4	1,836	24,1	87,3638	0,08183	7,1494	1,836	87,0708	0,277154
161	1,864	39,9	86,3733	0,13295	11,4839	1,864	85,6065	0,272494
115,9	1,334	18,3	86,8815	0,11836	10,2834	1,334	86,2708	0,274608
115,6	1,277	17,8	90,5246	0,12057	10,9153	1,277	89,8641	0,286046
116,1	1,302	24,5	89,1705	0,16207	14,4525	1,302	87,9914	0,280085
91,9	1,093	12	84,0805	0,11946	10,0447	1,093	83,4783	0,265719
91,8	0,956	12,2	96,0251	0,13901	13,3488	0,956	95,0927	0,302689
92,4	1,047	22,9	88,2521	0,23671	20,8907	1,047	85,7440	0,272931
69,1	0,803	8,7	86,0523	0,21085	18,1449	0,803	84,1175	0,267754
69	0,757	9,7	91,1492	0,22782	20,7661	0,757	88,7522	0,282507
69,4	0,784	12,9	88,5204	0,26282	23,2650	0,784	85,4084	0,271863
46,8	0,594	8,7	78,7878	0,31295	24,6573	0,594	74,8301	0,238191
46,5	0,511	9,7	90,9980	0,40822	37,1475	0,511	83,0704	0,264421
47	0,602	12,9	78,0730	0,45592	35,5956	0,602	69,4863	0,221182
23,9	0,472	7,7	50,6355	0,68257	34,5626	0,472	37,0052	0,117791
23,6	0,451	8,9	52,3281	0,83618	43,7559	0,451	28,6993	0,091352
24,4	0,559	10,7	43,6493	0,78448	34,2420	0,559	27,0693	0,086164

• **Formulario para el cálculo de la inductancia de dispersión total  $L_{\sigma}$**

Apartado 6.5.2 ó 6.5.3			Apartado 7.5						
U V	I A	P <sub>1</sub> W	Z Ω	cos φ	R Ω	I <sub>s</sub> A	X <sub>oa</sub> Ω	L <sub>oa</sub> H	L <sub>σ</sub> H
54,9	8,87	251,2	6,1894	0,5158	3,1928	8,87	5,3023	0,01687	0,01756
56,5	9,13	271,5	6,1884	0,5263	3,2570	9,13	5,2619	0,01674	0,01743
54,8	8,88	253,8	6,1712	0,5215	3,2185	8,88	5,2653	0,01676	0,01744
46,1	7,37	172,8	6,2550	0,5085	3,1813	7,37	5,3856	0,01714	0,01784
46	7,34	175,1	6,2670	0,5185	3,2500	7,34	5,3584	0,01705	0,01775
46,2	7,39	177,1	6,2516	0,5187	3,2428	7,39	5,3448	0,01701	0,01771
42	6,69	142,2	6,2780	0,5060	3,1772	6,69	5,4146	0,01723	0,01794
41,8	6,66	143,3	6,2762	0,5147	3,2307	6,66	5,3809	0,01712	0,01782
41,9	6,68	143,7	6,2724	0,5134	3,2203	6,68	5,3826	0,01713	0,01783
39,4	6,28	124,4	6,2738	0,5027	3,1542	6,28	5,4232	0,01722	0,01797
39,4	6,28	125,9	6,2738	0,5088	3,1923	6,28	5,4009	0,01719	0,01789
39,5	6,31	126,3	6,2599	0,5067	3,1720	6,31	5,3966	0,01717	0,01788
31,9	5,08	80	6,2795	0,4936	3,1001	5,08	5,4609	0,01738	0,01809
32	5,08	81,5	6,2992	0,5013	3,1581	5,08	5,4503	0,01734	0,01806
32,1	5,1	81,9	6,2941	0,5002	3,9565	5,1	5,4498	0,01734	0,0180
28,4	4,61	65	6,1605	0,4965	3,0585	4,61	5,3476	0,01702	0,01772
28,7	4,61	66,1	6,2256	0,4996	3,1103	4,61	5,3929	0,01716	0,01787
29	4,63	68,2	6,2635	0,5079	3,1814	4,63	5,3953	0,01717	0,01788
26,4	4,19	54,4	6,3007	0,4917	3,0986	4,19	5,4861	0,01746	0,01817
26,4	4,19	55,3	6,3007	0,4999	3,1499	4,19	5,4568	0,01736	0,01808
26,4	4,19	55,3	6,3007	0,4999	3,1499	4,19	5,4568	0,01736	0,01808
21	3,33	34,4	6,3063	0,4919	3,1022	3,33	5,4905	0,01747	0,01819
21,1	3,35	35,1	6,2985	0,4965	3,1276	3,35	5,4670	0,01740	0,01811
21,1	3,36	35,1	6,2797	0,4950	3,1090	3,36	5,4561	0,01736	0,01807
15,4	2,44	18,9	6,3114	0,5029	3,1745	2,44	5,4549	0,01736	0,01807
15,6	2,47	19,1	6,3157	0,4956	3,1306	2,47	5,4852	0,01746	0,01817
15,6	2,48	19,2	6,2903	0,4962	3,1217	2,48	5,4610	0,01738	0,01809
10,5	1,632	8,3	6,4338	0,4843	3,1162	1,632	5,6287	0,01791	0,01865
10,4	1,649	8,5	6,3068	0,4956	3,1259	1,649	5,4776	0,01743	0,01815
10,4	1,66	8,6	6,2650	0,4981	3,1210	1,66	5,4323	0,01729	0,01800
8,3	1,4	5,2	5,9286	0,4475	2,6531	1,4	5,3018	0,01687	0,01757
8,2	1,385	5,4	5,9206	0,4755	2,8151	1,385	5,2085	0,01658	0,01726
8,4	1,41	5,9	5,9574	0,4981	2,9676	1,41	5,1657	0,01644	0,01711
5,4	0,864	2,3	6,25	0,4929	3,0810	0,864	5,4377	0,01730	0,01801
5,3	0,849	2,2	6,2426	0,4889	3,0521	0,849	5,4456	0,01733	0,01804
5,6	0,891	2,5	6,2850	0,5010	3,1490	0,891	5,4392	0,01731	0,01802

•Formulario para el cálculo de la inductancia de dispersión total  $L_{\sigma}$

Apartado 7.4		Apartado 7.6 y 7.7				
$I_m = I_s$ A	$L_{ts}$ H	$L_{\sigma}$ H	$L_m$ H	$L_s$ H	$L'_r$ H	$U_m$ V
4,83	0,173675	0,017925	0,164713	0,008962	0,008962	249,9341
5,15	0,162366	0,017862	0,153435	0,008931	0,008931	248,2455
5,02	0,167792	0,017837	0,158873	0,008918	0,008918	250,5562
4,16	0,193002	0,017943	0,184031	0,008971	0,008979	240,5110
4,27	0,187409	0,017895	0,178462	0,008959	0,008947	239,4002
4,27	0,188700	0,017854	0,179773	0,008927	0,008927	241,1589
3,64	0,210178	0,017957	0,201200	0,008983	0,008978	230,0806
3,64	0,209706	0,017918	0,200747	0,008959	0,008959	229,5629
3,66	0,209649	0,017877	0,200715	0,008934	0,008934	230,7872
3,27	0,223422	0,017966	0,214439	0,008983	0,008983	220,2935
3,21	0,226945	0,017934	0,217978	0,008967	0,008967	219,8202
3,25	0,225007	0,017884	0,216068	0,008943	0,00893	220,6099
2,75	0,239795	0,017980	0,230805	0,008990	0,008990	199,4013
2,57	0,255726	0,017958	0,246748	0,008979	0,008979	199,2217
2,66	0,247274	0,017890	0,238329	0,008945	0,008945	199,1633
2,31	0,253219	0,017991	0,244223	0,008996	0,008995	177,2350
2,14	0,272024	0,017973	0,263037	0,008987	0,008987	176,8401
2,26	0,257580	0,017899	0,248630	0,008949	0,008949	176,5277
1,939	0,262882	0,018001	0,253881	0,009001	0,009001	154,6533
1,836	0,277154	0,017981	0,268162	0,008992	0,008992	154,6751
1,864	0,272494	0,017908	0,263539	0,008954	0,008954	154,327
1,334	0,274608	0,018022	0,265599	0,009016	0,009016	111,3097
1,277	0,286046	0,018005	0,277045	0,009002	0,009003	111,144
1,302	0,280085	0,017921	0,271125	0,008960	0,008960	110,8997
1,093	0,265719	0,018024	0,256707	0,009012	0,009012	88,14727
0,956	0,302689	0,018017	0,293681	0,009008	0,009008	88,20300
1,047	0,272931	0,017927	0,263968	0,008963	0,008963	86,82571
0,803	0,267754	0,018032	0,258738	0,009016	0,009012	65,27191
0,757	0,282507	0,018025	0,273494	0,009012	0,009012	65,04211
0,784	0,271863	0,017933	0,262897	0,008966	0,008966	64,75176
0,594	0,238191	0,018037	0,229173	0,009019	0,009018	42,76610
0,511	0,264421	0,018034	0,255404	0,009017	0,009017	41,00147
0,602	0,221182	0,017937	0,212213	0,008968	0,008968	40,13464
0,472	0,117791	0,018433	0,108574	0,009216	0,009216	16,09978
0,451	0,091352	0,018036	0,082326	0,009018	0,009018	11,66568
0,559	0,086164	0,017938	0,077195	0,008969	0,008969	13,55665

•Parámetros

(7.8)								
$I_s$	U	6,6 A	$U_{ma}$	U	208,3384 V	$L_m \text{ a } I_N$	U	0,220586 H
	V	6,6 A		V	208,3851 V		V	0,228056 H
	W	6,6 A		W	206,9446 V		W	0,225024 H
$L_s \text{ a } I_N$	U	0,008939052 H	$U_{mb}$	U	-6,4196 V	$I'_r$	U	5,26731 A
	V	0,008904412 H		V	-5,8090 V		V	5,28083 A
	W	0,008900708H		W	-4,8634 V		W	5,30836 A
$U_s$	U	230 V	$U_m$	U	208,4373 V	$L'_r \text{ a } I_N$	U	0,009005 H
	V	230 V		V	208,4460 V		V	0,008979 H
	W	230 V		W	207,0017 V		W	0,008936 H

(6.3)					
$U_s$	U	228,8 V	$\text{Cos}\phi$	U	0,76
	V	228,2 V		V	0,76
	W	230,1 V		W	0,77
$I_s$	U	6,6 A			
	V	6,6 A			
	W	6,7 A			
$P_1$	U	1147,6608 W			
	V	1144,6512 W			
	W	1187,0859 W			

•Parámetros

(7.9)								
$I_s$	U	6,6 A	$U_{ma}$	U	206,7616 V	$L_m$	U	0,224410 H
	V	6,6 A		V	206,2083 V		V	0,234781 H
	W	6,7 A		W	206,2480 V		W	0,228811 H
$L_s$	U	0,008939 H	$U_{mb}$	U	-5,5413 V	$I'_r$	U	5,2721 A
	V	0,008904 H		V	-5,4867 V		V	5,3237 A
	W	0,008899 H		W	-4,5634 V		W	5,4083 A
$U_s$	U	228,8 V	$U_m$	U	206,8358 V	$L'_r$	U	0,009005 H
	V	228,2 V		V	206,2812 V		V	0,008977 H
	W	230,1 V		W	206,2985 V		W	0,008929 H
$X'_r$	U	2,82916 $\Omega$	$X_s$	U	2,8053 $\Omega$	$X_m$	U	70,50064 $\Omega$
	V	2,82029 $\Omega$		V	2,7974 $\Omega$		V	73,75856 $\Omega$
	W	2,80519 $\Omega$		W	2,7959 $\Omega$		W	71,88307 $\Omega$
$Z$	U	34,6666 $\Omega$	$X$	U	22,5306 $\Omega$	$R'_{r,25}$	U	1,61943 $\Omega$
	V	34,5757 $\Omega$		V	22,4716 $\Omega$		V	1,63653 $\Omega$
	W	34,3428 $\Omega$		W	21,9125 $\Omega$		W	1,58995 $\Omega$

(6.2) Medida en corriente continua			(7.2) Resistencia del estator( $R_{s25}$ )		
$R_{II,m}$	U	1,9 $\Omega$	$R_{II,m}$	U	1,91695 $\Omega$
	V	1,9 $\Omega$		V	1,91695 $\Omega$
	W	2,2 $\Omega$		W	2,21963 $\Omega$

**Parámetros del circuito equivalente (Norma UNE-EN 60034-2-1:2007)**

Motor 1,5 kW

<b>Tipo</b>	M3AA090LD-4	<b>Altura de eje:</b>	90 mm
<b>P<sub>2n</sub></b>	<b>1 500 W</b>	<b>k<sub>s</sub></b>	235 °C
<b>Conexión</b>	Y ("Y" ó "D")	<b>k<sub>r</sub></b>	225 °C
<b>f<sub>N</sub></b>	50 Hz	<b>U<sub>s</sub></b>	231 V (fase)
<b>2p</b>	4	<b>I<sub>N</sub></b>	3,3 (línea)
<b>U<sub>N</sub></b>	400 V (línea)	<b>γ<sub>r</sub></b>	33*10 <sup>6</sup> S/m
<b>I<sub>N</sub></b>	3,3 (fase)	<b>Eficiencia(100% carga)</b>	84,1/IE2

Medida de resistencias

(6.2) Medida en corriente continua			(7.2) Resistencia del estator(R <sub>s25</sub> )		
<b>R<sub>ll,m</sub></b>	U	2,93 Ω	<b>R<sub>ll,m</sub></b>	U	2,9757 Ω
	V	2,92 Ω		V	2,9656 Ω
	W	2,92 Ω		W	2,9656 Ω

Datos del ensayo a rotor libre:

Fases	Tensión	Intensidad	fdp	P	Q	S	rpm
	(V)	(A)		(W)	(VAr)	(VA)	
U	229,8	2,35	0,07	36,6	544,3	545,2	1492
V	229,5	2,27	0,08	39,9	523,2	525,3	
W	233,3	2,34	0,11	57,3	539,8	542,1	

Datos del ensayo a rotor bloqueado:

Fases	Tensión	Intensidad	fdp	P	Q	S
	(V)	(A)		(W)	(VAr)	(VA)
U	34,7	3,31	0,6251	71,8	102,8550	114,857
V	34,4	3,3	0,6220	70,6	102,1235	113,520
W	34,4	3,32	0,6331	72,3	101,1086	114,208

Parámetros:

Circuito equivalente. Tensión e intensidad asignada						
FASE	X <sub>os</sub> (Ω)	X <sub>or'</sub> (Ω)	X <sub>m</sub> (Ω)	R <sub>fe</sub> (Ω)	R <sub>s</sub> (Ω)	R <sub>r'</sub> (Ω)
U	4,2105	4,2105	90,2010	3677,41444	2,9758	3,8968
V	4,2006	4,2006	93,4620	2749,81649	2,9656	3,8138
W	4,1354	4,1354	93,6690	1471,51165	2,9656	3,9658

Motor 2,2 kW

<b>Tipo</b>	M3AA100 LC-4	<b>Altura de eje:</b>	100 mm
<b>P<sub>2n</sub></b>	<b>2 200 W</b>	<b>k<sub>s</sub></b>	235 °C
<b>Conexión</b>	Y ("Y" ó "D")	<b>k<sub>r</sub></b>	225 °C
<b>f<sub>N</sub></b>	50 Hz	<b>U<sub>s</sub></b>	231 V (fase)
<b>2p</b>	4	<b>I<sub>N</sub></b>	4.6 A (fase)
<b>U<sub>N</sub></b>	400 V (línea)	<b>γ<sub>r</sub></b>	33*10 <sup>6</sup> S/m
<b>I<sub>N</sub></b>	4,6 (fase)	<b>Eficiencia(100% carga)</b>	86,4/IE2

Medida de resistencias

(6.2) Medida en corriente continua			(7.2) Resistencia del estator(R <sub>s25</sub> )		
R <sub>ll,m</sub>	U	2,2 Ω	R <sub>ll,m</sub>	U	2,2204 Ω
	V	2,2 Ω		V	2,2204 Ω
	W	2,3 Ω		W	2,3213 Ω

Datos del ensayo a rotor libre:

Fases	Tensión	Intensidad	fdp	P	Q	S	rpm
	(V)	(A)		(W)	(VAr)	(VA)	
U	230,9	2,71	0,06	37,8	624,7	625,8	1499
V	229,6	2,58	0,09	54,9	588,7	591,3	
W	230,7	2,73	0,12	74	625,8	630,1	

Datos del ensayo a rotor bloqueado:

Fases	Tensión	Intensidad	fdp	P	Q	S
	(V)	(A)		(W)	(VAr)	(VA)
U	37,7	4,85	0,5206	95,2	187,0820	182,845
V	37,5	4,87	0,5366	98	183,4233	182,625
W	37,7	4,91	0,5256	97,3	188,3143	185,107

Parámetros:

Circuito equivalente. Tensión e intensidad asignada						
FASE	X <sub>os</sub> (Ω)	X <sub>or'</sub> (Ω)	X <sub>m</sub> (Ω)	R <sub>fe</sub> (Ω)	R <sub>s</sub> (Ω)	R <sub>r'</sub> (Ω)
U	3,3526	3,3526	79,0730	2843,3354	2,2204	1,9691
V	3,3434	3,3434	82,8275	2280,43334	2,2204	2,0504
W	3,3611	3,3611	78,8478	1307,84513	2,3213	1,8383

Motor 3,0 kW

<b>Tipo</b>	M3AA100 LD-4	<b>Altura de eje:</b>	100 mm
<b>P<sub>2n</sub></b>	<b>3 000 W</b>	<b>k<sub>s</sub></b>	235 °C
<b>Conexión</b>	Y ("Y" ó "D")	<b>k<sub>r</sub></b>	225 °C
<b>f<sub>N</sub></b>	50 Hz	<b>U<sub>s</sub></b>	231 V (fase)
<b>2p</b>	4	<b>I<sub>N</sub></b>	6,3 A (fase)
<b>U<sub>N</sub></b>	400 V (línea)	<b>γ<sub>r</sub></b>	33*10 <sup>6</sup> S/m
<b>I<sub>N</sub></b>	6,3 (fase)	<b>Eficiencia(100% carga)</b>	86,2/IE2

Medida de resistencias

(6.2) Medida en corriente continua			(7.2) Resistencia del estator(R <sub>s25</sub> )		
<b>R<sub>ll,m</sub></b>	U	1,9 Ω	<b>R<sub>ll,m</sub></b>	U	1,9297 Ω
	V	1,9 Ω		V	1,9297 Ω
	W	2,2 Ω		W	2,2437 Ω

Datos del ensayo a rotor libre:

Fases	Tensión	Intensidad	fdp	P	Q	S	rpm
	(V)	(A)		(W)	(VAr)	(VA)	
U	230,1	3,27	0,07	53,3	750	751,9	1492
V	229,6	3,21	0,08	59	734,3	736,6	
W	230,6	3,25	0,09	64,8	745,6	748,4	

Datos del ensayo a rotor bloqueado:

Fases	Tensión	Intensidad	fdp	P	Q	S
	(V)	(A)		(W)	(VAr)	(VA)
U	42	6,69	0,506	142,2	242,3	280,98
V	41,8	6,66	0,513	143,3	238,93	278,39
W	41,96	6,68	0,513	143,7	240,65	280,29

Parámetros:

	Circuito equivalente. Tensión e intensidad asignada					
FASE	X <sub>os</sub> (Ω)	X <sub>or'</sub> (Ω)	X <sub>m</sub> (Ω)	R <sub>fe</sub> (Ω)	R <sub>s</sub> (Ω)	R <sub>r'</sub> (Ω)
U	2,7862	2,7862	65,4280	2573,5661	1,9169	1,3583
V	2,7688	2,7688	66,4766	2119,9016	1,9169	1,4122
W	2,7697	2,7697	66,0679	1289,4658	2,2196	1,0693

## **5.2. Estimación mediante técnicas metaheurísticas**

### **5.2.1. Estimación de parámetros de la máquina de inducción asíncrona mediante el algoritmo “Shuffled Frog-Leaping”: simple y doble jaula**

#### **5.2.1.1. Introducción**

Los parámetros del circuito equivalente de los motores de inducción han sido normalmente obtenidos mediante los ensayos clásicos de vacío y de rotor bloqueado, existe abundante bibliografía al respecto, también son utilizados los datos que aporta el fabricante. Para calcular los parámetros del circuito equivalente de un motor se realiza mediante métodos recursivos tanto lineales como no lineales, respecto a los factores que afectan a los cálculos de la máquina, como son los efectos de la temperatura y saturación magnética también son tenidos en cuenta en la definición del modelo.

Respecto al motor de inducción de simple y doble jaula es estudiado y simulado a partir de los datos del fabricante tales como la placa de características y comportamiento en condiciones asignadas.

Los métodos basados la inteligencia artificial, como algoritmos genéticos, PSO y redes neuronales, también se utilizan con éxito en la estimación de los parámetros de motor de inducción, en los últimos tiempos se han propuesto y adecuado métodos evolutivos poblacionales entre los que se encuentra el algoritmo propuesto, SFLA modificado.

En el capítulo se describe un algoritmo de búsqueda estocástico, el algoritmo “Shuffled Frog-Leaping” (SFLA), de reciente aplicación en problemas de estimación de parámetros en motores de inducción. Este algoritmo se ha mejorado, dando resultados de más valor en la estimación de los parámetros del circuito equivalente de un motor de inducción de doble jaula a partir de los datos del fabricante. Además, este método es comparado con técnicas relativamente recientes y con el método de Newton modificado incluido en la Toolbox Simpower System de Matlab R2011a, algoritmos genéticos (GAs) y optimización de enjambre de partículas (PSO).

#### **5.2.2. Descripción del problema y función objetivo (doble jaula)**

Para estimar los parámetros equivalente del modelo de un motor de inducción de doble jaula son necesarios los datos de las características y del funcionamiento como el par, intensidad asignada, intensidad de arranque, factor de potencia, par máximo y par de arranque.

