



Universidad  
Carlos III de Madrid

Departamento de Tecnología Electrónica

PROYECTO FIN DE CARRERA

# Elección del Sistema de Control del Motor de una Motocicleta Eléctrica

Autor: Sonia Carmona Aparicio

Tutor: Jorge Pleite Guerra

Leganés, Septiembre de 2011



Título: Elección del Sistema de Control del Motor de una Motocicleta Eléctrica

Autor: Sonia Carmona Aparicio

Director: Jorge Pleite Guerra

## EL TRIBUNAL

Presidente: Santiago Arnaltes Gómez

Vocal: David Mauricio Alba Lucero

Secretario: Pablo Zúmel Vaquero

Realizado el acto de defensa y lectura del Proyecto Fin de Carrera el día 13 de septiembre de 2011 en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid, acuerda otorgarle la CALIFICACIÓN de SOBRESALIENTE

VOCAL

SECRETARIO

PRESIDENTE



# Agradecimientos

Agradezco a mi familia, a mis padres Felipe y M<sup>a</sup> del Carmen, a mi hermano Víctor y a Carlos todo el apoyo que me han brindado para que terminase este proyecto y su paciencia y cariño durante todos estos años en los que no les dediqué todo el tiempo que me hubiese gustado. No sería quien soy sin ellos y sin su apoyo.

Sirva este proyecto como guía o referencia de consulta. Las sugerencias de mejora pueden ser enviadas al Subdirector de Desarrollo Académico o la figura que tenga sus competencias.



# Resumen

En este proyecto estudiamos los distintos sistemas de control posibles vinculados a sus respectivos tipos de motor eléctrico. De esta forma, podemos sacar nuestras propias conclusiones sobre los mismos.

También haremos un breve repaso de algunos de los medios de transporte que utilizan el motor eléctrico como medio de propulsión para hacernos una idea del estado en el que se encuentra el sector y ver que motores y sistemas se han escogido para su control en función de sus aplicaciones y requisitos de funcionamiento.

El objetivo final será hacer una recomendación razonada de cuál sería el conjunto sistema de control – motor eléctrico más adecuado para distintos tipos de motocicletas eléctricas, en función de los requisitos que estas exigirán para cada tipo de conducción.

**Estudio de los distintos sistemas de control del motor eléctrico para la aplicación en motocicletas eléctricas en función de sus requisitos de uso**



# Abstract

In this document, we are going to study the possible control systems linked to its respective kinds of electric motors. This way, we are going to be able to reach our own conclusions.

We will also briefly review some of the means of transport that use the electric motor for its propulsion. This will be useful to make ourselves an idea of the sector's state, and also we will have a look over the control systems and motors they have chosen for their control according to its applications and performance requirements.

The ultimate objective is to suggest, according to our research, which would be the best set control system - electric engine, for different kinds of electric motorcycles, according to the different requirements for each kind of driving.

**Study of the different control systems of the electric engine in order to its use in electric motorcycles function of application requirements.**



# Índice general

<b>1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS .....</b>	<b>19</b>
1.1 Introducción .....	19
1.2 Introducción al sistema de control del motor eléctrico .....	21
1.3 Fases del desarrollo .....	23
1.4 Medios empleados .....	24
1.5 Objetivos principales .....	24
<b>2. ESTADO DE LA TÉCNICA .....</b>	<b>26</b>
2.1 Sistema mecánico del motor eléctrico.....	26
2.1.1 Fases del movimiento del motor en la variación de velocidad.....	26
2.1.2 Cuadrantes de funcionamiento de un motor eléctrico.....	27
2.1.3 Freno .....	29
2.1.4 Ecuación mecánica.....	29
2.1.5 Movimiento rotativo: aceleración.....	30
2.1.6 Categorías en función del par resistente.....	31
2.1.7 Ecuación mecánica: par de rozamiento.....	36
<b>3. SISTEMA DE CONTROL DE UN MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA.....</b>	<b>40</b>
3.1 Ecuaciones de la máquina de corriente continua en régimen permanente.....	40
3.2 Variables que influyen en la velocidad .....	42
3.3 Característica mecánica del motor de excitación independiente.....	45
3.4 Campo de regulación a par constante y de regulación a potencia constante.....	46
3.4.1 Concepto de regulación a par constante y regulación a potencia constante .....	46
3.4.2 Campos de regulación en una máquina de corriente continua de excitación independiente .....	47
3.5 Arranque de motores de corriente continua de excitación independiente.....	50
3.6 Ecuaciones de la máquina en régimen transitorio. Diagrama de bloques.....	51
3.7 Efectos de la forma de onda de la corriente .....	56
3.8 Regulación de la máquina de corriente continua .....	57
3.9 Control de motores de CC.....	58
3.9.1 Motor de CC de excitación independiente .....	59
3.9.2 Motor de CC de excitación serie.....	60
3.9.3 Convertidores electrónicos CC/CC.....	60
3.10 Tipos de choppers y cuadrantes de funcionamiento.....	62
3.10.1 Chopper directo o reductor.....	63
3.10.2 Chopper inverso o elevador.....	71
3.10.3 Chopper de dos cuadrantes.....	72

3.10.4 Chopper de cuatro cuadrantes.....	73
3.11 Convertidores electrónicos CA/CC:.....	74
3.11.1 Puentes rectificadores controlados, regulación en 2 cuadrantes (I y IV) .....	74
3.11.2 Puentes rectificadores dobles o duales, regulación en los 4 cuadrantes.....	74
3.11.3 Regulación en bucle abierto. ....	75
3.11.4 Regulación en bucle cerrado .....	76
3.11.5 Regulación con un sólo bucle de regulación.....	76
3.11.6 Esquemas de regulación de velocidad mediante dos lazos anidados .....	79
<b>4. EL MOTOR DE CORRIENTE ALTERNA.....</b>	<b>83</b>
4.1 El funcionamiento básico del motor CA .....	83
4.1.1 Características particulares de los motores eléctricos de CA.....	86
4.2 Requerimientos de variación de velocidad de motores de corriente alterna .....	92
<b>5. MÁQUINAS ASÍNCRONAS.....</b>	<b>93</b>
5.1 Motores de inducción .....	93
5.1.1 Motores asíncronos de fase partida.....	95
5.1.2 Motores asíncronos de jaula de ardilla .....	95
5.1.3 Motor asíncrono de rotor bobinado o de anillos rozantes .....	97
5.2 Ecuaciones de la máquina asíncrona en régimen transitorio.....	98
5.2.1 Modelo matemático del motor de inducción en condiciones dinámicas de funcionamiento.....	98
5.2.2 Modelo del motor en régimen estacionario senoidal .....	103
5.3 Tipos de funcionamiento de la máquina asíncrona .....	108
5.3.1 Régimen motor.....	110
5.3.2 Régimen generador.....	114
5.3.3 Régimen de freno .....	116
5.4 Balance de potencias .....	118
5.5 Arranque del motor de CA .....	121
5.6 Convertidores para regulación de máquinas de CA .....	126
5.6.1 Convertidores estáticos de potencia para accionamientos de CA.....	126
5.6.2 Convertidores CC/CA. Inversores. ....	128
5.7 Control escalar para motores de inducción .....	137
5.7.1 Regulación de velocidad, variación del número de polos ( $p$ ) .....	139
5.7.2 Regulación de la velocidad, variación del deslizamiento ( $s$ ) .....	140
5.7.3 Regulación de la velocidad, variación en la frecuencia ( $f_1$ ).....	141
5.7.4 Regulación a par y potencia variables.....	145
5.8 Control con el convertidor de frecuencia .....	148
5.8.1 Control vectorial del inversor.....	149
5.8.2 Modulación PWM vectorial. Generación de impulsos de disparo de los convertidores. ..	159
<b>6. CONTROL VECTORIAL DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN.....</b>	<b>175</b>
6.1 Introducción .....	175
6.2 Transformación de las ecuaciones de la máquina para el control vectorial. ....	177
6.2.1 Transformación de la ecuación del par .....	178
6.2.2 Transformación de la ecuación del rotor.....	180
6.3 Diagrama de bloques del modelo dinámico de la máquina de inducción .....	183
6.4 Tipos de control vectorial.....	184
6.4.1 Control vectorial del motor de inducción: Fuente de Corriente .....	184
6.4.2 Control vectorial del motor de inducción: Fuente de tensión .....	190
6.5 Ventajas, desventajas o limitaciones del control vectorial.....	195
6.6 Nuevas tendencias .....	196
<b>7. MÁQUINAS SÍNCRONAS.....</b>	<b>197</b>
7.1 Introducción a las maquinas síncronas.....	197
7.2 Ecuaciones de la máquina síncrona.....	200
7.2.1 Transformación a vectores espaciales .....	206

7.2.2	<i>Transformación a coordenadas rotóricas</i> .....	208
7.2.3	<i>Transformación de Park</i> .....	209
7.3	Control de máquinas síncronas .....	213
7.3.1	<i>Diseño de Máquinas Síncronas de Imanes Permanentes (MSIP)</i> .....	213
7.3.2	<i>MSIP: modelo en ejes dq</i> .....	214
7.3.3	<i>Control de MSIP. Control Vectorial</i> .....	216
<b>8.</b>	<b>MÁQUINAS ELÉCTRICAS Y VEHÍCULOS .....</b>	<b>225</b>
8.1	Estado del arte .....	225
8.2	Coche eléctrico.....	226
8.2.1	<i>Introducción al coche eléctrico</i> .....	226
8.2.2	<i>Modelos de coches eléctricos en el mercado</i> .....	227
8.3	Ferrocarriles. ....	230
8.3.1	<i>Introducción al ferrocarril eléctrico</i> .....	230
8.4	Embarcaciones con propulsión eléctrica. ....	236
8.4.1	<i>Introducción al barco eléctrico</i> .....	236
8.5	Motocicletas eléctricas. ....	243
8.5.1	<i>Introducción a la moto eléctrica</i> .....	243
8.5.2	<i>Modelos de motos eléctricas en el mercado</i> .....	245
<b>9.</b>	<b>CONCLUSIONES .....</b>	<b>247</b>
9.1	Introducción. ....	247
9.1.1	<i>Tipos de motocicletas</i> .....	248
9.2	Elección del Sistema de control y Motor Eléctrico.....	249
9.2.1	<i>Motores de Corriente Continua</i> .....	249
9.2.2	<i>Motores de Corriente Alterna: Asíncronos</i> .....	250
9.2.3	<i>Motores de Corriente Alterna: Síncronos</i> .....	251
9.3	Tabla de conclusiones .....	253
<b>10.</b>	<b>BIBLIOGRAFÍA.....</b>	<b>255</b>
10.1	Referencias bibliográficas .....	255
<b>11.</b>	<b>ANEXO 1: FUNDAMENTOS DEL MAGNETISMO Y DEL ELECTROMAGNETISMO.....</b>	<b>261</b>
<b>12.</b>	<b>ANEXO 2: LOS MOTORES ELÉCTRICOS.....</b>	<b>267</b>
<b>13.</b>	<b>ANEXO 3: TIPOS DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS .....</b>	<b>270</b>
<b>14.</b>	<b>ANEXO 4: CONSTITUCIÓN FÍSICA DE LA MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA .....</b>	<b>272</b>
<b>15.</b>	<b>ANEXO 5: EJEMPLO DE FICHA TÉCNICA DEL CONTROLADOR PARA MOTORES DE INDUCCIÓN AC (MODELO 1238 DE CURTIS INSTRUMENTS, INC.).....</b>	<b>276</b>
<b>16.</b>	<b>PRESUPUESTO.....</b>	<b>278</b>
16.1	Presupuesto.....	278

# Índice de figuras

Figura 1. Esquema de tracción de una moto eléctrica.....	20
Figura 2. Sistemas de control de los motores eléctricos .....	22
Figura 3. Relación entre la variación de velocidad y el par acelerante .....	27
Figura 4. Cuadrantes de funcionamiento de un motor eléctrico.....	28
Figura 5. Diagrama de bloques de la ecuación mecánica.....	31
Figura 6. Diagramas de pares invariables .....	32
Figura 7. Diagramas de pares linealmente dependientes de la velocidad .....	33
Figura 8. Diagrama de pares dependientes del cuadrado de la velocidad.....	33
Figura 9. Diagrama de pares dependientes del cuadrado de la velocidad.....	34
Figura 10. Curvas de par – velocidad en función del par.....	34
Figura 11. Modelo de cálculo del momento de inercia .....	35
Figura 12. Modelo de cálculo del momento de inercia másico.....	35
Figura 13. Diagrama par de rozamiento - velocidad.....	36
Figura 14. Diagrama de funcionamiento.....	37
Figura 15. Diagrama % par nominal - % velocidad nominal.....	39
Figura 16. Máquina de corriente continua funcionando como motor .....	41
Figura 17. Relación entre flujo e intensidad.....	42
Figura 18. Relación par velocidad en motor de excitación independiente.....	45
Figura 19. Evolución de la tensión del par a plena carga. ....	48
Figura 20. Intensidad de excitación del par a plena carga.....	48
Figura 21. Potencia a plena carga.....	48
Figura 22. Relación intensidad de campo – velocidad.....	50
Figura 23. Diagrama de bloques de la máquina .....	55
Figura 24. Diagrama de bloques de la máquina trabajando a flujo constante.....	55
Figura 25. Regiones de control del motor de CC .....	59
Figura 26. Motor de CC de excitación independiente.....	59
Figura 27. Motor de CC de excitación en serie.....	60
Figura 28. Chopper.....	61
Figura 29. Tipos de Chopper en función de los cuadrantes de trabajo .....	62
Figura 30. Chopper directo o reductor .....	63
Figura 31. Modo de conducción. Continua (a) y Discontinua (b).....	64
Figura 32. Modo de conducción continua. $i_a$ positiva .....	64
Figura 33. Modo de conducción Discontinua. ....	67
Figura 34. Inductancia de alisado.....	68

Figura 35. Chopper directo. Frenado resistivo .....	69
Figura 36. Chopper directo en frenado resistivo .....	70
Figura 37. Modo de conducción en frenado resistivo .....	71
Figura 38. Chopper inverso o elevador .....	71
Figura 39. Modo de conducción chopper inverso .....	72
Figura 40. Chopper de dos cuadrantes .....	73
Figura 41. Chopper de cuatro cuadrantes.....	73
Figura 42. Puentes de tiristores en antiparalelo.....	74
Figura 43. Regulación en bucle abierto.....	75
Figura 44. Regulación en bucle cerrado, un lazo. ....	77
Figura 45. Regulación en bucle cerrado, dos lazos. ....	80
Figura 46. Regulación con dos lazos en bucle cerrado y control de posición.....	82
Figura 47. Motores de corriente alterna .....	83
Figura 48. Generación de campo magnético .....	84
Figura 49. Bobinado de máquina CA de un par de polos y de dos pares de polos. ....	85
Figura 50. Desarrollo de un campo magnético rotatorio.....	85
Figura 51. Diagrama de corrientes en alimentación trifásica.....	86
Figura 52. Representación del <i>Factor de potencia</i> .....	89
Figura 53. Bobinado motores de inducción .....	93
Figura 54. Conexión de motores asíncronos .....	94
Figura 55. Rangos de conexión en motores asíncronos .....	94
Figura 56. Rotor laminado jaula de ardilla mostrando las barras de aluminio y los anillos de corto circuito .....	96
Figura 57. Gráficas par – velocidad en función de la clase de motor .....	97
Figura 58. Motor asíncrono de rotor bobinado o de anillos rozantes.....	98
Figura 59. Modelo eléctrico de un motor de jaula de ardilla .....	100
Figura 60. Circuito equivalente en régimen estacionario senoidal .....	104
Figura 61. Curva típica de par para un motor de inducción alimentado en tensión.....	107
Figura 62. Modos de funcionamiento de la máquina de inducción.....	110
Figura 63. Puntos característicos del par de una máquina de inducción y distintos tipos de cargas.....	111
Figura 64. Circuito equivalente de la máquina asíncrona .....	119
Figura 65. Balance de potencias.....	119
Figura 66. Gráfica par – velocidad y esquema del arranque directo .....	122
Figura 67. Gráfica par – velocidad y esquema del arranque directo .....	123
Figura 68. Gráficas de intensidad y par, y esquema del arranque estrella – triángulo.....	123
Figura 69. Arrancador estático – Rampas .....	124
Figura 70. Comparativa entre el arranque directo y el estático.....	125
Figura 71. Ciclo por tiristor.....	125
Figura 72. Esquema del controlador monofásico. Diagrama de tensiones y corrientes.....	126
Figura 73. Comparativa de formas de onda de tensión en los casos puro resistivo e inductivo (izquierda) y Comparativa tensión - corriente en el caso inductivo (derecha).....	127
Figura 74. Inversor conmutado por red.....	129
Figura 75. Inversor trifásico totalmente controlado autoconmutado .....	129
Figura 76. Esquema del inversor trifásico totalmente controlado (autoconmutado) .....	130
Figura 77. Esquemas del control externo: Chopper y puente de tiristores.....	131
Figura 78. Esquema del inversor “six step” .....	131
Figura 79. Diagrama de tensiones en el tiempo .....	132
Figura 80. Inversor en fuente de tensión sin control previo de tensión.....	133

Figura 81. Esquema por fase de un inversor PWM (arriba) y Corriente de entrada y tensión de fase modulada en el inversor PWM (abajo) .....	134
Figura 82. Esquema por fase de la comparación con Histéresis. ....	135
Figura 83. Corriente que se introduce en el comparador de Histéresis .....	136
Figura 84. Corriente de entrada y tensión de fase modulada en el comparador de Histéresis	136
Figura 85. Esquema del control por comparación de frecuencia fija.....	137
Figura 86. (a) Devanado de 2 a 4 polos mediante polos concurrentes. (b) Conexión para variación de número de polos.....	139
Figura 87. Control de velocidad mediante variación de la resistencia del rotor y Esquema del reóstato .....	140
Figura 88. Control de tensión a frecuencia constante en la máquina de inducción .....	142
Figura 89. Ley tensión - frecuencia sin compensar efecto resistencia estática.....	144
Figura 90. Esquema de control en bucle cerrado .....	147
Figura 91. Equivalente trifásico de un convertidor en fuente de tensión .....	150
Figura 92. Bucles de regulación del convertidor de red.....	152
Figura 93. Lazo de regulación de corriente .....	154
Figura 94. Bucle externo de regulación de tensión .....	155
Figura 95. Respuesta del bucle de corriente ante un escalón .....	157
Figura 96. Diagramas de Bode en amplitud y fase. ....	158
Figura 97. Diagrama polar del dominio discreto con frecuencia de muestreo $f_s=3000\text{Hz}$ . ...	159
Figura 98. Transistores de un convertidor trifásico.....	159
Figura 99. Estados posibles de un convertidor trifásico.....	161
Figura 100. Vectores espaciales activos genéricos. ....	162
Figura 101. Distinción de zona en un convertidor trifásico, según el valor del índice de modulación de amplitud, $M_a$ .....	165
Figura 102. Impulsos de encendido de S1, S3 y S5, para obtener un vector de tensión de salida para cada sector con el mínimo nº de conmutaciones. ....	171
Figura 103. Reproducción del vector de referencia para $\alpha=45^\circ$ .....	172
Figura 104. Tiempos activos y nulos en sector impar, normalizados ( $T_s$ ) en función de $\alpha$ , a) $M_a=1$ , b) $M_a=0,8$ . ....	172
Figura 105. a) Evolución del tiempo activo del semiconductor, b) Referencia senoidal + 25% de tercer armónico normalizados ( $T_s$ ) en un periodo de tensión. ....	173
Figura 106. $t_a$ , $t_b$ y $t_{nulos}$ en $\alpha=30^\circ$ en zona de funcionamiento lineal. ....	174
Figura 107. Fasores espaciales y referencias.....	179
Figura 108. Fasores de corriente en sincronismo.....	182
Figura 109. Modelo dinámico del motor de inducción .....	184
Figura 110. Representación de fasores de corriente en coordenadas de campo.....	185
Figura 111. Valores de referencia de corriente. ....	185
Figura 112. Sistema de control en funcionamiento como fuente de corriente. ....	186
Figura 113. Diagrama para el ajuste de los reguladores.....	187
Figura 114. Circuito equivalente del motor de inducción.....	188
Figura 115. Diagrama de bloques del control indirecto de la máquina.....	189
Figura 116. Modelo del motor alimentado por tensión. ....	192
Figura 117. Diagrama del motor alimentado por tensión.....	193
Figura 118. Sistema de control directo de tensión con prealimentación de t.c.d y t.c.q. ....	194
Figura 119. Control indirecto de $i_{mr}$ .....	195
Figura 120. Control directo de $i_{mr}$ .....	195
Figura 121. Esquema básico de una máquina síncrona trifásica .....	199
Figura 122. (Arriba) Modelo en coordenadas dq0-f de la máquina síncrona. (Abajo) Potencia eléctrica de la máquina síncrona de polos salientes. ....	212

Figura 123. Sistema de ejes de referencia dq de la máquina síncrona. ....	215
Figura 124. Esquema de regulación por lazos de control de corriente.....	218
Figura 125. Esquema de regulación completo por lazos de control de corriente.....	218
Figura 126. Esquema del lazo interno de control de corriente directa. ....	221
Figura 127. Lazo de regulación de tensión y lazo interno de corriente directa.....	223
Figura 128. Esquema de regulación por lazos de tensión y de corriente. ....	224
Figura 129. Resultados experimentales de la regulación de motores síncronos. ....	224
Figura 130. Línea Gotthard electrificada en 1922.....	231
Figura 131. Unidad de tren eléctrico para transporte rápido y masivo de viajeros en líneas con distancias cortas entre estaciones. ....	233
Figura 132. Unidad de propulsión eléctrica. ....	239
Figura 133. Planta de propulsión.....	241
Figura 134. Motor eléctrico montado en la hélice.....	242
Figura 135. Líneas de flujo magnético.....	262
Figura 136. Movimiento de un conductor a través del flujo magnético al cortar la trayectoria del flujo, induce un voltaje en el conductor .....	264
Figura 137. Líneas de campo magnético.....	264
Figura 138. Tipos de estator (arriba) y tipos de rotor (abajo). ....	269
Figura 139. Esquema de los devanados de un motor .....	273
Figura 140. Devanado .....	274
Figura 141. Esquema físico de un motor.....	274

# Índice de tablas

Tabla 1. Tensiones de línea ( $u_{ab}, u_{bc}, u_{ca}$ ) correspondientes a los estados activos. ....	160
Tabla 2. Tensiones fase-neutro para cada estado activo. ....	160
Tabla 3. Componentes real e imaginaria del vector tensión interna del convertidor. ....	160
Tabla 4. Secuencia vectorial.....	170
Tabla 5. Comparativa de valores orientativos cuantitativos.....	253
Tabla 6. Comparativa de valores cualitativos. ....	254
Tabla 7. Desglose horas de dedicación de especialista. ....	279

# Capítulo 1

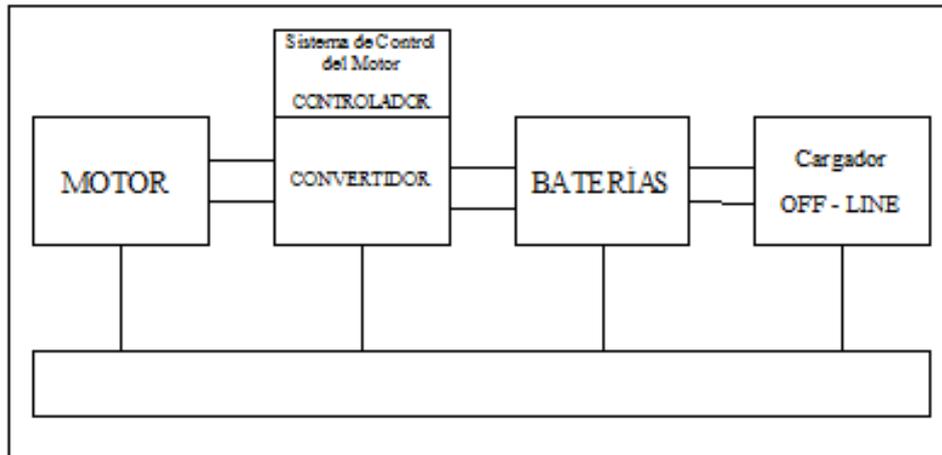
## Introducción y objetivos

### 1.1 Introducción

Este proyecto forma parte de un conjunto de proyectos que se unirán para obtener una moto eléctrica campeona del mundial, para ello partiremos de un estudio de las distintas posibilidades que se pueden encontrar en el mercado para finalmente obtener el óptimo, llegando a la mejor moto del mundo. Lo cual, obviamente, no se conseguirá en este primer proyecto, sino que serán necesarias las próximas participaciones en las carreras y futuros estudios en base a estas, para alcanzar dicho objetivo que sin duda se alcanzará en un futuro no muy lejano.

En cuanto a la moto eléctrica, la única diferencia con respecto a una moto convencional la encontramos en el sistema de tracción motora. Simplificando mucho, en el caso de la moto convencional tenemos un motor de explosión alimentado por gasolina y en el caso de la moto eléctrica tenemos un motor eléctrico alimentado por medio de unas baterías. Nuestro estudio se centra en el esquema del sistema de tracción de la moto eléctrica el cual

dividiremos en distintos bloques de estudio: Motor eléctrico, Sistema de control del motor eléctrico, Inversor (Convertidor), Baterías, Cargador OFF-LINE y Smart Control.



**Figura 1. Esquema de tracción de una moto eléctrica**

La elección de motores en cualquier campo de aplicación siempre hay que realizarla cuidadosamente, hay que tener en cuenta bastantes factores, por ejemplo velocidad, par, inercias, frenos, modo de control, etc. En cualquier caso, interesa tener bien definida la aplicación para calcular correctamente dichos factores. En el caso de la moto eléctrica que construimos, es un prototipo para competición, cuya primera función será conseguir el máximo rendimiento en la carrera, teniendo en cuenta los distintos escenarios de carrera en los que nos podemos encontrar y conseguir el máximo rendimiento en la autonomía de las baterías.

Para poder obtener el máximo rendimiento del motor es importante establecer un correcto sistema de control de dicho motor, para así trabajar siempre en el óptimo en cualquier escenario posible.

En el proyecto que nos ocupa nos encargaremos del Sistema de control del Motor (Controlador), nuestro objetivo es generar conocimiento propio en este campo, para poder mejorar y alcanzar el óptimo, y de esta manera llegar a tener la mejor moto eléctrica del mundo.

Antes de particularizar en nuestra moto eléctrica estudiaremos en general todos los productos existentes en el mercado, para de esta forma tener una mejor perspectiva antes de tomar una decisión sobre cuál es el mejor sistema para nuestra motocicleta.

# 1.2 Introducción al sistema de control del motor eléctrico

Las máquinas eléctricas han adquirido una gran importancia en la sociedad actual y su campo de aplicación es tremendamente amplio y abarca sectores tan diversos como el del transporte, la generación de energía eléctrica, la robótica y prácticamente cualquier sector hace uso de las máquinas eléctricas. En el proyecto que nos ocupa nos centraremos en el uso de las máquinas eléctricas como motor y más concretamente en su sistema de control o regulación.

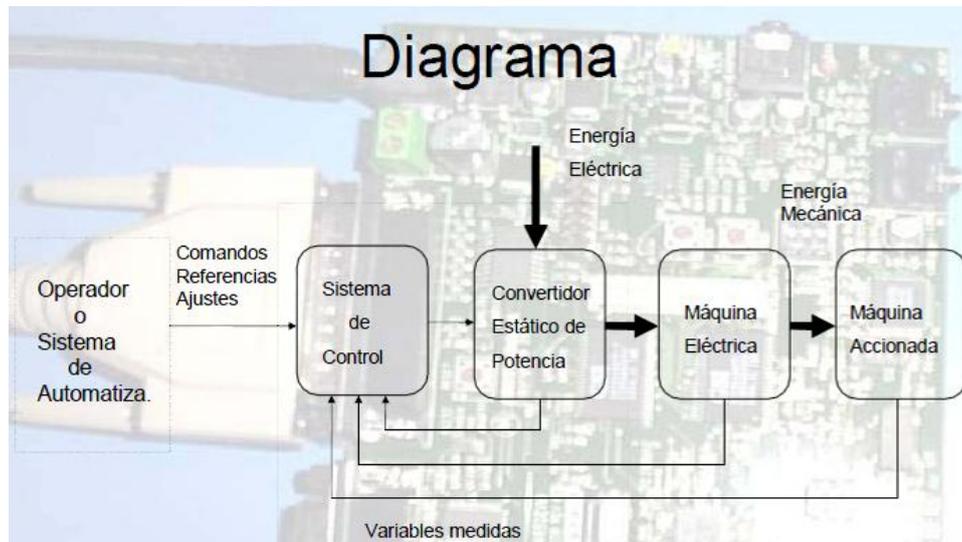
El sistema de control de un motor eléctrico persigue conseguir una determinada respuesta de su sistema mecánico, la cual puede ser una velocidad, un par o una posición, a través del control de las distintas magnitudes eléctricas que gobiernan el motor (corriente, frecuencia, factor de potencia, etc.). A menudo se exigen además una serie de restricciones al motor como pueden ser el tiempo de respuesta o la sobreoscilación de la variable a controlar, además de las exigencias de no sobrepasar determinados valores de corriente, tensión, aceleración, etc.

Antes de empezar a hablar directamente de los distintos sistemas de control que podemos utilizar en función del motor eléctrico que queramos controlar debemos hacer una introducción explicativa de cómo se controla un motor eléctrico para luego poder entender porqué y como se usan los sistemas que explicaremos posteriormente.

Los objetivos habituales de los sistemas de control de los distintos motores eléctricos, son entre otros: fijar, variar o mantener la velocidad (se controla mediante frecuencias); arrancar y parar con suavidad (controlado con el factor de potencia); controlar las aceleraciones; ajustar parámetros del proceso mecánico; sincronizar la velocidad de motores; sincronizar la posición de motores. Para conseguir estos objetivos utilizamos, en general,

## 1.2 Introducción al sistema de control del motor eléctrico

básicamente cuatro sistemas: sistema de regulación, fuente de alimentación y convertidor electrónico de potencia, motor eléctrico, sistema de transmisión y carga mecánica.



**Figura 2. Sistemas de control de los motores eléctricos**

Todo accionamiento o máquina accionada, como puede ser una motocicleta eléctrica, un ventilador o un ascensor, se compone de las siguientes partes:

1. Fuente de alimentación
2. Convertidor electrónico de potencia (puede ser reversible en potencia o no reversible).
3. Sistema de regulación (o control): puede ser analógico, digital o una combinación de ambos. A menudo se emplean microcontroladores o procesadores digitales (DSP) de gran velocidad y capacidad de cálculo.
4. Motor eléctrico: de CC (Corriente Continua) o CA (Corriente Alterna).
5. Sistema de transmisión y carga mecánica. Puede ser pasivo (el par siempre en sentido contrario a la velocidad de giro) o activo (el par tiene un sentido único, independiente del sentido de giro)
6. Además se utilizan sensores: La tendencia es eliminar los sensores mecánicos y sustituirlos por observadores, disminuyendo los fallos y en gran medida la necesidad de mantenimiento.