El circuito equivalente en estado permanente de un motor de inducción trifásico de doble jaula se muestra la figura siguiente:

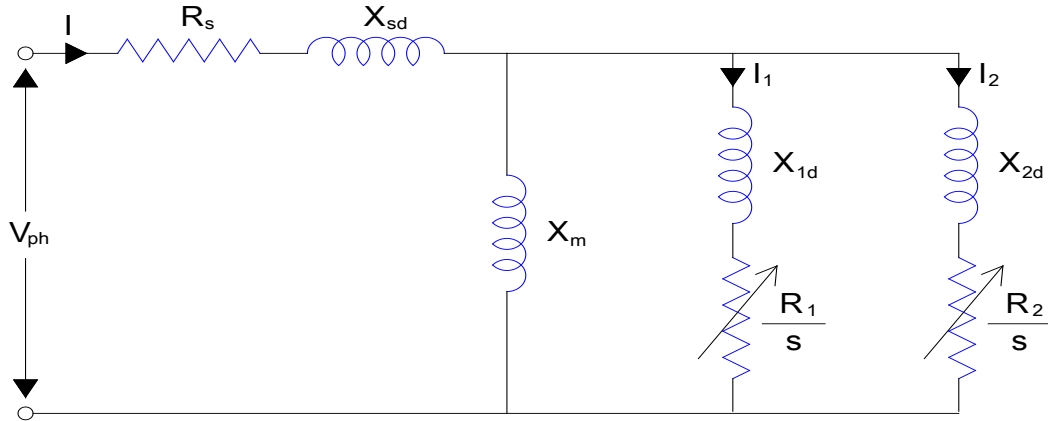


Figura nº 5.1. Circuito equivalente del MI trifásico referido al estator

El objetivo del problema de estimación de parámetros es encontrar los parámetros  $R_s$ ,  $X_{sd}$ ,  $X_m$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $X_{1d}$  y  $X_{2d}$  que minimicen la desviación entre los datos estimados y los datos del fabricante que satisfacen las limitaciones. La función objetivo seleccionada es:

$$F = 100 \cdot (F_1^2 + F_2^2 + F_3^2 + F_4^2 + F_5^2 + F_6^2) \quad (5.1)$$

Dónde:

$$F_1 = \frac{T_{fl,cal} - T_{fl,mf}}{T_{fl,mf}} \quad (5.2)$$

$$F_2 = \frac{T_{st,cal} - T_{st,mf}}{T_{st,mf}} \quad (5.3)$$

$$F_3 = \frac{T_{max,cal} - T_{max,mf}}{T_{max,mf}} \quad (5.4)$$

$$F_4 = \frac{pf_{fl,cal} - pf_{fl,mf}}{pf_{fl,mf}} \quad (5.5)$$

$$F_5 = \frac{I_{st,cal} - I_{st,mf}}{I_{st,mf}} \quad (5.6)$$

$$F_6 = \frac{I_{fl,cal} - I_{fl,mf}}{I_{fl,mf}} \quad (5.7)$$

Las expresiones que se utilizan para calcular las corrientes de estator y rotor, esquema del circuito equivalente, en función del deslizamiento son:

$$\bar{I}(s) = \frac{\bar{V}_{ph}}{R_s + jX_{sd} + \bar{Z}_p(s)} \quad (5.8)$$

$$\bar{I}_1(s) = \frac{\bar{Z}_p(s) \cdot \bar{I}(s)}{\frac{R_1}{s} + jX_{1d}} \quad (5.9)$$

$$\bar{I}_2(s) = \frac{\bar{Z}_p(s) \cdot \bar{I}(s)}{\frac{R_2}{s} + jX_{2d}} \quad (5.10)$$

Dónde:

$$\bar{V}_{ph} = \frac{\bar{V}}{\sqrt{3}} \quad (5.11)$$

$$\bar{Z}_p(s) = \frac{1}{\frac{1}{jX_m} + \frac{1}{\frac{R_1}{s} + jX_{1d}} + \frac{1}{\frac{R_2}{s} + jX_{2d}}} \quad (5.12)$$

La expresión del par en función del deslizamiento es:

$$T(s) = \frac{3p}{\omega_s} \left( [I_1(s)]^2 \frac{R_1}{s} + [I_2(s)]^2 \frac{R_2}{s} \right) \quad (5.13)$$

Así:

$$T_{ft} = T(s_{ft}); T_{st} = T(s_{st}) \text{ y } T_{max} = T(s_m) \quad (5.14)$$

Los valores del deslizamiento son:  $s_{ft}$  deslizamiento a plena carga,  $s_m$  deslizamiento para par máximo,  $s_{st}$  deslizamiento en el arranque. El valor de  $s_m$  se obtiene de la siguiente ecuación:

$$\frac{dT(s_m)}{ds} = 0 \quad (5.15)$$

Las ecuaciones de la potencia son:

$$S_e(s_{ft}) = 3 \sqrt{V_{ph}} [I(s_{ft})]^* \quad (5.16)$$

$$P_e(s_{ft}) = \text{Re}[S_e(s_{ft})] \quad (5.17)$$

$$Q_e(s_{ft}) = \text{Im}[S_e(s_{ft})] \quad (5.18)$$

Se tienen en cuenta las siguientes restricciones:

$$R_s, X_{sd}, X_m, R_1, R_2, X_{1d}, X_{2d} > 0 \quad (5.19)$$

$$R_2 > R_1 \quad (5.20)$$

$$X_{1d} > X_{2d} \quad (5.21)$$

### 5.2.2.1. Resultados y discusión. Doble jaula

La técnica MSFLA para estimación de parámetros fue probada en tres motores: 5 HP, 40 HP y 148 HP, respectivamente. La tabla 1 muestra los datos del fabricante.

	MOTOR 1	MOTOR 2	MOTOR 3
$P_N$	5 HP	40 HP	148 HP
$V$	400 V	400 V	400 V
$f$	50 Hz	50 Hz	50 Hz
$p$	2	2	2
$T_{st}$	15 N.m	260,3 N.m	847,2 N.m
$T_{ft}$	25 N.m	190 N.m	353 N.m
$T_{max}$	42 N.m	370,5 N.m	1 094,3 N.m
$I_{st}$	22 A	180 A	1 527,2 A
$I_{ft}$	8 A	45 A	184 A
$pf_{ft}$	0,8	0,8	0,9
$S_{ft}$	0,07	0,09	0,0077

Tabla nº 5.1. Datos del fabricante

La implementación de MSFLA precisa que se especifiquen varios parámetros, como el número de ranas o el tamaño de la población, número de memplexes, número de ranas en cada memplex, número de generación para cada memplex antes de barajar y número de iteraciones de barajado. Estos parámetros son seleccionados cuidadosamente para un funcionamiento eficaz de MSFLA.

La tabla siguiente muestra los datos utilizados en las simulaciones.

Datos simulación (MSFLA)	
P	2 000
m	40
n	50
g	25
t <sub>max</sub>	200
Datos simulación ( PSO)	
población	1 000
generaciones	200
factor de aceleración	2
peso inercia inicial	0,9
peso inercia final	0,4
Datos simulación (GAs)	
población inicial	1 250
generaciones	200
velocidad cruce	0,8
velocidad mutación	0,05

Tabla nº 5.2. Datos para la simulación

Para el estudio comparativo se utilizan:

1. La función “Power\_Asynchrous Machine Params” (PAMP), un método de Newton modificado incluido en la Toolbox Simpower System de Matlab R2011a, la función estima los parámetros eléctricos de las máquinas asíncronas de doble jaula basándose en las especificaciones estándar del fabricante.
2. Algoritmo GA.
3. Algoritmo PSO.

Los resultados de MSFLA, GA y PSO se obtienen tras 50 ejecuciones para cada método. Con el objetivo de desarrollar una comparación limpia entre las metaheurísticas elegidas, el número de evaluaciones de la función objetivo y el tiempo de cálculo deben ser similares en todas las aproximaciones. Este estudio se realizó para validar y verificar el funcionamiento del algoritmo propuesto.

Los parámetros obtenidos con MSFLA y PAMP se muestran en la tabla siguiente.

Motor 5 HP	PAMP	MSFLA
R <sub>s</sub>	0,6317	0,6189
X <sub>sd</sub>	7,0686	7,0746
X <sub>m</sub>	72,0681	72,0694
R <sub>1</sub>	3,8471	3,8594
R <sub>2</sub>	3,8625	3,8594
X <sub>1d</sub>	7,0686	7,0746
X <sub>2d</sub>	7,0686	7,0746

Tabla nº 5.3a. Datos comparados de los parámetros del motor de 5 HP, mediante PAMP Y MSFLA

Motor 40 HP	PAMP	MSFLA
$R_s$	0,0003	0,0001
$X_{sd}$	0,7226	0,7236
$X_m$	14,2314	14,2279
$R_1$	0,8748	0,8766
$R_2$	0,8774	0,8766
$X_{1d}$	1,5080	1,4862
$X_{2d}$	0,7226	0,7236

Tabla nº 5.3b. Datos comparados de los parámetros del motor de 40 HP, mediante PAMP Y MSFLA

Motor 148 HP	PAMP	MSFLA
$R_s$	0,0375	0,0377
$X_{sd}$	0,0692	0,0691
$X_m$	3,7385	3,7475
$R_1$	0,0109	0,0109
$R_2$	0,1031	0,1032
$X_{1d}$	0,1424	0,1422
$X_{2d}$	0,0692	0,0691

Tabla nº 5.3c. Datos comparados de los parámetros del motor de 148 HP, mediante PAMP Y MSFLA

Como se muestra en la tabla 3 (3a, 3b, 3c), MSFLA y PAMP obtuvieron valores de los parámetros muy similares para los tres motores. Los resultados comparativos entre PAMP, MSFLA propuesto, PSO y GA son mostrados en las tablas 4, 5 y 6 para los motores de 5 HP, 40 HP y 148 HP, respectivamente. En estas tablas se muestran los valores obtenidos para diferentes métodos del par de arranque, par máximo, par a plena carga, corriente de arranque, corriente de plena carga y factor de potencia a plena carga. También se muestran los porcentajes de error con respecto a los datos de fabricante.

Variable	Mf.	PAMP	error	GAs	error	PSO	error	MSFLA	error
$T_{st}$ (N.m)	15	15,4139	2,76%	16,1117	7,41%	15,4258	2,84%	15,4280	2,85%
$T_{fi}$ (N.m)	25	26,2232	4,89%	26,9388	7,75%	26,2146	4,86%	26,2142	4,85%
$T_{max}$ (N.m)	42	40,1522	-4,40%	40,0624	-4,61%	40,1445	-4,41%	40,1565	-4,38%
$I_{st}$ (A)	22	21,4744	-2,39%	22,5062	-2,30%	21,4729	-2,40%	21,4715	-2,40%
$I_{fi}$ (A)	8	7,8843	-1,45%	8,2312	-2,89%	7,8802	-1,50%	7,8793	-1,50%
$pf_{fi}$	0.8	0,7756	-3,04%	0,7892	-1,35%	0,7755	-3,06%	0,7754	-3,07%

Tabla nº 5.4. Comparación de resultados motor de 5 HP

Variable	Mf.	PAMP	error	GAs	error	PSO	error	MSFLA	error
$T_{st}$ (N.m)	260,3	260,878	0,22%	261,8549	0,6	260,7806	0,18%	260,8960	0,23%
$T_{fi}$ (N.m)	190,0	177,691	-6,48%	177,1555	-6,76	177,545	-6,55%	177,6369	-6,51%
$T_{max}$ (N.m)	370,5	374,68	1,13%	373,6220	0,85	375,1800	1,26%	374,6033	1,11%
$I_{st}$ (A)	180,0	176,551	-1,92%	176,8745	-1,74	176,5750	-1,90%	176,6512	-1,86%
$I_{fi}$ (A)	45	47,786	6,19%	47,9295	6,51	47,7747	6,17%	47,7691	6,15%
$pf_{fi}$	0.8	0,8431	5,39%	0,8382	4,77	0,8426	5,32%	0,8431	5,39%

Tabla nº 5.5. Comparación de resultados motor de 40HP

Variable	Mf.	PAMP	error	GAs	error	PSO	error	MSFLA	error
T <sub>st</sub> (N.m)	847,2	847,123	-0,01%	847,3660	0,02%	843,5497	-0,43%	847,20	0,00%
T <sub>fi</sub> (N.m)	353	353,021	0,01%	351,3894	-0,46%	348,8077	-1,19%	353,00	0,00%
T <sub>max</sub> (N.m)	1 094,3	1 094,28	0,00%	1 085,459	0,11%	1 087,777	-0,60%	1 094,30	0,00%
I <sub>st</sub> (A)	1 527,2	1 527,17	0,00%	1 524,284	-0,19%	1 530,540	0,22%	1 527,20	0,00%
I <sub>ft</sub> (A)	184	183,99	-0,01%	185,2162	0,66%	191,5974	-4,13%	184,00	0,00%
pf <sub>ft</sub>	0,9	0,8999	-0,01%	0,9063	0,70%	0,8509	-5,46%	0,90	0,00%

Tabla nº 5.6. Comparación de resultados motor de 148 HP

Las tablas 4, 5 Y 6 muestran la adaptabilidad al problema y capacidad de los algoritmos utilizados. PSO es muy adecuado, GAs es quizás el que más se desvía de los datos del fabricante, no obstante, los resultados ofrecidos para el motor de 148 HP son mejores que para PSO y muy similares a los obtenidos por PAMP el cual es apoyado por los teoremas “no free lunch”.

No obstante, MSFLA proporciona resultados muy similares a aquellos ofrecidos por PAMP e incluso mejores en el tercer caso, en el cual los resultados obtenidos son idénticos a los datos del fabricante.

En la tabla 7 se comparan estadísticamente los resultados, valores mínimo y medio de la función objetivo y la desviación estándar, para MSFLA, GAs y PSO. Se observa que MSFLA tiene mejor resultados que PSO y GAs. El valor de la función objetivo y la desviación estándar son menores con MSFLA.

MOTOR 5 HP	GAs	PSO	MSFLA
Mínimo valor de F	0,6887	0,6848	0,6848
Medio valor de F	1,5157	0,6853	0,6848
Desviación standard	0,8010	0,0013	$9,2888 \cdot 10^{-16}$
MOTOR 40 HP	GAs	PSO	MSFLA
Mínimo valor de F	1,1399	1,1399	1,1399
Medio valor de F	1,1493	1,1487	1,1399
Desviación standard	0,0136	0,0098	$7,3165 \cdot 10^{-5}$
MOTOR 148 HP	GAs	PSO	MSFLA
Mínimo valor de F	$6,9286 \cdot 10^{-5}$	$3,1439 \cdot 10^{-8}$	$6,9138 \cdot 10^{-19}$
Medio valor de F	0,0120	0,4989	$3,9220 \cdot 10^{-11}$
Desviación standard	0,0158	1,0015	$1,5939 \cdot 10^{-10}$

Tabla nº 5.7. Comparación de datos estadísticos

En las siguientes figuras 4, 5 y 6 se comparan el valor medio de la función objetivo con el número de iteraciones cuando se llevan a cabo 50 iteraciones.

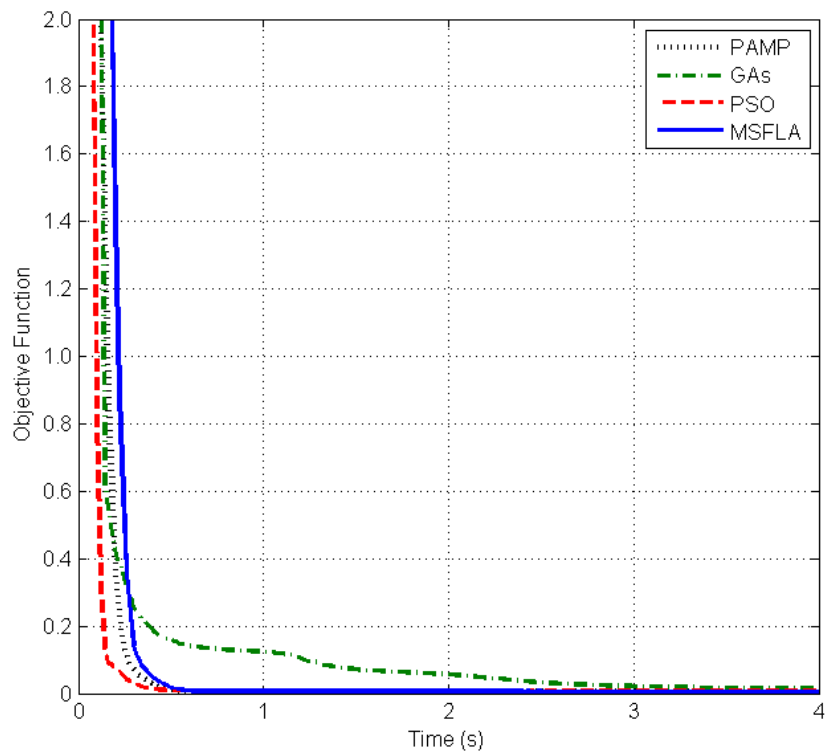


Figura nº 5.2. Convergencia de la función objetivo para el motor de 5 HP

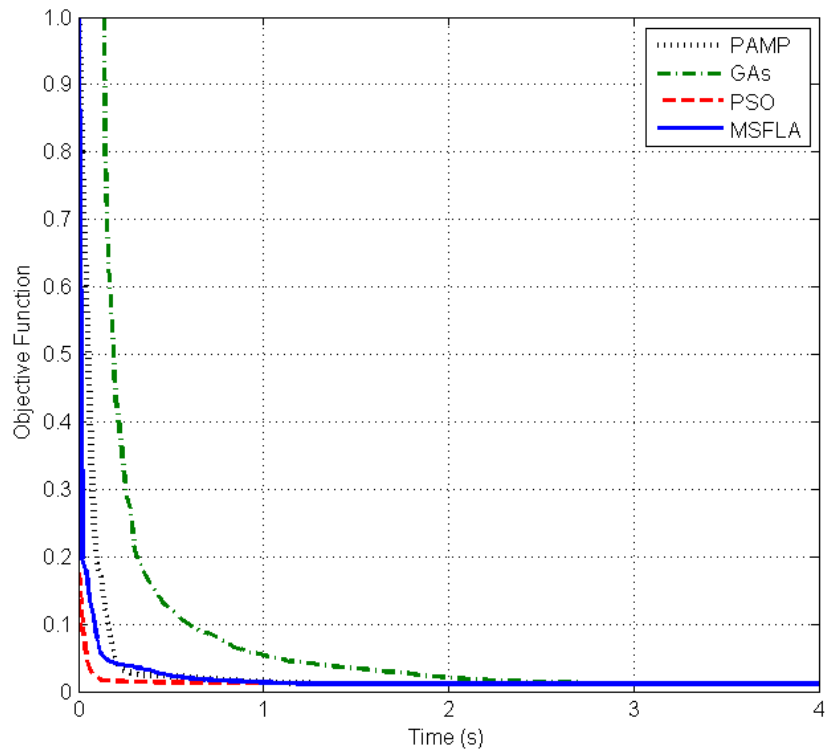


Figura nº 5.3. Convergencia de la función objetivo para el motor de 40 HP

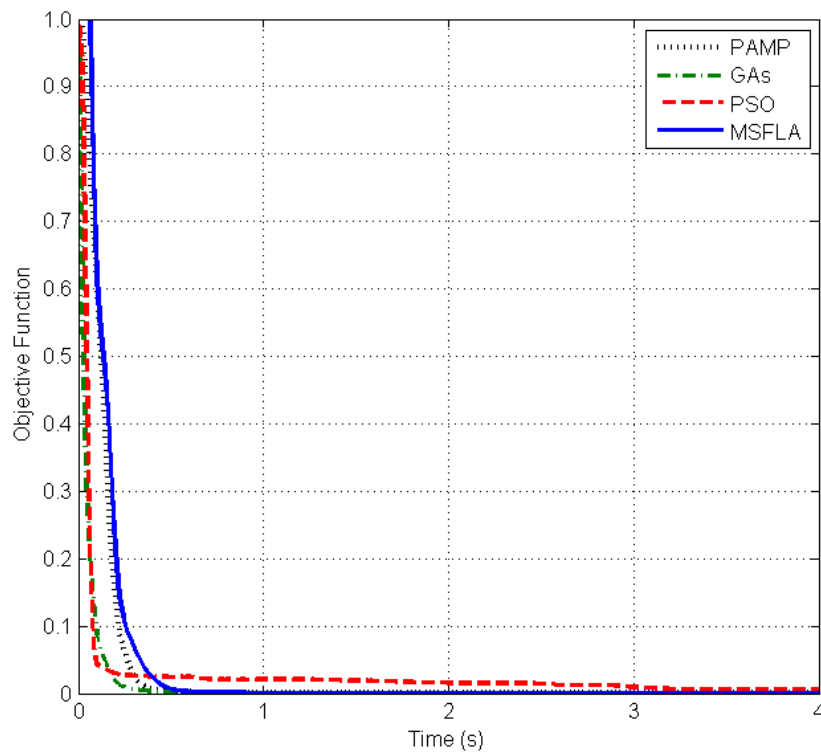


Figura nº 5.4. Convergencia de la función objetivo para el motor de 148 HP

En las figuras 4, 5 y 6 se muestra que las curvas PSO y MSFLA son similares. La convergencia de la curva GA's es más lenta. No obstante, en la figura 6, la curva PSO presenta dificultades de convergencia. MSFLA converge hacia iguales o mejores resultados que el resto de los algoritmos. GAs y PSO tienden hacia las soluciones en pocas iteraciones, especialmente PSO, pero son de menor calidad y la desviación estándar es mayor que la que sostiene con el propuesto MSFLA. Esto se produce en porque la intensificación o explotación de las soluciones previas en estos algoritmos es menor que en MSFLA con GAs y PSO se obtienen buenas soluciones pero para alcanzar los resultados de MSFLA se precisan más partículas e iteraciones, y por tanto el coste de cálculo es mayor. En conjunto, el algoritmo MSFLA es más robusto y eficiente y presenta mejor resultados que el resto de métodos utilizados.

### 5.2.3. Descripción del problema y función objetivo (simple jaula)

El circuito equivalente en estado permanente de un motor de inducción trifásico de simple jaula se muestra en la figura siguiente:

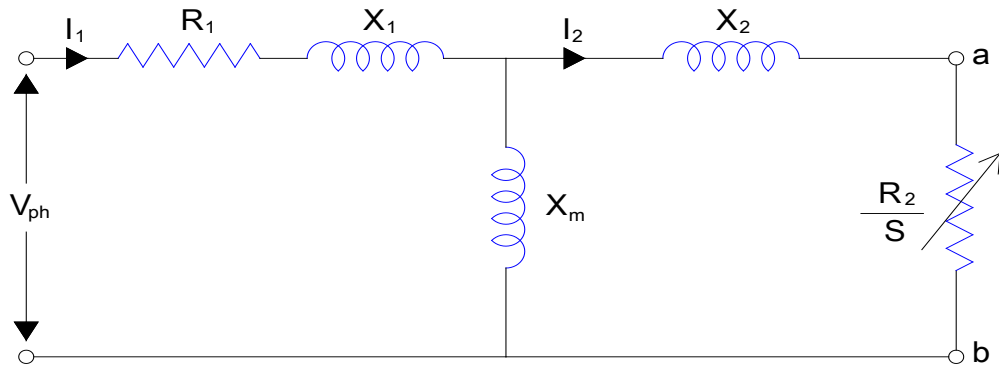


Figura nº 5.5. Circuito equivalente del MI trifásico referido al estator

El objetivo del problema de estimación de parámetros es encontrar los parámetros  $R_s$ ,  $X_{sd}$ ,  $X_m$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $X_{1d}$  y  $X_{2d}$  que minimicen la desviación entre los datos estimados y los datos del fabricante que satisfacen las limitaciones. La función objetivo es ahora:

$$F = F_1^2 + F_2^2 + F_3^2 + F_4^2 \quad (5.22)$$

Dónde:

$$F_1 = \frac{\frac{3 \cdot V_{th}^2 \cdot R_2}{s_{ft} \cdot \omega_s \cdot \left[ \left( \frac{R_2}{s_{ft}} + R_{th} \right)^2 + (X_2 + X_{th})^2 \right]} - T_{ft,mf}}{T_{ft,mf}} \quad (5.23)$$

$$F_2 = \frac{\frac{3 \cdot V_{th}^2 \cdot R_2}{\omega_s \cdot [(R_2 + R_{th})^2 + (X_2 + X_{th})^2]} - T_{ft,mf}}{T_{ft,mf}} \quad (5.24)$$

$$F_3 = \frac{\frac{3 \cdot V_{th}^2}{2 \cdot \omega_s \cdot \left[ R_{th} + \sqrt{R_{th}^2 + (X_2 + X_{th})^2} \right]} - T_{max,mf}}{T_{max,mf}} \quad (5.25)$$

$$F_4 = \frac{\cos \left[ \tan^{-1} \left[ \frac{X_2 + X_{th}}{R_{th} + \frac{R_2}{s_{ft}}} \right] \right] - pf T_{ft,mf}}{pf_{ft,mf}} \quad (5.26)$$

Intensidad de la corriente en función del deslizamiento:

$$\bar{I}_1(s) = \frac{\bar{V}_{ph}}{R_1 + jX_1 + \bar{Z}_p(s)} \quad (5.27)$$

$$\bar{I}_2(s) = \frac{\bar{Z}_p(s) \cdot \bar{I}_1(s)}{\frac{R_2}{s} + jX_2} \quad (5.28)$$

En el circuito equivalente:

$$\bar{V}_{ph} = \left( \bar{V} / \sqrt{3} \right) / -\pi/6 \quad (5.29)$$

$$\bar{Z}_p(s) = \frac{1}{\frac{1}{jX_m} + \frac{1}{\frac{R_2}{s} + jX_2}} \quad (5.30)$$

Par en función del deslizamiento:

$$T(s) = \frac{3}{\omega_s} [I_2(s)]^2 \frac{R_2}{s} \quad (5.31)$$

$$T_{ft} = T(s_{ft}); T_{st} = T(s_{st}) \text{ y } T_{max} = T(s_m) \quad (5.32)$$

Los valores del equivalente Thèvenin:

$$V_{th} = \frac{V_{ph} \cdot X_m}{X_1 + X_m} \quad (5.33)$$

$$R_{th} = \frac{R_1 \cdot X_m}{X_1 + X_m} \quad (5.34)$$

$$X_{th} = \frac{X_1 \cdot X_m}{X_1 + X_m} \quad (5.25)$$

$$s_m = \frac{R_2}{\sqrt{R_{th}^2 + (X_{th} + X_2)^2}} \quad (5.36)$$

$$Z_{th} = R_{th} + jX_{th} \quad (5.37)$$

Las ecuaciones de la potencia son:

$$S_e(s_{ft}) = 3 \overline{V_{ph}} [I(s_{ft})]^* \quad (5.38)$$

$$P_e(s_{ft}) = \text{Re}[S_e(s_{ft})] \quad (5.39)$$

$$Q_e(s_{ft}) = \text{Im}[S_e(s_{ft})] \quad (5.40)$$

Se tienen en cuenta las siguientes restricciones:

$$R_1, X_1, X_m, R_2, X_2 > 0 \quad (5.41)$$

$$X_{i,mix} \leq X_i \leq X_{i,max} \quad (5.42)$$

$$X_1 = X_2 \quad (5.43)$$

$$\frac{T_{max,cal} - T_{max,fc}}{T_{max,fc}} \leq \pm 0.2 \quad (5.44)$$

$$\eta_{ft,mf} = \frac{R_{ft} - (I_{1,fl}^2 \cdot R_1 + I_{2,ft}^2 \cdot R_2 + P_{rot})}{P_{ft1}} \quad (5.45)$$

### 5.2.3.1. Resultados y discusión. Simple jaula

Los datos del fabricante del motor ensayado de 5 HP Y 40 HP se presentan en la tabla siguiente:

	MOTOR 1	MOTOR 2
P <sub>N</sub>	5 HP	40 HP
V	400 V	400 V
f	50 Hz	50 Hz
p	2	2
T <sub>st</sub>	15 N.m	260 N.m
T <sub>ft</sub>	25 N.m	190 N.m
T <sub>max</sub>	42 N.m	370 N.m
I <sub>st</sub>	22 A	180 A
I <sub>ft</sub>	8 A	45 A
pf <sub>ft</sub>	0,8	0,8
s <sub>ft</sub>	0,07	0,09

Tabla nº 5.8. Datos del fabricante motores de 5 HP y 40 HP

Tal y como se indicó en el estudio de la máquina de doble jaula, la implementación de MSFLA precisa que se especifiquen varios parámetros, como el número de ranas o el tamaño de la población, número de memplexes, número de ranas en cada memplex, número de

generación para cada memoplexe antes de barajar y número de iteraciones de barajado. En la tabla siguiente se indican los datos seleccionados para la simulación:

Datos de Simulación	
P	48
m	6
n	8
$t_k$	4
$t_{max}$	30

Tabla nº 5.9. Datos de simulación

Se han analizado diferentes métodos de estimación de los parámetros de la máquina mediante: DE, GAs, PSO, SFLA y MSFLA, para validar y comprobar el rendimiento del algoritmo propuesto.