En la actualidad se ha extendido el uso de sistemas de control en motores eléctricos, puesto que este supone una serie de ventajas, tales como que se:

1. Disminuyen gastos por mantenimiento.
2. Optimizan los procesos en los cuales son implementados.
3. Aumentan la productividad y la calidad del producto terminado ya que se tiene mayor precisión al controlar máquinas motrices.
4. Alargan la vida útil del motor y de las piezas mecánicas acopladas al eje del motor controlado.

En cuanto al sistema eléctrico motor, las ventajas que nos encontramos con el uso de los sistemas de control son:

1. Menor sobre intensidad de arranque.
2. Posibilidad de ahorro de energía.
3. Control del factor de potencia.
4. Control de la inyección de armónicos.
5. Menores esfuerzos mecánicos en el motor.
6. Menor calentamiento.

Por último en cuanto al sistema mecánico, cuando utilizamos sistemas de control, logramos un control rápido, continuo y a distancia del sistema.

El sistema de control de un motor eléctrico persigue una determinada respuesta de un sistema mecánico usando las distintas magnitudes eléctricas que gobiernan el motor. Estudiaremos en primer lugar el sistema mecánico del motor y sus respuestas, luego estudiaremos como se pueden alcanzar estas en función del funcionamiento eléctrico del motor que controlemos, viendo previamente los principios de funcionamiento electromagnético de un motor eléctrico. Siguiendo este esquema terminaremos con el estudio de los distintos sistemas de control para cada tipo de motor eléctrico.

## 1.3 Fases del desarrollo

Para la mejor comprensión de las conclusiones a las cuales se llega en este proyecto, lo hemos dividido en tres fases.

En una primera fase realizaremos un análisis de los principales sistemas de control de los motores eléctricos.

En la segunda fase se analizarán los distintos sistemas de control de los distintos motores eléctricos utilizados en los medios de transporte, en los cuales se utiliza el motor eléctrico.

Finalmente será en la tercera y última fase donde llegaremos a las conclusiones, en las cuales para cada tipo de moto, en función de las características que se espera que tenga, se elegirá un tipo de motor con su correspondiente de sistema de control.

## **1.4 Medios empleados**

Para la realización de este proyecto se han consultado numerosos libros y artículos referenciados en la bibliografía además de consultar personalmente a distintos especialistas en la materia.

## **1.5 Objetivos principales**

Para facilitar la lectura de la memoria, se incluye a continuación un breve resumen de cada capítulo.

En el primer capítulo se hace una breve introducción de en qué consiste un sistema de control de un motor eléctrico, de esta forma nos ponernos en antecedentes e indicarnos cuales son los objetivos a los cuales pretendemos llegar con este proyecto, para así facilitar su comprensión al lector.

En el segundo capítulo se realiza un análisis del estado de la técnica, estudiando las principales características del motor eléctrico para poder comprender mejor que es lo que se pretende controlar y como se realiza dicho control

## 1.5 Objetivos principales

En los capítulos 3, 4, 5, 6 y 7 dividimos los distintos sistemas de control en relación con los distintos tipos de motor eléctrico puesto que están profundamente ligados entre sí, dependiendo del motor eléctrico los sistemas de control de este serán distintos. Por lo tanto estudiamos los motores de corriente continua y de corriente alterna (motores síncronos y asíncronos) por separado. Damos especial importancia al estudio del control vectorial en los motores de inducción dedicándole el capítulo 6 al completo, por lo que este nuevo sistema de control significó para el control de motores de corriente alterna, permitiendo que su uso se extendiera y abriendo la posibilidad al uso de los motores síncronos donde antes parecía que no se podrían utilizar.

En el octavo capítulo se analiza el estado del arte, donde se estudian los distintos vehículos dedicados al medio de transporte que son propulsados mediante motores eléctricos.

Finalmente en el noveno capítulo se alcanzan las conclusiones a las que llegaremos a través del análisis conjunto de todos los capítulos anteriores. Siendo este el objetivo final del proyecto que nos ocupa.

Además, se incluyen unos anexos que nos pueden facilitar la comprensión tanto del funcionamiento de la máquina eléctrica como el de los sistemas de control de la misma que se someten a estudio a lo largo del proyecto.

# Capítulo 2

## Estado de la Técnica

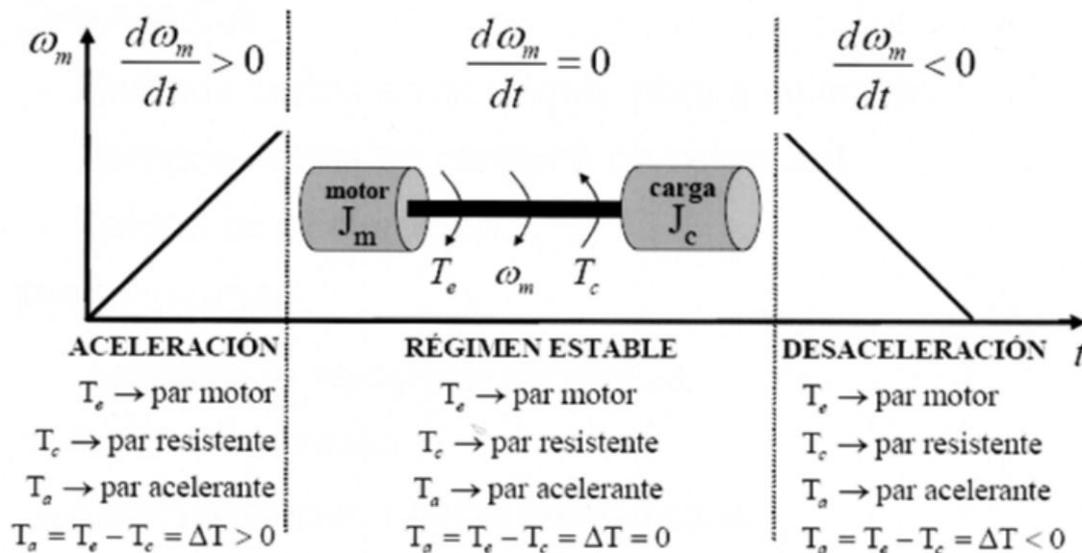
### 2.1 Sistema mecánico del motor eléctrico

El sistema mecánico del motor tiene una serie de requisitos en cuanto a la dinámica del sistema y en cuanto a la precisión. Lo que buscamos en la dinámica del sistema son tiempos cortos en el arranque, paro e inversión, tiempos cortos en cambios de velocidad, control de la aceleración. Por otro lado buscamos precisión para mantener la velocidad constante, para parar el motor en la posición seleccionada y para suministrar par a bajas velocidades, siendo esto lo más complicado, pero con un buen control se puede conseguir.

#### **2.1.1 Fases del movimiento del motor en la variación de velocidad**

El motor eléctrico podemos estudiarlo en tres fases de movimiento en función de la variación de velocidad que este sufra, ya sea aceleración o incremento de velocidad, desaceleración o reducción de velocidad o bien fase de movimiento en régimen estable o variación de velocidad nula. En cada fase el par y la inercia proporcionados por el motor o por

la carga tienen un comportamiento distinto, como se puede ver en el esquema de la Figura 1, de tal forma que la variación de la velocidad está relacionada con el incremento de par resultante o par acelerante del motor.



**Figura 3. Relación entre la variación de velocidad y el par acelerante**

Sean:

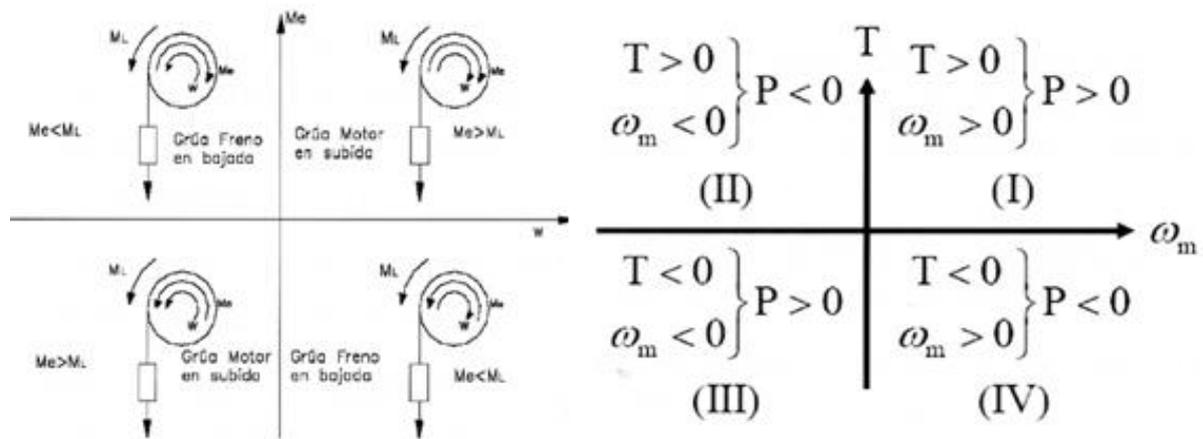
- $J_m$  inercia del motor
- $J_c$  inercia de la carga
- $T_e$  el par eléctrico o par que ejerce el motor
- $\omega_m$  velocidad del motor
- $T_c$  el par de carga o par resistente

Si  $T_c = T_e$  entonces la aceleración del sistema es nula y  $\omega_m$  es constante

### 2.1.2 Cuadrantes de funcionamiento de un motor eléctrico

El motor eléctrico tiene básicamente cuatro cuadrantes de funcionamiento que se detallan en la Figura 1.2. Cada uno de los cuales corresponde un estado en el que podemos encontrar al motor eléctrico dependiendo del uso que se le esté dando a este. A continuación

detallamos en función del uso del motor y de en qué situación se encuentren la potencia activa, la velocidad del motor y el par del motor, el cuadrante o cuadrantes, en los cuales se sitúa al motor según su funcionamiento.



**Figura 4. Cuadrantes de funcionamiento de un motor eléctrico**

Siendo:

- $M_L = T_c$  par de carga o par resistente
- $M_e = T_e = T$  par eléctrico o par del motor
- $W = \omega_m$  velocidad del motor
- $P$  potencia activa, mecánica
- $J$  momento de inercia total

Independientemente del sentido de giro de la máquina, si está funcionando como motor debe consumir potencia activa del convertidor electrónico. (Cuadrantes I y III).

Una máquina eléctrica funciona como motor cuando desarrolla un par en el mismo sentido de giro que la velocidad de giro. Si se desea que la velocidad también pueda invertirse el par ha de hacerlo también. (Cuadrantes I y III).

En muchas aplicaciones existen instantes de tiempo en los cuales la máquina eléctrica ha de desarrollar un par opuesto a la velocidad de giro. (Cuadrantes II y IV)

Cuando la máquina eléctrica desarrolla un par opuesto a la velocidad de giro se dice que funciona en régimen de frenado. En este caso la potencia mecánica es negativa. (Cuadrantes II y IV)

Se desea reducir de forma rápida la velocidad de giro (por ejemplo cuando un tren llega a una estación). En este caso la velocidad de giro en tracción tiene el mismo sentido que en frenado. La máquina pasaría del cuadrante I al cuadrante IV (o del III al II).

Se desea retener un peso en descenso (un tren bajando una cuesta o un peso en una grúa en descenso). En este caso la velocidad de giro en tracción tiene sentido opuesto al de frenado. En tracción la máquina trabajaría en el cuadrante I y en el frenado en el cuadrante II.

En general el funcionamiento de la máquina en los cuadrantes II y IV se realiza durante tiempos breves (regímenes transitorios), aunque en algún caso podrían ser tiempos elevados (una vagoneta bajando una rampa prolongada).

### 2.1.3 Freno

En funcionamiento como freno la máquina eléctrica desarrolla un par opuesto a la velocidad y por tanto recibe energía mecánica de la carga (excepto de energía cinética entre dos velocidades o energía potencial de un peso en descenso). Para poder frenar se ha de poder convertir esta energía mecánica en otro tipo de energía, cabiendo tres posibilidades: Convertirla en energía eléctrica y devolverla a la red en condiciones adecuadas (tensión y frecuencia de red) (frenado regenerativo), o convertirla en energía eléctrica y disipar dicha energía en forma de calor en una resistencia, o convertirla en calor en el interior de la máquina.

### 2.1.4 Ecuación mecánica

Examinamos cada componente, que hay en el sistema de inercia constante, siendo:

1.  $\rho$  coeficiente de rozamiento
2.  $T_c$  [N·m] par de carga o par resistente

3.  $T_m$  [N·m]    par mecánico (de carga)
4.  $T_r$  [N·m]    par de rozamiento
5.  $T_e$  [N·m]    par eléctrico o par del motor
6.  $\omega_m$  [rad/seg]    velocidad del motor
7.  $P$  [N·m]    potencia activa, mecánica
8.  $J_T$  [kg·m<sup>2</sup>]    momento de inercia total, constante respecto al eje motor, tal que:  
 $J_T = J_m + J_c$

$$T_e - T_c = T_e - (T_m + T_r) = J_T \cdot \frac{d\omega_m}{dt} \quad [2.1.4.1]$$

### 2.1.5 Movimiento rotativo: aceleración

$$T_e = f(\omega_m); T_m = f(\omega_m); T_r = f(\omega_m) \approx \rho \cdot \omega_m; T_c = T_m + \rho \cdot \omega_m \quad [2.1.5.1]$$

Los diferentes casos que se pueden dar son los siguientes:

Si el momento de inercia es constante:  $T_e - T_m = J_T \cdot \frac{d\omega_m}{dt} + \rho \cdot \omega_m$  entonces la aceleración será:

$$\text{Aceleración} \Rightarrow \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{T_e - T_m - \rho \cdot \omega_m}{J_T} \quad [2.1.5.2]$$

Si el momento de inercia es variable:  $T_e - T_m = J_T \cdot \frac{d\omega_m}{dt} + \omega_m \cdot \frac{dJ_T}{dt} + \rho \cdot \omega_m$  entonces la aceleración será:

$$\text{Aceleración} \Rightarrow \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{T_e - T_m}{J_T} - \frac{\omega_m}{J_T} \cdot \left( \rho + \frac{dJ_T}{dt} \right) \quad [2.1.5.3]$$

Siendo:

- a)  $M_L = T_c$                                      $\rightarrow$  Par de carga o par resistente
- b)  $\Delta T = T_e - T_c$                              $\rightarrow$  Diferencia de par

c)  $\alpha(t) = \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{\Delta T}{J_r}$  → Aceleración

d)  $\omega_m(t) = \omega_m^{t=0} + \int_0^t \alpha(\tau) \cdot d\tau$  → Velocidad

e)  $\theta(t) = \theta^{t=0} + \int_0^t \omega_m(\tau) \cdot d\tau$  → Posición

f) Potencia →  $\begin{cases} P_e(t) = T_e \cdot \omega_m \\ P_c(t) = T_c \cdot \omega_m \end{cases}$

g) Energía cinética →  $W(t) = \frac{1}{2} \cdot J_r \cdot \omega_m^2$

Gráficamente si tenemos que hacer una simulación del sistema con diagrama de bloques quedará de la siguiente forma:

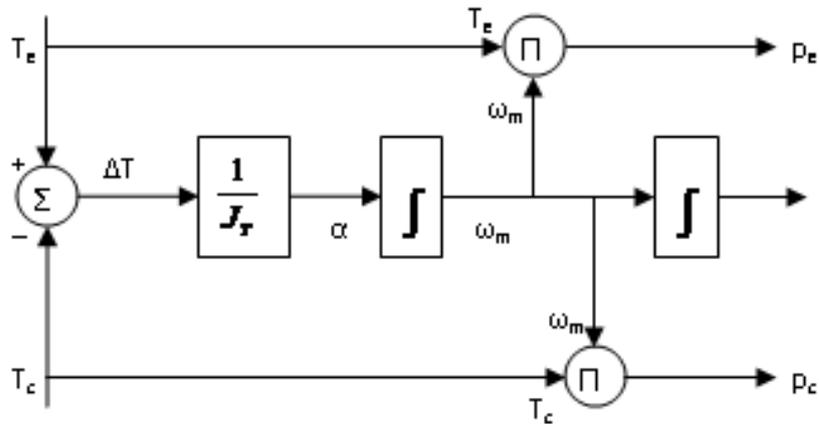


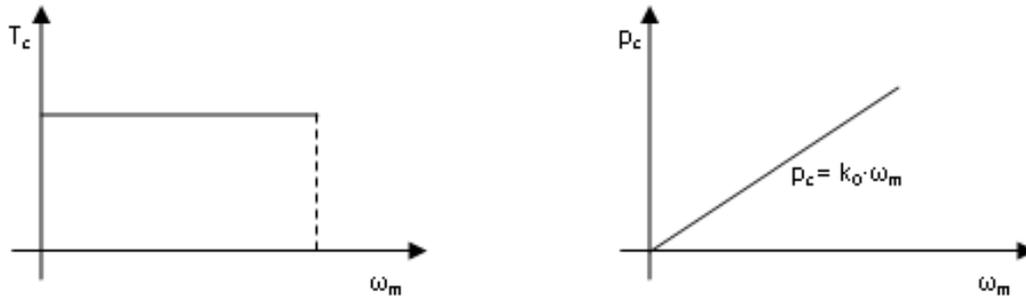
Figura 5. Diagrama de bloques de la ecuación mecánica

### 2.1.6 Categorías en función del par resistente

El par resistente que opone la carga a ser movida es, en general, una función de la velocidad de giro (en algunos casos también depende de la posición, como es el caso de un muelle).

El par resistente pueden encuadrar el comportamiento de nuestro motor en cuatro categorías:

- a) Pares invariables con la velocidad (80% de los casos)  $\rightarrow T_c = k_0, \forall \omega_m$



**Figura 6. Diagramas de pares invariables**

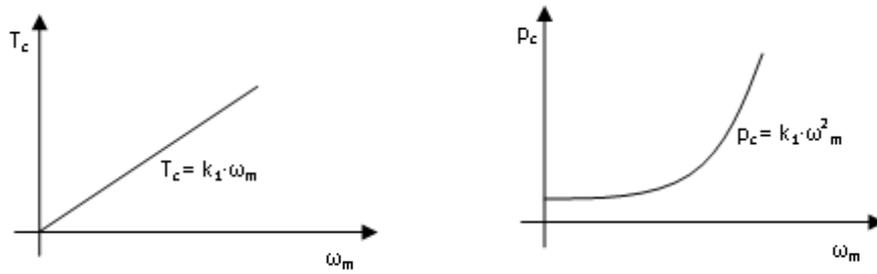
Extrusoras, bombas y compresores de embolo con presión constante, puede ser un par oscilante en el tiempo. Trabajan en un solo cuadrante.

Grúas (elevación), trabajan en los cuatro cuadrantes (en el II cuadrante en régimen transitorio). En el III cuadrante para bajar con gran rapidez. Habitualmente tienen un contrapeso. Requieren un freno mecánico. El par que ofrecen es la suma de un término constante y una fricción viscosa, pero de forma simplificada se puede despreciar este último término, especialmente a bajas velocidades.

Cintas transportadoras (transporte horizontal), trenes de laminación, cepillos, cilindros de laminación, molinos de bolas, maquinas y herramientas con fuerza de corte constante (tornos) y en general mecanismos en los que prevalece el rozamiento sólido (guía que se traslada, carretilla).

Cabestrante, donde se exige que el motor pueda desarrollar par nominal en reposo. Funcionando en los cuadrantes I y IV. El control ha de ser de par.

b) Pares linealmente dependientes de la velocidad  $\rightarrow T_c = k_1 \cdot \omega_m, p_c = k_1 \cdot \omega_m^2$

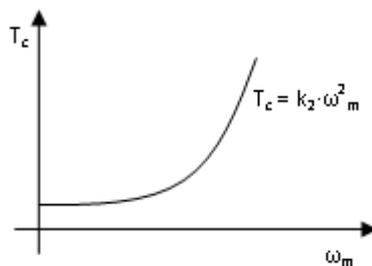


**Figura 7. Diagramas de pares linealmente dependientes de la velocidad**

Sus aplicaciones suelen ser aquellas en las que predomina la fricción viscosa (rozamiento sólido-líquido), máquinas para alisado de tejidos y papel, exprimidoras, lavadoras, pulidoras. Frenado con frenos de Foucault, por las pérdidas de las corrientes de Foucault.

c) Pares dependientes del cuadrado de la velocidad  $\rightarrow T_c = k_2 \cdot \omega_m^2, p_c = k_2 \cdot \omega_m^3$

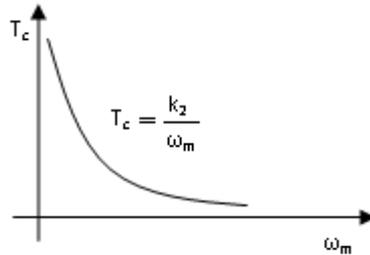
Son características de las aplicaciones donde predomina el efecto centrífugo, como en el caso de los aerogeneradores o simplemente los ventiladores domésticos. También están en este grupo las bombas centrífugas o los compresores de embolo trabajando en una red abierta de tuberías. Trabajan en el cuadrante I. Por su curva de par podemos ver que con una pequeña variación de velocidad podemos variar en gran medida el caudal.



**Figura 8. Diagrama de pares dependientes del cuadrado de la velocidad**

d) Pares inversamente dependientes de la velocidad  $\rightarrow T_c = \frac{k_3}{\omega_m}$ ,  $p_c = k_3 = cte$ .

Característico de hormigoneras y bobinadoras donde existe la posibilidad de oscilación del sistema mecánico. También en torno de refrentar, descortezadoras giratorias, etc.

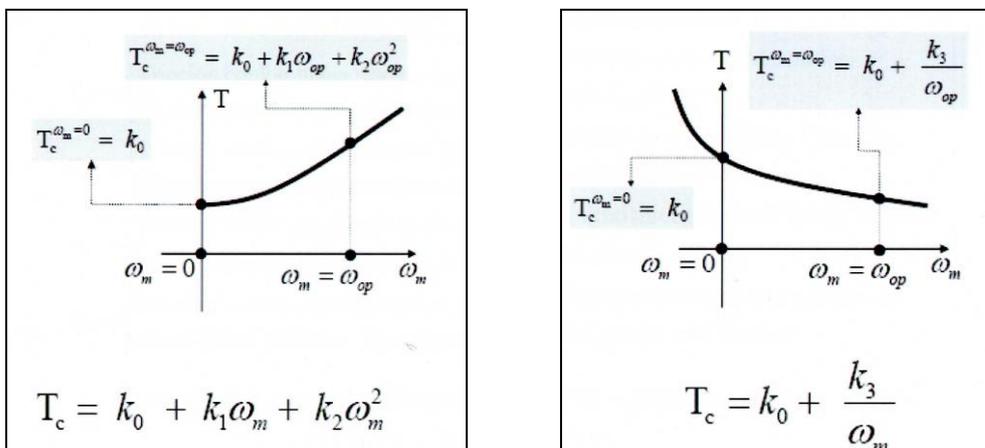


**Figura 9. Diagrama de pares dependientes del cuadrado de la velocidad**

En general las ecuaciones representativas del par y de la potencia de un sistema serán:

$$T_c = k_0 + k_1 \cdot \omega_m + k_2 \cdot \omega_m^2 + \frac{k_3}{\omega_m}; \quad P_m = k_0 \cdot \omega_m + k_1 \cdot \omega_m^2 + k_2 \cdot \omega_m^3 + k_3$$

Por ejemplo podríamos tener en función del par resistente las siguientes curvas de par velocidad que engloba más de un caso de los explicados anteriormente y este es el comportamiento de las máquinas eléctricas en función de su aplicación, su ecuación mecánica se verá afectada por más de uno de los casos mencionados anteriormente, lo cual complica su control.

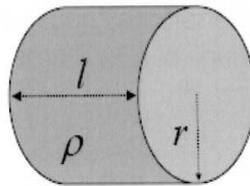


**Figura 10. Curvas de par – velocidad en función del par**

El momento de inercia de los sistemas rígidos:

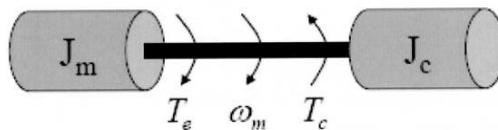
Siendo:

$\rho$	densidad del material del motor	
$r$	radio del motor	
$l$	altura del motor	
$v_c$	volumen de un cilindro	$\rightarrow v_c = \pi \cdot r^2 \cdot l$
$m_c$	masa del motor	$\rightarrow m_c = \pi \cdot r^2 \cdot l \cdot \rho$
$I_c$	momento de inercia geométrico	$\rightarrow I_c = \frac{\pi}{2} \cdot r^4$



**Figura 11. Modelo de cálculo del momento de inercia**

$J_c$  momento de inercia másico:  $J_c = I_c \cdot \rho \cdot l = \frac{\pi}{2} \cdot \rho \cdot l \cdot r^4 = \frac{1}{2} \cdot m_c \cdot r^2$



**Figura 12. Modelo de cálculo del momento de inercia másico**

En un sistema mecánico rígido todas las masas se mueven a la misma velocidad, la relación entre las velocidades es fija.

Si no hay reductores de velocidad el momento de inercia total es la suma de las inercias de las masas.

$J_T$  momento de inercia total  $\rightarrow J_T = J_m + J_c$

Por ejemplo, podríamos tener:

$J_T$  momento de inercia del sistema en un motor de CC  $\rightarrow J_T = J_m + \frac{J_{carga}}{r_0^2 \eta_{carga}}$  donde  $r_0$  es

la relación de transformación.

$T_c$  par de carga en un motor de CC  $\rightarrow T_c = k_0 + k_1 \cdot \omega_m$

### 2.1.7 Ecuación mecánica: par de rozamiento

El par de rozamiento está compuesto por el sumatorio de las diferentes fricciones coulombiana, viscosa, sólido gas y estática.

Donde:

- $T_{C_0}$  Fricción coulombiana, característica del rozamiento entre sólidos. Es independiente de la velocidad de giro.  $T_{C_0} = C$
- $T_B$  Fricción viscosa, característica del rozamiento entre sólidos y líquidos (flujo laminar). Es proporcional a la velocidad.  $T_B = B \cdot \omega_m$
- $T_A$  Fricción sólido gas (la que se da en el ventilador o entre el rotor y el aire). Es proporcional al cuadrado de la velocidad.  $T_A = A \cdot \omega_m^2$
- $T_S$  Fricción estática, debida a que el coeficiente de rozamiento estático es diferente del dinámico. Es frecuente despreciar este término.

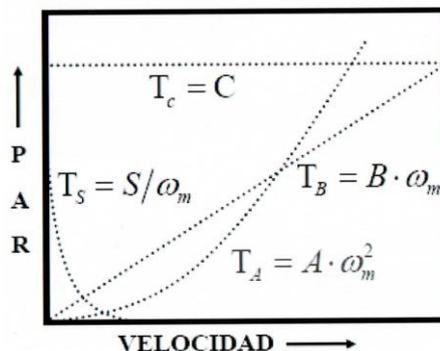


Figura 13. Diagrama par de rozamiento - velocidad

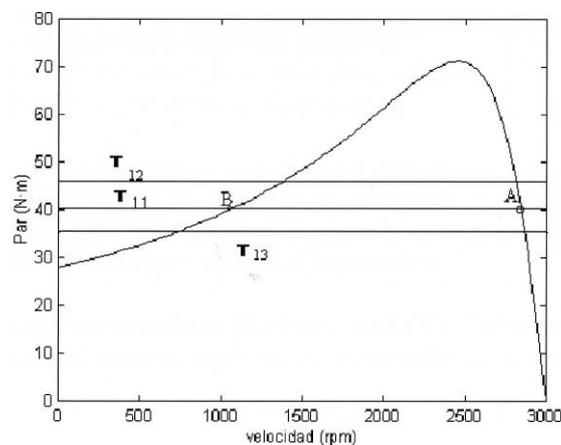
En general se usa la siguiente aproximación a una función lineal:

$$T_r = T_{Co} + T_B + T_A + T_S \approx \rho \cdot \omega_m$$

También es muy común incluir el par de rozamiento dentro de la expresión del par de carga  $\rightarrow T_c = T_r + T_m$

### 2.1.7.1 Punto de funcionamiento: Característica par - velocidad de los motores

Sea un motor eléctrico (que para fijar ideas supondremos asíncrono) con una característica mecánica como la dibujada en la figura que se mueve una carga  $T_1$ . En la figura existen dos puntos de funcionamiento posibles.



**Figura 14. Diagrama de funcionamiento**

Trabajando en una zona en la que la característica mecánica es decreciente (punto A), con un par existente  $T_{11}$ , si transitoriamente el par resistente se incrementa hasta  $T_{12}$ , inicialmente la velocidad de giro no cambia (ya que haría falta una potencia infinita para variar en un tiempo nulo la energía cinética del sistema), por lo que el par motor tampoco varía.

Debido a ello, el lado izquierdo de la ecuación mecánica es negativo y ello hace que el conjunto decelere. Al reducirse la velocidad el par desarrollado por el motor eléctrico aumenta y se llega a obtener un nuevo punto de equilibrio a una velocidad de giro inferior a la primitiva.

Si ahora el par resistente se reduce de nuevo hasta  $T_{11}$ , el par motor supera al resistente y el sistema acelera, alcanzándose el mismo punto de trabajo inicial.

Sin embargo, trabajando en una zona en la que la característica mecánica es creciente (punto B), con un par resistente  $T_{11}$ , si transitoriamente el par resistente se incrementa hasta  $T_{12}$ , de nuevo el conjunto decelera, pero en esta ocasión al reducirse la velocidad el par desarrollado por el motor eléctrico disminuye y el sistema acaba parándose.

Aunque la perturbación desaparezca el sistema no vuelve a trabajar en el punto A, ya que el par resistente supera al par motor.

Si trabajando en el punto B el par resistente se reduce de  $T_{11}$  a  $T_{13}$ , el par motor supera al resistente y el sistema acelera, pero como la característica mecánica de la máquina eléctrica es creciente, el par motor aumenta al aumentar la velocidad y no se encontraría un nuevo punto de equilibrio (el motor aceleraría indefinidamente).

En el caso de un motor asíncrono la característica par-velocidad no es monótona, por lo que sí que se alcanza un nuevo punto de equilibrio, pero éste ya está en zona estable, y un aumento del par desde  $T_{13}$  a  $T_{11}$  no conseguiría devolver al sistema al punto de trabajo inicial.

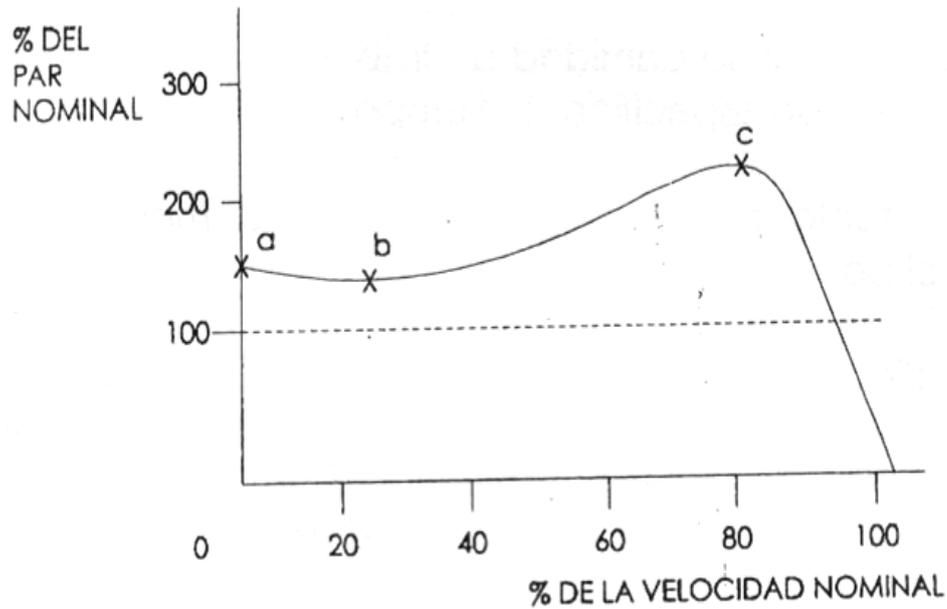
La discusión se ha planteado de forma simplista, y realmente un sistema inestable cuando la característica mecánica del motor presenta una pendiente mayor a la planteada por la carga mecánica.  $\frac{dT_e}{d\omega_m} > \frac{dT_c}{d\omega_m}$

Cuando el motor eléctrico no dispone de un bucle de regulación de velocidad o éste es en lazo abierto, hay que asegurarse que se trabaja siempre en un punto estable de funcionamiento, pero si el sistema de control es en bucle cerrado se puede trabajar en la zona inestable y el sistema se estabiliza a través del control.

Siguiendo con esta discusión, podemos decir que la cantidad del par producido por un motor varía generalmente con la velocidad. Además, partiendo de que las características par velocidad dependen del tipo y diseño de un motor, podemos fijarnos en la mostrada en tanto

## 2.1 Sistema mecánico del motor eléctrico

en la figura anterior como en la de la siguiente, siendo en esta última donde podemos apreciar con claridad los puntos en los cuales nos encontraríamos el par de arranque, el de aceleración y el de ruptura. Siendo en la Figura, el Par de arranque (a), el par producido a velocidad cero, el Par de aceleración (b), el mínimo par producido durante la aceleración del reposo a la velocidad de operación, y por último el Par de ruptura (c), el máximo par que el motor puede producir antes de la caída. [8]



**Figura 15. Diagrama % par nominal - % velocidad nominal**

# Capítulo 3

## Sistema de control de un motor de corriente continua

### 3.1 Ecuaciones de la máquina de corriente continua en régimen permanente

La fuerza electromotriz (f.e.m) en bornas de la máquina en vacío es proporcional al flujo inductor y a la velocidad de giro:

$$E = k \cdot \Omega \cdot \phi \quad [3.1.1]$$

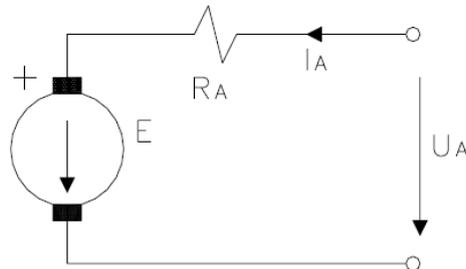
Cuando la máquina está en vacío el flujo es creado sólo por el devanado inductor. En máquinas no compensadas, cuando la máquina está en carga el flujo es creado por la acción conjunta de inductor e inducido. En máquinas compensadas, la reacción de inducido empieza a ser apreciable para  $2 I_{AN}$

### 3.1 Ecuaciones de la máquina de corriente continua en régimen permanente

En funcionamiento como motor (figura 16), la relación entre la tensión en bornas y la f.e.m es:

$$U_A = R_A I_A + E \quad [3.1.2]$$

En esta ecuación se ha considerado despreciable la caída de tensión en las escobillas.



**Figura 16. Máquina de corriente continua funcionando como motor**

El par electromagnético (par interno) es el proporcional al flujo de la máquina y a la intensidad de inducido.

$$M_e = k I_a \phi \quad [3.1.3]$$

Si en la ecuación [3.1.1] la velocidad se expresa en rad/s, las constantes de las ecuaciones [3.1.1] y [3.1.3] son idénticas.

La ecuación mecánica del sistema motor-carga es:

$$M_e - M_L = J (d\Omega / dt) \quad [3.1.4]$$

por lo que en régimen permanente:

$$M_e = M_L \quad [3.1.4] \text{ bis}$$

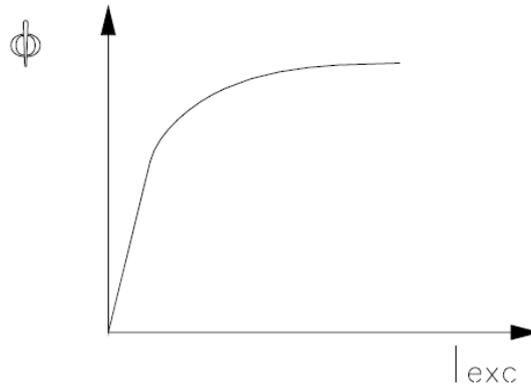
En el devanado de campo no se induce f.e.m, ya que el flujo en la máquina es constante, por lo que:

$$U_E = R_E I_E \quad [3.1.5]$$

Por último, el flujo creado por el devanado de campo está relacionado con la intensidad de dicho devanado a través de la curva de imanación de la máquina (**figura 17**)

$$\phi = \phi (I \cdot E) \quad [3.1.6]$$

La ecuación [3.1.1] muestra que a una velocidad constante la f.e.m es proporcional al flujo, por lo que la curva de imanación es proporcional a la curva que proporciona E en función de IE, llamada característica de vacío.



**Figura 17. Relación entre flujo e intensidad**

## 3.2 Variables que influyen en la velocidad

De las ecuaciones [3.1.1] y [3.1.2] se puede obtener la expresión de la velocidad de giro de un motor de CC.

$$\Omega = \frac{E}{k\phi} = \frac{U_A - R_A I_A}{k\phi} \quad [3.2.1]$$

Se observa que la velocidad de giro depende de la tensión aplicada al inducido, de la intensidad consumida por el inducido y del flujo (que despreciando la reacción de inducido es el flujo inductor).

Sin embargo, aún en máquinas de excitación independiente, sólo dos de estas tres variables se pueden fijar libremente la tensión aplicada al inducido y el flujo. En régimen permanente un motor desarrolla un par de valor idéntico al par resistente, con lo que fijado un valor del flujo la intensidad consumida por la máquina es:

$$I_A = \frac{M_e}{k\phi} \quad [3.2.2]$$

La resistencia del devanado de inducido es muy pequeña, para que el rendimiento de la máquina sea elevado. En efecto, multiplicando la ecuación [3.1.2] por la intensidad de inducido se tiene.

$$P_{Abs} = U_A I_A = E I_A + R_A I_A^2 = P_{mi} + P_{JA} \quad [3.2.3]$$

Por lo tanto, la influencia en la velocidad de la caída de tensión en la resistencia de inducido es muy pequeña.

La velocidad de un motor de inducción depende proporcionalmente de la tensión aplicada. En efecto, si estando el motor girando a una velocidad dada (y con un flujo determinado) se aumenta la tensión aplicada al inducido, la diferencia  $U_A - E$  aumenta, con lo que aumenta la corriente consumida por la máquina y, en consecuencia, el par motor. Al romperse el equilibrio entre par motor y par resistente la máquina acelera hasta una nueva velocidad de equilibrio.

Más sorprendente es, aparentemente, el hecho de que al reducir el flujo creado por el devanado de campo aumente la velocidad. El motivo de ello es el siguiente: Si estando trabajando con una velocidad y tensión dadas, en régimen permanente, se reduce el flujo, en los primeros instantes del transitorio la velocidad no varía, con lo que la f.e.m disminuye y la diferencia entre la tensión aplicada (constante) y la f.e.m hace crecer la intensidad. En la ecuación del par aparecen dos factores cuya evolución es opuesta, el flujo es menor al del régimen permanente de partida y la intensidad es mayor, por tanto para analizar el problema es preciso un análisis cuantitativo. Un valor típico de la caída de tensión en la resistencia de inducido es el 3% de la tensión aplicada, por lo que la f.e.m será un 97% de la tensión aplicada. Si el flujo se reduce “instantáneamente” a la mitad (evidentemente es imposible que el flujo se reduzca de forma instantánea) la f.e.m pasa a valer un 48,5% de la tensión aplicada, por lo que la caída de tensión en la resistencia interna pasa a valer 51,5%.

Uno de los factores del par, el flujo, queda multiplicado por 0,5 y el otro, la intensidad se ha incrementado 17,17 veces, por lo que el par motor en los primeros instantes del transitorio pasa a valer 8,58 veces más que en el régimen permanente precedente. Este desequilibrio entre el par motor y el par resistente hace que la máquina se acelere.

Evidentemente el razonamiento ha sido muy burdo, ya que se ha despreciado algo muy importante en régimen transitorio, como es la inductancia del inducido.

Aparentemente, a la luz de la ecuación [3.2.1] si el flujo se anula la máquina alcanzaría velocidades indefinidamente elevadas. Esto no siempre es cierto. Lo que claramente es cierto es que la corriente de inducido aumenta mucho. En el caso de que el flujo fuera nulo esta corriente sería:

$$I_{Aarranque} = \frac{U_a}{R_a} \quad [3.2.4]$$

En realidad el flujo nunca puede anularse, porque cuando menos existe el flujo remanente. Por lo que se refiere a la velocidad de giro, si el producto de la constante de par por el flujo remanente y por la intensidad dada por la ecuación [3.2.4] es inferior al par resistente aplicado al eje la máquina se para, mientras que si dicho producto supera el par resistente la máquina se embala (en realidad la velocidad de giro viene limitada por el par resistente).

En cualquier caso el devanado de excitación no se debe proteger nunca con fusibles debido al elevado valor de la corriente de inducido si la intensidad de excitación se reduce a cero.

Para variar el sentido de giro de un motor de CC se ha de variar la polaridad de la tensión aplicada al inducido o bien la polaridad de la tensión aplicada al devanado de excitación. El primero de los métodos es el preferido debido a su mayor rapidez.

En lo que resta de capítulo sólo se analizará el motor de CC de excitación independiente, que es el más utilizado en regulación de velocidad. Las curvas características de los motores de excitación serie o compound pueden ser obtenidas a partir de un motor de excitación independiente regulado convenientemente. [16]

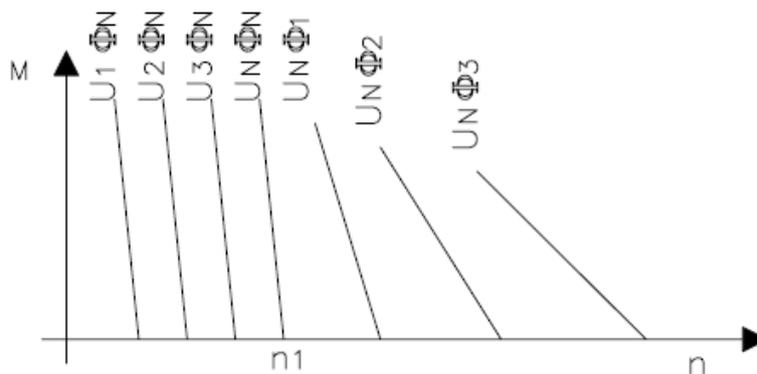
## 3.3 Característica mecánica del motor de excitación independiente

La expresión de la característica mecánica de un motor de corriente continua se puede obtener de las ecuaciones [3.1.1], [3.1.2] y [3.2.3]:

$$M_e = \frac{k\phi U_a}{R_a} - \frac{k^2\phi^2}{R_a} \Omega \quad [3.3.1]$$

Expresado de otro modo:

$$\Omega = \frac{U_a}{k\phi} - \frac{R_a}{k^2\phi^2} M_e \quad [3.3.2]$$



**Figura 18. Relación par velocidad en motor de excitación independiente.**

De la ecuación [3.3.1] se desprende que las características mecánicas son líneas rectas (figura 18) cuya pendiente depende de la resistencia del devanado de inducido. En máquinas grandes la característica es dura, pues la resistencia de inducido es muy baja, en máquinas de potencia reducida las características son más blandas. En el caso de máquinas compensadas el flujo es casi constante. También se observa que la pendiente de las características mecánicas depende del flujo, y es elevada con flujo nominal y se reduce al debilitar campo.

## **3.4 Campo de regulación a par constante y de regulación a potencia constante**

### **3.4.1 Concepto de regulación a par constante y regulación a potencia constante**

Como ya hemos visto, en régimen permanente una máquina desarrolla un par igual al demandado por la carga. Si la carga es reducida el motor consumirá una intensidad reducida para atender al par de carga. Si se va aumentando progresivamente el par resistente aplicado al eje de la máquina la intensidad consumida irá aumentando y para un cierto valor del par (llamado par de plena carga) la máquina consumirá una intensidad de valor igual a la intensidad nominal. Evidentemente siempre se puede aplicar al eje de la máquina un par resistente superior, pero en ese caso la intensidad consumida sería superior a la nominal y, si la situación se prolonga excesivamente, la máquina se llegará a quemar. No obstante es posible sobrepasar la corriente nominal durante periodos de tiempo reducidos.

Cuando se aplica a una máquina eléctrica la tensión nominal (y la intensidad de excitación nominal, si la máquina es de CC), la máquina consume la intensidad nominal cuando el par resistente es el nominal. En esas condiciones la velocidad de giro es la nominal. Como es sabido, los valores nominales figuran en la placa de características.

En una máquina eléctrica se puede regular la velocidad actuado sobre ciertas variables (en el caso de una máquina de CC sobre la tensión de inducido o sobre la intensidad de excitación). Si las condiciones de utilización (tensión de inducido e intensidad de excitación, en la máquina de CC) no son las nominales el par de plena carga no tiene por qué ser igual al nominal.

Se dice que un método de regulación de velocidad es un método de par constante si el par de plena carga coincide con el nominal.

### 3.4 Campo de regulación a par constante y de regulación a potencia constante

En caso de que la regulación no sea de par constante caben dos posibilidades: que al regular la velocidad la potencia a plena carga sea igual a la potencia nominal (en cuyo caso se dice que el método es de potencia constante) o que al regular la velocidad la potencia sea menor a la nominal (método de par y potencia variables).

En general, los métodos de regulación que mantienen el par de plena carga igual al nominal son los más interesantes, sin embargo, los métodos de potencia constante encuentran aplicación, por ejemplo, en bobinadoras, o en máquinas herramientas durante el posicionamiento de la cuchilla sin carga en el eje, en tracción ferroviaria, etc.

#### **3.4.2 Campos de regulación en una máquina de corriente continua de excitación independiente**

Para regular la velocidad de un motor de CC cabe actuar sobre la tensión aplicada al inducido o sobre la intensidad de excitación de la máquina. En este apartado se trata de establecer la política más conveniente de regulación de velocidad de forma que se obtengan las máximas prestaciones de la máquina.

A la vista de la ecuación del par [3.1.3], para trabajar a par constante se ha de tener el máximo flujo posible. Por tanto, la política de explotación será trabajar a flujo nominal y aumentar la tensión aplicada al inducido para conseguir la velocidad deseada. Este criterio se puede mantener hasta la velocidad nominal (habitualmente llamada velocidad base,  $n_b$ , en regulación de velocidad). En las figuras 19, 20 y 21 se muestra la evolución de la tensión, la intensidad de excitación, del par de plena carga y de la potencia de plena carga en esta zona. También aparecen dibujadas algunas curvas par velocidad que corresponden a parejas de valores ( $U_A$ ,  $I_c$ ) en esta zona. Si la máquina es autoventilada no se debe hacer circular la intensidad nominal a velocidades muy bajas, debido a que la capacidad de refrigeración depende de la velocidad de giro, se dice que la máquina ha de ser “desclasificada”. Si la máquina dispone de un electroventilador no es preciso desclasificar la máquina a bajas velocidades.

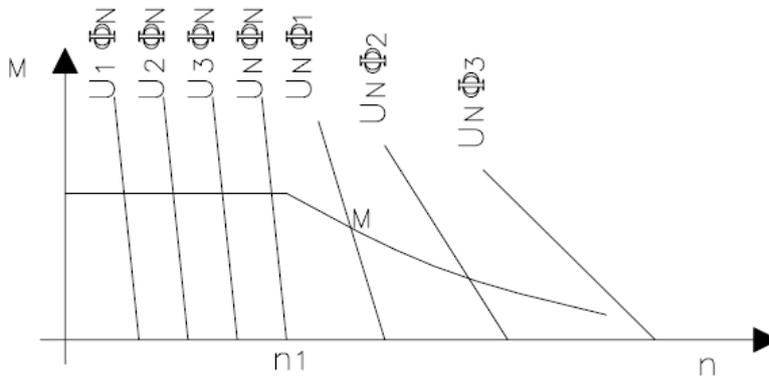
Si se desea alcanzar velocidades superiores a la básica no es posible continuar aumentando la tensión, por ello, para velocidades  $n > n_b$  se reducirá el flujo en la máquina. El

### 3.4 Campo de regulación a par constante y de regulación a potencia constante

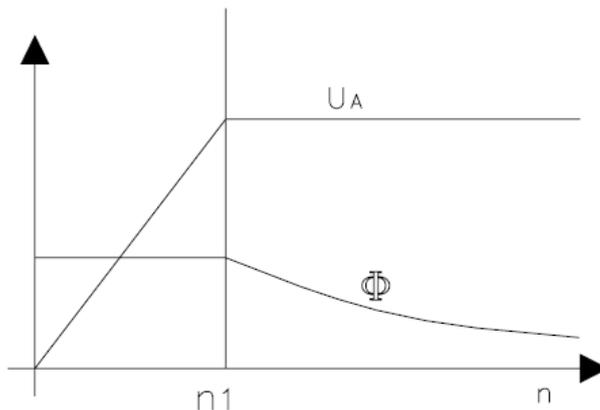
par desarrollado por la máquina a plena carga disminuirá, pero la potencia de plena carga se mantiene constante e igual a la nominal.

$$P_{pc} = M_{pc} \Omega_{pc} = k \cdot \Phi \cdot I_{AN} \cdot \frac{U_{AN} - R_A I_{AN}}{k \cdot \Phi} = P_N \quad [3.4.2.1]$$

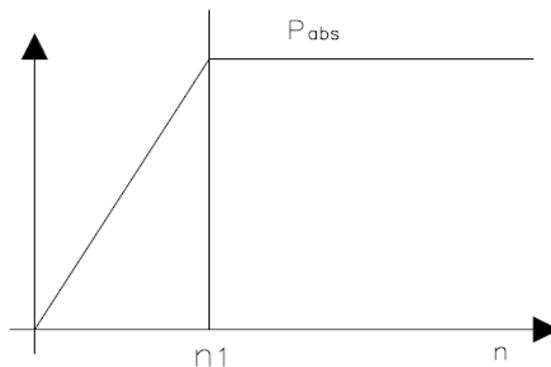
En las siguientes figuras se muestra la evolución de la tensión, la intensidad de excitación, del par de plena carga y de la potencia de plena carga en esta zona.



**Figura 19. Evolución de la tensión del par a plena carga.**



**Figura 20. Intensidad de excitación del par a plena carga.**



**Figura 21. Potencia a plena carga.**

### 3.4 Campo de regulación a par constante y de regulación a potencia constante

Como ventajas de regular la velocidad actuando sobre la excitación cabe citar que el convertidor electrónico necesario es de menos potencia, sin embargo los inconvenientes son numerosos:

- a) Como se ha indicado, la regulación no es de par constante.
- b) Las curvas par velocidad son más blandas (su pendiente depende del flujo). Lo que significa que la velocidad depende fuertemente del par de carga, e incluso puede ocurrir que una reducción de flujo no aumente la velocidad.
- c) La regulación es más lenta. La respuesta de la máquina es más rápida si se actúa sobre la tensión de inducido que si se actúa sobre el flujo.
- d) El cálculo de los reguladores del esquema de control es complicado, debido a las no linealidades.
- e) La reacción de inducido tiene mayor influencia, e incluso puede provocar inestabilidad, especialmente si no existe devanado de compensación. Se ha de limitar la máxima corriente de inducido con campo muy debilitado y por tanto desclasificar la máquina.
- f) La conmutación es más crítica con campo debilitado, por la mayor velocidad de giro.

La regulación por tensión se aplica cuando el par de carga es constante o creciente con la velocidad. La regulación por campo se usa muy poco (10% de las aplicaciones), y fundamentalmente en el campo de las máquinas herramientas de potencia constante (tornos, fresadoras), bobinadoras, tracción eléctrica, estiradoras, rodillos de laminación y, en general, en aquellas cargas cuyo par disminuya con la velocidad o que tengan ciclos de par alto y par bajo. La velocidad máxima de trabajo de una máquina de CC raramente es superior a dos veces la nominal. [17]

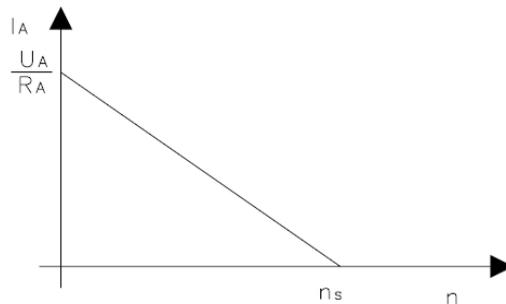
## 3.5 Arranque de motores de corriente continua de excitación independiente

Un motor de CC consume una intensidad de arranque muy elevada, debido a que a rotor parado no existe f.e.m. [3.3.3]. La punta de corriente de arranque vale:

$$I_A = \frac{U_A}{R_A} \quad [3.5.1]$$

Además, esta punta de corriente de arranque es independiente del valor de la intensidad de campo y del par de carga. A medida que el motor se acelera la intensidad va disminuyendo según una ley de tipo lineal (figura 22).

$$I_A = \frac{U_A - E}{R_A} = \frac{U_A - k \cdot \Phi \cdot \Omega}{R_A} \quad [3.5.2]$$



**Figura 22. Relación intensidad de campo – velocidad**

La duración de la punta de arranque depende de la inercia del motor y de la máquina accionada y del par resistente.

Para arrancar un motor de CC se ha de aplicar en primer lugar tensión al devanado de excitación y posteriormente al de inducido. La tensión de inducido se ha de aplicar gradualmente, bien a través de un puente rectificador controlable o bien insertando un reóstato cuyos escalones se van cortocircuitando progresivamente a medida que el motor arranca.

## 3.6 Ecuaciones de la máquina en régimen transitorio. Diagrama de bloques.

Las ecuaciones de la máquina en régimen transitorio son las siguientes:

$$E = k \cdot \Omega \cdot \Phi \quad [3.6.1]$$

$$U_A = R_A I_A + L_A \frac{dI_A}{dt} + E \quad [3.6.2]$$

$$M_e = k \cdot I_a \cdot \Phi \quad [3.6.3]$$

$$M_e - M_L = J \frac{d\Omega}{dt} \quad [3.6.4]$$

$$U_E = R_E I_E + N_E \frac{d\Phi}{dt} \quad [3.6.5]$$

$$\Phi = \Phi(I_E) \quad [3.6.6]$$

$$\Omega = \frac{d\varepsilon}{dt} \quad [3.6.7]$$

Comentarios:

1. En la ecuación [3.6.1] se ha despreciado la f.e.m de transformación que tiene lugar cuando se varía la intensidad de excitación.
2. La inductancia del inducido,  $L_A$ , puede no ser constante debido a la saturación de la máquina.
3. El término de fricción viscosa suele ser poco importante. Si en algún caso se considera justificado el tenerlo en cuenta, la ecuación [3.6.4] se escribiría:

$$M_e - M_L = J \frac{d\Omega}{dt} + B\Omega \quad [3.6.4]bis$$

### 3.6 Ecuaciones de la máquina en régimen transitorio. Diagrama de bloques.

4. En la ecuación [3.6.6] no se han tenido en cuenta el efecto de las corrientes de Foucault, que provoca que el transitorio de flujo esté retrasado respecto al de corriente.

Muchos autores trabajan con las ecuaciones de la máquina normalizadas (en valores p.u.). El trabajar con magnitudes normalizadas tiene una serie de ventajas, entre las que se cuentan:

1. Las magnitudes que aparecen en las ecuaciones son adimensionales (excepto las constantes de tiempo, que se miden en segundos)
2. Da una idea del orden de magnitud de las variables y permite comparar sistemas más rápidamente que si las magnitudes fueran en unidades físicas.
3. Da una idea de la rapidez del sistema (constantes de tiempo)

Para normalizar las ecuaciones se adoptan unos valores base y se expresan las variables de la máquina en función de la base elegida. En lo sucesivo, las magnitudes normalizadas se denotarán con letra minúscula. A continuación se indican los valores elegidos como base y la relación entre la magnitud en unidades físicas y en p.u.

1. La tensión nominal de inducido,  $U_A = u_A \cdot U_{AN}$  [3.6.8]

2. La corriente nominal  $I_A = i_A \cdot I_{AN}$  [3.6.9]

Otros autores toman para normalizar la intensidad de arranque

3. La tensión de campo nominal,  $U_E = u_E \cdot U_{EN}$  [3.6.10]

4. La intensidad de campo nominal,  $I_E = i_E \cdot I_{EN}$  [3.6.11]

5. El flujo nominal  $\Phi_E = \varphi_E \cdot \Phi_{EN}$  [3.6.12]

6. La velocidad nominal,  $\Omega = \omega \cdot \omega_{0N}$  [3.6.13]

7. El par nominal,  $M_E = m_E \cdot M_{EN}$  [3.6.14]

8. El ángulo girado en un segundo a velocidad nominal,  $\varepsilon = \varepsilon_B \cdot \varepsilon_{pu} = \varepsilon \cdot \Omega_{0N}$

Para normalizar la f.e.m se toma la tensión nominal, dado que:  $U_{AN} \cong E_N$ .

### 3.6 Ecuaciones de la máquina en régimen transitorio. Diagrama de bloques.

La relación entre las variables que forman la base es:

$$U_{AN} \equiv E_N = K \Omega_N \cdot \Phi_N \quad [3.6.15]$$

$$U_{AN} = R_A I_{AN} + E_N \quad [3.6.16]$$

$$M_{eN} = k I_{aN} \cdot \Phi_N \quad [3.6.17]$$

$$M_{eN} = M_{LN} \quad [3.6.18]$$

$$U_{EN} = R_E I_{EN} \quad [3.6.19]$$

$$\Phi_N = \Phi(I_{EN}) \quad [3.6.20]$$

Sustituyendo en las ecuaciones [3.6.1] a [3.6.7] las variables en unidades físicas en función de las variables normalizadas, según las ecuaciones [3.6.8] a [3.6.14], resulta

$$e \cdot U_{AN} = k \omega \Omega_N \phi \Phi_N \quad [3.6.21]$$

$$u_A \cdot U_{AN} = R_A i_A I_{AN} + L_A (di_A I_{AN}/dt) + e \cdot U_{AN} \quad [3.6.22]$$

$$m_e \cdot M_{eN} = k i_a \cdot I_{AN} \cdot \phi \Phi_{AN} \quad [3.6.23]$$

$$m_e M_{eN} - m_L M_{eN} = J (d\omega \Omega_N/dt) + B \omega \Omega_N \quad [3.6.24]$$

$$u_E U_{EN} = R_E i_E I_{EN} + N_E (d\phi \Phi_N/dt) \quad [3.6.25]$$

$$\phi \Phi_N = \Phi(i_E I_{EN}) \quad [3.6.26]$$

$$\omega \Omega_N = (d\varepsilon/dt) \varepsilon_B \quad [3.6.27]$$

### 3.6 Ecuaciones de la máquina en régimen transitorio. Diagrama de bloques.

y teniendo en cuenta las ecuaciones [3.6.15] a [3.6.20] resulta:

$$e = \omega \phi \quad [3.6.28]$$

$$u_A = k_A \cdot (i_A + \tau_A (di_A/dt)) + e \quad [3.6.29]$$

$$m_e = i_a \cdot \phi \quad [3.6.30]$$

$$m_e - m_L = k_m (\tau_m (d\omega/dt) + \omega) \quad [3.6.31]$$

$$u_E = i_E + \tau_E (d\phi/dt) \quad [3.6.32]$$

$$\phi = \phi(i_E) \quad [3.6.33]$$

$$\omega = (d\varepsilon/dt) \quad [3.6.34]$$

Donde:

$\tau_A = (L_A/R_A)$       Corresponde a la constante de tiempo inducido

$\tau_m = (J/B)$       Corresponde a la constante de tiempo mecánica

$\tau_E = (N_E \Phi_N / U_{EN})$       Corresponde a la constante de tiempo del inductor

y:

$$k_A = \frac{U_{AN}}{R_A I_{AN}} \quad k_m = \frac{M_N}{B \Omega_N}$$

Las constantes de tiempo determinan lo rápido o lento que responde el sistema eléctrico o el sistema mecánico. La constante de tiempo de inductor es muy superior a la constante de tiempo de inducido. La constante de tiempo de inducido es inferior en el caso de máquinas con devanado de compensación.