Con el objetivo de realizar una comparación ecuánime entre los métodos metaheurísticos elegidos, el número de iteraciones de evaluación de la función objetivo y el tiempo de cálculo debe ser similar en todos los enfoques.

Los parámetros y resultados comparativos entre la propuesta DE, GAs, PSO, SFLA y MSFLA se presentan en la tabla siguiente que se obtienen después de 30 iteraciones para cada método.

Parámetro	DE	GAs	PSO	SFLA	MSFLA
$R_1$	1,1836	1,1316	0,9872	1,0008	1,103681
$R_2$	2,1009	2,0330	2,0322	2,1330	2,181757
$X_1$	5,6197	5,3750	5,3785	5,5847	5,720209
$X_2$	5,6197	5,3750	5,3785	5,5847	5,720209
$X_m$	99,1792	87,1944	77,0420	77,9101	94,140145

Tabla nº 5.10. Parámetros para el motor de 5 HP

	DE	GAs	PSO	SFLA	MSFLA
Mínimo valor de F	0,0023	0,0045	0,0023	0,0023	0,00228
Valor medio de F	0,0043	0,0070	0,0063	0,0040	0,00230
Desviación estándar	0,0037	0,0015	0,0031	0,0026	0,00030

Tabla nº 5.11. Estimadores estadísticos motor de 5HP

Parámetro	DE	GAs	PSO	SFLA	MSFLA
$R_1$	0,4993	0,4875	0,3555	0,3437	0,270719
$R_2$	0,3264	0,3264	0,3455	0,3360	0,357274
$X_1$	0,3510	0,3556	0,4353	0,4345	0,477311
$X_2$	0,3510	0,3556	0,4353	0,4345	0,477311
$X_m$	5,6967	6,0718	0,4223	6,2629	7,543194

Tabla nº 5.12. Parámetros para el motor de 40 HP

	DE	GAs	PSO	SFLA	MSFLA
Mínimo valor de F	0,0001	0,0005	0,0001	0,00001	0,000001
Valor medio de F	0,0041	0,0036	0,0009	0,0008	0,000020
Desviación estándar	0,0134	0,0041	0,0010	0,0015	0,000052

Tabla nº 5.13.estimadores estadísticos motor de 40 HP

También se presentan los datos comparativos del par y factor de potencia para los motores considerados.

Las figuras siguientes muestran: el valor de la función objetivo, par y factor de potencia para los motores de 5 HP y 40 HP. Número de iteraciones 30.

	Variable			
	T <sub>st</sub> (N.m)	T <sub>fl</sub> (N.m)	T <sub>max</sub> (N.m)	pf <sub>ft</sub>
Manuf. D.	15	25	42	0,8
DE	15,2351	26,3582	40,7443	0,8110
error	1,57%	5,43%	-2,99%	1,38%
GAs	15,3856	25,7210	38,9606	0,8101
error	2,57%	2,88%	-7,24%	1,26%
PSO	15,3465	25,5692	38,0047	0,7888
error	2,31%	2,28%	-7,13%	-1,40%
SFLA	15,4939	25,6484	40,7390	0,7710
error	3,29%	2,59%	-3,00%	-3,63%
MSFLA	15,2725	25,5541	40,3870	0,7991
error	1,82%	2,22%	-3,84%	-0,11%

Tabla nº 5.14. Datos de par y fdp comparados motor 5 HP

	Variable			
	T <sub>st</sub> (N.m)	T <sub>fl</sub> (N.m)	T <sub>max</sub> (N.m)	pf <sub>ft</sub>
Manuf. D.	260	190	370	0,80
DE	263,5111	189,3514	347,2340	0,9065
error	1,35%	-0,34%	-6,15%	0,82%
GAs	265,8385	191,2220	351,2145	0,8170
error	2,24%	0,64%	-5,08%	2,13%
PSO	261,1978	188,9053	360,8307	0,7888
error	0,46%	-0,58%	-2,48%	-1,46%
SFLA	260,3347	193,5212	365,0454	0,7860
error	0,13%	1,85%	-1,34%	-1,75%
MSFLA	259,5611	190,6352	370,8140	0,7995
error	-0,17%	0,33%	0,22%	-0,06%

Tabla nº 5.15.datos de par y fdp comprados motor de 40 HP

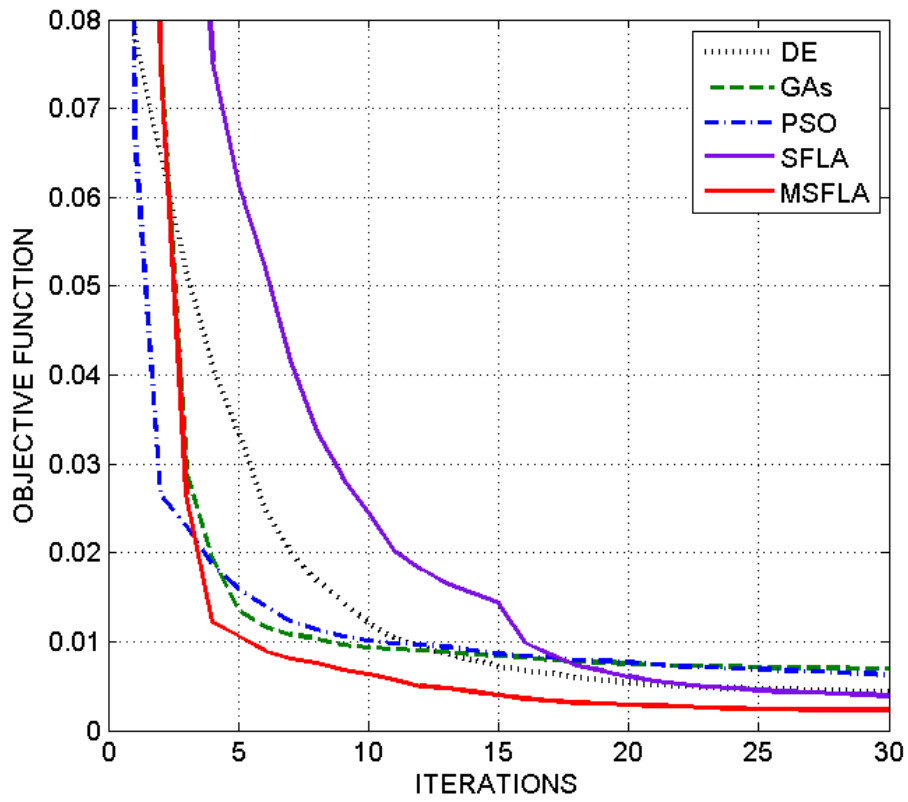


Figura nº 5.6. Curvas de convergencia de la función objetivo motor de 5 HP

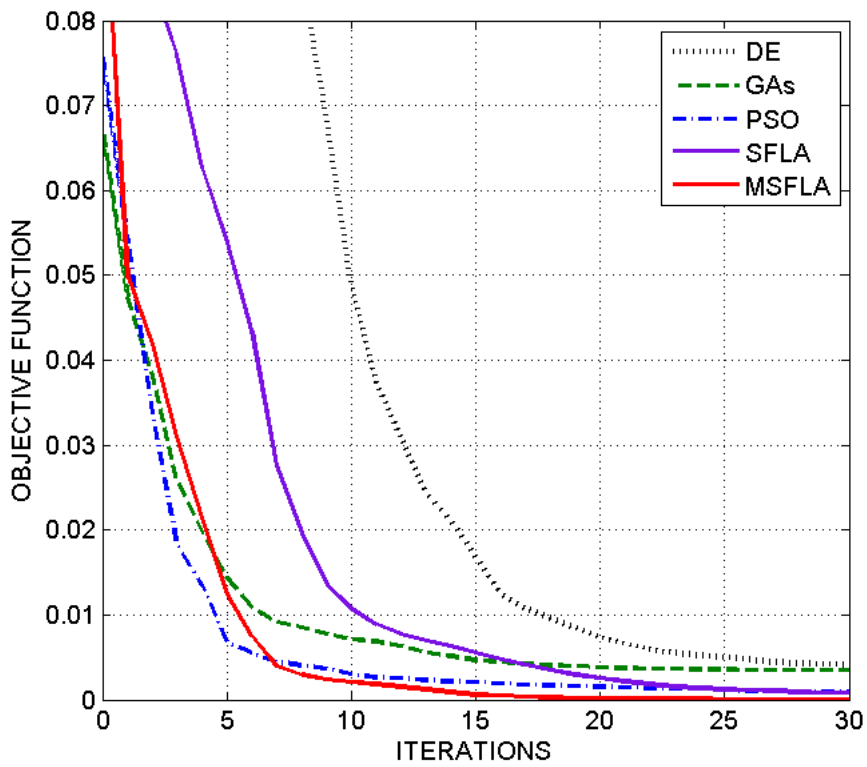


Figura nº 5.7. Curvas de convergencia de la función objetivo motor de 40 HP

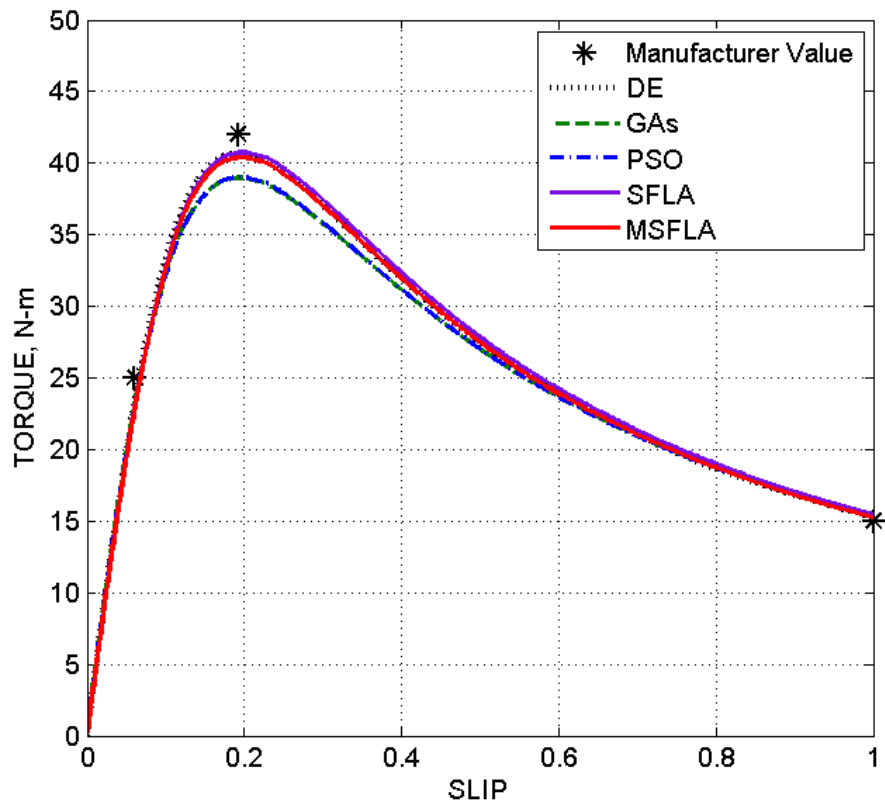


Figura nº 5.8. Curvas comparativas par del motor de 5 HP

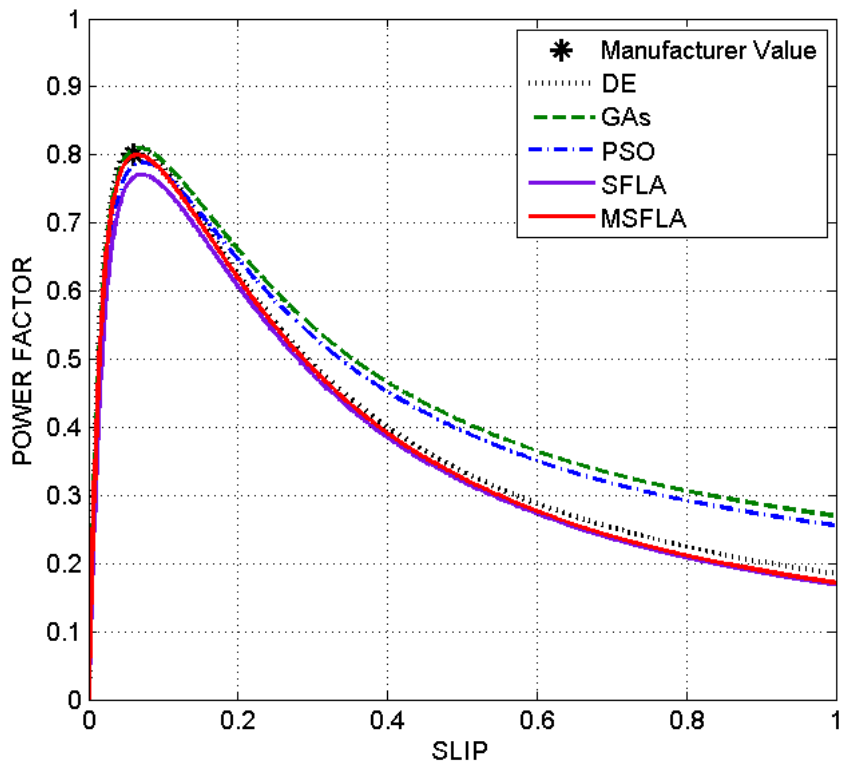


Figura nº 5.9. Curvas comparativas fdp motor de 5 HP

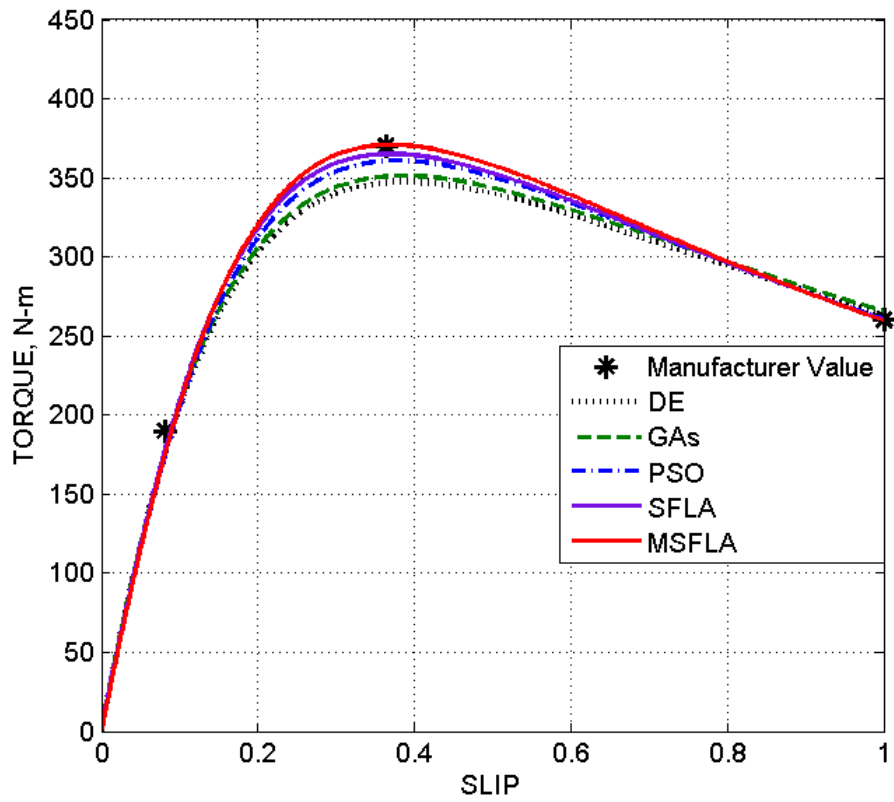


Figura nº 5.10. Curvas comparativas par del motor de 40 HP

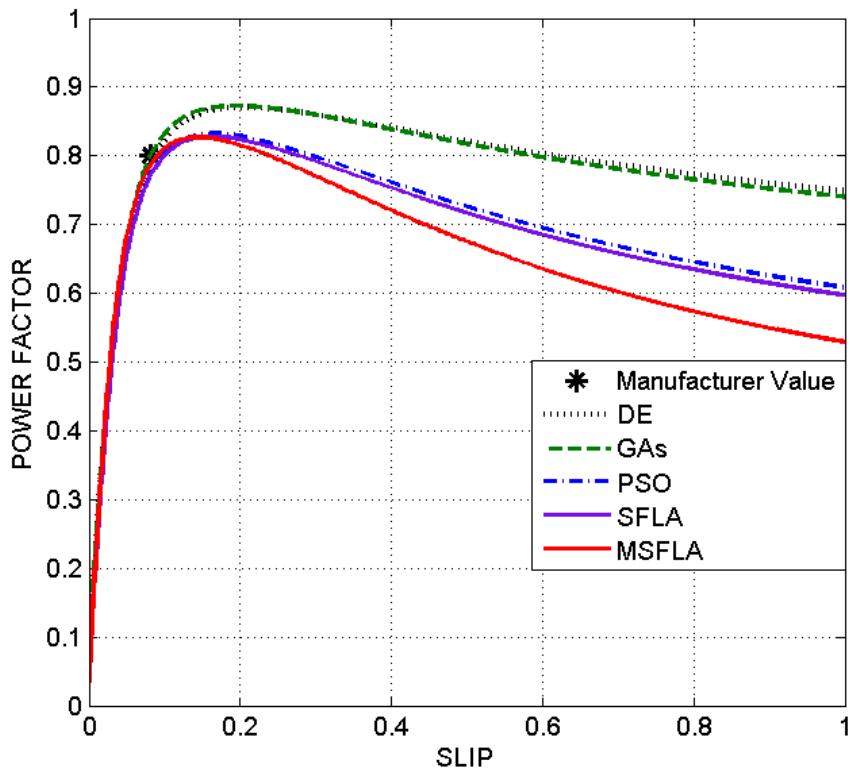


Figura nº 5.11. Curvas comparativas fdp motor de 40 HP

Se ha realizado un estudio comparativo con las técnicas DE, PSO, GAs y SFLA, para validar y comprobar el rendimiento del modelo de algoritmo propuesto. Para realizar una comparación ecuánime entre todas las metaheurísticas se ha elegido, el número de evaluaciones de la función objetivo y el tiempo de cálculo prácticamente similar en todas las técnicas. Para la aplicación de MSFLA, los parámetros que se tiene que definir son: número de ranas o tamaño de la población, el número de memeplexes, el número de ranas en cada memeplex, el número de generación para cada memeplex antes de revolver y el número de iteraciones. Estos parámetros se seleccionan cuidadosamente para que se pueda obtener un buen rendimiento de la técnica metaheurística (MSFLA).

En la tabla nº 9 se sintetizan los valores adoptados para la simulación. Para verificarla la buena respuesta del algoritmo propuesto se han realizado 30 iteraciones los parámetros y resultados comparados se pueden ver en las tablas 10 a 13. También se incluyen las gráficas en las que se han representado los valores comparados de la convergencia de la función objetivo, el par y el factor de potencia. Se ha incluido los estimadores estadísticos valores medios y mínimos de la función objetivo y desviación estándar, para las diversas técnicas.

MSFLA tiene mejores resultados que la DE, GA, PSO y SFLA. El valor de la función objetivo es más pequeño con MSFLA. Se puede observar que el método MSFLA es más consistente que el DE, GA, PSO y SFLA. La desviación estándar de los valores de la función objetivo para 30 iteraciones es muy baja en el método propuesto MSFLA.

En las Figs. 8 y 9 se muestra que MSFLA converge rápidamente y alcanza mejores resultados que el resto de algoritmos. DE, GAs, PSO y SFLA tienden a buenas soluciones en iteraciones pequeñas, pero estas son de menor calidad y la precisión es menor que la obtenida con el método propuesto MSFLA, una explicación al hecho es que la intensificación de la exploración es menos en el resto de algoritmos, para llegar a obtener los resultados de la MSFLA con las técnicas DE, GA, PSO y SFLA, sería necesario incrementar el número de partículas y aumentar las iteraciones, retrasándose por lo tanto la respuesta y con un coste computacional mayor.

Respecto a la evaluación del factor de potencia el resultado es más evidente puesto que se comete un error menor, los datos obtenidos, para un deslizamiento dado, son muy similares a los aportados por el fabricante. Tanto en los motores de 5 HP como en los de 40 HP.

# Capítulo nº6

---

*Conclusiones y Líneas Futuras de Investigación*

## 6.1. Conclusiones

### 6.1.1. Medidas realizadas en motores por fase en régimen permanente

Se han realizado medidas por fase en los motores que se han ensayo, en las medidas en carga (se han conectados los motores mediante un acoplamiento a una dínamo freno y ésta a un grupo de resistencias de carga) se han tomado diferentes datos cuyas muestras podemos ver en la figura nº 1. En todas ellas se puede comprobar que una vez estabilizada la máquina, régimen dinámico permanente, las intensidades, f.d.p., potencias, es decir todas las registradas han mostrado diferencias.