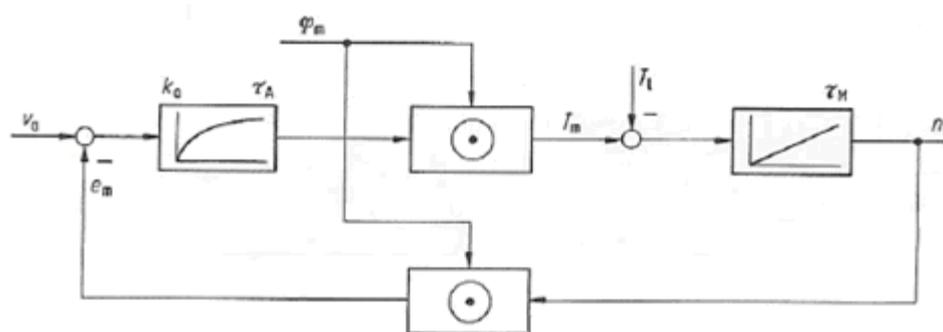
En caso de despreciar la fricción viscosa, la ecuación [3.6.31] debe ser sustituida por:

$$m_e - m_L = \tau_m (d\omega/dt) \quad [3.6.31]bis$$

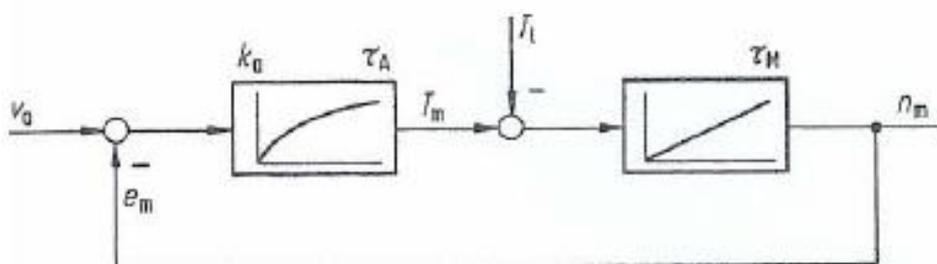
donde la nueva constante de tiempo mecánica tiene por expresión:

$$\tau_m = (M_N/J\Omega_N) \quad [3.6.35]$$

Cuando se desea regular una máquina, la tarea es más comprensible si se expresan las ecuaciones en forma de diagrama de bloques. El diagrama de bloques de la máquina se representa en la (figura 23). En muchos casos se trabaja a flujo constante  $\varphi=1$  p.u., en cuyo caso el diagrama de bloques se muestra en la (figura 24).



**Figura 23. Diagrama de bloques de la máquina**



**Figura 24. Diagrama de bloques de la máquina trabajando a flujo constante**

## 3.7 Efectos de la forma de onda de la corriente

Cuando se alimenta el inducido de una máquina de CC mediante una fuente electrónica, las formas de onda de la tensión y de la corriente no son las que corresponden a una corriente continua pura sino que existe un cierto rizado, esto provoca pulsaciones de par y pérdidas en el cobre y en el hierro (ya que con armónicos el flujo de reacción de inducido no es constante) adicionales.

Se denomina factor de forma al cociente entre el valor eficaz de la corriente y el valor medio:

$$FF = I_{A\text{eficaz}} / I_{A\text{medio}} \quad [3.7.1]$$

El factor de forma valdría uno si la corriente continua fuera pura, y aumenta al aumentar el contenido en armónicos de la corriente.

El par instantáneo desarrollado por un motor de CC es proporcional a la intensidad instantánea, y por tanto, con corrientes distorsionadas aparecen armónicos de par que pueden provocar armónicos de velocidad si la inercia no es alta. En realidad el sistema mecánico se comporta como un filtro paso-bajo (ecuación [3.6.31]) por lo que las fluctuaciones de velocidad son tanto menores cuanto mayor es la frecuencia de los armónicos y de cara a las oscilaciones de velocidad sólo son preocupantes los armónicos de orden bajo.

Si despreciamos las fluctuaciones de velocidad, la potencia en el eje del motor depende del valor medio del par (es decir, del valor medio de la corriente). Sin embargo, las pérdidas en el cobre dependen del valor eficaz de ésta, y las pérdidas en el hierro de los armónicos de corriente. Por tanto, corrientes muy distorsionadas incrementan las pérdidas y disminuyen el rendimiento.

Además de lo anterior, la distorsión de la corriente supone que el valor de cresta es superior al valor medio, lo que puede conducir a una conmutación mala. Por todo ello, en accionamientos en los que la corriente tiene mucho rizado hay que desclasificar el motor.

Si el devanado alimentado mediante una fuente electrónica es el devanado de excitación cabe extraer conclusiones similares.

## 3.8 Regulación de la máquina de corriente continua

Cuando se regula la velocidad de un motor de corriente continua, se ha de alimentar el inducido del motor con un convertidor electrónico que permita obtener a su salida una tensión continua de valor variable a voluntad. Lo más habitual es mantener el flujo en la máquina constante, en cuyo caso se alimenta el devanado inductor con una tensión constante (si la fuente primaria de energía es corriente alterna, esta tensión constante se puede obtener a partir de un puente de diodos).

Si la fuente de alimentación primaria es corriente continua, el convertidor será un Chopper (convertidor corriente continua - corriente continua), y si la fuente de alimentación primaria es corriente alterna, el convertidor ha de ser un puente rectificador.

Existen muchos tipos de convertidores CC/CC, algunos de ellos no permiten trabajar más que con tensiones de un determinado signo y con intensidades de un determinado signo (en un plano tensión-intensidad sería funcionamiento en un sólo cuadrante). Otros convertidores permiten variar el signo de la tensión aplicada pero no el signo de la corriente o bien el signo de la corriente pero no el signo de la tensión. También existen convertidores CC/CC que trabajan en los cuatro cuadrantes del plano tensión-intensidad.

El signo de la tensión determina el sentido de giro del motor, mientras el signo de la corriente determina el sentido del par electromagnético. Por tanto, con un convertidor de un solo cuadrante sólo se puede funcionar como motor en un sólo sentido de giro. Con un convertidor que permite intensidades positivas y negativas pero que sólo permita tensiones positivas sólo se puede girar en un sentido pero la máquina puede funcionar como motor y puede colaborar en la frenada (aplicando al eje un par opuesto al giro). Con un convertidor de cuatro cuadrantes se puede girar en ambos sentidos y se puede trabajar en tracción (funcionamiento como motor) o en frenado.

Por lo tanto para el control de motores de CC se pueden utilizar:

1. Convertidores electrónicos CC/CC
  - 1.1. Choppers directos o reductores (step down), regulación en el cuadrante I
  - 1.2. Choppers inversos o elevadores, regulación en el cuadrante II
  - 1.3. Choppers de dos cuadrantes, regulación en 2 cuadrantes (II y I)
  - 1.4. Choppers de cuatro cuadrantes, regulación en los 4 cuadrantes
  
2. Convertidores electrónicos CA/CC
  - 2.1. Puentes rectificadores controlados, regulación en 2 cuadrantes(I y IV)
  - 2.2. Puentes rectificadores dobles o duales, regulación en los 4 cuadrantes

Podemos hacer otra clasificación en función de la realimentación o no de la señal en los sistemas de regulación de las máquinas de corriente continua, de esta forma se pueden clasificar como:

1. Regulación en bucle abierto
  
2. Regulación en bucle cerrado
  - 2.1. Regulación con un sólo bucle de regulación
  - 2.2. Esquemas de regulación de velocidad mediante dos lazos anidados
  - 2.3. Añadiendo un Control de posición al esquema

## 3.9 Control de motores de CC

Para el control de motores eléctricos de CC tenemos 2 zonas de control diferenciadas, ambas referidas a la velocidad nominal ( $\omega_n$ ). En la región 1 el par es constante con velocidades inferiores a la nominal. Sin embargo en la región 2, con velocidades superiores a la nominal, el par disminuye y la potencia se mantiene constante. Esto se puede ver ejemplificado en la figura.

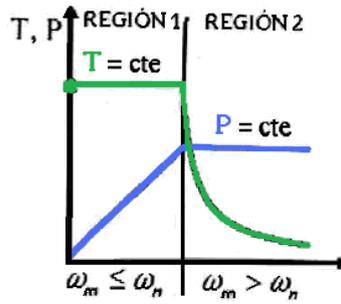


Figura 25. Regiones de control del motor de CC

Siendo las ecuaciones generales de un motor de CC:

$$E = k \cdot \Phi \cdot \omega_m = M \cdot i_f \cdot \omega_m \quad [3.9.1]$$

$$T_e = k \cdot \Phi \cdot i_a = M \cdot i_f \cdot i_a \quad [3.9.2]$$

$$P_{electromagnético} = E \cdot i_a = k \cdot \Phi \cdot \omega_m \cdot i_a = M \cdot i_f \cdot \omega_m \cdot i_a \quad [3.9.3]$$

### 3.9.1 Motor de CC de excitación independiente

Cuando pretendemos controlar un motor de CC de excitación independiente, en la región 1, que cubre el intervalo de velocidad cero a velocidad nominal, la regulación se hace por control de la tensión aplicada al inducido (control de corriente de inducido,  $i_a$ ). Sin embargo, en la región 2, que va desde la velocidad nominal, la regulación se hace por control de la corriente de excitación (corriente del inductor,  $i_f$ ).

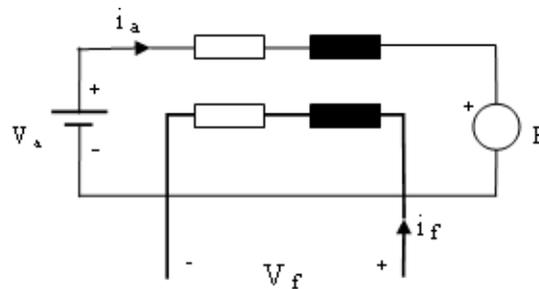


Figura 26. Motor de CC de excitación independiente

### 3.9.2 Motor de CC de excitación serie

Cuando lo que tenemos que controlar es un motor de CC serie, sólo tenemos capacidad para controlar la tensión aplicada a la máquina o la corriente en todo el margen de velocidades, ya que la corriente de inducido y de inductor coinciden ( $i_a = i_f$ ).

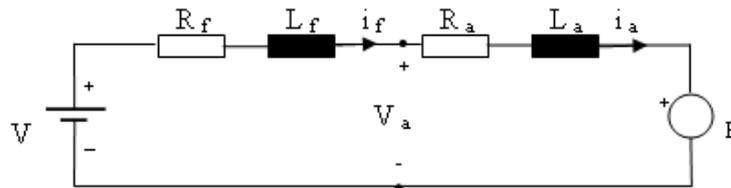


Figura 27. Motor de CC de excitación en serie

Realmente, regulando una máquina de excitación independiente es posible reproducir prácticamente cualquier tipo de curva mecánica, por lo que la utilización de motores serie y compuestos se ha reducido en gran medida.

### 3.9.3 Convertidores electrónicos CC/CC

En muchas aplicaciones, como es nuestro caso en la motocicleta eléctrica, se dispone de una fuente de corriente continua constante y se requiere una tensión variable. Puede ocurrir que se disponga de una fuente de corriente continua pobremente regulada y que se desee obtener una tensión regulada de forma precisa.

En general cuando se suele rectificar la tensión alterna de la red de media tensión, se hace por medio de puentes rectificadores (trifásicos, hexafásicos o dodecafásicos). De esta manera se establece una red de CC fija a partir de la que se genera una tensión variable y regulada con la finalidad de controlar la velocidad o el par de los motores de CC.

La regulación de una tensión continua fija (o pobremente regulada) se realiza mediante Troceadores o Choppers de CC. Existen diversos tipos de choppers que difieren entre sí según el número de cuadrantes del diagrama tensión corriente en los que son capaces de trabajar.

Las principales características de los Choppers o Troceadores son:

1. Permiten variar y controlar el valor medio de la tensión en continua en una carga a partir de una tensión en corriente continua de magnitud fija (o variable).
2. Se construye con interruptores estáticos (GTO's, IGBT's, transistores) y diodos de potencia.
3. Es un equipo que puede manejar altas potencias y de gran rendimiento.
4. La potencia de entrada es la misma que la de salida.
5. En general pueden trabajar en los cuatro cuadrantes (los más comunes son los que operan en el cuadrante I o en los cuadrantes I y II).

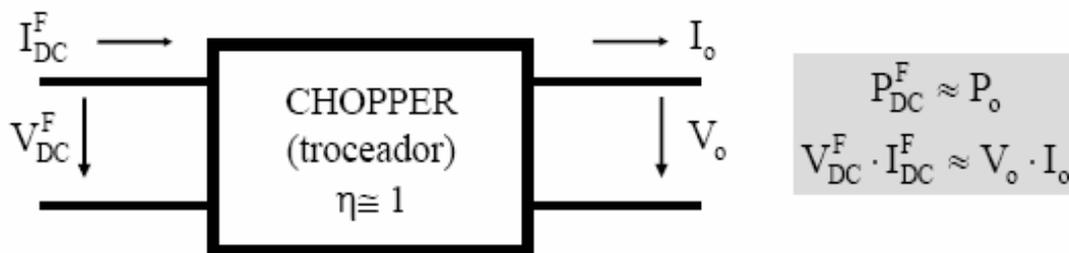


Figura 28. Chopper

### Ventajas y desventajas de los choppers

1. Ventajas
  - 1.1. Regulación continua de la tensión (aceleración y frenado suave)
  - 1.2. Regulación de velocidad con menores pérdidas
  - 1.3. Posibilidad de regeneración
  - 1.4. Control prácticamente constante
  - 1.5. Fácil mantenimiento

2. Desventajas

2.1. Necesidad de filtros (de corriente continua)

2.2. Personal especializado para el mantenimiento-control

2.3. Costos (especialmente de los filtros y en particular los condensadores de filtro)

### 3.10 Tipos de choppers y cuadrantes de funcionamiento

1. Chopper directo o reductor (step down), lo usamos cuando trabajamos en el primer cuadrante.
2. Chopper inverso o elevador, lo usamos para trabajar en el segundo cuadrante cuando necesitamos por su capacidad de invertir la corriente.
3. Chopper de dos cuadrantes.
4. Chopper de cuatro cuadrantes.

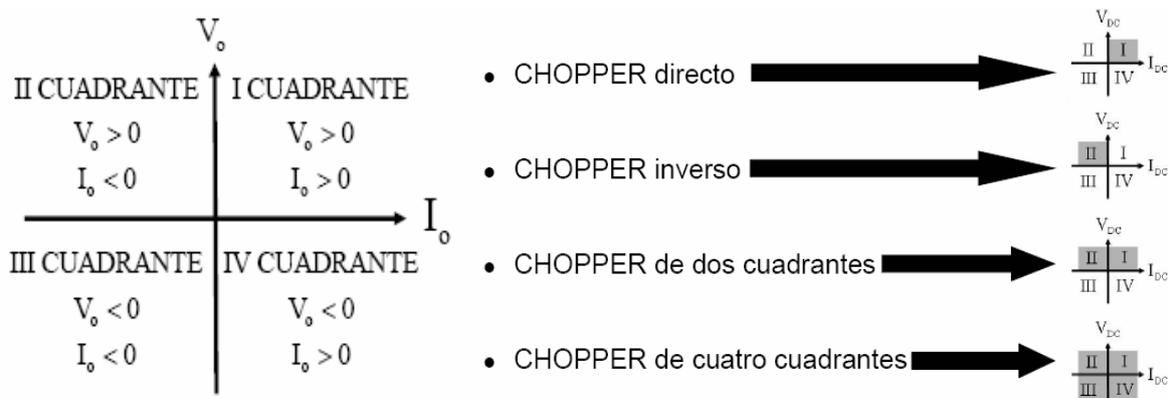


Figura 29. Tipos de Chopper en función de los cuadrantes de trabajo

### 3.10.1 Chopper directo o reductor

Cuando nuestro objetivo es pasar de una tensión en corriente continua a otra distinta también de corriente continua podemos usar un Chopper directo. Este Chopper pasa de una tensión a otra utilizando un semiconductor GTO y un diodo.

En el Chopper directo inicialmente, sin corriente de carga, si el GTO está polarizado positivo y puede ser disparado tenemos que la tensión en continua es mayor que la fuerza electromotriz ( $V_{DC}^F > E$ ). Cuando disparo el GTO la tensión en continua se aplica sobre la carga, pasando toda la corriente de la fuente por el GTO, en ese instante se establece una corriente  $i^{subida}$  como se indica en la figura, ya que el diodo está polarizado directamente este no conduce. La tensión de la fuente aparece sobre el diodo y lo polariza en inverso, por lo que permanece abierto.

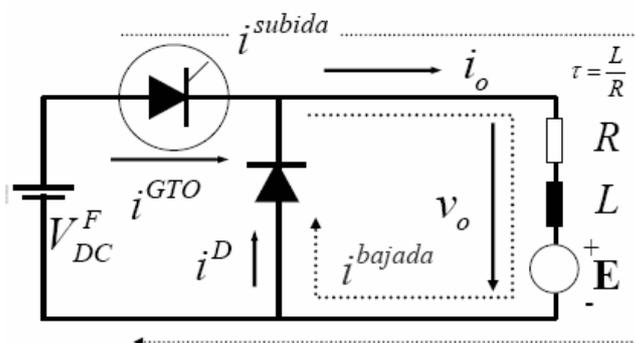


Figura 30. Chopper directo o reductor

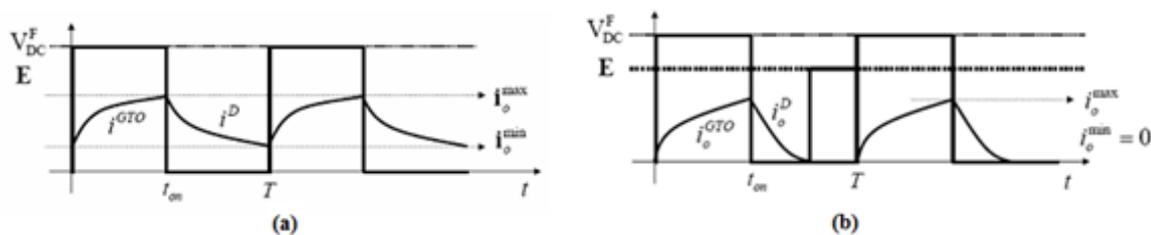
Al apagar el GTO la corriente pasa por el diodo, esta no viene ya directamente de la fuente existe una corriente que se ha establecido en la carga, y comienza un ciclo de bajada de la corriente a través del diodo ( $i^{bajada}$ ). La derivada de la corriente en la inductancia ( $L di_o/dt$ ) produce la f.e.m. necesaria para polarizar el diodo en directo.

Estos convertidores presentan problemas de rizado de la corriente que viene acompañado de armónicos que producen pérdidas. La instalación de filtros soluciona en gran medida estos problemas.

Tenemos dos modos de conducción en función de si la corriente  $i_o$  mínima es positiva o negativa. Si  $i_o$  mínima es positiva, a la forma básica de funcionamiento del Chopper se le

### 3.10 Tipos de choppers y cuadrantes de funcionamiento

denomina Modo de Conducción Continua, sin embargo si  $i_o$  mínima es negativa la forma de funcionamiento será en Modo de Conducción Discontinuo.



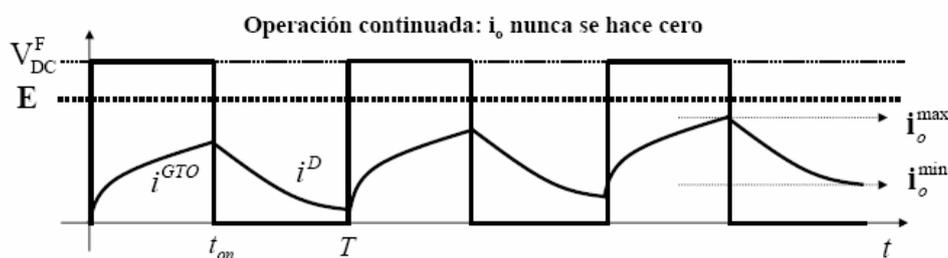
**Figura 31. Modo de conducción. Continua (a) y Discontinua (b)**

En función del tiempo de encendido o apagado del GTO podemos establecer distintas formas de control sobre el Chopper directo, independientemente de su modo de conducción:

- Modulación por ancho de pulso (PWM) con el tiempo durante el que conduce el GTO ( $t_{ON}$ ) variable y el periodo T fijo.
- Modulación en frecuencia con el tiempo  $t_{ON}$  fijo y el periodo T variable.
- Modulación en frecuencia y pulso con el tiempo  $t_{ON}$  variable y el periodo T variable.

#### 3.10.1.1 Chopper directo en modo de Conducción Continuo

En el Modo de Conducción Continuo la corriente media que se aplica al motor es positiva y continua.



**Figura 32. Modo de conducción continua.  $i_a$  positiva**

Por lo tanto la formula básica que se le aplica al Chopper directo o reductor es:

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{ON}} V_{DC}^F dt = \frac{t_{ON}}{T} \cdot V_{DC}^F = \delta \cdot V_{DC}^F \quad [3.10.1.1.1]$$

### 3.10 Tipos de choppers y cuadrantes de funcionamiento

Sea el ciclo de trabajo o la razón de conducción:  $\delta = t_{ON}/T$  ( $0 \leq \delta \leq 1$ )

$$(V_o^{\min} = 0) \leq V_o \leq (V_o^{\max} = V_{DC}^F)$$

La corriente instantánea ( $i_o$ ) en régimen permanente, para el Chopper directo en modo de conducción continuo, dependerá de si está conduciendo el GTO o el diodo en ese instante:

$$v_o = v_R + v_L + E \quad [3.10.1.1.2]$$

$$v_o = R \cdot i_o + L \frac{di_o}{dt} + E \quad [3.10.1.1.3]$$

Para  $0 \leq t \leq t_{ON} \rightarrow v_o = \delta \cdot V_{DC}^F$  y  $i_o(0) = i_o^{\min}$

Para  $t_{ON} \leq t \leq T \rightarrow v_o = 0$  y  $i_o(t_{ON}) = i_o^{\max}$

$$i_o^{GTO} = i_o^{subida} \Big|_{t=t_{ON}} = i_o^{\max}$$

$$i_o^{Diodo} = i_o^{subida} \Big|_{t=T} = i_o^{\min}$$

Para  $0 \leq t \leq t_{ON} \rightarrow i_o = i^{GTO} = \frac{V_{DC}^F - E}{R} \left(1 - e^{-t/\tau}\right) + i_o^{\min} \cdot e^{-t/\tau}$

Para  $t_{ON} \leq t \leq T \rightarrow i_o = i^{Diodo} = -\frac{E}{R} \left(1 - e^{-(t-t_{ON})/\tau}\right) + i_o^{\max} \cdot e^{-(t-t_{ON})/\tau}$

$$\text{Siendo } \tau = \frac{L}{R}$$

Por lo tanto tenemos un rango de corrientes entre el cual trabajaremos, por lo tanto antes de conectar cualquier motor debemos comprobar si este puede trabajar entre estas corrientes mínima y máxima.

Siendo:

$$i_o^{\min} = -\frac{E}{R} \left(1 - e^{-(T-t_{ON})/\tau}\right) + i_o^{\max} \cdot e^{-(T-t_{ON})/\tau} \quad i_o^{\max} = \frac{V_{DC}^F - E}{R} \left(1 - e^{-t_{ON}/\tau}\right) + i_o^{\min} \cdot e^{-t_{ON}/\tau}$$

### 3.10 Tipos de choppers y cuadrantes de funcionamiento

Despejamos y obtenemos:

$$i_0^{\max} = \frac{V_{DC}^F \cdot \left(1 - e^{-t_{ON}/\tau}\right)}{R \cdot \left(1 - e^{-T/\tau}\right)} - \frac{E}{R}$$

$$i_0^{\min} = \frac{V_{DC}^F \cdot \left(e^{t_{ON}/\tau} - 1\right)}{R \cdot \left(e^{T/\tau} - 1\right)} - \frac{E}{R}$$

Si estos valores son negativos significa que estamos en el modo de conducción discontinuo.

El valor medio de la corriente de salida en el Chopper directo en modo de conducción continuo será:

$$I_o = \frac{1}{T} \int_0^T i_o dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{ON}} i^{GTO} dt + \frac{1}{T} \int_{t_{ON}}^T i^{Diodo} dt$$

$$I_o = \frac{1}{R \cdot T} \int_0^T (v_o - E) dt - \frac{L}{R \cdot T} \int_0^T \frac{di_o}{dt} \xrightarrow{I_o=cte} I_o = \frac{1}{R \cdot T} \int_0^T (v_o - E) dt$$

$$I_o = \frac{V_o - E}{R} = \frac{\delta \cdot V_{DC}^F - E}{R}$$

$$\text{Si se define } I_0^{\max} \Big|_{\substack{\delta=1 \\ E=0}} = \frac{V_{DC}^F}{R} \rightarrow I_o = \delta \cdot I_0^{\max} - \frac{E}{R}$$

$$\text{Si } E = 0 \rightarrow I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{\delta \cdot V_{DC}^F}{R} \rightarrow I_o = \delta \cdot I_0^{\max}$$

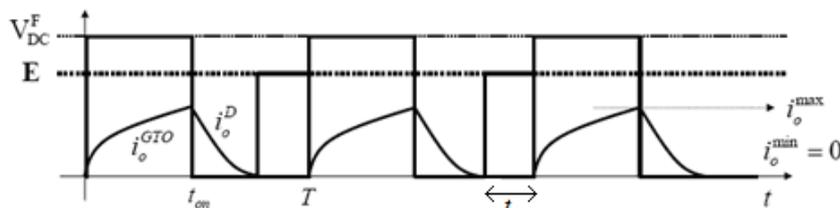
#### 3.10.1.2 Chopper directo en Modo de Conducción Discontinuo.

En el modo de conducción discontinuo tenemos que el valor medio de la corriente es tan bajo que el valor mínimo instantáneo es negativo, además cuando el valor de la corriente se anula la tensión coincide con la de la fuerza electromotriz.

### 3.10 Tipos de choppers y cuadrantes de funcionamiento

Sea  $t_x$  el instante de tiempo en el que la corriente que pasa por el diodo es nula, entonces:

$$t_x \xrightarrow{\text{Instante de tiempo en el que}} i_0(t) = i_0^{\text{bajada}} = i_0^{\text{Diodo}}(t) = 0$$



**Figura 33. Modo de conducción Discontinua.**

La tensión media en el Chopper directo en modo de conducción discontinua será:

$$V_0 = \frac{1}{T} \left( \int_0^{t_{ON}} V_{DC}^F dt + \int_{t_x}^T E \cdot dt \right) = \frac{t_{ON}}{T} \cdot V_{DC}^F + \frac{(T-t_x)}{T} \cdot E = \frac{t_{ON} \cdot V_{DC}^F + (T-t_x) \cdot E}{T}$$

$$V_0 = \delta \cdot V_{DC}^F + \frac{(T-t_x)}{T} \cdot E = \delta \cdot V_{DC}^F + \left(1 - \frac{t_x}{T}\right) \cdot E$$

$$\text{Si } T \geq t_x \text{ entonces } \left(\frac{T-t_x}{T}\right) = \left(1 - \frac{t_x}{T}\right) \geq 0$$

El valor medio de la corriente en modo de conducción discontinua cuando estamos en el caso de carga RL con fuerza electromotriz  $E \neq 0$ , será:

$$I_0 = \frac{V_0 - E}{R} = \frac{\left[ \delta \cdot V_{DC}^F - \left(1 - \frac{t_x}{T}\right) \cdot E \right] - E}{R} = \delta \cdot \frac{V_{DC}^F}{R} - \frac{t_x}{T} \cdot \frac{E}{R}$$

$$I_0^{\max} \Big|_{\substack{\delta=1 \\ E=0}} = \frac{V_{DC}^F}{R} \rightarrow I_0 = \delta \cdot I_0^{\max} - \frac{t_x}{T} \cdot \frac{E}{R}$$

### 3.10 Tipos de choppers y cuadrantes de funcionamiento

En el caso de carga RL sin fuerza electromotriz ( $E = 0$ ), la corriente instantánea ( $i_o$ ) es la corriente que pasa por el diodo. Bajando esta asintóticamente a cero provocando que la tensión media sea siempre:  $V_o = \delta \cdot V_{DC}^F$  de tal forma que la corriente media en este caso sea:

$$I_o = \frac{V_o - E}{R} = \delta \cdot \frac{V_{DC}^F}{R} - \frac{E}{R}$$

#### 3.10.1.3 Chopper directo. Calculo de la inductancia de alisado.

En cualquier modo de conducción para reducir el rizado de la corriente tendremos que utilizar un filtro, que por ejemplo puede ser una inductancia de alisado. De esta forma minimizamos la variación de la corriente de carga alisándola o disminuyendo su rizado. Para ello debemos determinar el valor de esta inductancia. Siendo la inductancia de alisamiento ( $L_{\text{alisamiento}} = L_{\text{total}} - L$ ) y el valor de rizado máximo fijado ( $\epsilon$ ) para el control de la máquina, tenemos que obtener un rizado menor que el dado ( $\Delta i_o = (i_o^{\text{max}} - i_o^{\text{min}}) \leq \epsilon$ ).

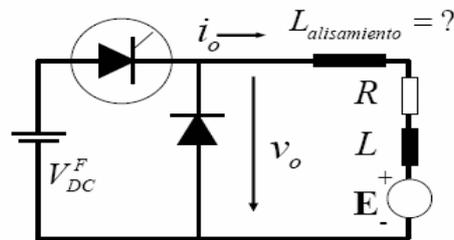


Figura 34. Inductancia de alisado

El procedimiento a seguir para el cálculo de esta inductancia consiste ponernos en el peor de los casos donde el rizado de la corriente ( $\Delta i_o$ ) se maximiza. En primer lugar tomamos el valor de rizado máximo que deseamos tener o que nos han fijado ( $\epsilon$ ) y obtenemos el valor del ciclo de trabajo ( $\delta$ ), en el cual se da esta situación. Para este ciclo de trabajo donde tenemos el mayor rizado calculamos el valor de la inductancia ( $L$ ).

Con este valor de inductancia garantizamos que no se superará en ningún caso el rizado de corriente máximo, cualquier otro ciclo de trabajo ( $\delta$ ) nos proporcionará menor rizado de corriente que el fijado. Finalmente calculamos el valor de la inductancia de alisado ( $L_{\text{alisamiento}}$ ) que debemos poner para limitar nuestro rizado siendo:  $L_{\text{alisamiento}} = L_{\text{total}} - L$

Entonces:

$$L_{total} = \frac{R}{4f \left[ \tanh^{-1} \left( R \cdot \Delta i_0^{max} / V_{DC}^F \right) \right]}$$

$$L_{alisamiento} = \frac{R}{4f \left[ \tanh^{-1} \left( R \cdot \Delta i_0^{max} / V_{DC}^F \right) \right]} - L$$

### 3.10.1.4 Control de motores de CC de excitación independiente mediante Chopper directo.

En este caso se colocan dos Choppers directos independientes, uno que controlará el devanado de excitación, siempre con flujo máximo, y otro controlará el devanado inducido. Se hace control por armadura y campo mediante choppers.

### 3.10.1.5 Control de motores de CC de excitación serie mediante Chopper directo.

Normalmente se hace mediante control en armadura con un solo Chopper en el devanado del motor, pero se puede instalar otro Chopper independiente en el otro devanado.