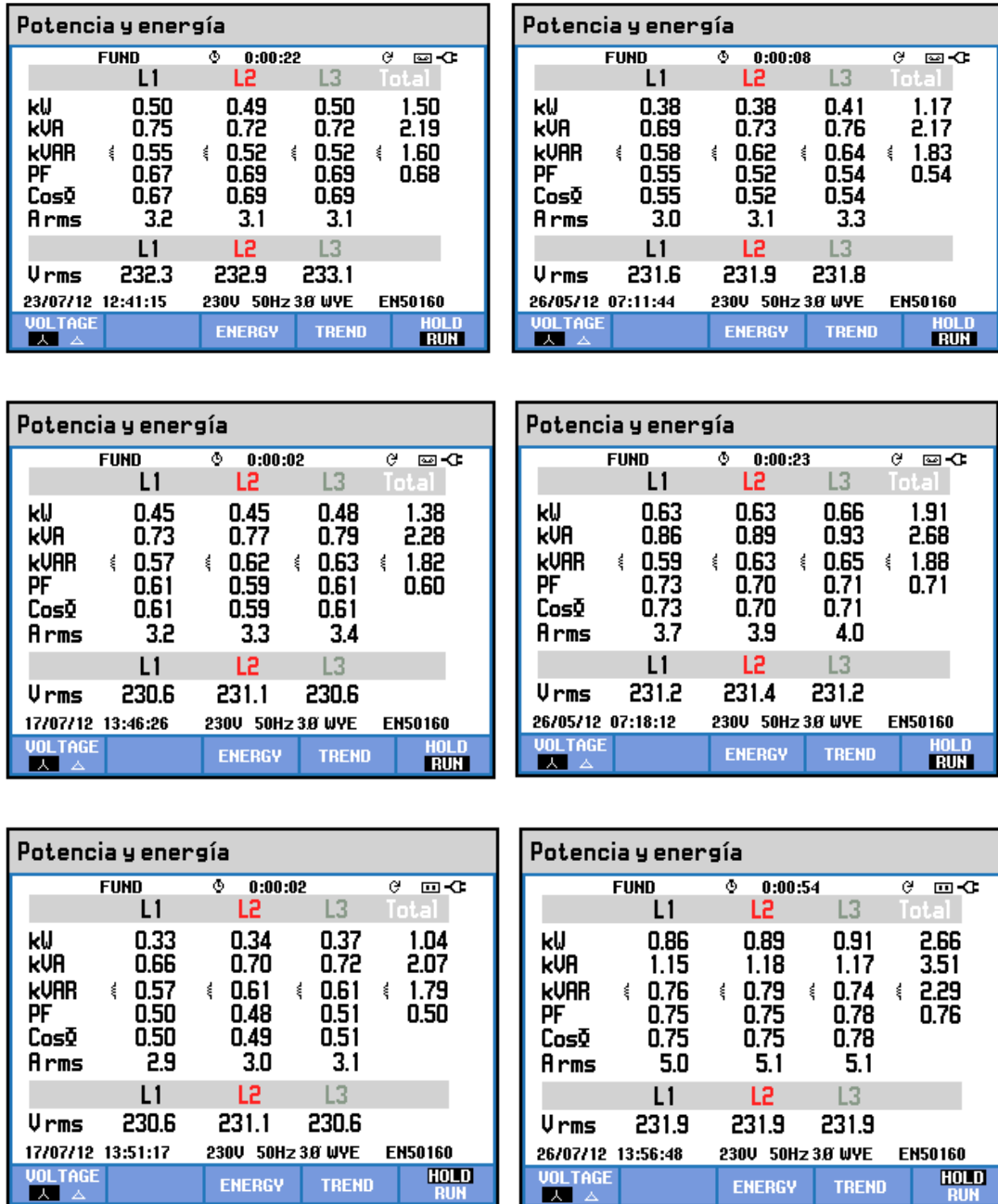


Figura nº 6.1. Medidas mediante analizador en motores

Potencia: 3,0 kW (absorbida 2,66 kW)		
	fdp	I (A)
L1	0,75	5,0
L2	0,75	5,1
L3	0,78	5,1
Potencia: 2,2 kW (absorbida 1,91 kW)		
	fdp	I(A)
L1	0,73	3,7
L2	0,70	3,9
L3	0,71	4,0
Potencia: 1,5 kW (absorbida 1,38 kW)		
	fdp	I(A)
L1	0,61	3,2
L2	0,59	3,3
L3	0,61	3,4

Tabla nº 6.1. Medidas en diferentes motores régimen permanente

En la tabla nº1 se han destacado los valores de la intensidad y f.d.p. para distintos ensayos en carga. En el motor de 3,0 kW, la variación de la intensidad es del 2%, mientras que el f.d.p. es del 4%. En el motor de 2,2 kW la variación de la intensidad es del 7,5% mientras que la fluctuación en el f.d.p. es del 2,74%. En el caso de la máquina de 1,5 kW; la variación de la intensidad es del 6,25%, mientras que la fluctuación en el f.d.p. es del 3,28%. Todo ello referido a motores comerciales y medidas realizadas en régimen dinámico permanente.

### 6.1.2. Medida de resistencia

Las medidas realizadas para la obtención de la resistencia mediante la Norma UNE 60034-28, medidas realizadas en cada fase, se indican en la siguiente tabla:

Motor de 1,5 kW					
(6.2) Medida en corriente continua			(7.2) Resistencia del estator( $R_{s25}$ )		
$R_{ll,m}$	U	2,93 $\Omega$	$R_{ll,m}$	U	2,9757 $\Omega$
	V	2,92 $\Omega$		V	2,9656 $\Omega$
	W	2,92 $\Omega$		W	2,9656 $\Omega$

Tabla nº 6.2a. Medida de la resistencia según UNE 60034-28

Motor de 2,2 kW					
(6.2) Medida en corriente continua			(7.2) Resistencia del estator( $R_{s25}$ )		
$R_{ll,m}$	U	2,2 $\Omega$	$R_{ll,m}$	U	2,2204 $\Omega$
	V	2,2 $\Omega$		V	2,2204 $\Omega$
	W	2,3 $\Omega$		W	2,3213 $\Omega$

Tabla nº 6.2b. Medida de la resistencia según UNE 60034-28

Motor 3,0 kW					
(6.2) Medida en corriente continua			(7.2) Resistencia del estator( $R_{s25}$ )		
$R_{ll,m}$	U	1,9 $\Omega$	$R_{ll,m}$	U	1,9169 $\Omega$
	V	1,9 $\Omega$		V	1,9169 $\Omega$
	W	2,2 $\Omega$		W	2,2196 $\Omega$

Tabla nº 6.2c. Medida de la resistencia según UNE 60034-28

Las diferentes normas: UNE 60034-28, UNE-EN 60034-1, UNE-EN 60034-2-1, UNE-EN 60034-30, IEEE Std 112™ -2004 y otras relacionadas; determinan que el valor de la resistencia, tensiones e intensidades sean valores medios. Se pierde información de lo que acontece en cada fase, de proceder con los ensayos midiendo por fase se sabría si algún motor presenta anomalías, que podrán ser más o menos relevantes pero a tener en cuenta.

En el caso de la medida de la resistencia en el motor de 3,0 kW; la variación de la resistencia (medida en corriente continua) de las fases es de un 15,79%. Téngase en cuenta que a partir de los valores de la resistencia en el estator se inicia el proceso de cálculo del resto de parámetros del circuito equivalente.

### 6.1.3. Medida comparada del par en la conexión

En la figura nº 2, se muestra la variación del par por fase para los diferentes motores ensayados. Las diferencias más notables las podemos ver en el par de arranque en los motores de 1,5 y 2,2 kW. En las tablas siguientes se indican los errores cometidos referidos al valor de fase:

Potencia: 3.0 kW		
	Par conexión (N.m)	Error %
L1	31,156	<b>+0,4</b>
L2	31,744	<b>+2,29</b>
L3	31,716	<b>+2,21</b>
Medio	31,031	

Tabla nº 6.3a. Error en el par motor de 3,0 kW

Potencia: 2.2 kW		
	Par conexión (N.m)	Error %
L1	27,12	<b>8,74</b>
L2	26,28	<b>5,37</b>
L3	24,91	<b>-0,12</b>
Medio	24,94	

Tabla nº 6.3b. Error en el par motor de 2,2 kW

Potencia: 1.5 kW		
	Par conexión (N.m)	Error %
L1	22,51	<b>-3,92</b>
L2	23,48	<b>0,21</b>
L3	23,43	<b>0</b>
Medio	23,43	

Tabla nº 6.3c. Error en el par motor de 1,5 kW

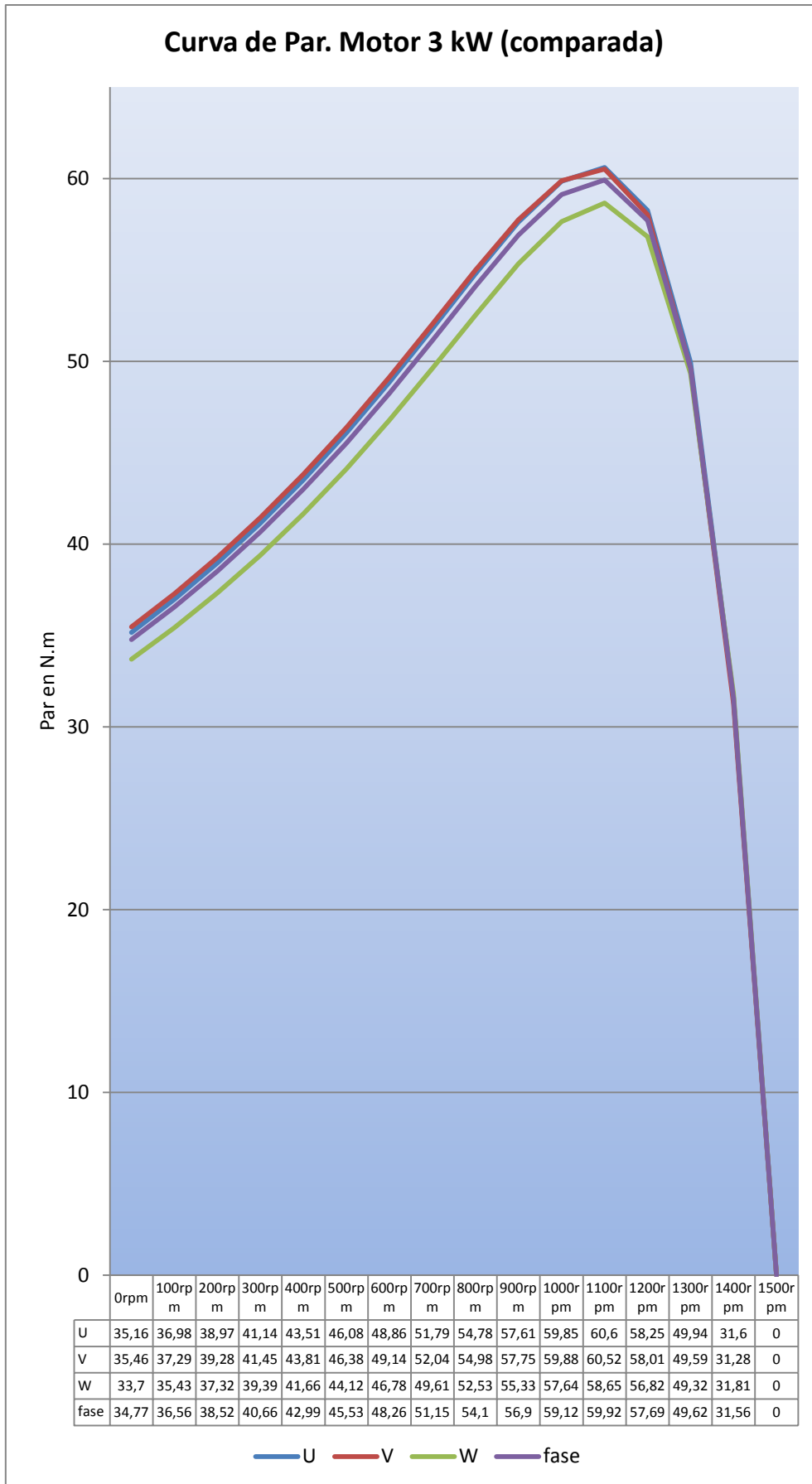


Figura nº 6.2a. Par por fase en el motor de 3 kW

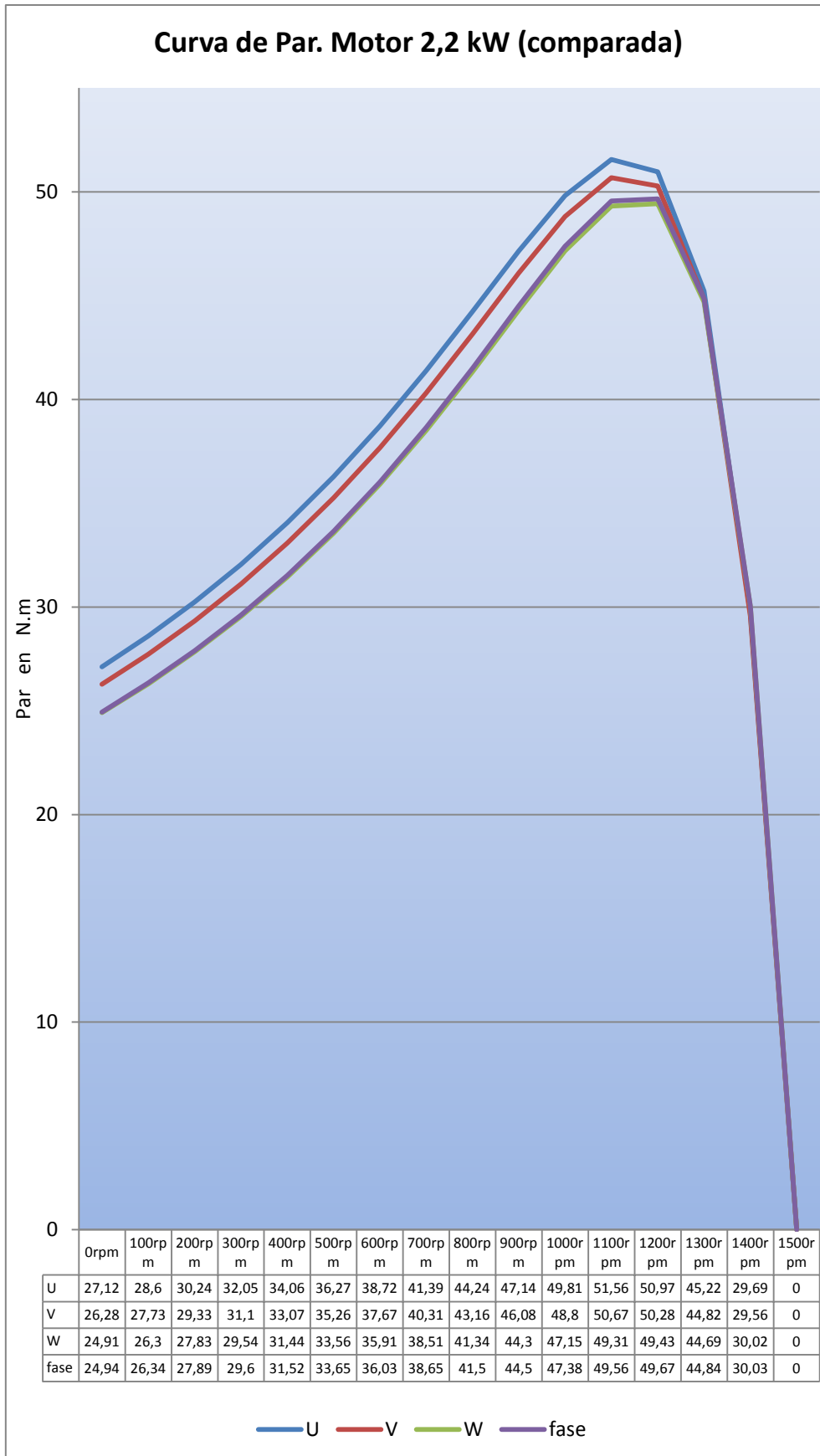


Figura nº 6.2b. Par por fase en el motor de 2.2 kW

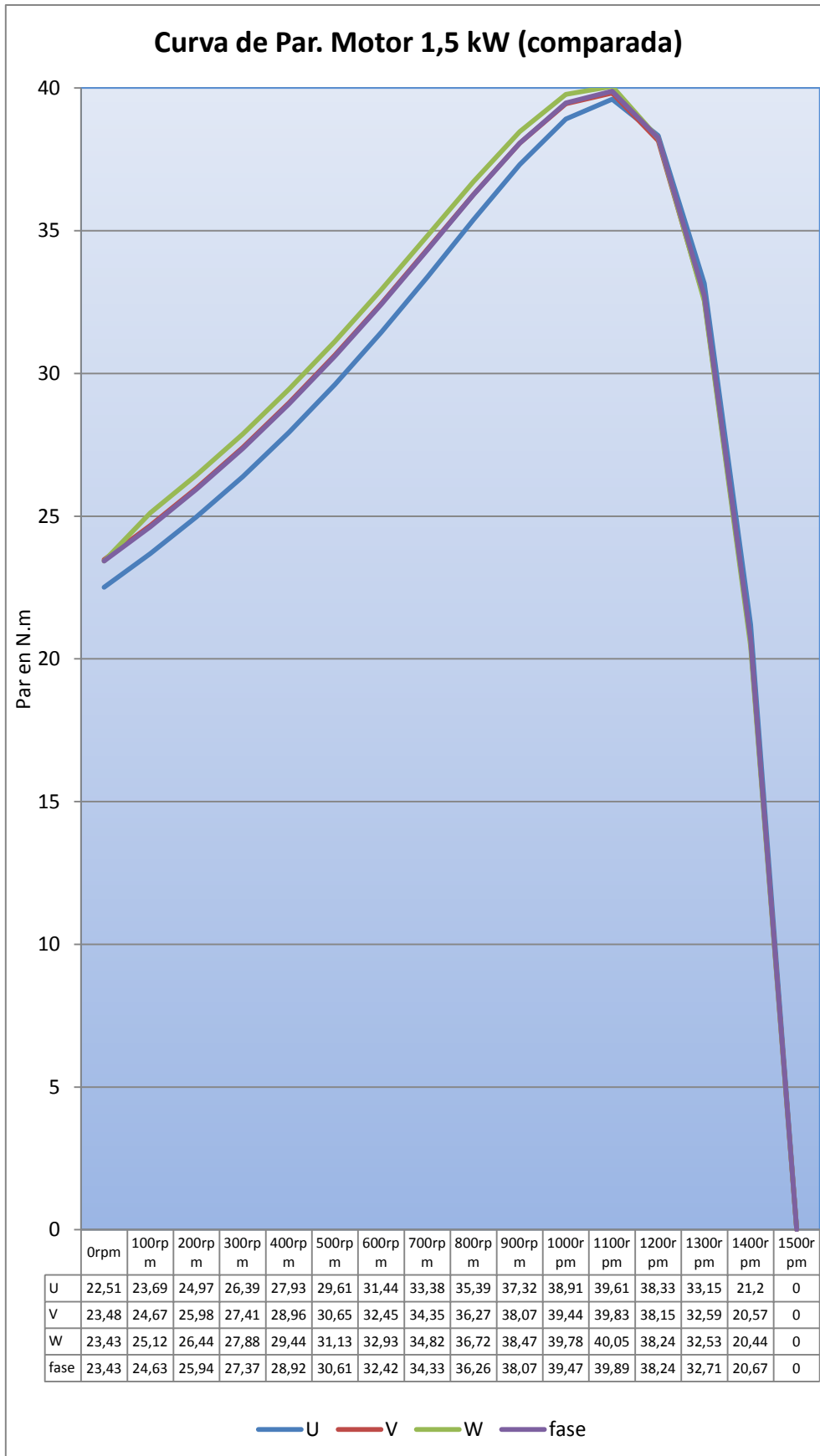


Figura nº 6.2c. Par por fase en el motor de 1.5 kW

### 6.1.4. Par máximo y velocidad para par máximo

Se muestran los valores comparados del par máximo y velocidad de la máquina a la que se produce.

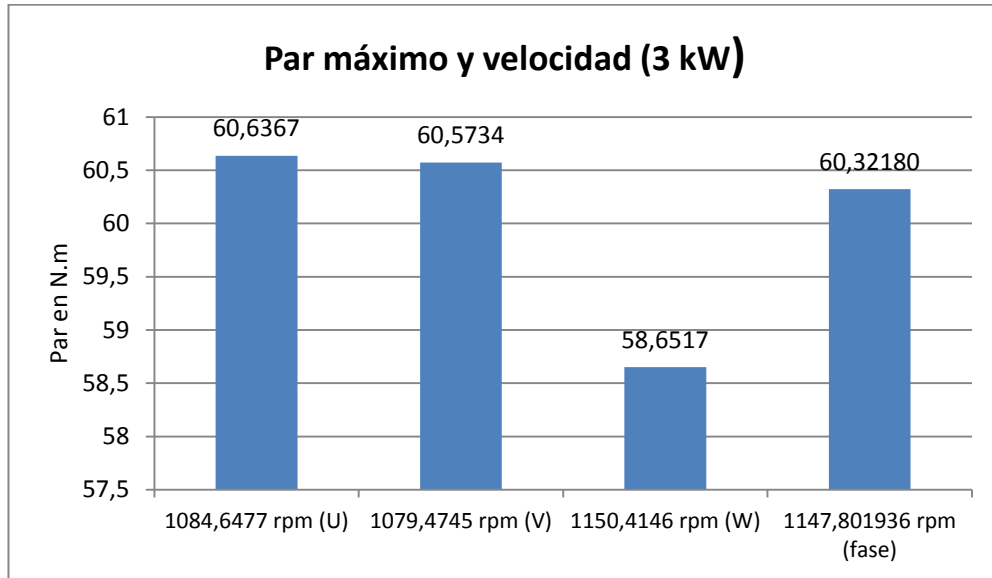


Figura nº 6.3a. Par máximo y velocidad para par máximo 3,0 kW

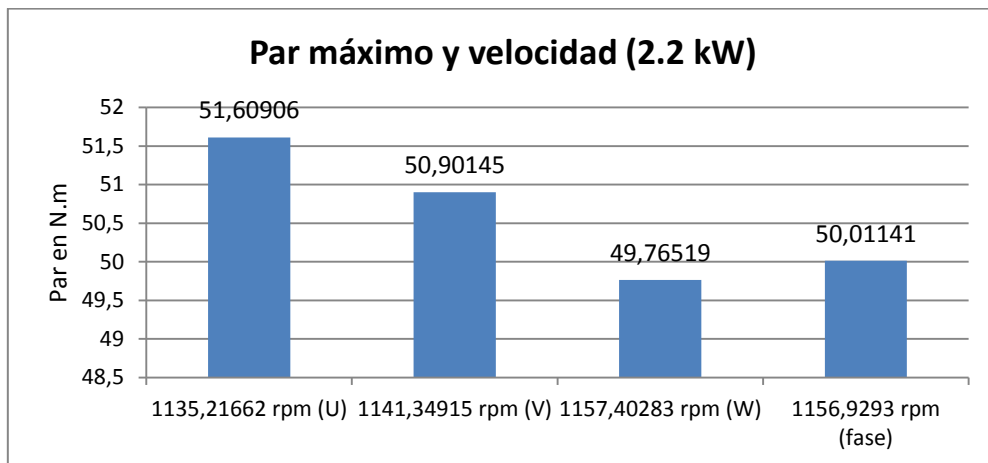


Figura nº 6.3b. Par máximo y velocidad para par máximo 2,2 kW

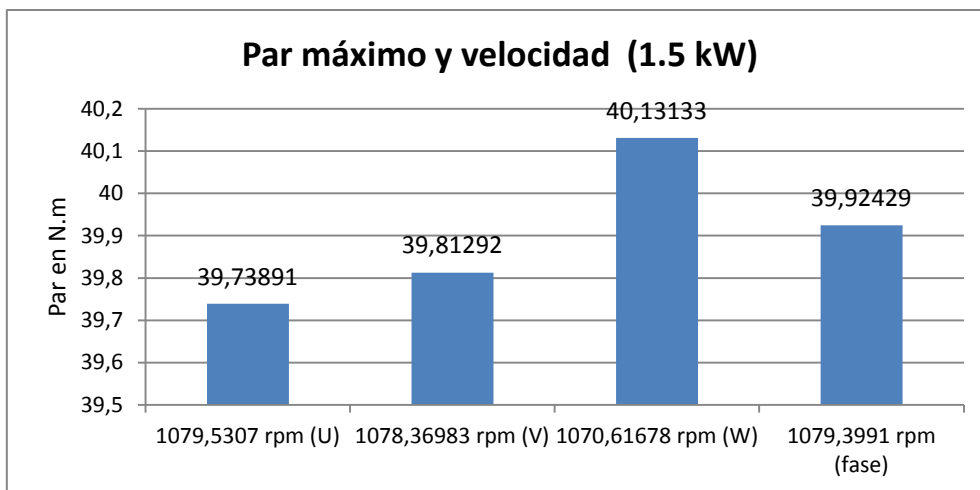


Figura nº 6.3c. Par máximo y velocidad para par máximo 1,5 kW

Respecto a los valores del par máximo y el valor de la velocidad para el que se produce, en las siguientes tablas se muestra el error cometido en las medidas realizadas en cada fase y según la norma.