### 3.10.1.6 Control de motores de CC mediante Chopper directo: Frenado resistivo

En este caso solo se aplica el Chopper al devanado inducido, por lo tanto se puede usar tanto para excitación independiente como para excitación serie. Estudiamos en profundidad el caso más general que es el de excitación independiente.

Tenemos una resistencia de frenado ( $R_f$ ) que será significativa sólo cuando cerremos el interruptor  $I_2$  paralelo a ella.

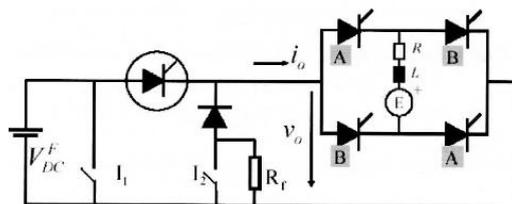


Figura 35. Chopper directo. Frenado resistivo

### 3.10 Tipos de choppers y cuadrantes de funcionamiento

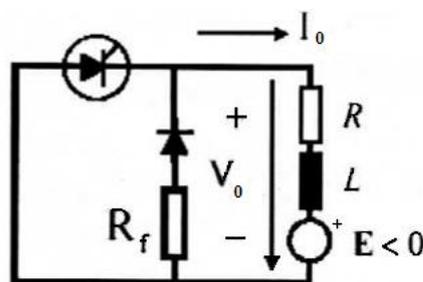
Como en el caso de frenado no nos interesa alimentar el motor, ponemos otro interruptor  $I_1$  que cortocircuite, en esa situación, a la fuente de alimentación. El interruptor  $I_1$  se pone en paralelo a la fuente para facilitar la apertura de este interruptor, además de esta forma también facilitamos la conexión de otras cargas a la fuente de alimentación.

Para que el motor funcione tanto en modo de tracción como en el de frenado son necesarios cuatro tiristores, que funcionaran como interruptores.

El motor estará trabajando en régimen de tracción cuando el interruptor  $I_1$  esté abierto, el  $I_2$  cerrado, los tiristores A cerrados y los tiristores B abiertos. Por el contrario, el motor trabajará en régimen de frenado cuando el interruptor  $I_2$  esté abierto, el  $I_1$  cerrado, los tiristores B cerrados y los tiristores A abiertos, en este caso la corriente pasará por la resistencia de frenado.

Gracias al GTO somos capaces de controlar la velocidad de giro del motor cuando estoy trabajando en tracción. Con el GTO también controlo la potencia activa que genero y disipo en la resistencia de freno ( $R_f$ ) cuando trabajo en régimen de frenado resistivo.

En el periodo de funcionamiento del GTO tenemos las dos etapas de régimen de tracción y frenado. Cuando el GTO se abre estamos en el régimen de frenado y es aquí donde el motor pasa a funcionar como generador y está frenando.

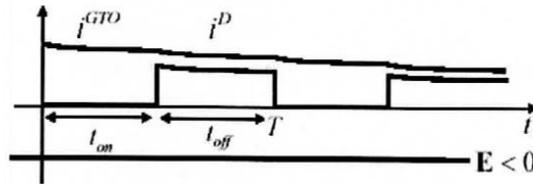


**Figura 36. Chopper directo en frenado resistivo**

El GTO conduce en el intervalo que va desde el momento inicial hasta el tiempo  $t_{ON}$ , en este intervalo de tiempo la tensión que cae en el motor es nula ( $v_0 = 0$ ), mientras que en el intervalo que va desde  $t_{ON}$  hasta el final del periodo, el GTO se abre y la tensión que cae en el motor será negativa y proporcional a la resistencia de frenado ( $v_0 = -R_f i_0$ ). La corriente media

### 3.10 Tipos de choppers y cuadrantes de funcionamiento

en el GTO será proporcional al ciclo de trabajo ( $I_0^{GTO} = \delta \cdot i_o$ ) y la corriente media en la resistencia de frenado será proporcional a ciclo restante ( $I_0^{Rf} = (1-\delta) \cdot i_o$ ).



**Figura 37. Modo de conducción en frenado resistivo**

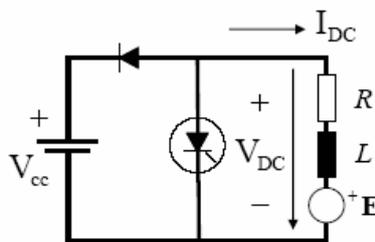
Cuando tenemos que elegir un Chopper, podemos consultar en el catálogo bien los valores de la corriente media o de la eficaz del GTO o de la resistencia de frenado, para lo cual ya hemos visto como se calculan los valores medios. Los valores eficaces de la corriente serán:

$$I_{0_{RMS}}^{GTO} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t_{ON}} i_0^2 dt} = i_{0m} \sqrt{\delta}$$

$$I_{0_{RMS}}^{Rf} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_{ON}}^T i_0^2 dt} = i_{0m} \sqrt{1-\delta}$$

#### 3.10.2 Chopper inverso o elevador

El Chopper inverso o elevador respecto al esquema del Chopper directo permuta el diodo y el GTO, de esta forma el Chopper trabaja en el segundo cuadrante de funcionamiento del motor de CC. Este Chopper tiene la capacidad de invertir la corriente, de tal forma que, a diferencia de que en el Chopper directo, la potencia es negativa, y por lo tanto podemos usar el Chopper indirecto en modo regenerativo.

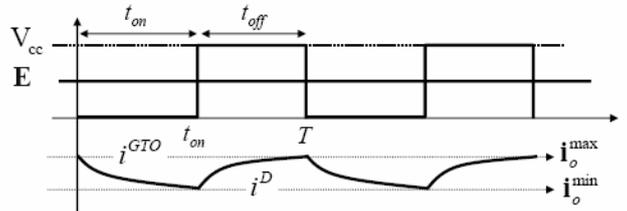


**Figura 38. Chopper inverso o elevador**

### 3.10 Tipos de choppers y cuadrantes de funcionamiento

En este caso podemos observar que en tiempo en el cual conduce el diodo el  $t_{ON}$ , a diferencia que en el directo. La razón de conducción o el ciclo de trabajo se calcula de la misma forma que en el Chopper directo

$[\delta = (t_{ON}/T)$  con  $(0 \leq \delta \leq 1)$ ].



**Figura 39. Modo de conducción chopper inverso**

Por lo tanto si definimos los tiempos  $t_{ON}$  y  $t_{OFF}$  como los tiempos en los que conducen el diodo y el GTO respectivamente, se obtienen las mismas ecuaciones que en el caso del Chopper directo.

$$V_{DC} = \frac{1}{T} \int_{t_{ON}}^T V_{cc} dt = \frac{T - t_{ON}}{T} \cdot V_{cc} = (1 - \delta) \cdot V_{cc}$$

$$\text{Siendo } V_{DC} = (1 - \delta) \cdot V_{cc} \geq 0; I_{DC} = \frac{V_{DC} - E}{R} = \frac{(1 - \delta) \cdot V_{cc} - E}{R} \leq 0 \rightarrow P_{DC} = V_{DC} \cdot I_{DC} \leq 0$$

$$\text{Entonces el ciclo de trabajo queda como: } \delta \geq 1 - \frac{E}{V_{cc}}$$

Trabajamos con ciclos de trabajo de este tipo porque estamos trabajando en el segundo cuadrante, donde la corriente es negativa.

#### 3.10.3 Chopper de dos cuadrantes

Este Chopper es el resultado de la combinación del Chopper directo y del inverso, de esta forma conseguimos trabajar en tanto en el primer cuadrante de funcionamiento, como en el segundo. Por esta razón este es el Chopper más utilizado.

Siendo ahora, en el tiempo  $t_{ON}$  en el cual conducen los GTO's y en el  $t_{OFF}$  los diodos. Cuando dispare el GTO<sub>1</sub> y trabaje el diodo D<sub>1</sub>, entonces la corriente media será positiva al igual que la tensión, resultando la potencia activa también positiva, estamos trabajando en el

### 3.10 Tipos de choppers y cuadrantes de funcionamiento

cuadrante I, como con el Chopper directo. Durante este proceso el GTO<sub>2</sub> se mantendrá apagado (abierto). Y por lo tanto, cuando se dispare el GTO<sub>2</sub> y trabaje el diodo D<sub>2</sub>, entonces trabajaremos en el segundo cuadrante, como en el Chopper inverso, con el GTO<sub>1</sub> apagado. Las ecuaciones serán las mismas que las ya vistas correspondientes a los Choppers vistos, directo e inverso.

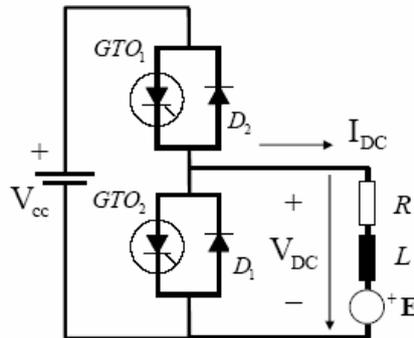


Figura 40. Chopper de dos cuadrantes

#### 3.10.4 Chopper de cuatro cuadrantes

Con este Chopper se puede trabajar en los cuatro cuadrantes de funcionamiento de los motores, pero sin embargo debido a su complejidad es el menos usado.

Para explicar el funcionamiento de este Chopper por cuadrantes nos fijamos en la notación de la (figura 41). Cuando queremos trabajar en el cuadrante I se disparan los GTO's 1 y 4, trabajando el diodo D<sub>1</sub>. Si trabajamos en el Cuadrante II, se dispara el GTO<sub>2</sub> y trabajan los diodos 2 y 3. Cuando trabajamos en el cuadrante III, se disparan los GTO's 2 y 3, trabajando el diodo D<sub>2</sub>. Finalmente si trabajamos en el cuadrante IV se disparará el GTO<sub>1</sub> y trabajarán los diodos 1 y 4.

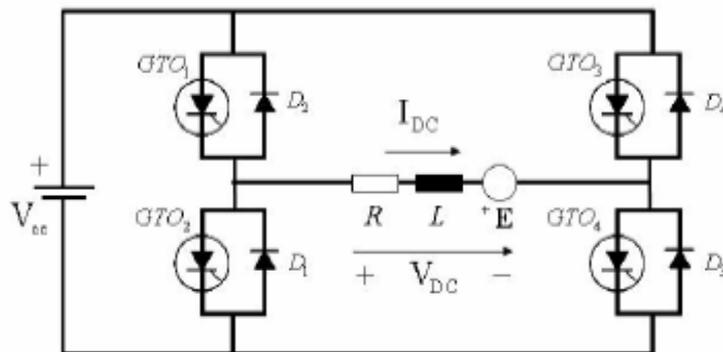


Figura 41. Chopper de cuatro cuadrantes

## 3.11 Convertidores electrónicos CA/CC:

### 3.11.1 Puentes rectificadores controlados, regulación en 2 cuadrantes (I y IV)

Se pueden tener puentes de tiristores conmutados por red, que sólo permiten trabajar en dos cuadrantes del plano tensión-intensidad (tensiones positivas y negativas pero intensidades siempre del mismo sentido). Si se desea un funcionamiento en cuatro cuadrantes se deben emplear dos puentes de tiristores en antiparalelo, como muestra la siguiente figura (figura 42).

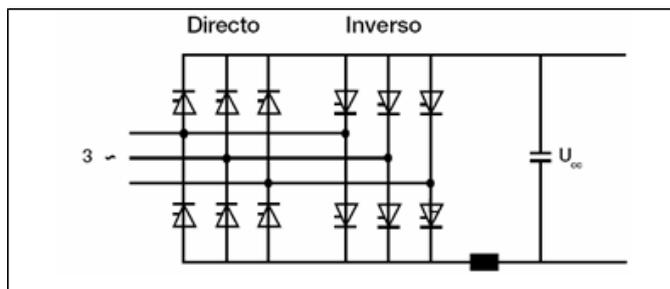


Figura 42. Puentes de tiristores en antiparalelo

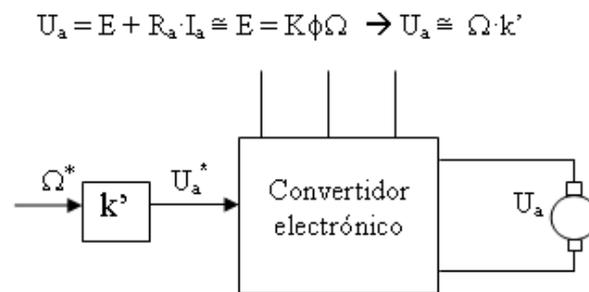
### 3.11.2 Puentes rectificadores dobles o duales, regulación en los 4 cuadrantes

También existen los puentes PWM (frecuentemente de IGBT). Este tipo de puentes funciona en los cuatro cuadrantes.

Para controlar el puente se ha de proporcionar una tensión proporcional a la que se desea generar, llamaremos a esa tensión “referencia de tensión de inducido”. Esa tensión coincidiría con la tensión de salida del convertidor si no hubiera retrasos, no linealidades, perturbaciones, etc. Esto es la modulación de los pulsos. Lo habitual, en la modulación de pulsos, es que un módulo generador de ángulos de disparo, compare ese nivel de tensión con una onda en diente de sierra. Los instantes de intersección entre el nivel de tensión de control y la onda en diente de sierra proporcionan el instante de encendido de los semiconductores del puente. [13]

### 3.11.3 Regulación en bucle abierto.

Este tipo de regulación se basa en que manteniendo el flujo ( $\phi$ ) constante, con la excitación, puedo controlar el motor controlando la velocidad ( $\Omega$ ). Es decir, puesto que la característica mecánica de una máquina de CC de excitación independiente es muy dura, la velocidad de giro casi no depende del par de carga. La dependencia es tanto menor cuanto menor sea la resistencia de inducido. Por eso, para controlar la velocidad de un motor de CC bastaría un sistema de control que obtuviese la referencia de tensión del convertidor electrónico multiplicando la referencia de velocidad por una constante. Sin embargo, un sistema como el indicado tendría un cierto error cuando la máquina entre en carga. Esto se puede apreciar en la siguiente figura.



**Figura 43. Regulación en bucle abierto.**

Este sistema de regulación se caracteriza por ser económico y menos preciso que otros. Además al entrar en carga el motor aumentará el valor del producto  $I_a \cdot R_a$ , no pudiendo despreciar su valor, por lo que al aumentar la carga disminuye la precisión.

#### Desventajas del control por lazo abierto

1. Jamás se conoce el estado real del motor, lo más que se puede conocer es un modelo aproximado, por lo que no se puede lograr el inverso perfecto.
2. No se puede usar para controlar sistemas inestables.
3. No compensa perturbaciones en el sistema.
4. Si el sistema tiene grado relativo mayor que cero, no se puede crear un controlador que lo invierta, ya que no se puede hacer una función de transferencia con grado menor que cero.

5. Es imposible invertir perfectamente un sistema, si este tiene retardos, ya que su inverso sería una predicción temporal futura.

### **3.11.4 Regulación en bucle cerrado**

El paso siguiente avanzando en los sistemas de regulación, sería la regulación en bucle cerrado. Este concepto está más ampliamente implementado, es el concepto de feedback o realimentación, en que se usa la medición de la salida del sistema, como otra entrada del mismo, de tal forma que se puede diseñar un controlador que ajuste la actuación para variar la salida y llevarla al valor deseado. En estos sistemas es necesario el uso de sensores para detectar y compensar las variables a controlar. Un ejemplo podría ser el de un automóvil con control de crucero, donde la velocidad se sensa y se retroalimenta continuamente al sistema que ajusta la velocidad del motor por medio del suministro de combustible al mismo, en este caso la salida del sistema sería la velocidad del motor, el controlador sería el sistema que decide cuanto combustible echar de acuerdo a la velocidad y la actuación sería la cantidad de combustible suministrado.

#### **Ventajas del control por retroalimentación o en bucle cerrado:**

1. Se pueden controlar sistemas inestables.
2. Pueden compensarse las perturbaciones.
3. Se pueden controlar sistemas incluso si estos tienen errores de modelado.

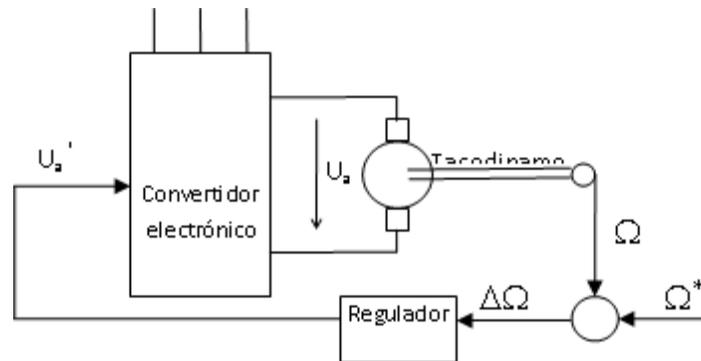
#### **Desventajas:**

4. El uso de sensores le añade un sobre coste económico al controlador
5. Al hacer mediciones se introduce el problema del ruido.

### **3.11.5 Regulación con un sólo bucle de regulación**

Regulación con un sólo bucle de regulación es una alternativa en la que se utiliza una regulación en bucle cerrado. En esta primera opción se emplea un único bucle de control con

un sólo regulador. El esquema requiere medir la velocidad de giro y obtener el error de velocidad. Un regulador proporciona la referencia de tensión aplicada al inducido a partir del error de velocidad. Seguidamente, se tiene un módulo generador de ángulos de disparo.



**Figura 44. Regulación en bucle cerrado, un lazo.**

El regulador proporciona la tensión de referencia a partir del error de velocidad.

Podemos usar distintos tipos de reguladores, en función de los objetivos que persigamos:

1. Si usamos un regulador de tipo proporcional (P), que obtiene la tensión de referencia multiplicando el error de velocidad por una constante, tenemos que tener en cuenta que este tipo de reguladores siempre requieren que exista un cierto error entre la velocidad de referencia y la velocidad real, ya que en caso contrario al multiplicar el error nulo, cero, por una constante, la tensión de referencia se anularía, con lo que la máquina se pararía. Por lo tanto, cuanto mayor sea la constante de proporcionalidad del regulador menor será el error preciso para conseguir la tensión de inducido, sin embargo, aumentar en exceso la constante del regulador tampoco es bueno, ya que los transductores de velocidad introducen una cierta cantidad de ruido de alta frecuencia, que entra al regulador de velocidad en forma de error de velocidad, con lo cual pueden hacer que la tensión de referencia al motor varíe en exceso.
2. Los reguladores de tipo integral (I) realizan una integración “histórica”, consistente en que en cada momento la salida se obtiene sumando a la salida anterior la integral del error. Por lo cual la salida del regulador no permanece constante hasta que el error es nulo. El problema es que los reguladores integrales son muy lentos. Es posible mejorar la respuesta

de un regulador integral añadiendo un efecto proporcional, de esta forma se conjuga un error cero en régimen permanente con una respuesta rápida.

3. En muchas ocasiones se utiliza un regulador PI que combina las dos soluciones anteriores, la del regulador proporcional y la del regulador integral. El regulador PI va emitiendo señales buscando una salida en la que la entrada se anule, de esta forma nos garantiza que la velocidad sea la media. Además un regulador PI obvia los tiempos de retardo de actuación del propio motor y siempre da la salida adecuada para que su entrada se anule.

La señal de realimentación de la velocidad se puede obtener bien de una tacodinamo taquímetro, o bien, en caso de que se requiera mucha precisión se puede usar un encoder magnético u óptico. En caso de usar un encoder, el signo de la velocidad lo da un segundo encoder a 90°. Si el regulador de velocidad es de tipo P puede ser necesario un filtro paso-bajo, si este regulador es de tipo PI el propio regulador actúa como filtro y puede no ser necesario un filtro adicional.

No siempre es preciso utilizar un transductor de velocidad, sino que en ocasiones se utiliza un “observador de velocidad”, ello aumenta la fiabilidad del sistema al eliminar la posibilidad de averías en el transductor.

Esta solución con un único bucle cerrado resulta más precisa que la regulación en bucle abierto. Pero a pesar de ser un bucle cerrado cuando regulamos con un solo bucle las constantes del regulador son difíciles de obtener y no se tiene ningún control sobre la corriente de inducido ( $I_a$ ).

#### **3.11.5.1 Desventajas del control con un sólo bucle de regulación.**

1. Resulta muy difícil ajustar los reguladores, ya que las ecuaciones del sistema que se desea regular son complejas.
2. Este tipo de sistema hace frente a las “perturbaciones”, como las variaciones de la tensión de alimentación al convertidor electrónico o las variaciones de la resistencia del motor debidas al calentamiento, de forma menos eficiente.

3. En este tipo de esquemas no es posible impedir que ciertas variables intermedias tomen valores muy elevados. Por ejemplo si un motor está parado y se le pide que acelere hasta su velocidad nominal, la intensidad de inducido durante el transitorio alcanzará valores muy elevados que podrían poner en peligro el convertidor electrónico. Es decir, que no se tiene ningún control sobre la corriente de inducido ( $I_a$ ), el control se hace sólo en la tensión de inducido y si la corriente  $I_a$  supera a la nominal, no nos alerta el controlador de la probabilidad de quemar el motor.

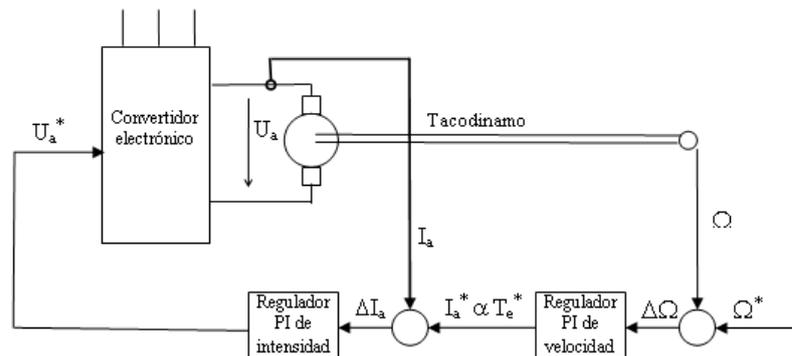
### 3.11.6 Esquemas de regulación de velocidad mediante dos lazos anidados

Este tipo de esquemas guardan una disposición jerárquica, con un bucle externo de control que elabora las consignas para un bucle interno. El bucle externo de control es semejante al visto en el regulador con un solo bucle. El regulador de dos lazos, trabaja con la corriente de inducido ( $I_a$ ) como variable de salida, además de la velocidad ( $\Omega$ ). La consigna de par que proporciona el regulador PI de velocidad, entra a un bucle de control interno.

Entonces, se tiene como salida del PI de velocidad, la corriente de referencia de inducido ( $I_a^*$ ) para controlar y limitar la corriente de inducido y no quemar el motor, de tal forma que si se supera  $I_a^*$  la velocidad no se elevará por encima de está, protegiendo la máquina. Por lo tanto, el error de velocidad se introduce en un regulador PI de velocidad, el cual proporciona una consigna de par electromagnético. El bucle interno de control de intensidad o de control de par, ya que son proporcionales entre sí, proporciona la consigna de la tensión de inducido de referencia ( $U_a^*$ ) que se debe aplicar a la máquina a partir del error de intensidad. La señal de realimentación de intensidad se puede tomar de la propia intensidad entrante en la máquina, aislando convenientemente la señal que se lleva al sistema de control de la etapa de potencia. Pero en ocasiones, puede ser necesario un filtro paso-bajo para eliminar el ruido del transductor de intensidad, cuando este esté presente en el sistema.

Lo dicho hasta aquí es conceptualmente válido, sin embargo, si el par electromagnético se utiliza como variable de control para un bucle interno, sería preciso tener una medida de par. Esto encarecería mucho el sistema e introduciría nuevos elementos mecánicos susceptibles de fallar y que precisan un cierto mantenimiento. Una alternativa, para no introducir nuevos elementos, sería que la variable de salida del regulador de velocidad sea

la intensidad de inducido de referencia, al fin y al cabo, para flujo constante el par y la intensidad de inducido son proporcionales entre sí.



**Figura 45. Regulación en bucle cerrado, dos lazos.**

Hay que tener en cuenta que la salida de un regulador no es nada más que una indicación de que no se ha conseguido que la variable regulada sea igual a la de referencia y que ha de tomarse una acción de control para reducir el error.

Cuando usamos un solo bucle de control, la acción de control consiste en variar la tensión aplicada al inducido, ya que sabemos que al aumentar la tensión aumenta la velocidad y se reduce el error. En este caso, cuando usamos dos lazos de control, la acción de control es aumentar el par electromagnético, ya que al aumentar el par aumenta la velocidad y se reduce el error.

Para evitar que en los transitorios la intensidad en la máquina alcance valores elevados que pudieran dañar a los semiconductores del convertidor, es posible acotar la salida de los reguladores. De esta forma no solamente se alcanza la velocidad deseada, sino que se llega a esa velocidad con la máxima aceleración posible sin dañar a los elementos de la instalación.

Para la determinación de las constantes de los reguladores de velocidad y de par se emplean técnicas de regulación automática (diagramas de Bode, lugar de las raíces, etc). En primer lugar se desacoplan los dos bucles de control y se ajusta el bucle externo, introduciendo una referencia de intensidad en escalón. Una vez ajustado el bucle interno para que su respuesta ante escalón tenga poca sobreoscilación y un retraso reducido se conectan los bucles interno y externo y se procede al ajuste del bucle externo ante una referencia de velocidad en escalón.

Sin embargo, más importante que la respuesta de un determinado bucle ante un escalón de referencia es la respuesta ante un escalón de perturbación, típicamente ante una variación brusca del par de la carga. Al fin y al cabo la referencia de velocidad la impone el usuario, y éste siempre puede introducir una referencia que siga una ley más suave que el escalón. Si se ajustan los reguladores para que la respuesta ante un escalón de perturbación sea óptima, con reducida sobreoscilación de la variable de salida y tiempo de restablecimiento reducido, frecuentemente ocurrirá que la respuesta ante escalón presenta demasiada sobreoscilación. Esto se puede solucionar introduciendo suavizadores entre la referencia de velocidad y el regulador de velocidad y entre la referencia de par y el regulador de par.

En un sistema de regulación formado por lazos anidados los bucles externos han de ser dos veces más lentos que los internos para dar tiempo a éstos a actuar. Esto hace que si se aumenta mucho el número de bucles el sistema se haga muy lento.

Por lo tanto, esta solución con dos bucles en lazo cerrado resulta más lenta que la regulación con un solo bucle cerrado. Pero sin embargo, con esta solución nos evitamos la posibilidad de introducir sobrecorrientes al motor y además resulta más sencilla la regulación del motor con este sistema.

#### **3.11.6.1 Añadiendo un Control de posición al esquema de regulación.**

En caso de añadir al sistema de regulación de bucle cerrado un control de posición es preciso añadir un bucle externo al esquema de regulación de velocidad mediante dos lazos anidados presentado en el apartado anterior. El bucle externo de control de posición proporciona la consigna de velocidad a partir del error de posición. El regulador de posición es siempre un regulador de tipo proporcional, ya que tenemos que regular la relación entre la velocidad de giro del motor y el ángulo girado, y en esa relación no cabe perturbación alguna, recuérdese en este sentido que la razón de ser de un regulador con una componente integral es hacer cero el error del sistema incluso en presencia de perturbaciones. La salida del regulador de posición se limita para acotar la máxima velocidad de referencia.



# Capítulo 4

## El motor de corriente alterna

### 4.1 El funcionamiento básico del motor CA

El motor de Corriente Alterna (CA) al igual que el de CC, tiene tres partes básicas, el estator, el rotor y el entrehierro, su constitución física se puede ver en la siguiente figura (figura 47).

El estator, está formado por un conjunto de bobinas que se comportan como electroimanes individuales colocados de tal manera que forman un cilindro hueco, con un polo de cada imán frente al centro del grupo.

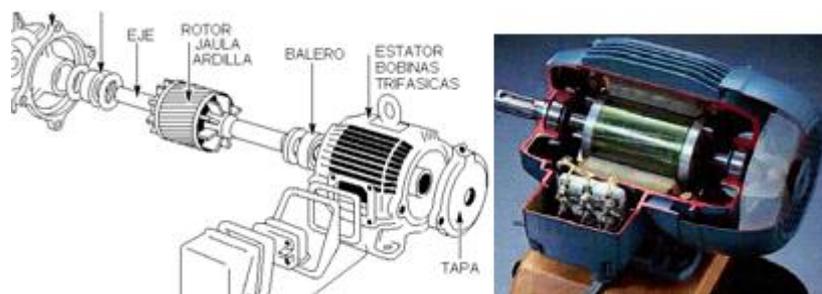
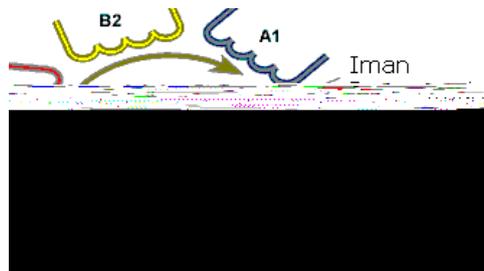


Figura 47. Motores de corriente alterna

#### 4.1 El funcionamiento básico del motor CA

El rotor, también está formado por un grupo de electroimanes colocado alrededor de un cilindro, con los polos frente a los polos del estator. El rotor se localiza dentro del estator y está montado en el árbol o eje del motor. Siendo el objetivo de estos componentes del motor hacer que el rotor gire, y a su vez gire el eje del motor. Si nosotros cambiamos progresivamente la polaridad del estator de tal manera que su campo magnético combinado gira, como este campo alcanza al rotor, entonces el rotor le seguirá y girará con el campo magnético del estator. Este campo magnético rotativo del estator, creado por el paso de la corriente en las bobinas del motor, puede entenderse bien observando que los polos del estator cambian debido al cambio de polaridad de las fases del voltaje trifásico aplicado. Cuando sucede un cambio, los polos del rotor son atraídos por los polos opuestos en el estator. Así, cuando el campo magnético del estator gira, el rotor se ve obligado a girar tras él.

Las bobinas estacionarias alimentadas por corrientes trifásicas producen un campo magnético giratorio. Para producir un campo magnético giratorio en el estator del motor de CA trifásico, todo lo que se necesita es bobinar adecuadamente el estator y conectarlo al suministro de potencia trifásica. La polaridad de los polos de un electroimán es determinada por la dirección de la corriente a través de la bobina. Por lo tanto, al enrollar dos electroimanes del estator opuestos en la misma dirección, se obtendrá la polaridad opuesta de los polos.



**Figura 48. Generación de campo magnético**

En la parte izquierda de la figura 49 puede verse el bobinado de una máquina de un sólo par de polos. Donde en cada ciclo de red el campo magnético giratorio da una vuelta completa.

Mientras que a la derecha de la figura 49 puede verse el bobinado de una máquina de dos pares de polos (4 polos). Aquí en cada ciclo de red el campo magnético giratorio da tan sólo media vuelta.





















































































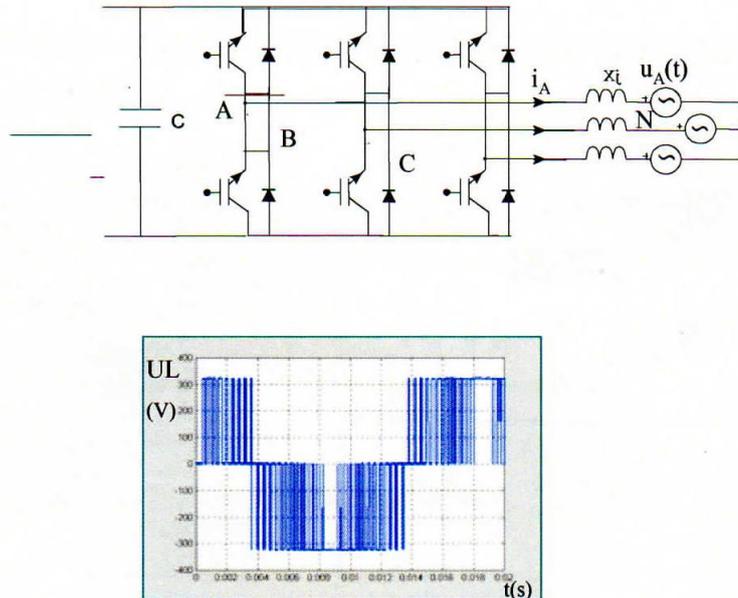






## 5.6 Convertidores para regulación de máquinas de CA

En este inversor tenemos dos grados de libertad, es decir, que decidimos cuando se produce el cierre y la apertura de los interruptores, pudiendo controlar así la amplitud y la frecuencia de la onda de CA. A más alto nivel puedo imponer el factor de potencia de la corriente inyectada a la red. Con este inversor conseguimos las potencias máximas más altas de aproximadamente 100MW, por lo que nos permite el control de máquinas más potentes (incluso aerogeneradores).



**Figura 76. Esquema del inversor trifásico totalmente controlado (autoconmutado)**

Como estos inversores son sensibles a la señal que reciban de tensión o corriente, los dividiremos en dos grupos diferentes para su estudio: autoconmutado en fuente de tensión y autoconmutado en fuente de corriente.

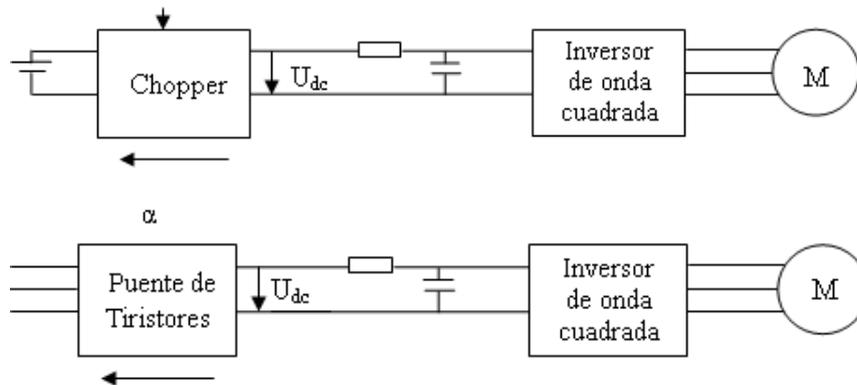
### 1. Autoconmutado en fuente de tensión.

Existen distintas topologías a tener en cuenta:

1. Control externo de la tensión de CC.

Disponemos bien de un puente de tiristores o bien de un chopper, en función de la alimentación (en nuestro caso nos centraremos en la alimentación de CC, ya que para la

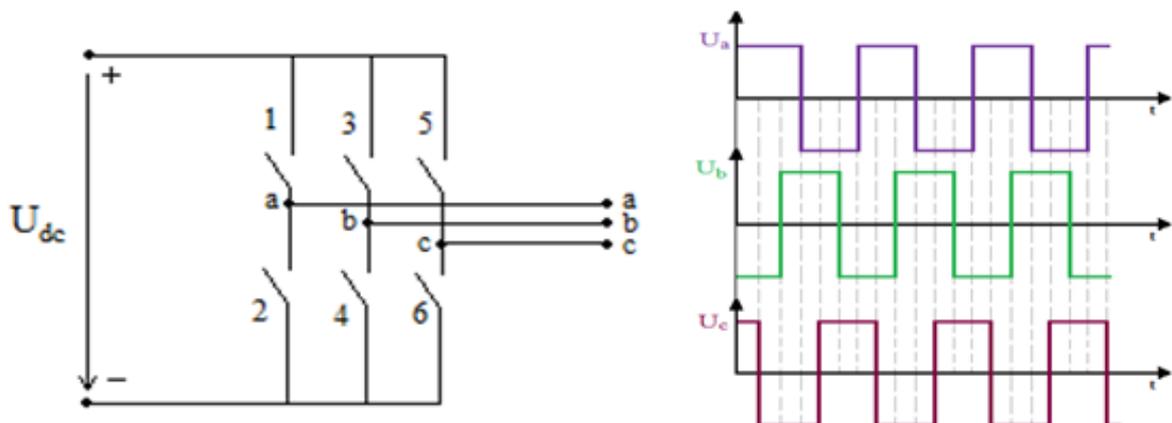
motocicleta eléctrica utilizamos como alimentación una matriz de baterías con salida de corriente continua), que produce una CC con un nivel de tensión ( $U_{dc}$ ) que controlamos con el ciclo de trabajo ( $d$ ). De esta manera se facilita a los inversores la consecución de una amplitud y frecuencia determinadas para la CA. La amplitud se controla con los choppers (o los tiristores) con el ángulo de disparo ( $\alpha$ ) y la frecuencia se regula con el inversor de onda cuadrada.



**Figura 77. Esquemas del control externo: Chopper y puente de tiristores**

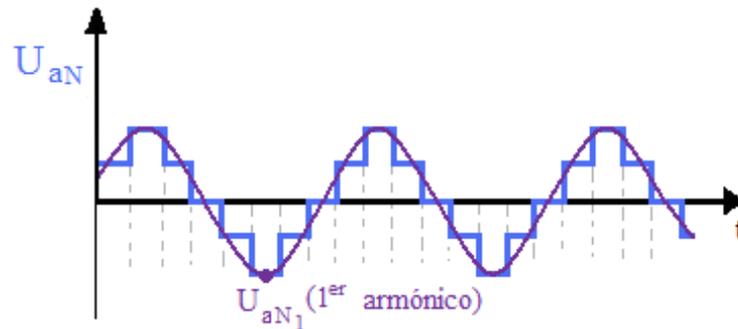
- Inversores de onda cuadrada (six step)

Su objetivo es reproducir la frecuencia de la red conociendo la relación CC/CA. Este inversor está formado por 6 interruptores (que pueden ser IGBT's). Las tensiones de salida por fase varían en función de la apertura y cierre de los interruptores.



**Figura 78. Esquema del inversor “six step”**

Con las tensiones entre fases podemos obtener el valor de la tensión fase-neutro ( $U_{aN}=U_{ab} - U_{ca}$ ), esta tensión fase-neutro es la denominada “six step” por los escalones con los que se obtiene (como podemos ver en la (figura 79)).



**Figura 79. Diagrama de tensiones en el tiempo**

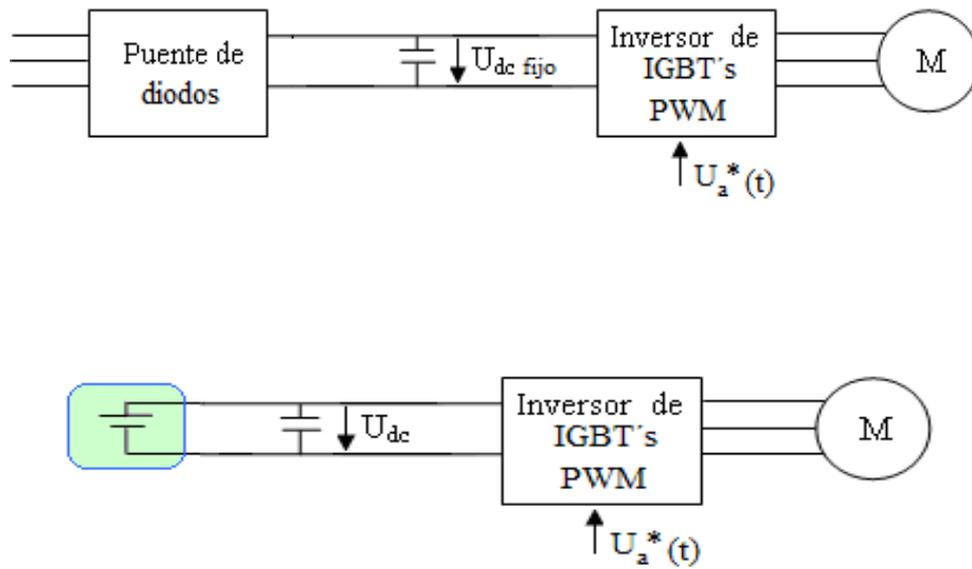
El valor del primer armónico de la tensión de fase que llega al motor se obtiene con la siguiente expresión.

$$U_{aN1} = \frac{2}{\pi} \cdot U_{dc} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)$$

Podemos modificar la tensión de CC ( $U_{dc}$ ), bien con el ángulo de disparo  $\alpha$  del puente de tiristores si venimos de CA, o bien con el ciclo de trabajo ( $d$ ) del chopper si venimos de CC. Y modificaremos la frecuencia de la onda con el valor de  $\omega$  modificando el disparo de los interruptores del inversor de onda cuadrada. Este inversor es interesante por su simplicidad ya que presenta muy pocas conmutaciones respecto a otro tipo de inversores, pero sin embargo necesita una fuente de tensión de CC variable, además de generar muchos armónicos.

- Inversor en fuente de tensión sin control previo de tensión

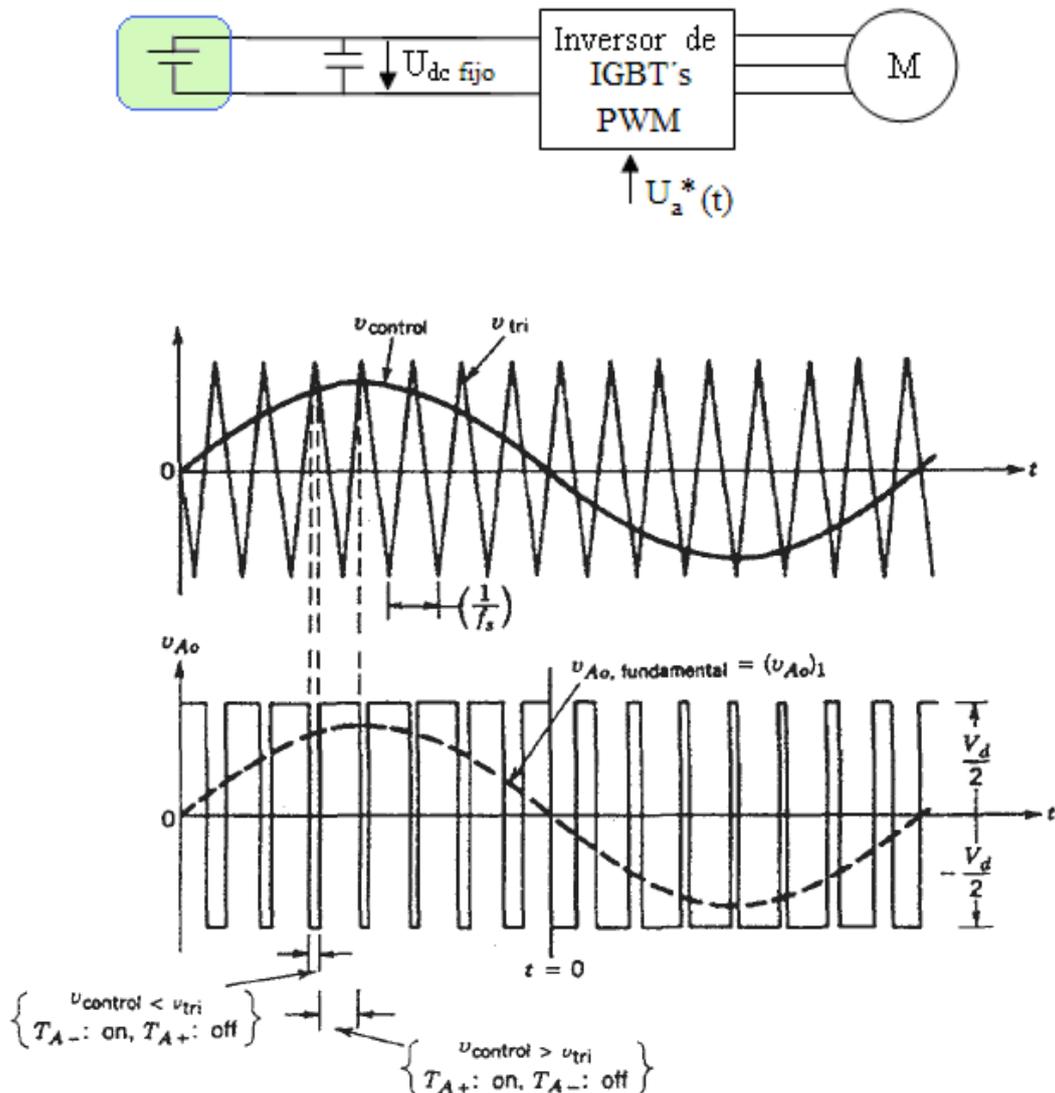
En este caso disponemos de un rectificador no controlado (como por ejemplo un puente de diodos) o bien tenemos la fuente de tensión conectada al inversor, poniendo en ambos casos como única etapa intermedia un condensador. Para resolver esta situación utilizaremos un inversor PWM o inversor con modulación de ancho de pulso.



**Figura 80. Inversor en fuente de tensión sin control previo de tensión.**

- Inversor con modulación del ancho de pulso (PWM)

La modulación del ancho del pulso (PWM) es una técnica de generación de impulsos de disparo de semiconductores orientada a conseguir una onda de tensión alterna a la salida del convertidor con un bajo contenido en armónicos a partir de tensiones o corrientes continuas. Frente al control por onda cuadrada, la modulación PWM presenta una serie de ventajas, como son la posibilidad de controlar de forma independiente los tres parámetros fundamentales del primer armónico de la onda de salida: amplitud, frecuencia y fase (respecto de una referencia elegida arbitrariamente).



**Figura 81. Esquema por fase de un inversor PWM (arriba) y Corriente de entrada y tensión de fase modulada en el inversor PWM (abajo)**

A partir de la tensión de entrada fija en CC, se proporciona tensión de amplitud y frecuencia variables. En este caso se utiliza la misma topología que para los inversores de onda cuadrada, que hemos visto en el apartado anterior, pero ahora el control es diferente. El inversor PWM controla mediante una referencia de tensión senoidal (onda moduladora) que se comparará con otra triangular que denominaremos onda portadora, esta última de mayor

frecuencia. Se compara por fase la referencia de tensión de la onda moduladora con la portadora.

De esta forma se trocea la señal aproximando la onda final a la senoidal, además se reduce el efecto de los armónicos. Además permite la elección de la onda que se quiere seguir, decidiendo la amplitud de la onda resultante.

En inversores PWM al aumentar la frecuencia aumento el número de pulsos, pudiendo de esta forma reproducir la onda que se deseé.

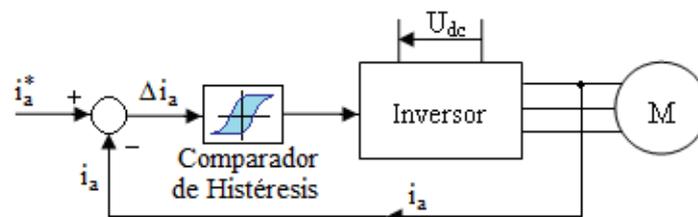
Con el PWM no se pueden conseguir amplitudes de la onda de tensión muy grandes, que sin embargo si se alcanzan con el inversor de onda cuadrada.

## 2. Autoconmutado en fuente de corriente.

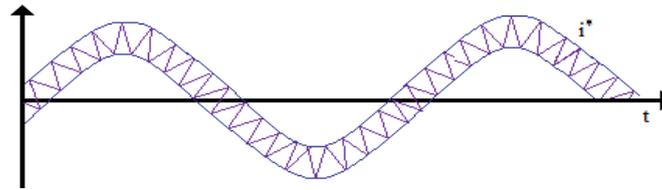
Este sistema consiste en imponer una corriente de referencia ( $i_a^*$ ) sobre el inversor. El control y modulación se hace a través de distintas topologías a tener en cuenta:

- Comparación con Histéresis

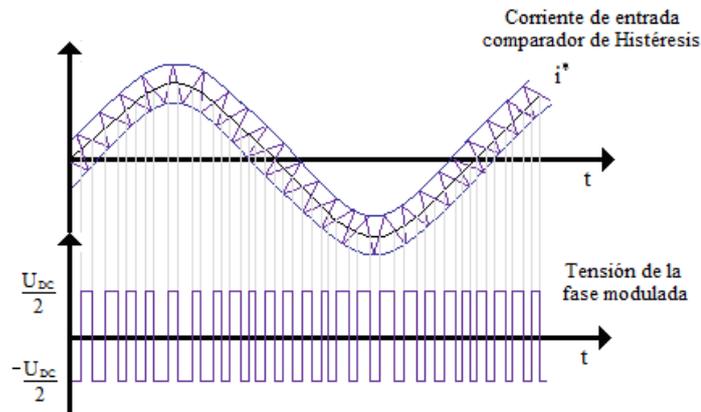
Para aplicar la comparación por Histéresis partimos de una alimentación en CC, tomamos el valor de la corriente de la fase a ( $i_a$ ) y se compara con la corriente de referencia que se quiere imponer. Antes del inversor se pone una etapa intermedia, que es el comparador de histéresis al cual se le introduce el valor de la diferencia de corrientes por fase ( $\Delta i_a = i_a^* - i_a$ ), se obtiene una corriente senoidal con un cierto rizado. Comparamos con la corriente de referencia ( $i_a^*$ ) con dos señales una positiva y otra negativa, obteniendo así los pulsos con la intersección de la banda de histéresis.



**Figura 82. Esquema por fase de la comparación con Histéresis.**



**Figura 83. Corriente que se introduce en el comparador de Histéresis**



**Figura 84. Corriente de entrada y tensión de fase modulada en el comparador de Histéresis**

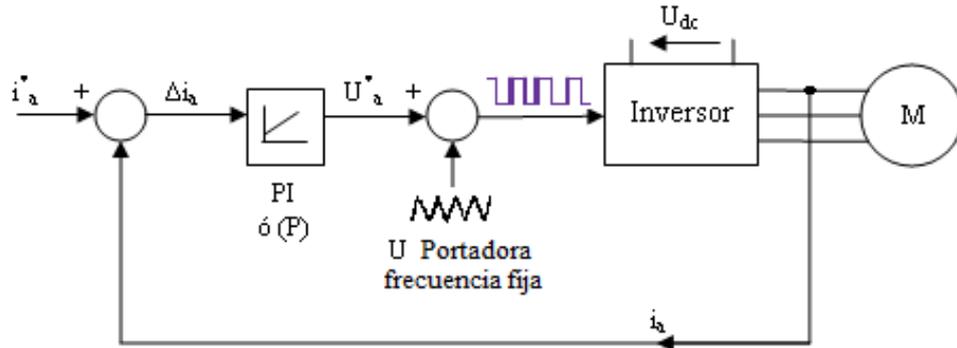
El principal inconveniente, que tiene este sistema, es que la frecuencia de los interruptores es variable, lo que se traduce en la aparición de subarmónicos no controlables (no podemos eliminarlos fácilmente mediante filtros), al entrar estos armónicos al motor producen muchas pérdidas.

- Control por comparación a frecuencia fija

A partir de los inversores PWM y de la comparación por histéresis surge el control por comparación a frecuencia fija. Este soluciona el problema de los moduladores de corriente, en lugar de seguir una corriente utiliza una tensión como referencia  $U^*$ , que transforma de la medida de corriente.

Partiendo de la diferencia de corriente  $\Delta i$  y aplicando un regulador PI o P (se pueden usar indiferentemente puesto que el integrador sólo estabiliza y en esta

aplicación no es necesario) para transformarla en una tensión de referencia ( $U^*$ ). A la salida del regulador (P o PI) se aplica una onda portadora triangular con una frecuencia fija para obtener finalmente los pulsos.



**Figura 85. Esquema del control por comparación de frecuencia fija**

El aumento del error de la corriente implica un aumento de la duración de los pulsos de tensión que se aplican al inversor.

## 5.7 Control escalar para motores de inducción

No es necesario en muchas aplicaciones un control preciso en régimen transitorio de la máquina (control del par en los regímenes de aceleración y frenado), y no suele ser muy elevada la precisión requerida en la velocidad de la máquina en régimen permanente. Se puede realizar en estos casos el denominado control escalar, basado en el control de las ecuaciones en régimen permanente.

Este tipo de control de motores de inducción denominado control escalar, es utilizable cuando las especificaciones dinámicas son moderadas, siendo el funcionamiento en régimen permanente el principal objetivo. Ello es debido a que este tipo de control fija la amplitud del flujo en el motor, pero no su posición instantánea. En régimen dinámico, cualquier ajuste debe ser realizado de forma suave, pues de lo contrario se pueden producir inestabilidades indeseables. La velocidad del motor es controlada por completo mediante el ajuste de la tensión y la frecuencia de salida, y el par por ajuste del deslizamiento.

Sin embargo, es necesario recurrir a un control de tipo vectorial en aquellas aplicaciones en las que se sea necesario controlar las prestaciones dinámicas de la máquina o que la precisión requerida sea elevada, como puede suceder en aplicaciones de robótica. Este tipo de control es un control en lazo cerrado del par. Este concepto requiere un control independiente del par y del flujo en el motor.

Para la aplicación del control en una motocicleta primero analizaremos todos los tipos de controles existentes antes de tomar una decisión y asegurarnos cuál es el más adecuado para nuestra aplicación.

Existe cierto matiz que diferencia control de velocidad y regulación de velocidad. Siendo la regulación de velocidad la capacidad que tiene el control de mantener constante la velocidad aunque varíe el par. A diferencia del control de velocidad que consiste en la variación de la velocidad manteniendo el par constante. Según este matiz podemos hacer un breve recordatorio sobre el significado de regulación de velocidad a potencia constante, regulación de velocidad a par constante y regulación a par y potencia variables, tenemos los siguientes puntos a tener en cuenta.

- La regulación es a potencia constante cuando para cada una de las velocidades que se pueden obtener, la potencia que puede dar la máquina es la nominal, cuando la máquina consume la intensidad nominal.
- La regulación de velocidad es a par constante cuando para cada una de las velocidades que se pueden obtener, el par que puede dar la máquina es el nominal, cuando consume la corriente nominal, funcionamiento a plena carga.
- La regulación es a par y potencia variables cuando para cada una de las velocidades que se pueden obtener, el par y la potencia que puede dar la máquina son menores que sus correspondientes valores nominales, cuando toma la corriente nominal.

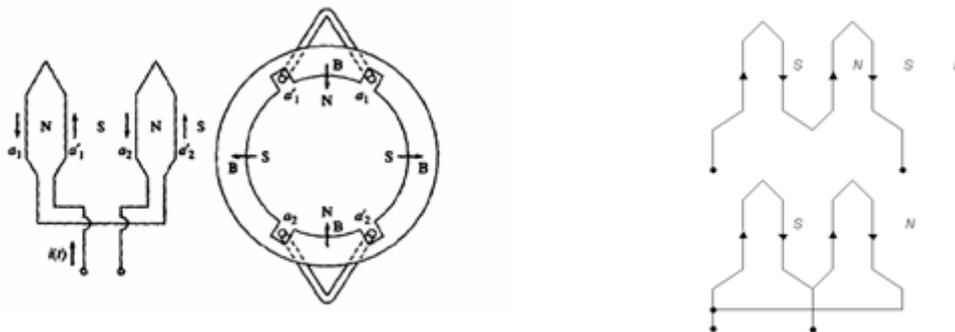
El control escalar se basa en el hecho de que la curva par-velocidad de un motor de inducción presenta una pendiente muy elevada en su zona útil. Debido a esto, la diferencia entre la velocidad de giro del campo y la velocidad de giro del rotor es muy reducida (se suelen tener deslizamientos inferiores al 5%). Existen varios métodos posibles de control de la

velocidad de una máquina asíncrona, basados en la dependencia de la velocidad ( $n$ ), del deslizamiento ( $s$ ), del número de pares de polos ( $p$ ) y de la frecuencia ( $f_1$ ).

$$n = n_1(1 - s) = \frac{60 \cdot f_1}{p}(1 - s) \quad [5.7.1]$$

### 5.7.1 Regulación de velocidad, variación del número de polos ( $p$ )

Para que se pueda emplear este método de control es necesario que el rotor de la máquina de inducción sea de jaula de ardilla, ya que este tipo de rotor adapta automáticamente su número de polos al del estator. Este método utiliza un estator con distinto número de devanados en función de la velocidad que deseemos obtener. La regulación de la velocidad por variación del número de polos ( $p$ ), se lleva a **cabo** mediante la variación del número de polos del estator de la máquina, de esta forma cambia la velocidad del campo giratorio y en consecuencia varia la velocidad de rotación del motor.



**Figura 86. (a) Devanado de 2 a 4 polos mediante polos concurrentes. (b) Conexión para variación de número de polos**

La conexión más utilizada para modificar el número de pares de polos es la conexión Dahlander, donde se emplean dos escalones de velocidad con relación 2:1 y con un solo devanado que se conmuta adecuadamente. Si se conecta el devanado en paralelo se reduce a la mitad el número de pares de polos y duplicando la velocidad. Sin embargo, si se conecta en serie se dobla en número de pares de polos y se reduce a la mitad la velocidad. Esta configuración se suele usar con cargas de par constante.

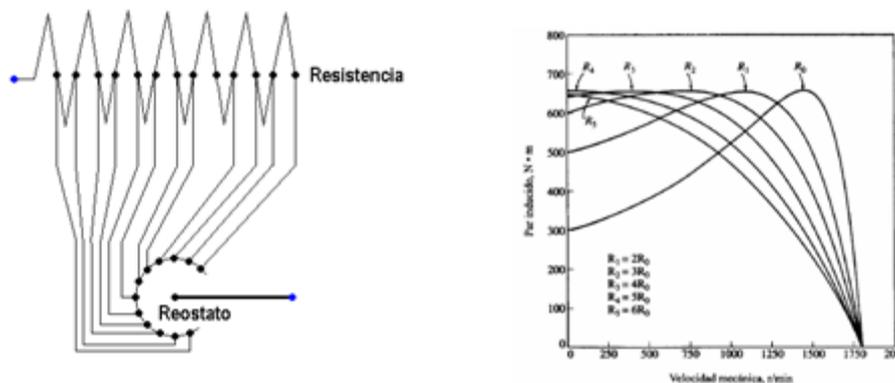
En esta regulación, por el cambio del número de polos, no hay progresividad en el aumento ó disminución de la velocidad. Además hay poca aplicabilidad en procesos precisos y delicados, ya que los cambios que se producen en la velocidad son bruscos y poco precisos. Además los motores diseñados para este método tienen un alto coste y un bajo rendimiento.

### 5.7.2 Regulación de la velocidad, variación del deslizamiento (s)

La variación en el deslizamiento puede realizarse controlando la tensión de aplicada al motor o bien variando la resistencia del rotor, aunque existen otros sistemas especiales como la conexión en cascada, Kramer, Scherbius, etc. Estos sistemas especiales se basan en la regulación de la potencia de deslizamiento de la máquina.

El procedimiento de regulación de la velocidad mediante la variación de la tensión aplicada es válida para cualquier tipo de rotor, pero es poco recomendable al resultar afectado el par, ya que este varía con el cuadrado de la tensión, además en los motores con resistencia rotórica baja, se provocan variaciones grandes de velocidad y el uso de este método supone corrientes elevadas. Por estas razones y aunque el control de velocidad es relativamente continuo no es un método muy utilizado.

La variación de la resistencia del rotor es utilizada para regulación a par constante, siendo la progresividad de regulación dependiente del número de escalonamientos de la resistencia.



**Figura 87. Control de velocidad mediante variación de la resistencia del rotor y Esquema del reóstato**

Este sistema es aplicable a motores de rotor devanado o anillos rozantes, ya que poseen un rotor accesible. Aunque su gama de regulación no es constante, supone un control relativamente continuo de la velocidad, su aplicación se da en servicio intermitente. Pueden servir las resistencias de arranque para el control de velocidad. Además este sistema genera grandes pérdidas de energía.

### **5.7.3 Regulación de la velocidad, variación en la frecuencia ( $f_1$ )**

Tal vez uno de los sistemas de control escalar más utilizados sea el de regulación de la velocidad por variación de frecuencia, el cual consiste en variar la velocidad de giro del motor variando la frecuencia de la tensión de alimentación. Variando la frecuencia de las tensiones aplicadas a las bobinas del estator, cambia la velocidad de sincronismo de la máquina. La variación de la frecuencia afecta proporcionalmente las reactancias de magnetización y dispersión en el circuito equivalente, pero las resistencias se mantienen aproximadamente constantes, considerando que el efecto pelicular no es muy pronunciado. Para que la densidad de flujo magnético se mantenga prácticamente constante, y dentro de los límites de diseño de la máquina, es conveniente variar la amplitud de la tensión de alimentación en la misma proporción que se varía la frecuencia. De esta forma, la magnitud del par eléctrico es similar a la que se obtiene a frecuencia nominal, pero la velocidad es variable.

La velocidad sincrónica en condiciones nominales se conoce como velocidad base. Utilizando control de frecuencia variable es posible ajustar la velocidad del motor por encima o por debajo de la velocidad base.

En la Figura 88, se presentan las características par eléctrico-velocidad para una máquina de inducción alimentada mediante cuatro frecuencias diferentes, manteniendo constante la relación entre la amplitud de la tensión de alimentación y la frecuencia. Incrementando paulatinamente la frecuencia es posible acelerar una carga mecánica pasando por los puntos 1, 2, 3, hasta alcanzar el punto 4. Si la variación de la frecuencia es lenta en comparación con la inercia del conjunto máquina-carga mecánica, la corriente se reduce con respecto a un arranque directo.

También es posible mantener cualquier punto de operación intermedio, aumentando o reduciendo la velocidad. Operando a baja frecuencia, se incrementa el par de arranque, pero el par máximo de la máquina es prácticamente constante, siempre y cuando las reactancias sean mucho mayores que las resistencias del modelo. [18].