Potencia: 3,0 kW				
	Par máximo (N.m)	Error %	Velocidad T <sub>max</sub>	Error %
L1	60,64	<b>0,53</b>	1084,64	<b>-5,50</b>
L2	60,57	<b>0,41</b>	1079,47	<b>-5,95</b>
L3	58,85	<b>-2,44</b>	1150,41	<b>0,23</b>
Medio	60,32		1147,8	

Tabla nº 6.4a. Error en par máximo y velocidad para par máximo motor 3,0 kW

Potencia: 2,2 kW				
	Par máximo (N.m)	Error %	Velocidad T <sub>max</sub>	Error %
L1	51,61	<b>3,20</b>	1135,2	<b>-1,87</b>
L2	50,90	<b>1,78</b>	1141,4	<b>-1,34</b>
L3	49,76	<b>-0,49</b>	1157,4	<b>0,04</b>
Medio	50,01		1156,9	

Tabla nº 6.4b. Error en par máximo y velocidad para par máximo motor 2,2 kW

Potencia: 1,5 kW				
	Par máximo (N.m)	Error %	Velocidad T <sub>max</sub>	Error %
L1	39,74	<b>-0,45</b>	1079,53	<b>+0,01</b>
L2	39,81	<b>-0,27</b>	1078,37	<b>-0,09</b>
L3	40,13	<b>+0,53</b>	1070,62	<b>-0,81</b>
Medio	39,92		1079,4	

Tabla nº 6.4c. Error en par máximo y velocidad para par máximo motor 1,5 kW

### 6.1.5. Comparación de parámetros del circuito equivalente

Respecto a los parámetros del circuito equivalente, los valores que se presentan en las tablas siguientes se han obtenidos de la aplicación de la Norma UNE 60034-28, al igual que en secciones anteriores se va a establecer el error cometido en la estimación de los parámetros del circuito equivalente comparando los datos medidos en cada fase con los datos medios.

- Resistencia en el estator

	Potencia: 3,0 kW		Potencia: 2,2 kW		Potencia: 1,5 kW	
	Resistencia (Ω)	Error %	Resistencia (Ω)	Error %	Resistencia (Ω)	Error %
L1	1,9169	-5	2,2204	<b>-1,49</b>	2,9758	<b>+0,22</b>
L2	1,9169	-5	2,2204	<b>-1,49</b>	2,9656	<b>-0,11</b>
L3	2,2196	<b>9,99</b>	2,3213	<b>2,98</b>	2,9656	<b>-0,11</b>
Medio	2,0178		2,2541		2,9690	

Tabla nº 6.5a. Error en los parámetros del circuito motores de 3,0; 2,2 y 1,5 kW: Resistencia

- Reactancia en el estator

	Potencia: 3,0 kW		Potencia: 2,2 kW		Potencia: 1,5 kW	
	Reactancia (Ω)	Error %	Reactancia (Ω)	Error %	Reactancia (Ω)	Error %
L1	2,8053	<b>+0,31</b>	3,4441	<b>+0,61</b>	4,2148	<b>+0,41</b>
L2	2,7974	<b>+0,04</b>	3,3743	<b>-0,28</b>	4,2016	<b>+0,09</b>
L3	2,7959	<b>-0,18</b>	3,3840	<b>-1,15</b>	4,1924	<b>-0,12</b>
Medio	2,7964		3,4233		4,1976	

Tabla nº 6.5b. Error en los parámetros del circuito motores de 3,0; 2,2 y 1,5 kW: Reactancia estator

- Reactancia magnetizante

	Potencia: 3,0 kW		Potencia: 2,2 kW		Potencia: 1,5 kW	
	Reactancia (Ω)	Error %	Reactancia (Ω)	Error %	Reactancia (Ω)	Error %
L1	70,5006	<b>-0,95</b>	87,1625	<b>+3,69</b>	94,7574	<b>-1,47</b>
L2	73,7385	<b>+3,59</b>	87,0534	<b>+3,56</b>	96,7521	<b>+0,60</b>
L3	71,8831	<b>0,99</b>	82,2260	<b>-2,18</b>	95,3283	<b>-0,87</b>
Medio	71,1794		84,0571		96,1723	

Tabla nº 6.5c. Error en los parámetros del circuito motores de 3,0; 2,2 y 1,5 kW: Reactancia magnetizante

- Resistencia de pérdidas en el hierro

	Potencia: 3,0 kW		Potencia: 2,2 kW		Potencia: 1,5 kW	
	Resistencia (Ω)	Error %	Resistencia (Ω)	Error %	Resistencia (Ω)	Error %
L1	2 127,74	<b>+12,94</b>	2 742,93	<b>+40,45</b>	3 548,40	<b>+52,14</b>
L2	1 739,41	<b>-7,67</b>	2 000,57	<b>+2,43</b>	2 780,02	<b>19,19</b>
L3	1 773,58	<b>-5,86</b>	1 170,74	<b>-40,05</b>	1 526,87	<b>-34,53</b>
Medio	1 883,98		1 952,94		2 332,37	

Tabla nº 6.5d. Error en los parámetros del circuito motores de 3,0; 2,2 y 1,5 kW: Resistencia pérdidas en el hierro

- Reactancia del rotor (referida al estator)

	Potencia: 3,0 kW		Potencia: 2,2 kW		Potencia: 1,5 kW	
	Reactancia (Ω)	Error %	Reactancia (Ω)	Error %	Reactancia (Ω)	Error %
L1	2,8291	<b>+0,54</b>	3,2127	<b>-6,15</b>	4,2107	<b>+0,31</b>
L2	2,8203	<b>+0,23</b>	3,4041	<b>-0,55</b>	4,2104	<b>+0,30</b>
L3	2,8052	<b>-0,30</b>	3,3471	<b>-2,22</b>	4,2101	<b>+0,29</b>
Medio	2,8138		3,4232		4,1975	

Tabla nº 6.5e. Error en los parámetros del circuito motores de 3,0; 2,2 y 1,5 kW: Reactancia del rotor

- Resistencia del rotor (referida al estator)

	Potencia: 3,0 kW		Potencia: 2,2 kW		Potencia: 1,5 kW	
	Resistencia (Ω)	Error %	Resistencia (Ω)	Error %	Resistencia (Ω)	Error %
L1	1,6194	<b>+0,25</b>	1,6750	<b>+3,46</b>	2,3556	<b>-3,83</b>
L2	1,6365	<b>+1,31</b>	1,6755	<b>+3,49</b>	2,4598	<b>+0,42</b>
L3	1,5899	<b>-1,57</b>	1,6287	<b>+0,60</b>	2,5020	<b>+2,14</b>
Medio	1,6153		1,6189		2,4495	

Tabla nº 6.5f. Error en los parámetros del circuito motores de 3,0; 2,2 y 1,5 kW: Resistencia del rotor

#### Norma UNE 60034-2-1

- Resistencia en el estator

	Potencia: 3,0 kW		Potencia: 2,2 kW		Potencia: 1,5 kW	
	Resistencia (Ω)	Error %	Resistencia (Ω)	Error %	Resistencia (Ω)	Error %
L1	1,9169	<b>-5</b>	2,2204	<b>-1,49</b>	2,9758	<b>+0,22</b>
L2	1,9169	<b>-5</b>	2,2204	<b>-1,49</b>	2,9656	<b>-0,11</b>
L3	2,2196	<b>9,99</b>	2,3213	<b>2,98</b>	2,9656	<b>-0,11</b>
Medio	2,0178		2,2541		2,9690	

Tabla nº 6.6a. Error en los parámetros del circuito motores de 3,0; 2,2 y 1,5 kW: Resistencia

- Reactancia en el estator y rotor

	Potencia: 3,0 kW		Potencia: 2,2 kW		Potencia: 1,5 kW	
	Reactancia (Ω)	Error %	Reactancia (Ω)	Error %	Reactancia (Ω)	Error %
L1	2,7862	<b>+1,23</b>	3,3526	<b>+0,13</b>	4,2105	<b>+1,45</b>
L2	2,7688	<b>+0,61</b>	3,3434	<b>-0,14</b>	4,2006	<b>+1,21</b>
L3	2,7697	<b>+0,64</b>	3,3611	<b>+0,38</b>	4,1354	<b>-0,36</b>
Medio	2,7521		3,3481		4,1504	

Tabla nº 6.6b. Error en los parámetros del circuito motores de 3,0; 2,2 y 1,5 kW: Reactancia estator y rotor

- Reactancia magnetizante

	Potencia: 3,0 kW		Potencia: 2,2 kW		Potencia: 1,5 kW	
	Reactancia (Ω)	Error %	Reactancia (Ω)	Error %	Reactancia (Ω)	Error %
L1	65,4280	<b>-4,49</b>	79,0730	<b>-4,78</b>	90,2010	<b>-5,38</b>
L2	66,4766	<b>-2,96</b>	82,8275	<b>-0,26</b>	93,4620	<b>-1,96</b>
L3	66,0679	<b>-3,55</b>	78,8478	<b>-5,06</b>	93,6690	<b>-1,74</b>
Medio	68,5033		83,0483		95,3294	

Tabla nº 6.6c. Error en los parámetros del circuito motores de 3,0; 2,2 y 1,5 kW: Reactancia magnetizante

- Resistencia de pérdidas en el hierro

	Potencia: 3,0 kW		Potencia: 2,2 kW		Potencia: 1,5 kW	
	Resistencia (Ω)	Error %	Resistencia (Ω)	Error %	Resistencia (Ω)	Error %
L1	2573,5661	<b>+61,01</b>	2843,3354	<b>+89,92</b>	3677,4144	<b>+62,30</b>
L2	2119,9016	<b>+32,63</b>	2280,4333	<b>+52,32</b>	2749,8165	<b>+21,36</b>
L3	1289,4658	<b>-19,33</b>	1307,8451	<b>-12,64</b>	1471,5116	<b>-35,06</b>
Medio	1598,3910		1497,1212		2265,8098	

Tabla nº 6.6d. Error en los parámetros del circuito motores de 3,0; 2,2 y 1,5 kW: Resistencia pérdidas en el hierro

- Resistencia del rotor (referida al estator)

	Potencia: 3,0 kW		Potencia: 2,2 kW		Potencia: 1,5 kW	
	Resistencia (Ω)	Error %	Resistencia (Ω)	Error %	Resistencia (Ω)	Error %
L1	1,3583	<b>+7,25</b>	1,9691	<b>-0,76</b>	3,8968	<b>-0,11</b>
L2	1,4122	<b>+11,50</b>	2,0504	<b>+3,34</b>	3,8138	<b>-2,24</b>
L3	1,0693	<b>-15,57</b>	1,8383	<b>-7,35</b>	3,9658	<b>+1,65</b>
Medio	1,2665		1,9842		3,9012	

Tabla nº 6.6e. Error en los parámetros del circuito motores de 3,0; 2,2 y 1,5 kW: Resistencia del rotor

Como se puede comprobar en lo que respecta a la resistencia del estator por fase, valor corregido a 25°C, los valores comparados; presentan errores comprendidos entre -5% y el 10% en el motor de 3,0 kW, mientras que en el motor de 1,5 kW es poco significativo. Si se limitase el error permitido en todos los motores se podría calcular con valores medios sin que perjudicase al resto de cálculos. También aportaría una estimación del circuito del motor más uniforme en todas las fases.

La reactancia del estator se ha mostrado muy estable, en todos los motores, respondiendo al método de cálculo muy adecuadamente, el error máximo varía entre un -1,15% a un +0,61% en el motor de 2,2 kW.

La reactancia magnetizante, define la corriente de excitación, y en todos los casos ensayados muestra variaciones con respecto al valor medio, de ésta forma destacamos el motor de 2,2 kW entre -2,18% y +3,69%; el motor de 1,5 kW el que menos error presenta entre -1,47% a +0,6%, también hay que señalar que en las pruebas realizadas el análisis del error presenta fluctuaciones.

A pesar de no contarse con éste valor en el esquema equivalente del motor, resistencia de pérdidas en el hierro, habitualmente. Es el que más fluctúa, en todos los motores se ha mostrado poco útil su valor puesto que el intervalo de error es muy amplio, en el caso más desfavorable entre el -34,53% y el 52,14%; en el más favorable entre -7,67% y el +12,94%. Por lo que los valores se pueden considerar como meramente orientativos.

La reactancia del rotor, es también estable y los errores más amplios los tenemos en el motor de 2,2 kW oscilando entre -0,55% y el -6,15%. Por su parte en la máquina de 1,5 kW, el error es prácticamente constante positivo de valor +0,29% a +0,31%. La respuesta del proceso de cálculo para estimar la reactancia del rotor referida al estator es adecuada.

Por último en lo que respecta al valor de la resistencia del rotor referida al estator, también presenta errores en el caso del motor de 3,0 kW oscilando entre -1,57% a un 0,25%; en el motor de 2,2 kW todos los valores son positivos entre +0,6% y el +3,49%; el motor de 1,5 kW entre -3,83% y el 2,14%.

Por lo que respecta a la obtención de parámetros mediante la norma UNE 60034-2-1, salvo la reactancia en el estator, el resto de parámetros presentan errores apreciables.

En resumen todas las medidas se apartan del valor medio, existiendo por lo tanto 3 circuitos equivalentes de valor aproximado con diferentes características, no pudiéndose decir que la tendencia en el error sea siempre la misma en todos los parámetros obtenidos.

#### **6.1.6. Estimación de parámetros mediante técnicas metaheurísticas**

Respecto a la estimación de los parámetros del circuito equivalente del motor, los resultados obtenidos en los motores de simple y doble jaula se explican en los siguientes apartados.

##### **6.1.6.1. Motor de doble jaula**

En este artículo, se utiliza un algoritmo de salto de rana barajado modificado para estimar los parámetros del modelo de moto de inducción de doble jaula desde datos estándar del fabricante: par a plena carga, factor de potencia a plena carga, corriente de la carrera, par máximo, par de arranque y corriente de arranque. Se aplica el circuito equivalente en estado permanente a las simulaciones. Los parámetros del circuito se han obtenido como resultado de la función de minimización del error entre los datos estimados y del fabricante. El algoritmo fue probado en tres motores. Los resultados ha sido comprobados y comparados con los obtenidos utilizando PSO, GAs y un método de estimación clásico (un método de Newton modificado). La reducción de la simulación por ordenador ha demostrado el buen funcionamiento del método propuesto que produjo mejor resultados que los otros métodos. Las soluciones obtenidas son de mejor calidad y los errores o desviaciones más pequeños. Desde este estudio comparativo, se pone concluir que SFLA es válido para estimar los parámetros del modelo de la máquina asíncrona de doble jaula desde datos estándar del fabricante.

### 6.1.6.2. Motor de simple jaula

En este documento, el algoritmo MSFLA se utiliza para estimar los parámetros del circuito equivalente del motor de inducción a partir de los datos aportados por el fabricante. El par y el factor de potencia han sido considerados para minimizar la desviación entre los datos estimados y los del fabricante. Los resultados han sido comparados y evaluados mediante las técnicas DE, GAs, PSO y SFLA. La simulación por ordenador ha demostrado el buen rendimiento del método propuesto, que ha producido mejores resultados. Las soluciones obtenidas son de mejor calidad y que los errores o desviaciones han sido menores. De los resultados expuestos, se puede deducir que la técnica propuesta, MSFLA, se comporta de manera razonable como función de optimización en la obtención de los parámetros de la máquina de inducción trifásica.

### 6.2. Futuras líneas de investigación

- Medir para los ensayos realizados según las normas las tres fases y comprobación previa de anomalías, debidas a construcción o por reparaciones poco satisfactorias.
- Recomendar una tolerancia en los valores de los parámetros obtenidos, mediante ensayos, en todas las fases.
- Estudio de algoritmos y algoritmos modificados, ajuste de parámetros, y análisis de viabilidad de los modelos obtenidos.
- Respuesta de los algoritmos ante cambios de condiciones: cambios frecuentes de carga, fluctuación de la tensión, ambiente de trabajo, temperaturas, etc., de forma que se pueda obtener un circuito equivalente estimado para el cambio de condiciones.

# Anexo I

---

*Simulación*

<b>1. Simulación de la máquina de inducción .....</b>	<b>167</b>
1.1. Introducción .....	167
1.2. Sistema de referencia y ecuaciones del modelo en la simulación de máquinas de inducción .....	167
1.3. Simulación con Simulink .....	170
1.3.1. Implementación de Simulink .....	172

## Nomenclatura

$\Delta x$	Vector incremento
a,b,c,d.	Constantes de Runge-Kutta
dq0	Ejes de referencia
i	Medida efectuada
$i'_{dr}$	Intensidad rotor, referida al estator, en el eje d
$i'_{qs}$	Intensidad del rotor, referida al estator, referida al eje q
$i_{ds}$	Intensidad estator en el eje d
$i_{qs}$	Intensidad del estator en el q
$J(x)$	Matriz jacobiana
$k_1 k_2$	Constantes de Runge-Kutta
N	Nº total de medida realizadas
$R_{fe}$	Resistencia de pérdidas en el hierro
$R_r$	Resistencia rotor
$R_s$	Resistencia estator
$s_i$	Deslizamiento
$T_e$	Par electromagnético
$V_a$	Tensión fase a
$V_b$	Tensión fase b
$V_c$	Tensión fase c
$X_r$	Reactancia del rotor
$X_s$	Reactancia del estator
$Z_{eny}$	Impedancia obtenida mediante ensayos
$Z_m$	Impedancia rama paralelo
$Z_{mod}$	Impedancia obtenida mediante modelo
$Z_r$	Impedancia del rotor
$Z_{r1}$	Impedancia primera jaula
$Z_{r2}$	Impedancia segunda jaula
$Z_s$	Impedancia del estator
$\alpha\beta\gamma$	Ejes de referencia
$\psi$	Enlaces de flujo
$\psi'_{or}$	Enlaces de flujo rotor, referida al estator, en el eje 0
$\psi'_{dr}$	Enlaces de flujo del rotor, referida al estator, en el eje d
$\psi'_{qr}$	Enlaces de flujo rotor, referida al estator, en el eje q
$\psi_{os}$	Enlaces de flujo estator en el eje 0
$\psi_{ds}$	Enlaces de flujo estator en el eje d
$\psi_{md}$	Enlaces de flujo, rama paralelo, estator en el eje d
$\psi_{mq}$	Enlaces de flujo, rama paralelo, estator en el eje q
$\psi_{qs}$	Enlaces de flujo estator en el eje q
$\omega_i$	Pulsación

## Índice de figuras

	Pág.
Figura nº Al.1 Sistema de referencia dq0 con velocidad de giro arbitraria $\omega$	167
Figura nº Al.2 Modelo equivalente de la máquina de inducción en los ejes pq0	167
Figura nº Al.3 Diagrama de bloques para simulación de la máquina trifásica	170
Figura nº Al.4 Modelo de la máquina trifásica en Matlab/Simulink	172
Figura nº Al.5 Modelo de la máquina trifásica en el marco dq0	172
Figura nº Al.6 Bloque de cálculo de los enlaces de flujo	173
Figura nº Al.7 Bloque de cálculo de intensidades y los flujos en dq0	173
Figura nº Al.8 Implementación de la ecuación del par	174
Figura nº Al.9 Modelo de implementación de la velocidad angular	174
Figura nº Al.10 Modelo de implementación de la diferencial de los enlaces de flujo	175
Figura nº Al.11 Calculo de los enlaces de flujo	176
Figura nº Al.12 Modelo de implementación de las intensidades d-q	176
Figura nº Al.13 Diagrama de flujo del modelo de simulación	177

## 1. Simulación de la máquina de inducción

### 1.1. Introducción

Las ecuaciones diferenciales que describen el comportamiento dinámico de las máquinas eléctricas son no lineales y hasta la evolución del cálculo mediante ordenador no era posible resolver dichas ecuaciones. Actualmente los cálculos se realizan sin dificultad alguna y se emplean diferentes técnicas en función de las características propias del diseño de la máquina y de su forma de trabajo (transitorio, saturación, etc.).

### 1.2. Sistema de referencia y ecuaciones del modelo en la simulación de máquinas de inducción

La simulación en los motores de inducción es muy conveniente no sólo desde el punto de vista de la representación práctica de sus formas de operación y también permite observar los efectos de la saturación. Además, con sólo ligeras modificaciones, la simulación puede ser utilizada para representarlas máquinas de inducción asimétricas.

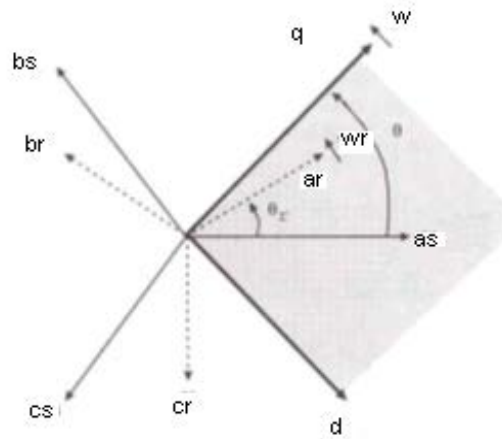


Figura nº A1.1. Sistema de referencia dq0 con velocidad de giro arbitraria  $\omega$ .

El esquema de la máquina de inducción referido a los ejes dq0 es:

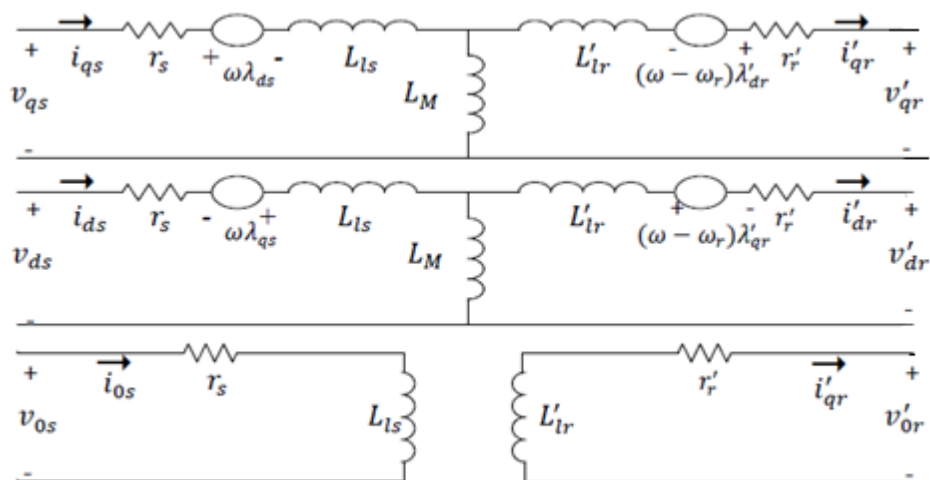


Figura nº A1.2. Modelo equivalente de la máquina de inducción en los ejes pq0

Del mismo se pueden deducir las ecuaciones de los enlaces de flujo:

$$\psi_{qs} = X_s \cdot i_{qs} + X_M(i_{qs} + i'_{qr}) \quad (AI.1)$$

$$\psi_{ds} = X_s \cdot i_{ds} + X_M(i_{ds} + i'_{dr}) \quad (AI.2)$$

$$\psi_{0s} = X_s \cdot i_{0s} \quad (AI.3)$$

$$\psi'_{qs} = X'_r \cdot i'_{qr} + X_M(i_{qs} + i'_{qr}) \quad (AI.4)$$

$$\psi'_{dr} = X'_r \cdot i'_{ds} + X_M(i_{ds} + i'_{dr}) \quad (AI.5)$$

$$\psi'_{or} = X'_r \cdot i'_{or} \quad (AI.6)$$

Ecuaciones de la intensidad:

$$i_{qs} = \frac{1}{X_{ls}}(\psi_{qs} - \psi_{mq}) \quad (AI.7)$$

$$i_{ds} = \frac{1}{X_{ls}}(\psi_{ds} - \psi_{md}) \quad (AI.8)$$

$$i_{0s} = \frac{1}{X_{ls}}\psi_{0s} \quad (AI.9)$$

$$i'_{qr} = \frac{1}{X'_{lr}}(\psi'_{qr} - \psi_{mq}) \quad (AI.10)$$

$$i'_{dr} = \frac{1}{X'_{lr}}(\psi'_{dr} - \psi_{md}) \quad (AI.11)$$

$$i'_{or} = \frac{1}{X'_{lr}}\psi'_{or} \quad (AI.12)$$

Donde los enlaces de flujo  $\psi_{mq}$  y  $\psi_{md}$ , que son útiles cuando se representa la saturación se definen como:

$$\psi_{mq} = X_M(i_{qs} + i'_{qr}) \quad (AI.13)$$

$$\psi_{md} = X_M(i_{ds} + i'_{dr}) \quad (AI.14)$$

Si de las ecuaciones de la intensidad referidas a los ejes dq0 se eliminan las intensidades y expresando en función de la tensión tendremos:

$$\psi_{qs} = \frac{d}{dt} \frac{\omega_b}{\omega_b} \left[ v_{qs} - \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{ds} + \frac{r_s}{X_{ls}} (\psi_{mq} - \psi_{qs}) \right] \quad (AI.15)$$

$$\psi_{ds} = \frac{d \omega_b}{dt} \left[ v_{ds} + \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{qs} + \frac{r_s}{X_{ls}} (\psi_{mq} - \psi_{ds}) \right] \quad (AI.16)$$

$$\psi_{0s} = \frac{d \omega_b}{dt} \left[ v_{0s} - \frac{r_s}{X_{ls}} \psi_{0s} \right] \quad (AI.17)$$

$$\psi'_{qr} = \frac{d \omega_b}{dt} \left[ v'_{qr} - \left( \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi'_{dr} + \frac{r'_r}{X'_{lr}} (\psi_{mq} - \psi'_{qr}) \right] \quad (AI.18)$$

$$\psi'_{dr} = \frac{d \omega_b}{dt} \left[ v'_{dr} + \left( \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi'_{qr} + \frac{r'_r}{X'_{lr}} (\psi_{md} - \psi'_{dr}) \right] \quad (AI.19)$$

$$\psi'_{or} = \frac{d \omega_b}{dt} \left[ v'_{or} - \frac{r'_r}{X'_{lr}} \psi'_{or} \right] \quad (AI.20)$$

Las ecuaciones de los enlaces de flujo con saturación son ahora:

$$\psi_{mq} = X_{aq} \left( \frac{\psi_{qs}}{X_{ls}} + \frac{\psi'_{qr}}{X'_{lr}} \right) \quad (AI.21)$$

$$\psi_{md} = X_{ad} \left( \frac{\psi_{ds}}{X_{ls}} + \frac{\psi'_{dr}}{X'_{lr}} \right) \quad (AI.22)$$

Con:

$$X_{aq} = X_{ad} = \left( \frac{1}{X_M} + \frac{1}{X_{ls}} + \frac{1}{X'_{lr}} \right)^{-1} \quad (AI.23)$$

En la simulación las ecuaciones de los enlaces de flujo se utilizan para resolver las ecuaciones de los enlaces de flujo por segundo y las ecuaciones de intensidad. Los valores  $i_{0s}$  e  $i'_{or}$  son cero.