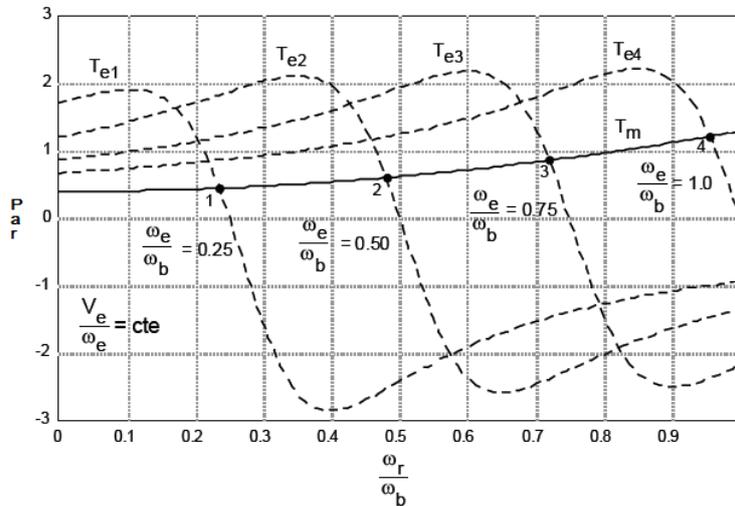


Figura 88. Control de tensión a frecuencia constante en la máquina de inducción

Es importante tener en cuenta que cuando se regula la velocidad de una máquina asíncrona es bueno que el flujo en la máquina se mantenga lo más elevado posible para conseguir altos pares con bajas corrientes. Cuando tenemos flujo máximo implica una corriente del inducido del rotor menor lo cual me reduce las pérdidas y mejora la eficiencia del motor. Sin embargo el flujo no debe de ser mayor que el nominal, pues la corriente de imanación crecería y las pérdidas en el hierro también, es conveniente pues que el flujo se mantenga constante en su valor nominal, y que la máquina en ningún caso llegue a saturarse. Por lo tanto se trata en todo momento de variar la frecuencia manteniendo el flujo constante en dicho valor nominal como máximo.

En régimen permanente senoidal el valor eficaz de la tensión y el flujo están relacionados mediante la expresión:

$$U_{sa} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \cdot f_1 \cdot N \cdot k_{ws1} \cdot \Phi_s \quad [5.7.3.1]$$

Donde  $U_{sa}$  es la tensión de la fase a,  $f_l$  es la frecuencia del estator,  $N$  es el número de espiras del estator,  $k_{ws1}$  es el factor de distribución del devanado y  $\Phi_s$  es el flujo en la máquina.

Por lo tanto para mantener el flujo constante hay que aplicar una tensión cuyo valor eficaz y cuya frecuencia varíen en la misma proporción, tenemos entonces la siguiente relación:

$$\frac{U_{sa}}{f_1} = cte \quad [5.7.3.2]$$

Esta estrategia de control se denomina como control escalar a tensión-frecuencia constante.

Como ya hemos dicho, interesa trabajar con flujo máximo, es decir, el nominal, la relación entre la tensión y la frecuencia es el cociente entre valores nominales. Manteniendo este valor para todo el intervalo de regulación la máquina trabaja con flujo nominal. El intervalo viene determinado por la tensión máxima del convertidor, la nominal, por tanto, la velocidad máxima con flujo nominal, es la que se obtiene con la frecuencia nominal.

Manteniendo la relación tensión-frecuencia constante, la regulación es a par constante. Se demuestra que para un par de carga de valor el nominal la máquina consume la corriente nominal para diferentes frecuencias de sincronismo, despreciando la resistencia estática. Si se calcula la corriente en la máquina para condiciones nominales y se repite el cálculo para una tensión y frecuencia distintas a plena carga, es decir, consumiendo la intensidad nominal. Se deduce, si la relación  $U/f=cte$ :

$$\frac{s_N}{s_{pN}} = \frac{s_c}{s_p} = K \quad [5.7.3.3]$$

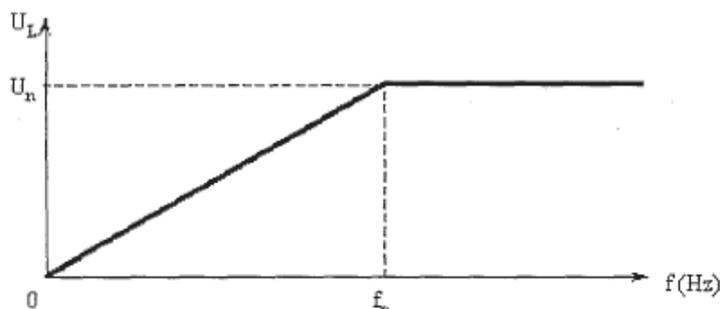
Donde  $s_N$  es deslizamiento nominal,  $s_{pN}$  es el deslizamiento máximo nominal,  $s_c$  es deslizamiento a una frecuencia inferior a la nominal y  $s_p$  es el deslizamiento máximo a esa frecuencia.

El par eléctrico es constante siempre y cuando el par máximo lo sea, siempre y cuando  $U/f = \text{cte}$  como se observa en la siguiente ecuación:

$$T_{\max} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{U_s^2}{\omega_1^2} \cdot L_{ms} \cdot (1 + \sigma_s) = K \cdot \left( \frac{U_s}{\omega_1} \right)^2 \quad [5.7.3.4]$$

A bajas velocidades, bajas tensiones, no se puede mantener constante la relación tensión-frecuencia porque la caída de tensión en la resistencia estática es importante. La tensión aplicada en los devanados es menor de la necesaria y se reduce el flujo en la máquina, por tanto, el par.

La forma de compensar este efecto es estimar la caída de tensión en esta resistencia, para la corriente nominal, y desplazar la ley tensión/frecuencia en ese valor. Cuando el límite de tensión del convertidor no permite sobrepasar la tensión nominal se recurre a una compensación lineal despreciando el efecto de la resistencia estática a altas frecuencias.



**Figura 89. Ley tensión - frecuencia sin compensar efecto resistencia estática**

Cuando sobrepasamos la frecuencia nominal y queremos mantener el par constante hay que seguir aumentando la tensión en la máquina. En este punto nos encontramos dos limitaciones, los aislamientos del motor y la tensión de la red. El aislamiento del motor no es problema, porque las máquinas están sobredimensionadas.

En cambio la tensión de alimentación está limitada a la tensión de la red, este límite es infranqueable y la única forma de sobrepasar la tensión nominal es hacer trabajar al convertidor en onda cuadrada. De este modo se puede aumentar la zona de trabajo de par constante un pequeño intervalo de frecuencia a costa de empeorar la calidad de la alimentación del motor.

Cuando se ha alcanzado la tensión máxima que admite el motor o puede dar el convertidor y se quiere seguir aumentando la velocidad se fija la tensión y se sigue aumentando la frecuencia. A partir de este punto la relación tensión-frecuencia deja de ser constante, por tanto, el par máximo comienza a disminuir con el cuadrado de la frecuencia y la regulación deja de ser a par constante.

$$T_{\max} = K \left( \frac{U_s}{\omega_1} \right)^2 = K_1 \frac{1}{\omega_1^2} \quad [5.7.3.5]$$

$$T_e = T_{\max} \frac{2}{\frac{s}{s_p} + \frac{s_p}{s}} \approx T_{\max} \frac{2s}{s_p} = T_{\max} \cdot 2 \cdot s \cdot \sigma \cdot \omega_1 \cdot T_r \quad [5.7.3.6]$$

Suponiendo que los deslizamientos de la máquina son pequeños, el par evoluciona con la inversa de la frecuencia, y como la potencia es el producto del par por la velocidad, cuando mantenemos la tensión constante la regulación es a potencia constante.

En esta zona el control es menos preciso porque la curva de par no tiene la característica tan dura y los deslizamientos aumentan. La velocidad varía con la carga.

#### 5.7.4 Regulación a par y potencia variables

Para velocidades muy elevadas, dos o tres veces la nominal, llega un momento en el que el par máximo y el de plena carga son muy próximos. Se ha reducido la capacidad de sobrecarga de la máquina y un pequeño aumento del par de carga puede pararla.

Con el fin de mantener la capacidad de sobrecarga del motor constante se debe mantener constante el producto del deslizamiento por la frecuencia ( $s\omega_1$ ). A estas velocidades y con esta condición el par y la potencia son variables, el par disminuye con el cuadrado de la velocidad y la potencia con la velocidad.

## 5.7 Control escalar para motores de inducción

La ley tensión-frecuencia resultante para todo el intervalo de velocidades posible, es lineal hasta la frecuencia nominal y a partir de ella se mantiene la tensión constante. Si la carga no es muy sensible a pares pulsantes se puede ampliar la zona de regulación a par constante haciendo conmutar al inversor en onda cuadrada. Se consigue un aumento del 10% en la tensión de alimentación, aumentándose en un 10% el intervalo de la zona lineal.

Los esquemas de control utilizados en el control escalar se pueden clasificar en bucle abierto y en bucle cerrado. Los primeros no tienen realimentación y son útiles cuando los deslizamientos son pequeños. Los segundos se utilizan cuando el deslizamiento es grande o se busca precisión en la velocidad. En estos se realimentan señales del motor, como son la velocidad o las corrientes. [11]

El control en bucle abierto es el más sencillo porque sólo fija la tensión y la frecuencia en la máquina. Como la tensión se obtiene a partir de la ley tensión-frecuencia en el intervalo de regulación (Figura 89), realmente sólo se da la frecuencia como consigna. Para velocidades inferiores a la nominal, o próximas a ella, los deslizamientos son pequeños, por tanto, fijando la frecuencia se está fijando la velocidad. En estos esquemas se suele compensar la frecuencia con el deslizamiento nominal para conseguir la velocidad especificada.

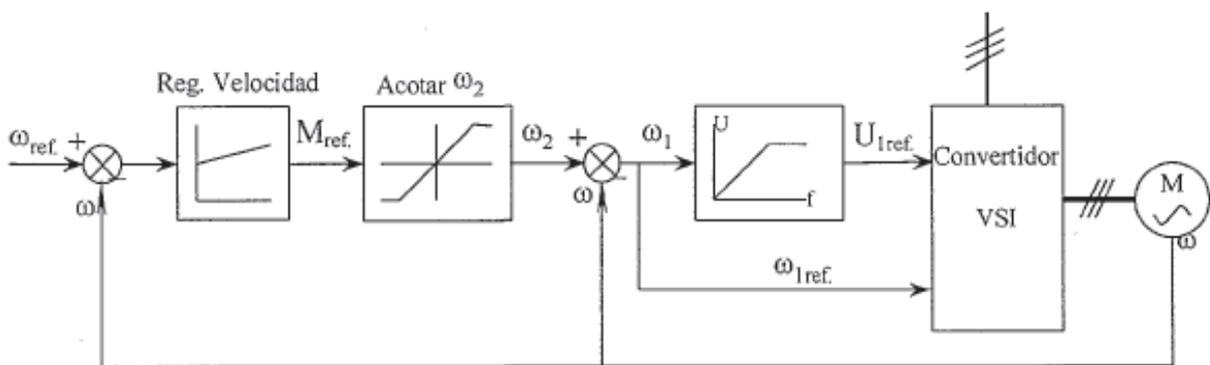
El esquema correspondiente al control en bucle abierto es básicamente igual que el de bucle cerrado (Figura 90), pero sin realimentación de velocidad.

Los esquemas en bucle cerrado, realimentan la velocidad del motor y la comparan con la consigna de velocidad dada. La forma de implementar las ecuaciones con esquemas de control no es única, el esquema elegido es un sistema sencillo que se basa en la ley tensión-frecuencia explicada.

Este esquema se compone de un regulador de velocidad, etapa integradora, un limitador de la frecuencia en el rotor (deslizamiento) y una ley tensión-frecuencia. Además del sistema físico, convertidor, motor y sensor de velocidad (tacodinamo o encóder).

El funcionamiento del esquema es el siguiente:

- A. La diferencia entre la velocidad de referencia y la real se amplifica, obteniéndose el par.
- B. La relación entre el par y la frecuencia de las corrientes en el rotor es lineal, con el par se obtiene  $\omega_2$ .
- C. Sumando  $\omega_2$  y  $\omega$  se obtiene la frecuencia de la corriente en el estator.
- D. Con la frecuencia de referencia se consigue la tensión de referencia.
- E. La tensión y la frecuencia de referencia son las entradas de la etapa de control del accionamiento.



**Figura 90. Esquema de control en bucle cerrado**

En el esquema anterior podemos ver como la velocidad de referencia se compara con la de giro de la máquina y el error se pasa por un regulador PI, la salida de este regulador se corresponde con la velocidad  $\omega_2$  que está íntimamente relacionada con el par desarrollado por la máquina, por tanto es necesario saturar la salida de este regulador para no solicitar a la máquina un par que pueda resultar peligroso. Con la velocidad  $\omega_2$  y la de giro del motor  $\omega$  se puede obtener la velocidad de referencia estática, a partir de esta referencia se genera la referencia de la tensión y frecuencia estáticas realizando la compensación del efecto de  $R_s$  a bajas velocidades, esta compensación puede hacerse de varias maneras en función del tipo de carga a manejar.

## 5.8 Control con el convertidor de frecuencia

Los convertidores más utilizados en los sistemas de velocidad variable son los convertidores corriente alterna-corriente alterna con una etapa intermedia de corriente continua, aunque en nuestro caso particular en la motocicleta tendremos tan sólo la etapa corriente continua –corriente alterna, con todo y con eso este análisis nos es perfectamente útil en nuestra aplicación.

En el caso general, el puente del lado de la red funciona como inversor en fuente de tensión controlado en corriente. Este inversor se encargará de controlar el factor de potencia y la tensión en la etapa de continua, para conseguir que la tensión proporcionada por el convertidor electrónico en la etapa de corriente alterna sea la deseada se precisa emplear una técnica generación de impulsos de disparo a los semiconductores del convertidor; como ya veremos más adelante con la técnica de modulación vectorial (SVM).

La modulación del ancho del pulso (PWM) es una técnica de generación de impulsos de disparo de semiconductores orientada a conseguir una onda de tensión alterna a la salida del convertidor con un bajo contenido en armónicos a partir de tensiones o corrientes continuas. Frente al control por onda cuadrada, la modulación PWM presenta una serie de ventajas, como son la posibilidad de controlar de forma independiente los tres parámetros fundamentales del primer armónico de la onda de salida: amplitud, frecuencia y fase (respecto de una referencia elegida arbitrariamente).

La elección de la técnica de modulación tiene una gran influencia tanto en el rendimiento del convertidor como en la calidad de la onda generada, por ello, y teniendo en cuenta el constante descenso del precio de los microprocesadores necesarios para aplicar los algoritmos de control y el aumento de la velocidad de cálculo, es de interés aplicar técnicas de modulación avanzadas para controlar los sistemas de velocidad variable. El empleo de la técnica de modulación vectorial (SVM) presenta ventajas respecto a otras técnicas como la de suboscilación (basada en la comparación de una señal de control con una onda triangular fundamentalmente en cuanto al mejor aprovechamiento de la tensión de la etapa de continua y la reducción de la tasa de distorsión armónica).

La técnica de modulación vectorial obtiene los ángulos de disparo de los semiconductores a partir de las proyecciones d y q del vector espacial de tensión respecto de una referencia que gira el sincronismo con la tensión de salida. Por ello, antes de describir esta técnica y la forma de llevarla a cabo, vamos a exponer el modelo de un puente trifásico en fuente de tensión en unos ejes genéricos y la forma de controlarlo.

## 5.8.1 Control vectorial del inversor

### 5.8.1.1 Modelo en ejes dq del convertidor en fuente de tensión.

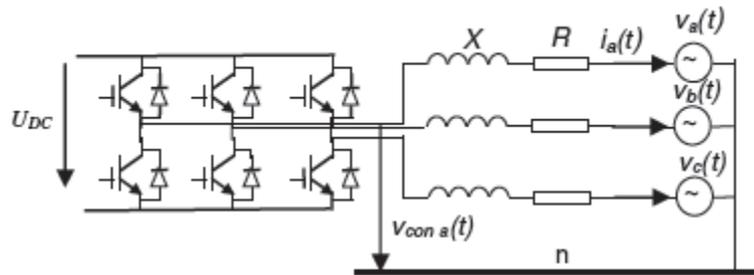
El modelo en ejes dq de un convertidor trifásico en fuente de tensión se obtiene aplicando la transformación de Park a las ecuaciones del convertidor en variables de fase. Estas ecuaciones son válidas tanto para el funcionamiento del convertidor como rectificador, o como inversor. Las ecuaciones de la transformación de Park en forma matricial son:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{pmatrix} \cos \theta & \text{sen} \theta \\ -\text{sen} \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{pmatrix} \cos \theta & \text{sen} \theta \\ -\text{sen} \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Si representando el circuito conectado en la etapa de corriente alterna del convertidor electrónico (Figura 91), por su equivalente Thèvenin, las ecuaciones en variables de fase del convertidor quedan de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} v_{con.a} \\ v_{con.b} \\ v_{con.c} \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$$



**Figura 91. Equivalente trifásico de un convertidor en fuente de tensión**

Si ahora se definen los vectores espaciales de las magnitudes de la expresión anterior como:

$$\vec{u}^{\alpha\beta} = u_{an} + u_{bn} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_{cn} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}}$$

La ecuación finalmente queda:

$$\vec{v}^{\alpha\beta} = \vec{v}_{con}^{\alpha\beta} - R \cdot \vec{i}^{\alpha\beta} - L \cdot \frac{d\vec{i}^{\alpha\beta}}{dt}$$

Al transformar un sistema trifásico de tensiones senoidales en unos ejes  $\alpha, \beta$  fijos, se obtiene un vector espacial de módulo constante que gira a velocidad  $\Omega$ . La técnica de modulación vectorial (SVM) de los pulsos de disparo, que se describirán más adelante, persigue obtener un vector espacial de tensión interna del convertidor lo más parecido posible a éste vector espacial ideal. Si las ecuaciones anteriores se expresan en un sistema de referencia genérico que gire a la velocidad  $w$  resulta:

$$\vec{v} = \vec{v}_{con} - R \cdot \vec{i} - L \cdot \frac{d\vec{i}}{dt} - j \cdot w \cdot L \cdot \vec{i}$$

Entonces, proyectando sobre los ejes  $d$  y  $q$ , resultan las siguientes expresiones:

$$v_d = v_{con,d} - R \cdot i_d - L \cdot \frac{di_d}{dt} + w \cdot L \cdot i_q$$

$$v_q = v_{con,q} - R \cdot i_q - L \cdot \frac{di_q}{dt} - w \cdot L \cdot i_d$$

En el caso general, la tensión de alterna viene impuesta, y por lo tanto es posible realizar un control de las componentes activa y reactiva del convertidor a través del control de la onda de tensión sintetizada por el convertidor. Evidentemente, cuanto más senoidal sea la onda de tensión interna del convertidor más senoidal será la corriente.

Si se transforma el sistema trifásico de tensiones en unos ejes d y q fijos, que giran en sincronismo con el vector espacial de red; así este vector espacial se puede expresar como:

$$\vec{U} = U_{dL0}$$

De este modo las componentes de la tensión de salida del convertidor resultan:

$$U_{con.d} = U_d + R \cdot I_d + L \cdot \frac{dI_d}{dt} - \omega \cdot I_q \cdot L$$

$$U_{con.q} = R \cdot I_q + L \cdot \frac{dI_q}{dt} + \omega \cdot I_d \cdot L$$

Y en el punto de conexión común se cumple que:

$$P = \frac{3}{2} (U_d \cdot I_d + U_q \cdot I_q)$$

$$Q = \frac{3}{2} (U_d \cdot I_q + U_q \cdot I_d)$$

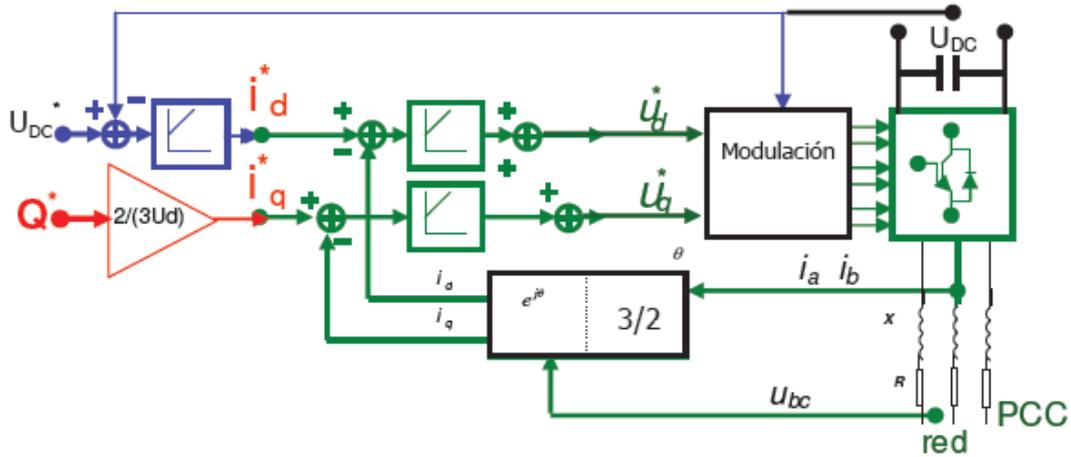
Teniendo en cuenta  $\vec{U} = U_{dL0}$  se observa que existe una proporción directa entre las componentes d y q de la corriente y la potencia activa y reactiva que se desea transferir:

$$P = \frac{3}{2} \cdot U_d \cdot I_d$$

$$Q = \frac{3}{2} \cdot U_d \cdot I_q$$

La referencia de corriente activa,  $I_d$ , viene impuesta por la salida de un bucle externo de control encargado de mantener la tensión de la etapa de continua; la referencia de corriente reactiva,  $I_q$ , es la que directamente se imponga de acuerdo con la potencia reactiva de referencia.

La estructura que deben tener los bucles de control de corriente es la expuesta en la figura siguiente:



**Figura 92. Bucles de regulación del convertidor de red**

Atendiendo a las expresiones de las componentes de la tensión en bornes del convertidor en un sistema de ejes  $d$  y  $q$  que gira en sincronismo con la tensión de red, se observa que la constante de tiempo que afecta a la dinámica de ambas relaciones es la misma. Por consiguiente los reguladores que generen las consignas de tensión en eje directo  $d$  y en eje en cuadratura  $q$  serán iguales. El regulador más adecuado para generar la consigna de tensión a partir de la de corriente en cada eje será del tipo Proporcional-Integral (PI).

### 5.8.1.2 Control del inversor. Cálculo de los reguladores

Se realizará el cálculo de los reguladores de corriente (los PI) en el espacio continuo de Laplace, y después se comprobará su validez en el espacio discreto.

Las funciones de transferencia de los elementos involucrados en cada uno de los lazos de corriente del sistema en estudio son:

- El comportamiento de la red y el filtro inductivo se representa por medio de la función de transferencia:

$$\frac{1}{L \cdot s + R} = \frac{k_g}{\tau_g \cdot s + 1}$$

Siendo,  $L$  la inductancia en la conexión a red,  $R$  la resistencia,  $k_g$  la ganancia de la conexión a red y  $\tau_g$  la constante de tiempo de la conexión a red.

- El inversor será modelizado como un elemento de primer orden, de ganancia unidad y que introduce un retardo  $\tau_{con}$  en el sistema:

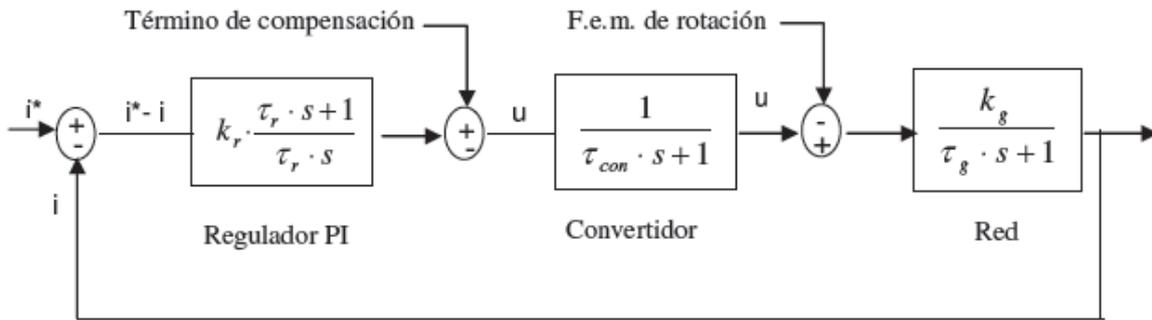
$$\frac{1}{\tau_{con} \cdot s}$$

El retardo  $\tau_{con}$  representa fundamentalmente el tiempo transcurrido desde que el sistema de control genera un cambio en la señal de referencia, hasta que el convertidor modifica el estado de sus semiconductores. La constante de tiempo utilizada para realizar el cálculo de los reguladores proviene de una estimación del tiempo que empleará el convertidor real en la generación de los impulsos de disparo.

- La función de transferencia representativa del regulador Proporcional Integral

$$R(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = k_p \cdot \frac{\frac{k_p}{k_i} \cdot s + 1}{\frac{k_p}{k_i} \cdot s} = k_r \cdot \frac{\tau_r \cdot s + 1}{\tau_r \cdot s}$$

El bucle de regulación, válido para cualquiera de las componentes de la corriente, representado en el espacio continuo de Laplace será el que puede apreciarse, en la Figura 93, a continuación:



**Figura 93. Lazo de regulación de corriente**

Si el retardo introducido por el convertidor es reducido, puede admitirse que el término de compensación sumado a la señal de salida del regulador cancela la f.e.m. de rotación. En caso de que la cancelación no sea perfecta la respuesta dinámica del sistema sería un poco peor que la estimada; sin embargo, en la práctica, esta diferencia de respuesta no suele ser lo suficientemente importante como para obligar a complicar el sistema de control.

De entre los distintos métodos existentes para el cálculo de reguladores en este tipo de sistemas, se empleará el de compensación de la mayor constante de tiempo, donde se elige la constante de tiempo del regulador de modo que la acción del regulador cancele la mayor de las constantes de tiempo implicadas en el proceso. La constante proporcional se selecciona de modo que la sobreoscilación del sistema no supere un valor predefinido. De forma general, el inconveniente que conlleva este método de cálculo de reguladores PI es el elevado tiempo de establecimiento de la respuesta del sistema cuando se produce un cambio en la perturbación.

Eligiendo por lo tanto  $\tau_r = \tau_g$ , la función de transferencia del sistema de la figura en bucle abierto resulta:

$$G(s) = k_r \cdot k_g \cdot \frac{1}{\tau_g \cdot s} \cdot \frac{1}{\tau_{con} \cdot s + 1}$$

Con lo que la función de transferencia en bucle cerrado resultará:

$$G^*(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{1}{s^2 \cdot \frac{\tau_g \cdot \tau_{con}}{k_r \cdot k_g} + s \cdot \frac{\tau_r}{k_r \cdot k_g} + 1}$$

Esta función de transferencia corresponde a la de un sistema de segundo orden, cuya expresión general es:

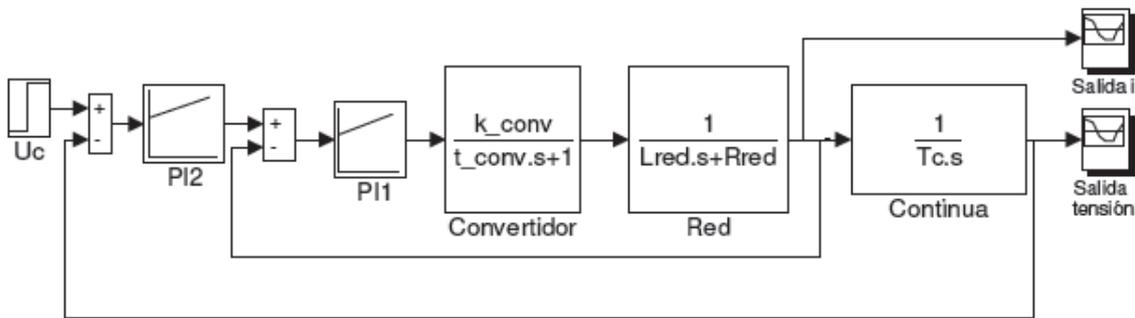
$$G^*(s) = \frac{1}{s^2 \cdot \tau^2 + 2 \cdot s \cdot \tau \cdot \xi + 1}$$

Identificando términos entre ambas ecuaciones e imponiendo que el amortiguamiento  $\xi$  valga  $1/\sqrt{2}$ , para que la sobreoscilación no supere el 5%, se obtiene un valor de la constante del regulador  $k_r$  de:

$$2 \cdot \tau \cdot \xi = 2 \cdot \sqrt{\frac{\tau_g \cdot \tau_{con}}{k_r \cdot k_g}} \cdot \xi = \frac{\tau_g}{k_r \cdot k_g} \Rightarrow \xi = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{\tau_g}{\tau_{con} \cdot k_r \cdot k_g}} \xrightarrow{\xi=1/\sqrt{2}} k_r = \frac{1}{2} \cdot \frac{\tau_g}{k_g \cdot \tau_{con}}$$

**Bucle externo de regulación de tensión**

Finalmente se ha de introducir el bucle externo de regulación de tensión: (Figura 94):



**Figura 94. Bucle externo de regulación de tensión**

En nuestro esquema de regulación queremos obtener la tensión de continua, partiendo de una entrada de corriente continua; tendremos en cuenta la transformada de Laplace que relaciona la tensión en el Condensador y la corriente, así como, la relación entre la corriente de salida  $i_d$  de red y la corriente en continua :

$$\frac{u_c(s)}{i_{cc}(s)} = \frac{1}{C \cdot s} \qquad \frac{i_{cc}(s)}{i_d(s)} = k$$

Por lo tanto, siendo  $k = 0.733$  de la expresión siguiente podemos obtener la constante de tiempo de carga del condensador,  $T_c$

$$\frac{u_c(s)}{i_d(s)} = k \cdot \frac{1}{C \cdot s} = \frac{1}{\frac{C}{k} \cdot s}$$

Resumiendo el cálculo de los parámetros del PI externo del bucle de regulación de tensión, podemos definir los siguientes términos:

- Constante de tiempo de la red:  $t_{red}$
- Constante de tiempo equivalente al tiempo de respuesta del bucle interno:  $t_{eq2}$ , que calculamos observando en el Bode del lazo interno.
- Ganancia del sistema equivalente al bucle interno:  $k_{eq2}=1$
- Constante de tiempo del condensador en continua:  $T_c$
- La constante proporcional del bucle externo se calcula como:

$$k_{p2} = \frac{1}{\frac{k_c}{k_{eq2}}} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{T_c}{t_{eq2}} \quad \text{con} \quad t_{r2} = 4 \cdot t_{eq2}$$

- La constante integral se calcula como:  $k_{i2} = \frac{k_{p2}}{t_{r2}}$

(También por el óptimo simétrico se pueden calcular las constantes del regulador de tensión:

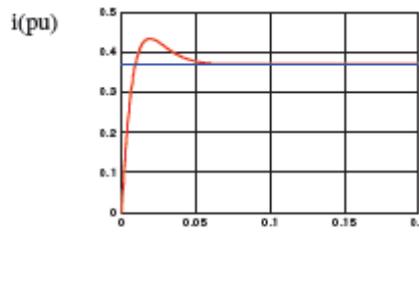
$$k_{p2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{T_c}{2 \cdot t_{red}} \quad k_{i2} = \frac{k_{p2}}{4 \cdot 2 \cdot t_{red}})$$

(Los parámetros del PI externo del bucle de regulación de tensión los calcularemos sustituyendo el bucle interno por un sistema de primer orden, de ganancia unidad y tiempo de establecimiento ( $t_{eq2}$ ). Este tiempo lo calculamos viendo en el Bode del lazo interno, el corte de la ganancia con -3dB es  $\frac{1}{t_{eq2}}$ ).