Con la saturación el par electromagnético se pueden expresar con las ecuaciones antes citadas, pero considerando  $X_M$  como no constante:

$$T_e = \left( \frac{3}{2} \right) \left( \frac{P}{2} \right) (\lambda'_{qr} i'_{dr} - \lambda'_{dr} i'_{qr}) \quad (AI.24)$$

$$T_e = \left( \frac{3}{2} \right) \left( \frac{P}{2} \right) (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (AI.25)$$

En el diagrama de bloques siguiente se representa el modelo de simulación de una máquina de inducción trifásica en un marco de referencia arbitrario.

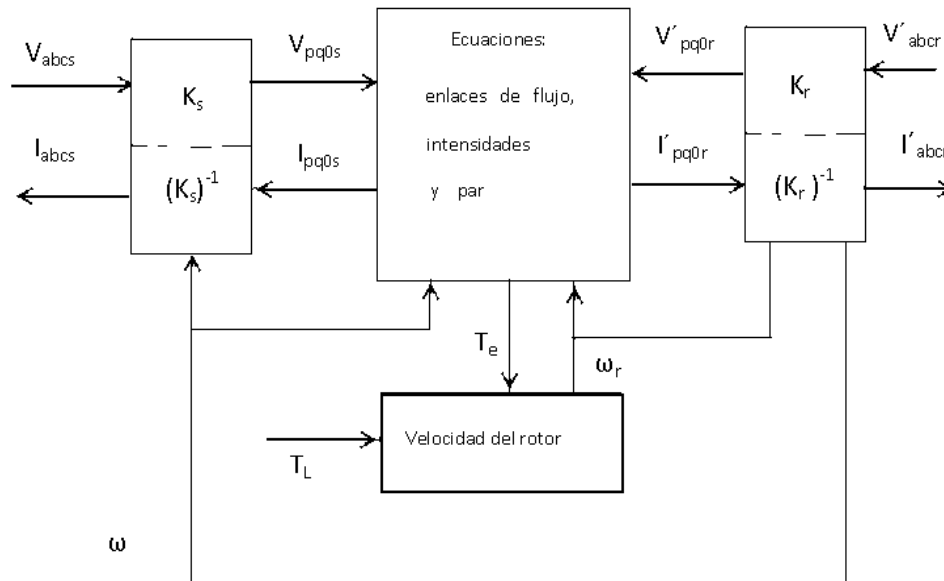


Figura nº AI.3. Diagrama de bloques para simulación de la máquina trifásica

El diagrama anterior muestra el modelo de simulación a utilizar en la máquina de inducción trifásica, mediante las transformaciones de las variables del estator y rotor.

Las funciones sinusoidales que participan en la transformación se generan a partir de  $\omega$  para  $K_s$  y  $\omega - \omega_r$  para el caso de  $K_r$ . Debidamente programadas las ecuaciones, se obtienen la respuesta para los diversos modos de operación de la máquina. La respuesta se caracteriza en condiciones de equilibrio, desequilibrio en el estator y desequilibrio en el rotor.

### 1.3. Simulación con Simulink. Principios

La teoría de los sistemas de referencia ha sido efectivamente utilizada como método eficaz para analizar la respuesta de la máquina de inducción. En el presente apartado se presenta la metodología, paso a paso, de la forma en que Simulink implementa el comportamiento de una máquina de inducción referida a los ejes dq0. Las ecuaciones de tensión y par que describen la comportamiento dinámico de un motor de inducción son variables en el tiempo. El cambio del sistema de referencia se utiliza con éxito para simplificar y resolver las ecuaciones diferenciales que definen el comportamiento de la máquina, la simplificación consiste en la eliminación de las inductancias (varían con el tiempo). Mediante este enfoque, una fase de bobinado polifásico se puede reducir a un conjunto de dos devanados de fase (dq0) con sus ejes magnéticos en cuadratura. Resumiendo, el estator y las variables del rotor (tensiones, intensidades y enlaces de flujo) de una máquina de inducción se transfieren a un marco de referencia, que puede girar a cualquier velocidad angular o permanecer estacionario. Tal marco de referencia se conoce comúnmente en la teoría generalizada de la máquina como marco de referencia arbitrario.

El análisis dinámico de la inducción simétrica máquinas en el marco de referencia arbitrario es utilizado como un método de simulación estándar de la que cualquier modo particular de operación puede entonces ser desarrollado. Cada ecuación del conjunto de

ecuaciones del modelo se puede implementar fácilmente con los que es muy útil para los procesos de control y verificación de resultados.

Para los motores de inducción de jaula de ardilla, los voltajes del rotor y  $V_{dr}$  en las ecuaciones de flujo son cero, puesto que el rotor está en cortocircuito. Después de definir las ecuaciones de par y la velocidad en término de enlaces de flujo dq y las corrientes del estator, la transformación dq0 se puede aplicar al estator de la máquina. Las relaciones de tensión y transformación son:

$$V_a = \sqrt{2}V_{rms} \text{sen}(\omega t) \quad (AI. 26)$$

$$V_b = \sqrt{2}V_{rms} \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (AI. 27)$$

$$V_c = \sqrt{2}V_{rms} \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (AI. 28)$$

Las tres fases de la tensión son referidas a la velocidad síncrona a un sistema de dos fases  $\alpha\beta$ , la matriz de transformación es:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (AI. 29)$$

Referido ahora a un sistema directo y en cuadratura:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\text{sen}\theta \\ -\text{sen}\theta & \cos\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (AI. 30)$$

Los valores instantáneos en el estator y rotor, de las intensidades, en un sistema trifásico se calculan mediante la transformación:

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\text{sen}\theta \\ -\text{sen}\theta & \cos\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (AI. 31)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (AI. 32)$$

Las entradas de una máquina de inducción de jaula de ardilla son las tensiones trifásicas, la frecuencia fundamental, y el par de plena carga. Las salidas, por otra parte, son las intensidades de las tres fases, el par eléctrico y la velocidad del rotor.

### 1.3.1. Implementación de Simulink

En este apartado se muestra el diagrama de bloques que responde a las ecuaciones mostradas anteriormente:

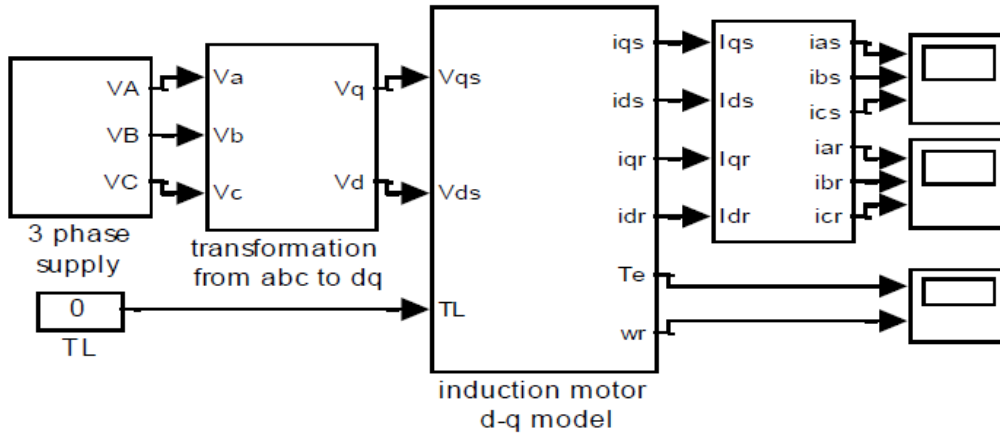


Figura nº AI.4. Modelo de la máquina trifásica en Matlab/Simulink

En este modelo, la simulación comienza con la obtención de las tensiones de acuerdo con las ecuaciones anteriores (AI.26), (AI.27) y (AI.28) para luego transformar las tensiones equilibradas en dos fases girando a la velocidad síncrona utilizando la transformación de Clarke y transformación de Park, según las ecuaciones (AI.31) y (AI.32). Después las ecuaciones de los enlaces de flujo y las intensidades se implementan tal y como se muestra en el esquema siguiente:

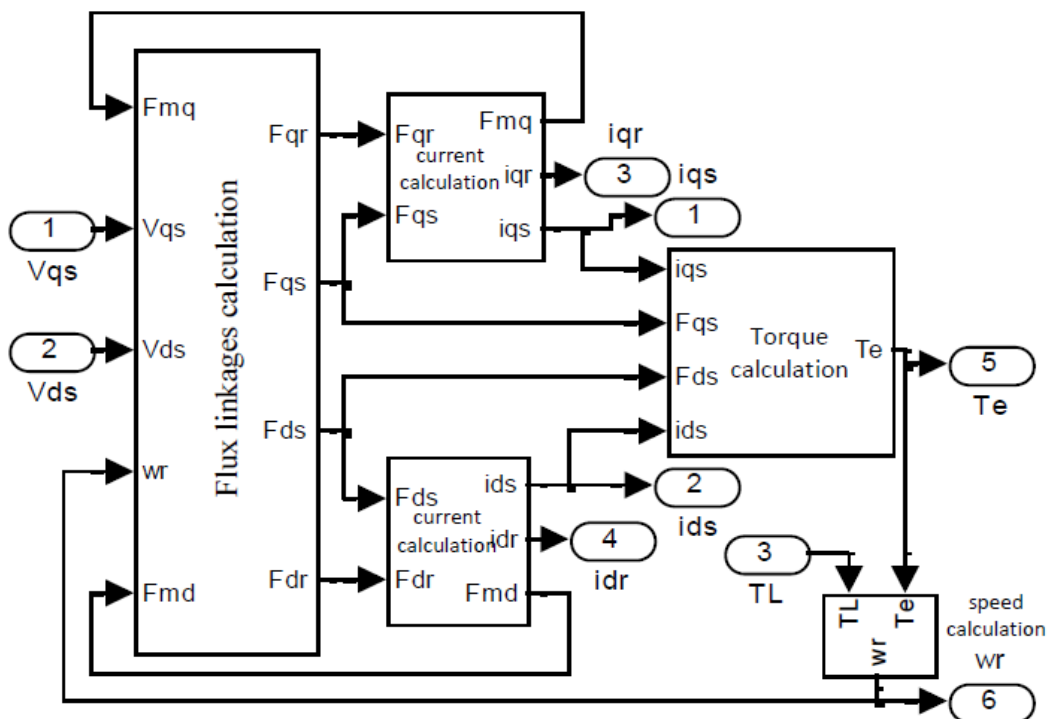


Figura nº AI.5. Modelo de la máquina trifásica en el marco dq0

La figura anterior muestra la estructura interna de la máquina en los ejes de referencia dq0: enlaces de flujo, intensidades, par y velocidad angular del rotor.

En el modelo de simulación los enlaces de flujo se implementan de la siguiente manera:

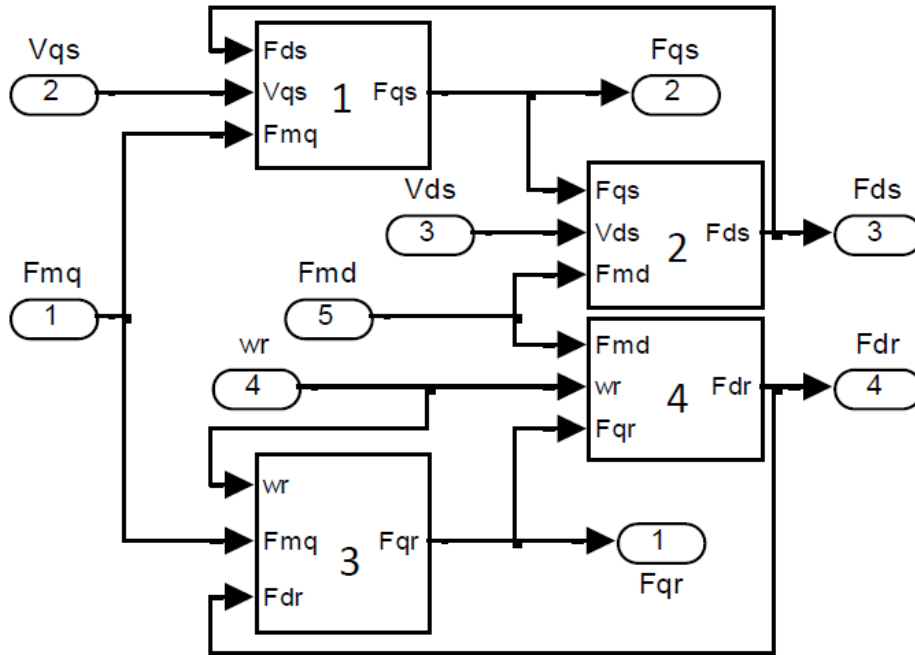


Figura nº A1.6. Bloque de cálculo de los enlaces de flujo

La figura siguiente muestra el bloque de cálculo de las intensidades referidas a los ejes dq0.

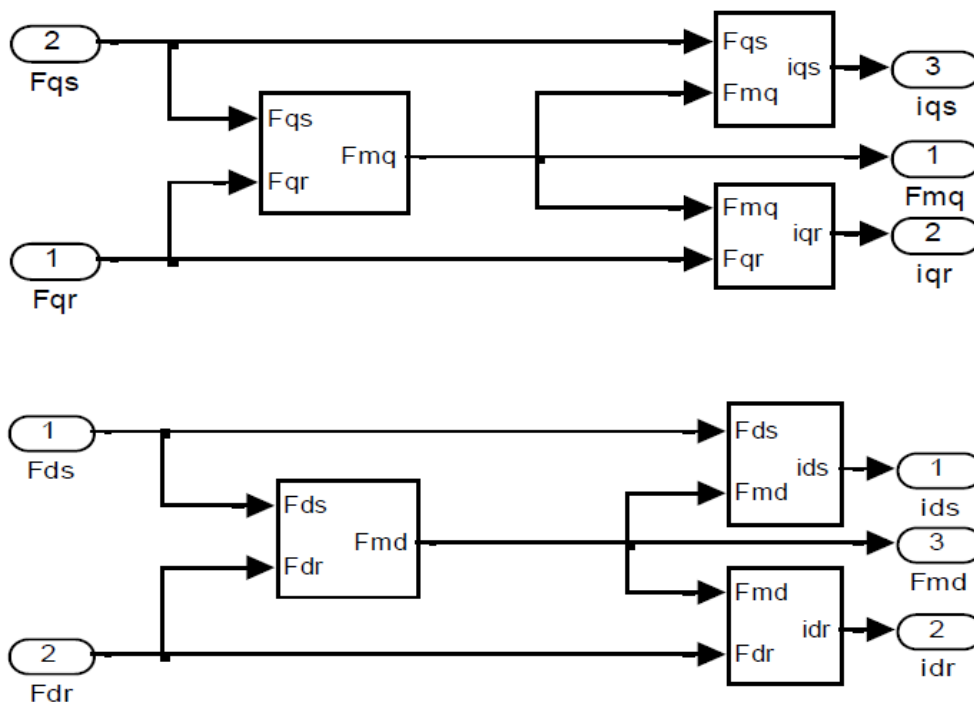


Figura nº A1.7. Bloque de cálculo de intensidades y los flujos en dq0

En la figura siguiente se pueden ver los bloques específicos para el tratamiento de par eléctrico y velocidad angular.

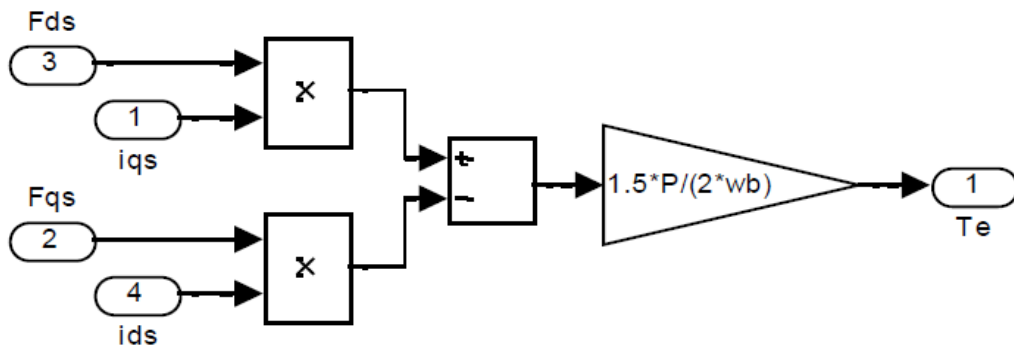


Figura nº A1.8. Implementación de la ecuación del Par

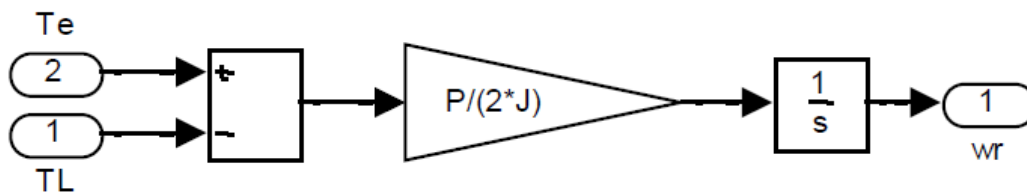


Figura nº A1.9. Modelo de implementación de la velocidad angular

Las figuras siguientes se muestran como Simulink implementa el valor de la diferencial de los enlaces de flujo.

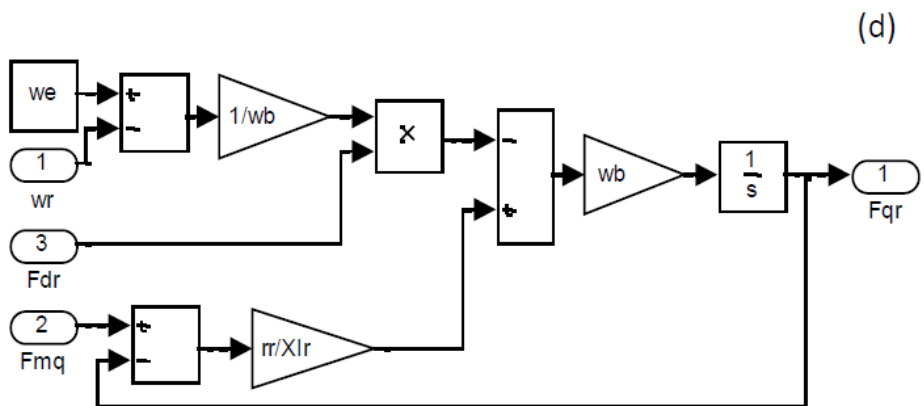
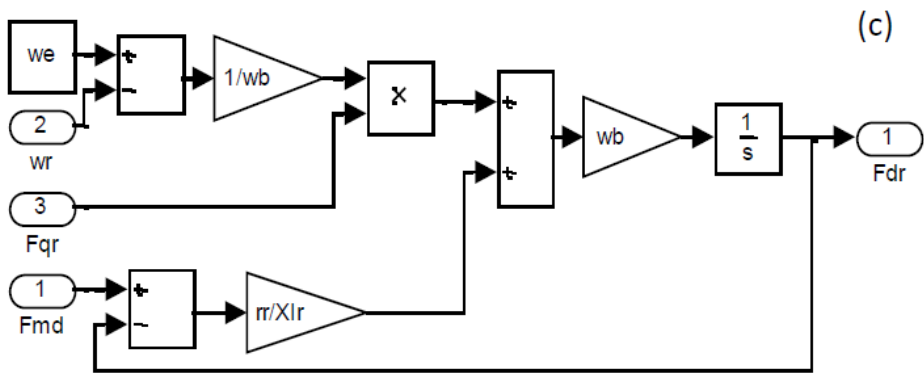
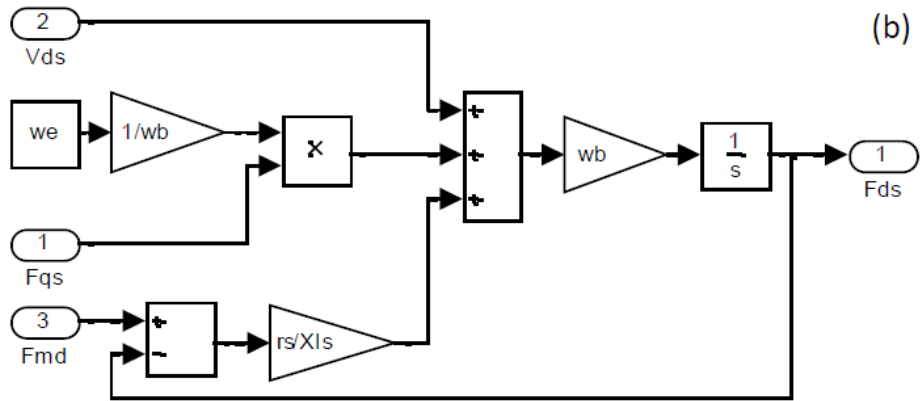
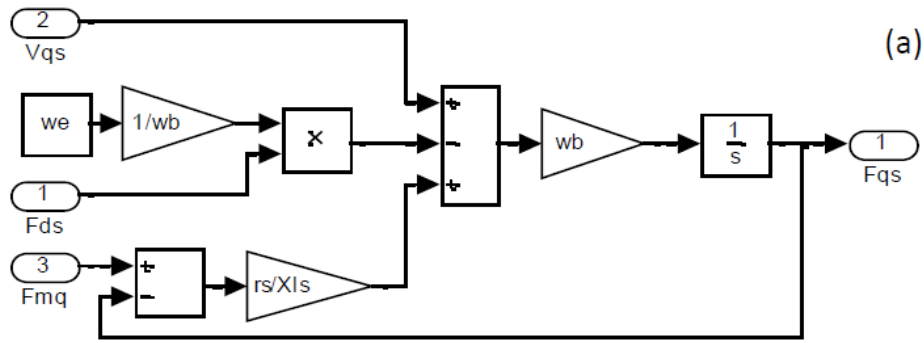


Figura nº A1.10. Modelo de implementación de la diferencial de los enlaces de flujo

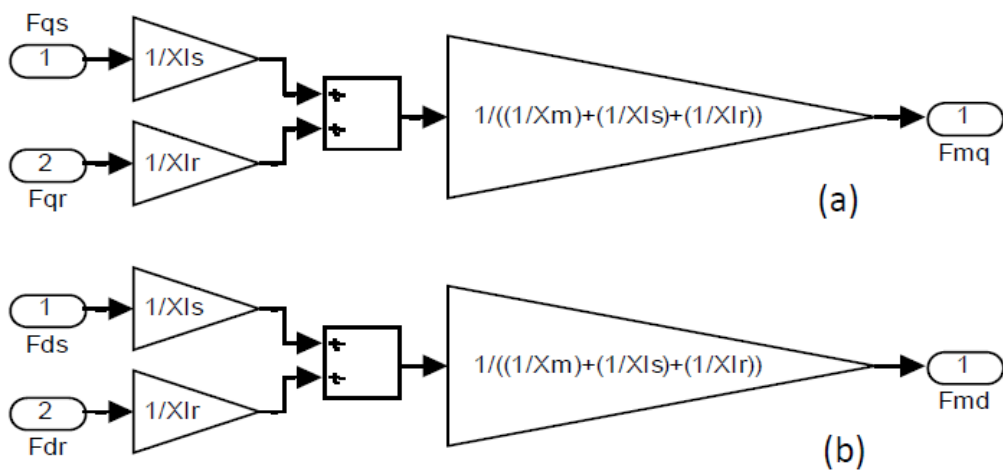


Figura nº A1.11. Cálculo de los enlaces de flujo rama paralelo

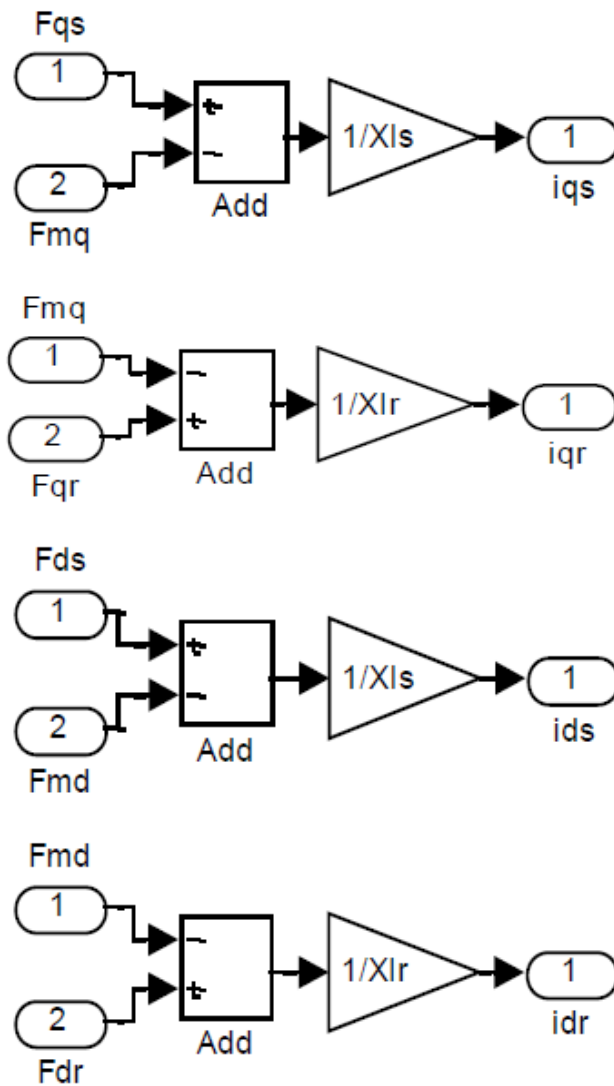


Figura nº A1.12. Modelo de implementación de las intensidades d-q

El modelo resultante es modular y fácil de seguir. Cualquier variable puede rastrearse y comprobar su estado mediante el Simulink "Scope".

Finalmente, los parámetros de la máquina deben ser definidos para el sistema de la máquina simulada con el fin de completar el proceso de simulación. Hay muchas maneras de introducir los datos requeridos, entre otros utilizando la interfaz gráfica de usuario (GUI).

Los pasos de la compilación de código puede ser indicado por el diagrama de flujo que se muestra a continuación en la figura 13.

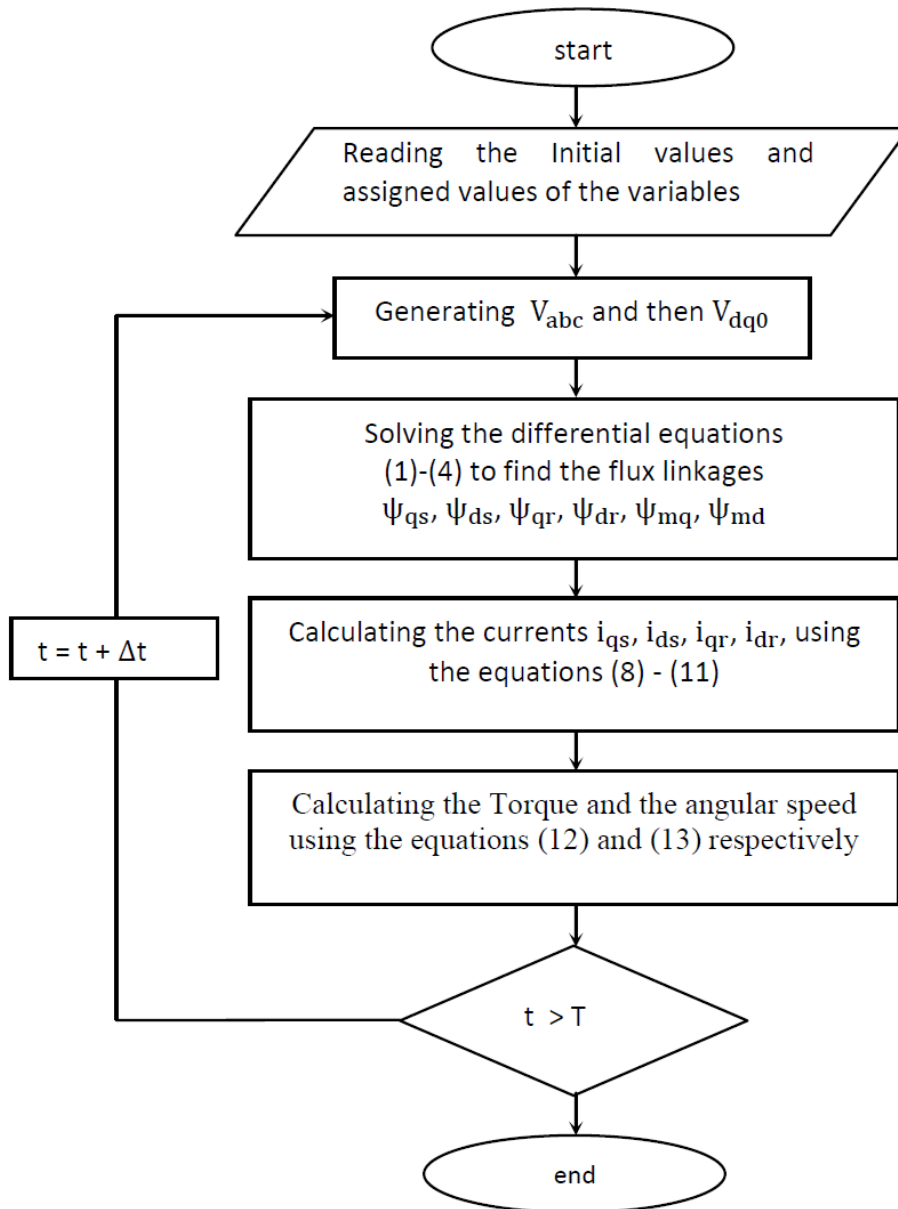


Figura nº A1.13. Diagrama de flujo del modelo de simulación

# **Publicaciones generadas por la Tesis**

---

- **Estimation of induction motor parameters using shuffled frog-leaping algorithm.** Electrical Power Components and Systems. Pérez, I., Gómez-Gonzalez, M., Jurado, F. Electrical Engineering. Published online: October 2012.
- **Shuffled frog-leaping algorithm for parameter estimation of a double-cage asynchronous machine.** Gómez-Gonzalez, M., Jurado, F., Pérez, I. IET Electric Power Applications. 2012, Vol. 6, No. 8, pp. 484-490.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] **Abdelhadi, B.; Benoudjit, A.; Naitsaid, N.:** "Identification of Induction Machine Parameters Using a New Adaptive Genetic Algorithm" 2004. Electric Power Components and Systems, vol. 32, iss. 8, pp.767-784.
- [2] **Alonge, F.; Dippolito, F.; Ferrante, G.; Raimondi, F. M.:** "Parameter identification of induction motor model using genetic algorithms" IEE. Proc. Control Theory Appl. 1998, vol. 145, (6), pp. 587-593.
- [3] **Alshandoli, A.F.; Ball, A.D.; Gu, F.:** "Instantaneous phase variation (IPV) for rotor bar fault detection and diagnosis" Electrical Engineering, 2008. ICEE 2008. Second International Conference, pp. 1-7.
- [4] **Amrhein, M; Krein, P.T.:** "Induction Machine Modeling Approach Based on 3-D Magnetic Equivalent Circuit Framework" 2010. Transactions on Energy Conversion, vol 25, iss. 2, pp. 339-347.
- [5] **Ansuji, S.; Shokkh, F.; Schinzinger, R.:** "Parameter estimation for induction machines based on sensitivity analysis" IEEE Trans. Ind. Appl. 1989, 25, (6), pp 1035-1040.
- [6] **Araújo, R.E.; Leite, A.V.; Fleitas, D.S.:** "Estimation of Physical Parameters of an Induction Motor Using an Indirect Method" Industrial Electronics, 2002, ISIE 2002, Proceeding of the 2002 International Symposium.
- [7] **Assis Peixoto, Z.M.; Seisas, P. F.:** "Electrical parameter estimation considering the saturation effects in induction machines" IEEE. 31st annual. Power Elect. Spec. Conf., 2000, vol. 3, pp. 1563-1568.
- [8] **Atkinson, D.J.; Acarnley, P.P.; Finch, J.W.:** "Observers for induction motor state and parameter estimation " 1991, IEEE, Industry Applications Transactions, vol. 27, iss. 6, pp. 1119-1127.
- [9] **Attaianese, C.; Nardi, V.; Tomasso, G.:** "A self-commissioning algorithm for VSI-fed induction motors" 2002. IEEE. Transactions on Power Electronics, vol. 17, iss. 6, pp.1017-1023.
- [10] **Awadallah, M.A.:** "Parameter estimation of induction machines from nameplate data using particle swarm optimization and genetic algorithm techniques" Electric Power components and systems, 2008, vol.36. Iss. 8.
- [11] **Azab, M.:** "Harmonic elimination in three-phase voltage source inverters by particle swarm optimization" 2011, Journal of electrical engineering and technology, vol. 6, iss. 3, pp. 334-341.
- [12] **Azzolin, R. Z.; Gründling, H. A.:** "A RMRAC Parameter identification algorithm for induction motors" Power Electronics Conference, 2009.
- [13] **Bäck, T.; Fogel, D.; Michalewicz, Z.:** Handbook of Evolutionary Computation. IOP Publishing and Oxford University Press, New York and Bristol, 1997.
- [14] **Babau, R.; Boldea, I.; Miller, T.J.E.; Muntean, N.:** "Experimental study of the evolution of a bar breakage process in a commercial induction machine" Industrial Electronics, IEEE Transactions, 2007, vol. 54, iss. 4, pp. 1962-1972.
- [15] **Baburaj, K.; Fazluz R. M.; Colin, G.:** "Induction motor parameter determination technique using artificial neural networks" Conf. on Electrical Machines and Systems, 2008, pp.793-798.
- [16] **Bauer, A., Bullnheimer, B., Hartl, R.F., Strauss, C.:** "An ant colony optimization approach for the single machine total tardiness problem". Proceedings of the 1999 Congress on Evolutionary Computation, 1999. IEEE Press, pp. 1445-1450.
- [17] **Benaidja, N.; Khenfer, N.:** "Identification of asynchronous machine parameters by evolutionary techniques" Electric power components and systems, 2006, vol. 34, pp. 1359-1376.

- [18] **Benn, L.C.; Burton, B.; Harley, R.G.:** "Online stator resistance estimation for thermal monitoring of converter fed induction motors using pseudorandom modified PWM" Industry Applications Conference, 2004. 39 th (IAS)Conference Record of the Annual Meeting. Vol. 2, pp. 727-734.
- [19] **Bian C.; Cao, R.; Man, Y.; Song, C.:** "A Parameter Identification Method of Induction Motor Based on Three Level Inverter" 2011. Second International Conference on Digital Manufacturing and Automation. ICDMA 2011.
- [20] **Bishop, R.R.; Richard, G.G.:** "Identifying induction machine parameters using a genetic optimization algorithms" IEEE. Southeastcon Proc, 1990, vol. 2, pp. 476-479.
- [21] **Boglietti, A.; Cavagnino, A.; Lazzari, M.; Pastorelli, M.:** "Efficiency evaluation: A critical analysis of the stray-load loss determination" 2004, IEEE. Transaction on Industry applications, vol. 40, no. 5 pp.1294-1301.
- [22] **Boglietti, A.; Cavagnino, A.; Ferraris, L.; Lazzari, M.:** "Induction Motor Equivalent Circuit Including the Stray Load Losses in the Machine Power Balance" 2008. IEEE. Transactions on Energy Conversion, vol. 23, iss. 3, pp. 796-803.
- [23] **Boglietti, A.; Cavagnino, A.; Lazzari, M.:** "Computational algorithms for induction motor equivalent circuit Parameter determination. Part I and Part II". IEEE Trans. Inds. Electronics, 2011, Vol. 58, NO 9, pp. 3723-3733.
- [24] **Bullheimer, B., Hartl, R. F., Strauss, C.:** "Parallelization Strategies for the Ant System" R. De Leone, A. Murli, P. Pardalos, and G. Toraldo (eds.), High Performance Algorithms and Software in Nonlinear Optimization, 1998. Applied Optimization, vol. 24.
- [25] **Blum, C. :** "An ant colony optimization algorithm to tackle shop scheduling problems". Technical report TR/IRIDIA/2003-1, IRIDIA, Université Libre de Bruxelles, Brussels.
- [26] **Blum, C.:** "Beam-ACO. Hybridizing ant colony optimization with beam search. An application to open shop scheduling". Technical report TR/IRIDIA/2003-17, IRIDIA, Université Libre de Bruxelles.
- [27] **Blum, C.; Dorigo, M.:** "Deception in ant colony optimization. Part I: Definition and examples". Technical report TR/IRIDIA/2003-18, IRIDIA, Université Libre de Bruxelles, Brussels.
- [28] **Blum, C.; Roli, A.:** "Metaheuristics in combinatorial optimization: Overview and conceptual comparison". ACM Computing Surveys, 35(3), 268–308.
- [29] **Cacciato, M.; Consoli,A.; Scarcella, G.; Scelba, G.:** "Estimation of the leakage and magnetizing inductances of Induction Motors" Power Elect. And Appl. , 2009, EPE'09. 13th. European Conference.
- [30] **Calin, M.; Rezmerita, F.; Ileana, C.; Iordache, Galan, N.:**"Performance analysis of three phase squirrel cage induction motor with deep rotor bars in transient behavior" 2012.Electrical and Electronic Engineering, vol. 2, iss.2,pp11-17.
- [31] **Canay, I.M.:** "Modelling of alternating-current machines having multiple rotor circuits" 1993. IEEE, Transactions on Energy Conversion, vol. 8, iss. 2, pp. 280-296.
- [32] **Ciccincione, M.; Pucci, M.; Vitale, G.:** "A least squares based methodology for estimation parameters of induction machine at standstill"2002. IEEE. Proceedings of the International Symposium Industrial Electronics, (ISIE 2002), vol. 2, pp. 541-547.
- [33] **Corcoles, F.; Pedra, J.; Salichs, M.; Sainz, L.:**"Analysis of the induction machine parameter identification" IEEE. 2002. Transaction on Energy Conversion, vol. 17, pp. 183-190.
- [34] **Culberson, J.C.:** "Mutation-crossover isomorphisms and the construction of discriminating functions". 1995. Evolutionary Computation.2, 279–311.
- [35] **Cunkas, M.; Akkaya, R.:** "Desing optimization of induction motor by genetic algorithm and comparison with existing motor"2006. Mathematical and Computational Applications, vol. 11, no. 3, pp. 193-203.

- [36] **Dagiang, B.; Xiangheng, W. ; Decheng, L.:** "Magnetic analysis and design method for solid rotor induction motors based on directly coupled field-circuit " Power Electronics and motion control conference, 2000. Proceedings.IPEMC 2000.The Third International. Vol. 3, pp. 1323-1327.
- [37] **Davey, K.:** "Predicting induction motor circuit parameters" 2002. Transactions on Magnetics, vol. 38, iss. 4,pp. 1774-1779.
- [38] **del Valle, Y.; Venayagamoorthy, K. G.; Hernandez, C. J; Harley, G. R.:** "Particle swarm optimization: basic concepts, variants and applications in power systems",2008, IEEE, Trans. Evol. Comput.,vol. 12, iss. 2, pp. 171-195.
- [39] **De Jong, K.A.:** "Genetic algorithms are NOT function optimizers". In D. Whitley (ed.), Foundations of Genetic Algorithms 2. Morgan Kaufmann, 1993. San Mateo, CA, pp. 5–18.
- [34] **Dolar, D.; De Weerd, R.; Belmans, R.; Freeman, E.M.:**" Calculation of two-axis induction motor model parameters using finite elements" Energy Conversion, IEEE Transactions on, 1997, vol. 12, iss. 2, pp. 133-142.
- [40] **Dorigo, M.; Bonabeau, E.; Theraulaz, G.:**" Ant algorithms and stigmergy". Future Generation Computer Systems, 16(8), 851–871.
- [41] **Dorigo, M., Di Caro, G. :**"The Ant Colony Optimization Meta-Heuristic". D. Corne, M. Dorigo and F. Glover (eds.) 1999. New Ideas in Optimization, pp. 11-32.
- [42] **Dorigo, M., Maniezzo, V., Colnari, A. :** "The Ant System: Optimization by a Colony of Cooperating Agents", 1996.IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics-Part B: Cybernetics, vol. 26, no. 1.
- [43] **Dorigo, M., Stützle, T. :**"The ant colony optimization metaheuristic: Algorithms, applications and advances". F. Glover and G. Kochenberger, eds., Handbook of Metaheuristics, pp. 251-285. Kluwer Academic Publishers, 2003.
- [44] **Dorigo, M., Stützle, T.:** "Ant colony optimization". The MIT Press, 2004.
- [45] **Dorrell, D.G.:**"Calculation and effects of end-ring impedance in cage induction motors " 2005. IEEE. Transactions on Magnetics, vol. 41, iss. 3, pp. 1176-1183.
- [46] **Duarte, A.; Pantrigo, J.J.; Gallego, M.:** "Metaheurísticas" Servicio de Publicaciones Universidad Rey Juan Carlos. 2007.
- [47] **Eberhart, R.; Shi, Y.:** "Comparing Inertia Weights and Constriction Factors in Particle Swarm Optimization". In Proceedings of the International Congress on Evolutionary Computation.(2000), vol. 1, p. 84-88.
- [48] **Echevarria Villar, J.A.; Martinez Roman, J.; Serrano Iribarnegaray, L.:** "Transient harmonic torques in induction machines: measurement and impact on motor performance" 2012. IEEE.Electrical Engineering, vol. 94, iss. 2, pp. 67-80.
- [49] **Elbehairy, H., Hegazy, E T.:** "Comparison of two evolutionary algorithms for optimization of bridge deck repairs". Computer-Aided Civil Infrastr. Eng., 2006. 21: p. 561-572.
- [50] **Engelbrecht, P.A.:** " Fundamentals of computational swarm intelligence" 2005, John Wiley and son.
- [51] **Eusuff, M.; Lansey, K., Pasha, F.:**"Shuffled frog-leaping algorithm: a mimetic meta-heuristic for discrete optimization" Eng. Optim., 2006, Vol. 8 Iss: 2, pp. 129-154.
- [52] **Françavilla A, Ramakrishnan CV, Zienkiewicz OC.:** "Optimization of shape to minimize stress minimize stress concentration". Journal of Strain Analysis 1975; 10: 63-70.
- [53] **Fogel, L.; Owens, J.; Walsh, M.:** Artificial Intelligence Through Simulated Evolution. John Wiley and Sons,1966.
- [54] **Gao, Z.; Colby, R.S.; Turner, L.; Laprettre, B.:** "Filter desing for estimation parameter of induction motors with time-varying loads" IEEE. Trans. Inds. Elect., 2011 vol. 58, NO 5.

- [55] **Gastli, A.:** "Identification of induction motor equivalent circuit parameters using the single-phase test" 1999.IEEE. Transactions on Energy Conversion, vol. 14, iss. 1, pp. 51-56
- [55] **Gilber, B.; Thompson, G. L.:** "Algorithms for solving production scheduling problems". Operations Research, 8, 487-503.
- [56] **Gilmore,J.; Bandics,Z.; Cendes, Z.J.:** "Finite element analysis of induction motors based on computing detailed equivalent circuit parameters " 1998, Magnetics, IEEE Transactions on, vol. 34, iss. 5, pp. 3499-3502.
- [57] **Glover, F.:** "Heuristics for integer programming using surrogate constraints". Decision Sciences, 8, 156-166.
- [58] **Glover, F.; Kochenberger, G.G.:** "Handbook of Metaheuristics". Kluwer Academic Publishers. New York 2003.
- [59] **Glover, F.:** "Future Paths for Integer Programming and Links to Artificial Intelligence". Computers & Operations Research. (1986), vol. 13 (5), p. 533-549.
- [60] **Glover, F.; Hanafi, S.:**"Tabu search and finite convergence". Discrete Applied Mathematics,119(1-2), 3-36.
- [61] **Goldberg D.E; Deb, K.; Clark, J.H.:** "Genetic algorithms, noise, and the sizing of populations". Complex systems 1992; 6: 333-362.
- [62] **Goldberg, D. E.:** Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning. Reading, MA, 1989. Addison-Wesley.
- [63] **Goldberg DE. :**"Sizing populations for serial and parallel genetic algorithms". Proc. of the 3<sup>rd</sup> Int. Conf. on Genetic Algorithms 1989; 70-79.
- [64] **Gómez, M. ; Jurado, F.; Pérez, I.:** "Estimation of induction motor parameters using shuffled frog-leaping algorithm" 2012. Electric Power Components and Systems.
- [65] **Galante, M.:** "Structures Optimization by a simple genetic algorithm". Numerical methods in engineering and applied sciences, 1992, pp. 862-870.
- [66] **Gómez, M.; Jurado, F.:** "A binary shuffled frog-leaping algorithm for the optimal placement and sizing of photovoltaic grid-connected systems" Int. Rev. Electr. Eng., 2011,vol. 6,Iss.1, pp. 452-458.
- [67] **Gómez, M.; Jurado, F.; Diaz, P.; Ruiz-Reyes, N.:** "Evaluation of a particle swarm optimization based method for optimal location of photovoltaic grid-connected systems". Electric Power Compon. Syst., 2010, vol. 38, Iss.10, pp. 1123-1138.
- [68] **Gómez, M. ; Jurado, F.:**" A Binary Shuffled frog-leaping algorithm for the Optimal Placement and Sizing of Photovoltaics Grid-Connected Systems" International Review of Electrical Engeneering, in press.
- [69] **Gómez, M. ; Jurado, F.; Pérez, I.:** "Shuffled frog-leaping algorithm for parameter estimation of a double-cage asynchronous machine" 2012. Electric Power Applications (IET), vol. 6, iss. 8, pp. 484-490.
- [70] **Grefenstette, JJ.:** "Optimization of control parameters for genetic algorithms". IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics 1986; 16(1): 122-128.
- [71] **Guangyi, C.; Wei, G.; Kaisheng, H.:** "On line parameter identification of an induction motor using improved particle swarm optimization" 2007. Control Conference, pp. 745-749.
- [72] **Haque, M.H.:** "Estimation of tree-phase induction motor parameters" Electric. Power Syst. Res., 1993, vol. 26, pp. 187-193.
- [73] **Hartmann, S.; Kolisch, R.:** "Experimental evaluation of state-of-the-art heuristics for resource constrained project scheduling". European Journal of Operational Research, 2000, 127(2), pp. 394-407.
- [74] **He, Y.; Feng Y.; Wang, Y.:**"Estimating the electrical parameters of induction motors at standstil using RLS method" Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2<sup>nd</sup> International Symposium, 2010.

- [75] **Heckerman, D.; Geiger, D.; Chickering, D. M.:** "Learning Bayesian networks: The combination of knowledge and statistical data". Machine Learning, 20(3), 197–244. Hochbaum, D. S. (Ed.). (1997).
- [76] **Holland JH.:** "Adaptations in natural and artificial systems". University of Michigan Press: Arbor, 1975.
- [77] **Homaifar A, Lai SHY, Qi X.:** "Constrained optimization via genetic algorithms". Simulation 1994; 62(4): 242-254.
- [78] **Horga, V.; Onea, A.; Ratoi, M.:** "Parameter estimation of induction motor based on continuous time model" SMO'06, Proceedings of the 6th WSEAS International Conference on Simulation, Modelling and Optimization, pp. 513-518.
- [79] **Hromkovic, J.:** "Algorithmics for Hard Problems" 2nd ed. Berlin, (2003) Springer-Verlag.
- [80] **Hu, J.; Dawson, D.M.:** "Adaptive control of induction motor systems despite rotor resistance uncertainty", 1996. Automatica, vol. 32, iss. 8, pp. 1127-1143.
- [81] **Huang, K.S.; Wu, Q.H.; Turner, D.R.:** "Effective identification of induction motor parameters based on fewer measurements" 2002. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 17, iss. 1, pp. 55-60.
- [82] **Huynh, D. C.; Dunnigan, M. W.:** "Parameter Estimation of an Induction Machine using a Dynamic Particle Swarm Optimization Algorithm" Industrial Electronics (ISIE) 2010, IEEE International symposium.
- [83] **IEEE 112-2004.** "Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators" 3 Park Avenue, New York, NY 10016-5997
- [84] **IEEE std 112-2004.** Standard test procedure for polyphase induction motors and generators, 2004.
- [85] **Jacobina, C.B.; Chaves Filho, J.E.; Nogueira Lima, A. M.:** "Estimating the parameters of induction machines at standstill" 2002. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 17, iss. 1, pp. 85-89.
- [86] **Jacobina, C.B.; Lima, A.M.N.:** "Parameter estimation models for induction machines" IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1994.
- [87] **Jacobina, C.B.; Lima, A.M.; de S. Riberiro, L.A.:** "Parameter estimation of induction machines under sinusoidal PWM excitation" 1999. Transactions on Energy Conversion, vol. 14, iss. 4, pp. 1218-1223.
- [88] **Jaramillo, A., Guasch, L.; Martinez, L.; Barrado, J.A.:** "Operating points estimation of three-phase induction machines using a torque-speed tracking technique" IET. Electric Power Applications, 2011, vol. 5, iss. 3, pp. 307-316
- [89] **Kampisios, K.; Zanchetta, P.; Gerada, C.; Trentin, A.:** "Identification of Induction Machine Electrical Parameters Using Genetic Algorithms Optimization" 2008. IEEE, Industry Applications Society Annual Meeting, IAS 2008, pp. 1-7.
- [90] **Karady, G.; Holbert, K.:** "Induction motor" Electrical Energy Conversion and transport. Wiley-IEEE Press. Pp. 418-482. Construction, Introduction, Three-phase Induction motor, MATLAB Induction Motor Example, MATLAB Motor-driven, Single-phase Induction Motor, Exercises and Problems.
- [91] **Kenné, G.; Simo, R. S.; Lamnabhi-Lagarrigue, F.; Arzandé, A.; Vannier, J. C.:** "An online simplified rotor resistance estimator for induction motors" IEEE. Trans. Control Sys. Tech., 2010, vol. 18, NO 5.
- [92] **Kenné, G., Ahmed-Ali, T., Lamnabhi-Lagarrigue, F., Arzandé, A.:** "Nonlinear systems time-varying parameters estimation: Application to induction motors" Electric power systems research 78, 2008, pp. 1881-1888.
- [93] **Kennedy, J.; Eberhart, R.:** "Swarm Intelligence" Morgan Kaufmann Publisher 2001.
- [94] **Kennedy, J.; Eberhart, R.:** "Particle Swarm Optimization" Proceedings of IEEE International Conference on Neural Networks. 1995.

- [95] **Kim, C.E.; Jung, Y.B.; Yoon, S.B.; Im D.H.:** "The fault diagnosis of rotor bars in squirrel cage induction motors by time-stepping finite element method" *Magnetic, IEEE Transaction*, 1997, vol. 33, iss. 2, pp. 2131-2134.
- [96] **Kim, D.H.; Hirota, K.:** "Vector control for loss minimization of induction motor using GA-PSO" 2008. *Applied Soft Computing*, vol. 8, iss. 4, pp. 1692-1702.
- [97] **Kirkpatrick, S.; Gelatt, C.; Vecchi, M.:** "Optimization by Simulated Annealing". *Science*. (1983), vol. 220 (4598), p. 671-680
- [98] **Kirschen, D.S.; Novotny, D.W.; Lipo, T.A.:** " On-line efficiency optimization of a variable frequency induction motor drive" 1985. *IEEE. Transactions on Industry Applications*, vol. IA-21, iss.3 pp. 610-616.
- [99] **Klaes, N.R.:**"Parameter identification of an induction machine with regard to dependencies on saturation" 1993. *IEEE. Transactions on Industry Applications*, vol. 29, iss. 6, pp. 1135-1140.
- [100] **Koubaa, Y.:** "Recursive identification of induction motor parameters", *J. Simulat. Model.Pract.Theory* 2004 vol.12 (5), pp363-381.
- [101] **Kral, C.; Haumer, A.; Grabner, C.:** "Consistent Induction Motor Parameters for the Calculation Partial Load Efficiencies by Means of an Advanced Simulation Model" 2010. *Engineering Letters*.
- [102] **Krause, P.C.:**" Simulation of Symmetrical Induction Machinery" *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 1965, vol. 84, iss. 11, pp. 1038-1053.
- [103] **Krause, P.C.:** "Analysis of Electrical Machinery" New York McGraw-Hill Book Company 1997.
- [104] **Laldin, O.; Dlala, E.; Arkkio, A.:** "Circuit models for predicting core losses in the stator and rotor of a caged induction machine with sinusoidal supplies" 2011. *IEEE, Transactions on magnetic*, vol. 47, iss. 5, pp. 1054-1057.
- [105] **Laughman, C.; Leeb, S.B.; Norford, L.K.; Shaw, S.R.; Armstrong, P.:** "A two-step method for estimating the parameters of induction machine models." 2009. *IEEE, Institute of Electrical and Electronics Engineers. Congress and Exposition Conversion Energy. ECCE 2009*, pp. 262-269.
- [106] **Levi, E.:**" Polyphase motors: a direct approach to their desing". John Wiley and song, New York 1984.
- [107] **Levy, W.; Landy, C.F.; McCulloch, M.D.:** "Improved models for the simulation of deep bar induction motors" 1990. *IEEE. Transactions on Energy Conversion*, vol. 5, iss. 2, pp. 393-400.
- [108] **Lin, W.M.; Su, T.J.; Wu-Ching, C.:** "Parameter identification of induction machine with a starting no-load low-voltage test" *IEEE. Trans, Ind. Elect.*, 2012, vol. 59, no 1.
- [109] **Lindenmeyer, D.; Dommel, H.W., Moshref, A.; Kundur, P.:** "An induction motor parameter estimation method" *International Journal of Electric Power and Energy Systems*, 2001, vol. 23, iss.4, pp. 251-262.
- [110] **Lorenz, R.D.:** "A simplified approach to continuous on-line tuning of field-oriented induction machine drives" 1990. *IEEE. Transactions on Industry Applications*, vol. 26, iss. 3, pp. 420-424.
- [111] **Lu, B.; Qiao, W.; Habetler, T. G.; Harley, R. G.:** "Solving Induction Motor Equivalent Circuit using Numerical Methods for an In-Service and Nonintrusive Motor Efficiency Estimation Method" *Power Elect. and Motion Control Conference*, 2006, IPMEC 2006.
- [112] **Lubin, T.; Mezani, S.; Rezzoug, A.:** "Analytic Calculation of Eddy Currents in the Slots of Electrical Machines: Application to Cage Rotor Induction Motors" 2011, *IEEE. Transaction on Magnetics*, vol. 47, iss. 11, pp. 4650-4659.

- [113] **M. Cirrincione, M. Pucci, G. Cirrincione and G.A. Capolino.**: "A new experimental application of least-squares techniques for the estimation of the induction motor parameters" IEEE Transactions on industry applications, 2003, vol. 39, pp. 1247-1256.
- [114] **Marino, R.; Peresada, S.; Tomei, P.:** "Adaptive observer-based control of induction motors with unknown rotor resistance"1996. International Journal of adaptive control and signal processing, vol 10, iss. 4-5, pp 345-363.
- [115] **Marques Cardoso, A.J.; Cruz, S.M. ; Carvalho, J.F.; Saraiva, E.S.:** "Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors, by Park's vector approach" Industry Applications Conference. 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting (IAS'95), Conference Record of the 1995 IEEE. Vol. 1, pp. 642-646.
- [116] **Martinez, F. J.; Moreno, J. A.:** "Discrete particle swarm optimization for the p-median problem".Metaheuristics International Conference, Montreal, Canada. (2007) p. 25–29.
- [117] **Martinez, F. J.; Moreno, J. A.:** "Jumping Frogs Optimization: A New Swarm Method for Discrete Optimization". Document of work DEIOC 3/2008, University of La Laguna, 2008.
- [118] **Meisel, J.:** "Principles of Electromechanical Energy Conversion" Robert E. Kriger Publishing Company, Florida USA, 1984.
- [119] **Merkle, D.; Middendorf, M.:** "Ant colony optimization with the relative pheromone evaluation method". In S. Gagnoni, J. Gottlieb, E. Hart, M. Middendorf, & G. Raidl (Eds.), 2002.Applications of Evolutionary.
- [120] **Meshgin-Kelk, H.; Milimonfared, J.; Toliyat, H. A.:**"A comprehensive method for the calculation of inductance coefficients of cage induction machines" IEEE Trans. Ener. Conv. 2003, vol. 18, NO 2.
- [121] **Mezani, S.; Laporte, B.; Takorabet, N.:** "Saturation and space harmonics in the complex finite element computation of induction motors" 2005. IEEE. Transactions on Magnetics, vol. 41, iss. 5, pp. 1460-1463.
- [122] **Mizafzal, B.; Skibinski, G.L.; Tallam, R.M.:** "Determination of Parameters in the Universal Induction Motor Model" Industry Applications, 2009, IEEE Transactions, vol. 45, iss. 1, pp. 142-151.
- [123] **Mladenovic, N.; Hansen, P.:** "Variable Neighborhood Search". Computers & Operations Research. (1997) , vol. 24 (11), p. 1097-1100.
- [124] **Moallem, M.; Mirzaeian, B.; Mohammed, O.A.; Lucas, C.:** "Multi-objective genetic-fuzzy optimal design of PI controller in the indirect field oriented control of an induction motor" 2001. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 37, iss. 5, pp. 3608-3612.
- [125] **Nandy, S.; Bharadwaj, R.; Toliyat, H.A.; Parlos, A.G.:** "Study of three phase induction motors with incipient rotor cage faults under different supply conditions" Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth Annual Meeting.Conference Record.
- [126] **Nangsue, P.; Pillay, P.; Conry, S. E.:** "Evolutionary Algorithms for Induction Motor Parameter Determination"1999, IEEE. Transactions on Energy Conversion, vol. 14, no. 3, pp. 447-472.
- [127] **Nangsue, P.; Pillay, P. Conry, S.E.:** "Evolutionary Algorithms for Induction Motor Parameter Determination" 1999. IEEE. Transactions on Energy Conversion, vol. 14, no. 3, pp. 447-453.
- [128] **NEMA-MG 1** Standart, 2003
- [129] **Nemec, M; Makuc, D.; Ambrozic,V.;Fiser, R.:** "Simplified model of induction machine with electrical rotor asymmetry" XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM 2010), pp. 1-6.

- [130] **Nikham, T.; Azad Farsani, E.:** "A hybrid self-adaptive particle swarm optimization and modified shuffled frog leaping algorithm for distribution feeder reconfiguration" 2010. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 23, iss. 8, pp. 1340-1349.
- [131] **Niknam, T.; Narimani, M.R.; Jabbari, M.; Malekpour, A.R.:** "A new hybrid algorithm for optimal power flow considering prohibited zones and valve point effect" *Energy Convers Manage*, 2012, vol. 58, pp. 197-206.
- [132] **Nikranajbar, A.; Ebrahimi, M.K.; Wood, A.S.:** "Parameter identification of a cage induction motor using particle swarm optimization" *Proceedings of the institution of mechanical engineer Part1-Journal of systems and control engineering*. Vol. 224. Issue 15. 2010.
- [133] **Orlowska-Kowalska, T.; Lis, J.; Szabat, K.:** "Identification of the induction motor parameters at standstill using soft computing methods" 2006. *Computation and Maths*. In *Electrical and Electronics Eng.*, vol. 25, no. 1, pp. 181-194.
- [134] **Park, R.H.:** "Two-reaction theory of synchronous machines" 1929. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 48, iss. 3, pp. 761-727.
- [135] **Pedra, J. ; Corcoles, F. :** "Estimation of induction motor double-cage model parameters from manufacturer data". *IEEE. Trans. Energy Convers.*, 2004, vol. 19, iss. 2, pp. 310-317.
- [136] **Pedra, J.:** "Estimation of typical squirrel-cage induction motor parameters for dynamic performance simulation" *IEE. 2006 Proceedings Generation, Transmission and Distribution*, vol. 153, pp. 137-146.
- [137] **Pedra, J.; Sainz, L.:** "Parameter estimation of squirrel-cage induction motors without torque measurements" *IEE. Proceedings Electric power Applications*, 2006, vol. 153, pp. 263-270.
- [138] **Pedra, J.; Candela, I. ; Sainz, L.:** "Modelling of squirrel-cage induction motors for electromagnetic transient programs" *IET Electric Power Applications*, 2009, vol 3, pp. 111-122.
- [139] **Phumiphak, T.; Chat-Uthai, C.:** "Estimation of induction motor parameters based on field test coupled with Genetic Algorithm" 2010. *International Journal on Electrical and Power Engineering*, vol. 1, no. 1, pp. 5.
- [140] **Proca, A.B. ; Keyhani, A.:** "Identification of Variable Frequency Induction Motor Models From Operating Data" 2002, *IEEE Transaction on energy conversion*, vol. 17, no. 1, pp. 24-31.
- [141] **Pyrhonen, J.; Jokinen, T.; Hrabovcova.:** "Design of Rotating Electrical Machines" 2008. Hoboken, NJ: Wiley.
- [142] **Rahimpour, E.; Rashtchi, V.; Pesaran, M.:** "Parameter identification of deep-bar induction motors model using genetic algorithms" *Elect. Energy.*, 2007, vol. 89, pp. 547-552.
- [143] **Rainer, S.; Biro, O.; Stermacki, A.; Weilharter, B.:** "Frequency Domain Evaluation of Transient Finite Element Simulations of Induction Machines" 2012, *IEEE. Transactions on Magnetic*, vol. 48, Iss. 2, pp. 851-854.
- [144] **Rao, M.R.:** "Estimation of parameters for induction motor's analytical model by direct search method" *Electrical machines and Systems*, 2008, *ICEMS 2008, International Conference*, pp. 8-10.
- [145] **Rechenberg, I.:** *Evolutions strategie: Optimierung Technischer System e Nach Prinzipien der Biologischen Evolution*. Fromman-Holzboog Verlag, Stuttgart, 1973.
- [146] **Reeves, C.R.; Rowe, J.E.:** "Genetic Algorithms": *Principles and Perspectives*, Kluwer, 2001. Norwell, MA.

- [147] **Renier, B.; Hameyer, K.; Belmans, R.:** "Comparison of standards for determining efficiency of three phase induction motors" IEEE. Transactions on Energy Conversion, vol. 14, iss. 3, pp. 512-517.
- [148] **Riveros, J.A.; Yepes, A.G.; Barrero, F.; Doval-Gandoy, J.; Bogado, B.; López, O.; Jones, M.; Levi, E.:** "Parameter Identification of Multiphase Induction Machines With Distributed Windings—Part 2: Time-Domain Techniques" 2012. IEEE. Transactions on Energy Conversion, vol. 27, iss. 4, pp. 1067-1077.
- [149] **Rogers, G.J., Shirmohammadi, D.:** "Induction machine modeling for electromagnetic transient program", IEEE *Trans. Energy Convers*, 1987, vol. 2, no. 4, pp. 622-628.
- [150] **Sag, T.; Cunkas, M.:** "Multiobjective genetic estimation to induction motor parameters" 2007. Electrical Machines and Power Electronics, ACEMP'07, Conference on International Aegean. Pp. 628-631.
- [151] **Sakthivel, V. P.; Bhuvaneshwari, R.; Subramaniam, S.:** "Artificial immune system for parameter estimation of induction motor" Expert Systems with applications, 2010, vol. 37, pp. 6109-6115.
- [152] **Sakthivel, V. P.; Bhuvaneshwari, R.; Subramaniam, S.:** "Bacterial foraging technique based parameter estimation of induction motor from manufacturer data", *Electr. Power Compon. Syst.*, 2010 Vol. 38(6) pp. 657-674.
- [153] **Sakthivel, V. P.; Bhuvaneshwari, R.; Subramaniam, S.:** "Multi-objective parameter estimation of induction motor using particle swarm optimization" , *Eng. Appli. Artif. Intell.*, 2010, Vol. 23 (3), pp.302-312.
- [154] **Sakthivel, V.P.; Subramanian, S.:** "Bio-inspired optimization algorithms for parameter determination of three-phase induction motor", *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, 2012 Vol. 31 Iss: 2, pp.528 – 551.
- [155] **Sakthivel, V.P.; Subramanian, M.:** " Determination of Induction Motor Double-Cage Model Parameters Based on Bacterial Foraging Optimization Algorithm" *International Review of Electrical Engineering-IREE*, 2010, Vol. 5 Iss: 4.
- [156] **Say, M.G.:** "Alternating current machines" Pilman press, 5<sup>th</sup> edition 1983.
- [157] **Schauder, C.:** "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers", 1992, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 28, no. 5, pp. 1054-1061.
- [158] **Seok, Jul-Hi; Moon, Seung-Il; Sul, Seung-Ki:** "Induction machine parameter identification using PWM inverter at standstill" 1997. IEEE. Transactions on Energy Conversion, vol. 12, iss. 2, pp. 127-132.
- [159] **Simonik, P.; Hudecek, P.; Palacky, P.; David, S.:** "Estimation of induction machine electrical parameters based on the genetic algorithms" 2012. Progress in electromagnetic research symposium proceedings. MALAYSIA.
- [160] **Smith, A.C.; Dorrel, D.G.:** "Calculation and measurement of unbalanced magnetic pull in cage induction motors with eccentric rotors. I. 1996. IEEE. Analytical model" *Proceedings on electric power applications*, vol. 143, iss. 3, pp. 193-201.
- [161] **Song, J.; Yi, W.:** "Improvement of original particle swarm optimization algorithm based on simulated annealing algorithm" 2012, *natural Computation (ICNC)*, 2012 Eighth International Conference, pp. 777-781
- [162] **Sonnaillon, M.O.; Bisheimer, G.; De Angelo, C.; García, G.O.:** "Automatic induction machine parameters measurement using standstill frequency-domain tests" *Electric Power Application IET*, vol. 1, iss. 5, pp. 833-838.
- [163] **Stefopoulos G. K.; Meliopoulos, S.:** "Numerical Parameter Estimation Procedure for three phase induction motor models" 2007. Conference of Power Technology, pp. 1111-1116.

- [164] **Stephan, J., Bodson, M., Chiasson, J.:** "Real time estimation of induction motor parameters" IEEE Trans. Ind. Appl., 1994 30,(3), pp 746-759.
- [165] **Subramanian, D.; Druschel, P.; Chen, J.:** "Ants and reinforcement learning: A case study in routing in dynamic networks". In Proceedings of the 15th International Joint Conference on Artificial Intelligence (pp. 832–838). 1997. San Francisco, Morgan Kaufmann.
- [166] **Sudhof, S. F.D., Kuhn, B. T., Corzine, K. A., Branecky, B. T.:** "Magnetic equivalent circuit modeling of induction motors" IEEE Trans. On Energy conversion. Vol.22, nº 2 June 2007 pag.259-270.
- [167] **Sudhoff, S. D.; Kuhn, B. T.; Corzine, K. A.; Branecky B. T.:** "Magnetic Equivalent Circuit Modeling of Induction Motors" IEEE. Transaction on energy Conversion, 2007, vol. 22, no. 2.
- [168] **The Mathworks Inc:** MATLAB Release 2011a, available at <http://www.mathworks.com>.
- [169] **Thorsen, O.V.; Bergen, C.; Dalva, M.:** "Model for simulation of induction motors with parameter determination and examples of application " Electric Machines and drives conference record, 1997, IEEE International.
- [170] **Toliyat, H.A. Lipo, T.A.:** "Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults" 1995, Energy Conversion, IEEE Transaction, vol. 10, iss. 2, 241-247.
- [171] **Toliyat, H.A.; Levi, E.; Raina, M. :** "A review of RFO induction motor parameter estimation techniques", IEEE Transaction on Energy conversion, 2003 ,vol. 18, pp. 271-283.
- [172] **Tovey, C.A.:** "Simulated simulated annealing". 1988. American Journal of Mathematical and Management Sciences, 8, 389–407.
- [173] **Treerong, J.:** "Electric motor fault diagnosis based on parameter estimation approach using genetic algorithm" 2010. Proceedings of the international Multiconference of Engineers and computer Scientists IMECS 2010, vol. 2, pp. 6.
- [174] **Trentin, A.; Zanchetta, P. ; Wheeler, P.; Clare, J. :** "A New method for induction motors parameters estimation using genetic algorithms and transient speed measurements" Industry applications conference 41 st IAS Annual Meeting, 2006, pp. 2435-2440.
- [175] **UNE 60034-2-1** "Máquinas Eléctricas Rotativas. Parte 2-1: Métodos normalizados para la determinación de las pérdidas y del rendimiento a partir de ensayos" Octubre 2009.
- [176] **UNE 60034-28** "Máquinas Eléctricas Rotativas. Parte 2-1: Métodos de ensayo para determinar las magnitudes de los esquemas del circuito equivalente para motores de inducción de jaula trifásicos de baja tensión" Mayo 2008.
- [177] **Ursem, R.K.; Vadstrup, P.:** "Parameter Identification of induction motors using differential evolution" Congress on Evolutionary Computation CEC 2003. Pp. 790-796.
- [178] **Velez-Reyes, M.; Minami, K.; Verghese, G.C.:** "Recursive speed and parameter estimation for induction machines" 1989, IEEE. Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the 1989, vol. 1, pp. 607-611.
- [179] **Verghese, G.C. ; Sanders, S.R.:** "Observers for flux estimation in induction machines" 1988, IEEE. Industrial Electronics Transactions, vol. 35, iss. 1, pp. 85-94.
- [180] **Wade, S.; Dunnigan, W.; Willians, B.M.:** "A new method of rotor resistance estimation for vector-controlled induction machines" 1997, IEEE. Industrial Electronics Transactions, vol. 44, iss. 2, pp. 247-257.
- [181] **Wang, C.; Xu, L.:** "A Novel Method Measuring Induction Machine Parameters Based on Digital Signal Processing" Electric machines and Drives, 1999, International Conference IEMD'99.

- [182] **Wang, K., Chiasson, J., Bodson, M., Tolbert, L.M.:** "A nonlinear least squares approach for identification of the induction motor parameters" IEEE. Trans. Autom. Control, 50, (10), pp.1622-1628. 2004.
- [183] **Wankeue, R.; Aguglia, D.; Lekahal, M.:** "Efficient Approach for Parameter Estimation of Nonlinear Model of Induction Machine" 2006. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 234-239.
- [184] **Weatherford, H.H.; Brice, C.W.:** "Estimation of induction motor parameters by a genetic algorithm" Pulp and paper industry technical conference, 2003, pp. 21-28.
- [185] **Williamson, S.; Gersh, D.R.:** "Finite element calculation of double-cage rotor equivalent circuit parameters" Energy Conversion, IEEE Transaction, 1996, Vol.11, iss. 1, pp. 41-48
- [186] **Yamazaki, K.; Suzuki, A.; Ohto, M.; Takakura, T.; Nakagawa, S.:** "Equivalent Circuit Modeling of Induction Motors Considering Stray Load Loss and Harmonic Torques Using Finite Element Method" 2011, IEEE. Transaction on Magnetic, vol. 47, iss. 5, pp. 986-989.
- [187] **Yamazaki, K.; Suzuki, A.; Ohto, M.; Takakuza, T.:** "Harmonic Loss and Torque Analysis of High-Speed Induction Motors" 2012. IEEE. Transaction on industry applications, vol. 48, iss. 3, pp. 933-941.
- [188] **Zaremba, A.T.; Pavlov, A.V.:** "Real-Time Identification of an Induction Motor using Sinusoidal PWM Voltage Signals" 2002, Proceedings of the American Control Conference, pp. 3082-3087.
- [189] **Zhou, P.; Gilmore, J.; Badics, Z.; Cendes, Z.J.:** "Finite element analysis of induction motors based on computing detailed equivalent circuit parameters" 1998. IEEE. Transactions on magnetics, vol. 34, iss. 5, pp. 3499-3502.