Si por ejemplo, tuviésemos un sistema con una red cuyos datos fuesen  $L_{red}=3,6\text{mH}$ ,  $R=0,5\Omega$  y  $k_g=2\Omega^{-1}$ ,  $\tau_g=0,0072\text{s}$  y el convertidor tuviese  $\tau_{con}=0,5\text{ ms}$ . De este modo, la constante proporcional y la constante de integración de los reguladores de corriente resultantes, serían:

$$k_p = k_r = \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{L}{R}}{\frac{1}{R} \cdot \tau_{con}} = \frac{L}{2 \cdot \tau_{con}} = 3,6\Omega \quad \text{y} \quad k_i = \frac{k_p}{\tau_r} = \frac{L}{2 \cdot \frac{L}{R} \cdot \tau_{con}} = \frac{R}{2 \cdot \tau_{con}} = 500 \frac{\Omega}{s}$$

La respuesta del sistema ante un cambio en la referencia (una de las componentes de la corriente) sería la mostrada en la Figura 95. La cual, confirma el correcto diseño de los reguladores de corriente.



**Figura 95. Respuesta del bucle de corriente ante un escalón**

El cálculo de los reguladores ha sido realizado en el dominio continuo de Laplace, debido al proceso de muestreo de las señales y digitalización de los algoritmos de control en la implementación práctica de cualquier control, la respuesta de los reguladores puede variar respecto a la respuesta en el tiempo. Se ha de comprobar que la frecuencia de muestreo empleada es superior a la frecuencia natural del sistema:  $f_o=1414\text{ Hz} < 3000\text{ Hz}$ .

Con el regulador elegido, y teniendo en cuenta la función de transferencia del sistema en bucle cerrado la frecuencia natural del sistema realimentado ( $f_o = 1/\tau$ ) es:

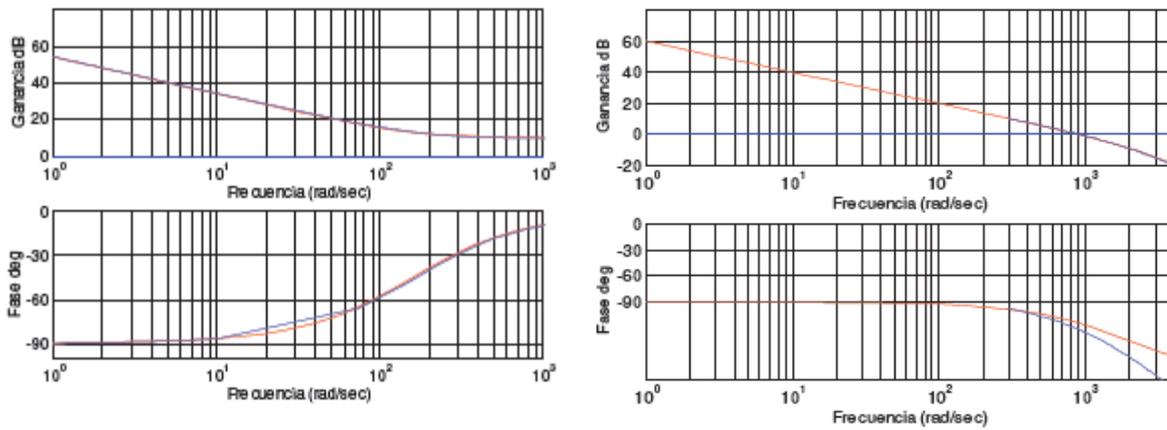
$$f_o = \sqrt{\frac{k_r \cdot k_g}{\tau_g \cdot \tau_{con}}} = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \tau_{con}}} = 1414\text{Hz}$$

En efecto si se comparan los diagramas de Bode en amplitud y en fase del regulador PI continuo con su equivalente discreto, muestreado con un período de  $\frac{1}{3000}$  s :

$$R(s) = 3,16 \cdot \frac{0,0063 \cdot s + 1}{0,0063 \cdot s}$$

$$R(z) = \frac{3,16 \cdot z - 2,99}{z - 1}$$

Se comprueba que ambos diagramas son muy similares tanto en amplitud como en la fase, como se ve en la izquierda de la Figura 96.



*Diagrama de Bode en amplitud y fase del regulador continuo (--) y discreto (- -) para una frecuencia de muestreo  $f_s = 3000$  Hz*

Diagramas de Bode continuo(-- ) y discreto(- -) para una frecuencia de muestreo  $f_s = 3000$  Hz

**Figura 96. Diagramas de Bode en amplitud y fase.**

Los diagramas de Bode en amplitud y en fase tanto del sistema en el dominio continuo como en el discreto (muestreado con un período de  $1/3000$  seg.) se encuentran representados en la derecha de la figura anterior. Se comprueba que el sistema es estable en el entorno de la frecuencia natural.

El diagrama polar de la función de transferencia del sistema en cadena abierta y en el dominio discreto del sistema muestreado con una frecuencia de 3000 Hz, no encierra al punto  $z = -1$ , por lo que la estabilidad del sistema en cadena cerrada queda garantizada.

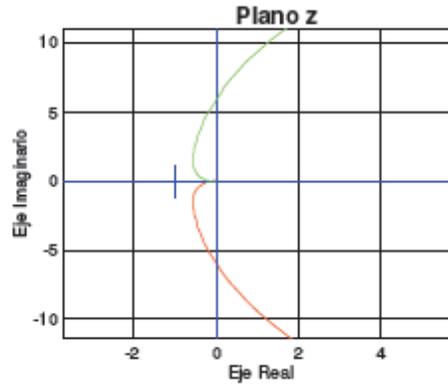


Figura 97. Diagrama polar del dominio discreto con frecuencia de muestreo  $f_s=3000\text{Hz}$ .

### 5.8.2 Modulación PWM vectorial. Generación de impulsos de disparo de los convertidores.

En la Figura 98 se representa esquemáticamente el convertidor en estudio.

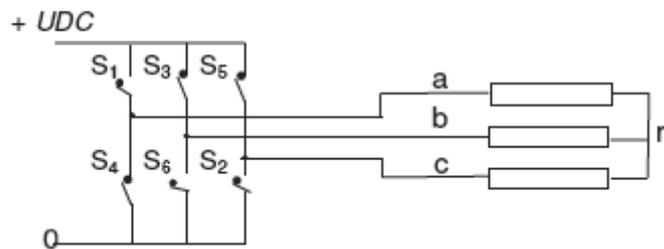


Figura 98. Transistores de un convertidor trifásico.

El convertidor consta de tres ramas con dos semiconductores controlables en cada rama (siendo  $i=1,2,3,4,5,6$ ); para mayor claridad se han omitido los diodos en antiparalelo con los semiconductores controlables. Prescindiendo del tiempo de seguridad preciso desde que se corta la señal de un transistor hasta que se da la señal de disparo al transistor complementario, en cada instante de tiempo sólo debe conducir uno de los semiconductores de cada una de las ramas del puente. Por ello, para identificar el estado del puente basta con indicar el estado de los semiconductores superiores de cada rama ( $S_1, S_3, S_5$ ). El estado cerrado de cada semiconductor del puente se representa con un uno, y el estado abierto con un cero.

## 5.8 Control con el convertidor de frecuencia

En un puente trifásico en fuente de tensión se pueden tener ocho combinaciones (o “estados de conducción”) diferentes: (1,0,0), (1,1,0), (0,1,0), (0,1,1), (0,0,1), (1,0,1), (0,0,0) y (1,1,1). En los dos últimos estados citados la tensión en la etapa de corriente alterna del puente es nula, por lo que los seis primeros estados se denominan estados activos. En lo sucesivo, para referirse a uno de los estados de salida utilizaremos el número decimal correspondiente al código binario del estado en cuestión. Dada una determinada tensión en la etapa de continua, las tensiones de línea ( $u_{ab}, u_{bc}, u_{ca}$ ) correspondientes a cada uno de los estados activos serán:

Estado	1	2	3	4	5	6
(S1,S3,S5)	(1,0,0)	(1,1,0)	(0,1,0)	(0,1,1)	(0,0,1)	(1,0,1)
( $u_{ab}, u_{bc}, u_{ca}$ )	( $U_{DC}, 0, -U_{DC}$ )	( $0, U_{DC}, -U_{DC}$ )	( $-U_{DC}, U_{DC}, 0$ )	( $-U_{DC}, 0, U_{DC}$ )	( $0, -U_{DC}, U_{DC}$ )	( $U_{DC}, -U_{DC}, 0$ )

**Tabla 1. Tensiones de línea ( $u_{ab}, u_{bc}, u_{ca}$ ) correspondientes a los estados activos.**

En ausencia de hilo de neutro que una el punto medio de la etapa de continua con el punto neutro de la carga  $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ , además tenemos que:

$$V_{an} = \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{ca}) \quad V_{bn} = \frac{1}{3}(V_{bc} - V_{ab}) \quad V_{cn} = \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{bc}) \quad [5.8.2.1]$$

Por lo tanto, las tensiones fase neutro para cada estado activo serán:

Estado	1	2	3	4	5	6
( $u_{ab}, u_{bc}, u_{ca}$ )	$\left(\frac{2U_{DC}}{3}, \frac{-U_{DC}}{3}, \frac{-U_{DC}}{3}\right)$	$\left(\frac{U_{DC}}{3}, \frac{U_{DC}}{3}, \frac{-2 \cdot U_{DC}}{3}\right)$	$\left(\frac{-U_{DC}}{3}, \frac{2U_{DC}}{3}, \frac{-U_{DC}}{3}\right)$	$\left(\frac{-2U_{DC}}{3}, \frac{U_{DC}}{3}, \frac{U_{DC}}{3}\right)$	$\left(\frac{-U_{DC}}{3}, \frac{-U_{DC}}{3}, \frac{2U_{DC}}{3}\right)$	$\left(\frac{U_{DC}}{3}, \frac{-2 \cdot U_{DC}}{3}, \frac{U_{DC}}{3}\right)$

**Tabla 2. Tensiones fase-neutro para cada estado activo.**

Con ello, las componentes real e imaginaria del vector tensión interna del convertidor, definido según valen, para cada estado activo:

Estado	1	2	3	4	5	6
( $u_{\alpha}, u_{\beta}$ )	$\left(\frac{2U_{DC}}{3}, 0\right)$	$\left(\frac{U_{DC}}{3}, \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}\right)$	$\left(\frac{-U_{DC}}{3}, \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}\right)$	$\left(\frac{-2U_{DC}}{3}, 0\right)$	$\left(\frac{-U_{DC}}{3}, \frac{-U_{DC}}{\sqrt{3}}\right)$	$\left(\frac{U_{DC}}{3}, \frac{-U_{DC}}{\sqrt{3}}\right)$

**Tabla 3. Componentes real e imaginaria del vector tensión interna del convertidor.**

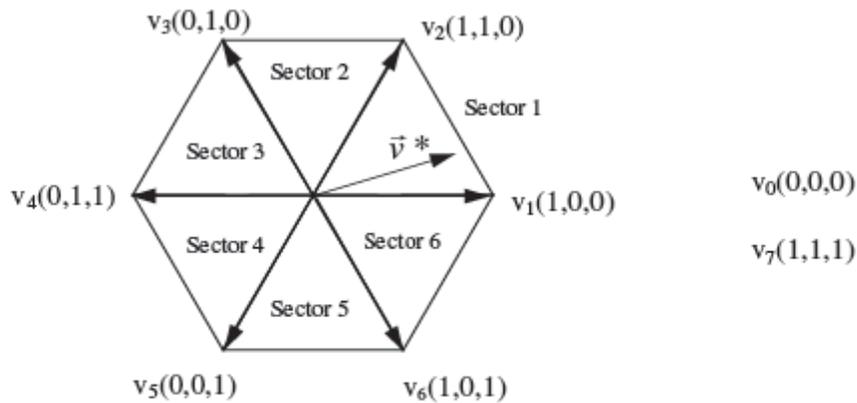
Obtenemos que, la expresión general del vector tensión en un estado k cualquiera:

$$\vec{u}_i^{\alpha\beta} = \frac{2U_{DC}}{3} \cdot e^{j\left(\frac{k-1}{3}\pi\right)} \quad k=1,2,3,4,5,6 \quad [5.8.2.2]$$

Y para los estados nulos:

$$\vec{u}_i^{\alpha\beta} = 0 \quad k=0,7 \quad [5.8.2.3]$$

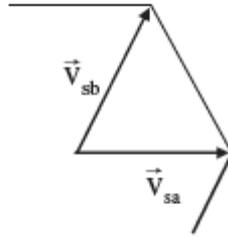
Estos vectores espaciales de tensión fase-neutro se muestran en la Figura 99. Estos vectores dividen al hexágono en seis sectores, que se numeran en concordancia con el primer vector que lo limita.



**Figura 99. Estados posibles de un convertidor trifásico.**

Sólo uno de los ocho vectores de la figura puede ser producido en cada instante, mientras que para conseguir una tensión de salida senoidal se debería poder generar un vector espacial cualquiera inscrito en una circunferencia.

Para exponer la técnica de modulación supóngase que en un instante determinado de tiempo (intervalo de muestreo) se desea que el inversor genere un vector espacial  $\vec{v}^*$ . Para que la exposición tenga carácter general el vector espacial se encuentra en un sector genérico del hexágono delimitado por los vectores espaciales activos  $\vec{v}_{sa}$  y  $\vec{v}_{sb}$ , tal y como se muestra en la figura 100



**Figura 100. Vectores espaciales activos genéricos.**

La técnica de modulación vectorial se basa en la aplicación promediada de una combinación de tres vectores: los dos que delimitan el sector en el que se encuentra el vector que se desea reproducir más el vector nulo ( $\vec{v}_{sa}$ ,  $\vec{v}_{sb}$  y  $\vec{v}_{nulo}$ ) en cada intervalo de tiempo  $T$ .

Una aproximación para obtener el vector de referencia deseado es:

$$\vec{v}^* = \frac{1}{T} \cdot \sum_0^7 \vec{v}_i t_i \quad [5.8.2.4]$$

Donde  $\vec{v}_i$  denota cada uno de los vectores que se usan para promediar, y  $t_i$  el tiempo durante el cual se aplica cada vector. Evidentemente, la relación entre estos tiempos  $t_i$  y el intervalo de conmutación es:

$$T = \sum_0^7 t_i \quad [5.8.2.5]$$

La ecuación define de forma general el método para obtener el vector de referencia a partir de los estados posibles del inversor.

Al aplicar la técnica PWM vectorial se dispone de una serie de grados de libertad. Estos son fundamentalmente, la selección de la frecuencia de muestreo, el orden en el que se aplican los vectores de cada estado, o los tiempos de permanencia en cada estado (tanto activos, como nulos). A continuación se analizarán cada uno de dichos aspectos.

### a) Frecuencia de muestreo

La frecuencia de muestreo que se seleccione debe ser fruto de un compromiso entre una buena calidad de la corriente de salida y un rendimiento del inversor elevado.

Se denomina índice de modulación de frecuencia,  $m_f$ , también llamado número de pulsos al cociente entre la frecuencia de conmutación  $f_s$  y la frecuencia de componente fundamental de la onda de salida,  $f_1$ . Para evitar la aparición de componentes subarmónicas en la tensión de salida es usual seleccionar un índice de modulación de frecuencia entero; la modulación entonces recibe el nombre de síncrona. En este caso y siempre que el inversor trabaje en zona lineal, los armónicos de las ondas de salida se concentran en bandas centradas en torno a  $m_f$  y sus múltiplos; por lo tanto un incremento de la frecuencia de conmutación conlleva un desplazamiento del espectro armónico hacia armónicos de mayor orden, más fáciles de filtrar, con lo que mejora en la calidad de la onda.

Los armónicos homopolares de la tensión entre el punto medio de la etapa de corriente continua y cada una de las salidas del convertidor no aparecen en la tensión de línea. Por tanto, para eliminar las componentes armónicas de mayor amplitud, se elige  $m_f$  múltiplo de tres e impar, ya que en un sistema equilibrado los armónicos múltiplos de tres son homopolares. Si el equipo conectado en bornas del convertidor está conectado en estrella con el neutro aislado, tampoco existirán armónicos homopolares en la tensión de fase.

- La frecuencia de salida del convertidor unido a la red es constante, por tanto se seleccionará un valor de  $m_f$  entero para eliminar las componentes subarmónicas de las ondas de salida.

Otro factor que limita la máxima frecuencia de conmutación con la que se puede trabajar es el tiempo de ejecución de un ciclo del programa que recoge el algoritmo de control en el procesador en el que se implante el control vectorial del convertidor.

### b) Obtención del vector tensión de referencia

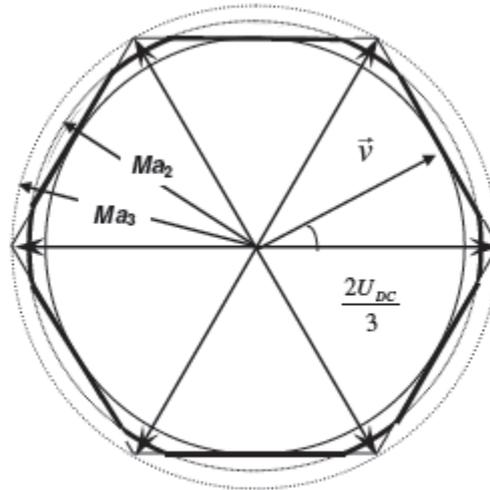
La forma más adecuada de obtener el vector de referencia como suma de los estados posibles del inversor, es aquella en la que el número de conmutaciones o cambios de estado de los semiconductores, en cada período de muestreo, sea el mínimo. Como se ha indicado, los vectores no nulos que se pueden obtener con el inversor dividen el plano en seis sectores de  $60^\circ$  cada uno. Uniendo los extremos de dichos vectores se obtiene un hexágono. El valor máximo de la tensión de fase que es posible obtener en un puente trifásico se corresponde con la amplitud de los vectores que delimitan los sectores. La relación entre dicha amplitud y el valor de la tensión, en la etapa de corriente continua es  $\frac{2}{3} \cdot U_{DC}$ .

Así, por ejemplo, para el estado (1,0,0), aplicando la transformación

$$\vec{v} = \frac{2}{3} (v_{an} + v_{bn} \cdot e^{j \cdot 120^\circ} + v_{cn} \cdot e^{-j \cdot 120^\circ}) \quad [5.8.2.6]$$

La máxima tensión de salida del convertidor es aquella en la que el vector espacial asociado describe la trayectoria hexagonal indicada en la Figura 101. Sin embargo, una onda de tensión cuyo vector espacial asociado describa un hexágono tiene un alto contenido en armónicos (ya que el vector asociado a un sistema trifásico de tensiones senoidales describe una circunferencia. Cuando se abandona la zona de funcionamiento lineal se produce la convergencia a una onda tipo *six steps* en donde la trayectoria del vector no es continua.

La máxima tensión de salida en zona lineal es aquella que corresponde con un vector espacial que describe una circunferencia de radio el apotema del hexágono: (Figura 99).



**Figura 101. Distinción de zona en un convertidor trifásico, según el valor del índice de modulación de amplitud,  $Ma$ .**

Se define el índice de modulación de amplitud,  $Ma$ , como el cociente entre el valor de cresta de la onda de tensión de referencia y el radio de la circunferencia inscrita en el hexágono:

$$Ma = \frac{\hat{u}_f}{\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot U_{DC}} \quad [5.8.2.7]$$

Con esta definición la zona lineal de funcionamiento queda limitada por un  $Ma \leq 1$  del índice de modulación de amplitud comúnmente empleada en SVM.

El vector espacial tensión de referencia en zona lineal se puede expresar en función del índice  $Ma$  y el ángulo  $\alpha$ , en cada sector del hexágono, como:

$$\vec{v}^* = \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \cdot Ma \cdot e^{j\alpha} \quad [5.8.2.8]$$

Mientras que el índice de modulación de amplitud sea menor que 1 es posible conseguir un contenido en armónicos reducido, y existe una relación lineal entre el primer armónico de la onda de tensión obtenida y la tensión de referencia. Así, el valor eficaz del primer armónico de tensión de salida es:

$$U_{f1} = 0,408 Ma U_{DC} \quad [5.8.2.9]$$

El valor del índice de modulación de amplitud se obtiene a partir del módulo del vector espacial de tensión de referencia mediante la relación lineal [5.8.2.7]. A medida que este índice aumenta desde cero hasta uno, disminuyen los tiempos durante los que se aplica un vector nulo, aumentando por lo tanto el valor de las referencias de tensión aplicadas. Cuando el valor del índice de modulación de amplitud es la unidad, el valor de la componente fundamental de la tensión máxima de fase es  $\hat{U}_{1f} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot U_{DC} = 0,577 \cdot U_{DC}$ . Este valor es un 15% superior al que se obtiene mediante la aplicación de la técnica de suboscilación.

Si se sigue incrementando el índice  $Ma$ , se penetra en la zona denominada de sobremodulación ( $Ma > 1$ ); esta zona se caracteriza por una relación entre la componente fundamental de la tensión de salida y la tensión de referencia no lineal. Es posible considerar dos zonas de funcionamiento en sobremodulación.

- En la primera zona (valores del índice de modulación de amplitud  $Ma_2$  comprendidos entre 1 y  $Ma_3$  de la Figura 99, la trayectoria del vector de salida promediado sigue la circunferencia que corresponde al índice de modulación de amplitud  $Ma_2$  en los arcos de circunferencia que son interiores al hexágono; en el resto de la trayectoria se ajusta al hexágono. En un período de la onda de referencia senoidal, el convertidor es capaz de seguir la amplitud de la tensión de referencia pero no su fase. Esta trayectoria se resalta en la Figura.99 con trazo grueso.
- La segunda zona (índice de modulación de amplitud igual o mayor a  $Ma_3$ ) se alcanza cuando el radio que corresponde al índice de modulación de amplitud es igual o mayor al de la circunferencia circunscrita al hexágono. El incremento del índice de modulación de amplitud, en esta zona se realiza añadiendo componentes armónicas que no son de secuencia cero, por lo que la distorsión armónica aumenta considerablemente. La velocidad de giro del vector de tensión de salida promediado se controla variando la duración de los dos estados activos adyacentes. Esta velocidad será cada vez mayor en la porción central de cada lado del hexágono y menor en sus vértices, lo que conduce a un enclavamiento del vector de tensión promediado en los vértices del hexágono. Cuando la velocidad se hace

cero en los vértices e infinito en los lados del hexágono, la modulación vectorial converge entonces en el funcionamiento de onda cuadrada. El índice de modulación entonces alcanza un valor de :

$$Ma_3 = \frac{\frac{2}{3} \cdot U_{DC}}{\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot U_{DC}} = 1,15 \quad [5.8.2.10]$$

No es posible seguir la trayectoria que impone un índice de modulación  $Ma=1,15$ . El máximo valor eficaz del armónico fundamental de la tensión de salida es el que corresponde a una onda del tipo *six steps*, es decir  $\frac{2}{\pi} \cdot U_{DC}$ , que es un 3,72% inferior al valor eficaz del vector espacial de tensión de referencia. No existe pues una relación lineal entre la tensión  $U_{DC}$  y el armónico fundamental de la tensión de salida. El vector espacial de tensión de salida y el índice de modulación tienen una relación lineal siempre que  $Ma \leq 1$ . Se ha de limitar la trayectoria del vector de referencia saturando convenientemente los tiempos de permanencia en cada estado activo. Si se desea evitar la discontinuidad de tensión que una saturación natural de los pulsos conlleva, dentro de la región  $Ma \in [1; 1,15]$  es posible emplear nuevas técnicas digitales de eliminación de pulsos.

### c) Cálculo de los tiempos de cada estado

La relación entre el vector de referencia y los vectores espaciales activos es función de los tiempos de permanencia en los mismos y se puede expresar en cada semiperíodo de muestreo  $T_s$ , para un índice  $m_f$  suficientemente elevado, como:

$$\vec{v}^* = \frac{1}{T_s} \cdot (\vec{v}_{sa} t_a + \vec{v}_{sb} t_b) = 2f_s (\vec{v}_{sa} t_a + \vec{v}_{sb} t_b) \quad [5.8.2.11]$$

Siendo  $f_s$  la frecuencia de muestreo. La ecuación [5.8.2.11] permite calcular los tiempos que se han de aplicar cada uno de los vectores espaciales activos ( $\vec{v}_{sa}$  y  $\vec{v}_{sb}$ ) en un semiperíodo de muestreo ( $T_s$ ); los tiempos calculados para el primer semiperíodo son los mismos que para el segundo. Sin embargo, en el segundo semiperíodo de

muestreo, el orden de aplicación de los vectores espaciales activos es contrario a los del primer semiperíodo pues ello reduce el contenido en armónicos de la tensión de salida (la modulación es simétrica). La ecuación anterior es válida para todos los sectores, sin más que sustituir  $\vec{v}_{sa}$  y  $\vec{v}_{sb}$ , por los correspondientes al sector en cada momento. De acuerdo con la definición del ángulo  $\alpha$  y del vector de referencia  $\vec{v}^*$  en cada instante y tomando como referencia el eje definido por  $\vec{v}_{sa}$ , los vectores  $\vec{v}_{sa}$  y  $\vec{v}_{sb}$  se pueden expresar, sea cual sea el sector, como:

$$\vec{v}_{sa} = V \cdot e^{j \cdot 0} = \frac{2}{3} \cdot U_{DC} \quad [5.8.2.12]$$

$$\vec{v}_{sb} = \frac{2}{3} \cdot U_{DC} \cdot e^{j \cdot 60^\circ} = \frac{2}{3} \cdot U_{DC} \left( \frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad [5.8.2.13]$$

De esta forma, y teniendo en cuenta [5.8.2.8], [5.8.2.12] y [5.8.2.13]:

$$v^* = 2f_s (v_a t_a + v_b t_b) \quad [5.8.2.14]$$

$$Ma \cdot \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} (\cos \alpha + j \operatorname{sen} \alpha) = 2f_s \left( t_a \frac{2}{3} \cdot U_{DC} + t_b \frac{2}{3} \cdot U_{DC} \left( \frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{3} \right) \right) \quad [5.8.2.15]$$

Despejando las componentes real e imaginaria:

$$Ma \cdot \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \cdot \cos(\alpha) = 2f_s \left( t_a \frac{2}{3} \cdot U_{DC} + t_b \frac{2}{3} \cdot U_{DC} \frac{1}{2} \right) \quad [5.8.2.16]$$

$$Ma \cdot \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \cdot \operatorname{sen}(\alpha) = 2f_s \left( t_b \frac{2}{3} \cdot U_{DC} \frac{\sqrt{3}}{3} \right) \quad [5.8.2.17]$$

Con lo que  $t_b$  y  $t_a$  resultan:

$$t_b = \frac{Ma}{2f_s} \cdot \text{sen}(\alpha) = Ma \cdot Ts \cdot \text{sen}(\alpha) \quad [5.8.2.18]$$

$$t_a = \frac{3}{2} \cdot \frac{Ma}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\cos(\alpha)}{2f_s} - \frac{t_b}{2} = \frac{Ma}{2f_s} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) = Ma \cdot Ts \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad [5.8.2.19]$$

Por lo tanto, el tiempo en el que se aplicarán los vectores nulos en un semiperíodo de muestreo es:

$$t_0 + t_7 = \frac{1}{2f_s} - t_a - t_b \quad [5.8.2.20]$$

#### d) Secuencia de aplicación de los vectores

Una vez establecidos los vectores que se emplearán para obtener el vector de referencia, es preciso determinar su secuencia de aplicación, de modo que el número de conmutaciones de los semiconductores sea el mínimo.

Considerando que  $\vec{v}_{sa}$  y  $\vec{v}_{sb}$  (Figura 98) son los dos vectores que delimitan el sector en el que se encuentra el vector de referencia, el mínimo número de conmutaciones del inversor se obtiene aplicando en un período de muestreo ( $2Ts=1/f_s$ ) la secuencia general:

$$\vec{v}_{sa} - \vec{v}_{sb} - \vec{v}_{NULO} - \vec{v}_{sb} - \vec{v}_{sa} - \vec{v}_{NULO}.$$

Ya que el paso de  $\vec{v}_{sa}$  a  $\vec{v}_{sb}$  sólo requiere una conmutación para cualquier sector. Como se indicó, la secuencia de aplicación de los vectores del segundo semiperíodo es la inversa de la secuencia del primer semiperíodo, manteniéndose los tiempos previamente calculados para el primero, ya que así se obtiene una secuencia simétrica que favorece la disminución de armónicos. Según sea la elección de los vectores nulos la forma de calcular los tiempos de permanencia en cada uno de los estados nulos puede implicar un mayor o menor coste computacional; además su elección afecta a la composición del espectro armónico de la salida del convertidor.

Entre las diferentes posibilidades existentes se ha elegido aquella en la que la duración de ambos vectores nulos  $\vec{v}_0$  y  $\vec{v}_7$  es la misma, es decir  $t_0=t_7$ . Esta técnica es la más utilizada y siempre presenta tres conmutaciones por semiperíodo de muestreo. La igualdad de tiempos de los estados nulos presenta un mínimo coste computacional, ya que según [5.8.2.20], para calcular el tiempo de los vectores nulos no es necesario utilizar funciones trigonométricas, sino tan sólo sumas y divisiones, que son rápidas de ejecutar, con lo que disminuye el tiempo de cálculo del microprocesador y se dispone de mayor tiempo para el cálculo de los algoritmos de control.

La distribución de  $t_0$  y  $t_7$  dentro de un semiperíodo determina la posición de los pulsos y representa un grado de libertad más que puede ser empleado para reducir la tasa de distorsión armónica. Para pasar de  $\vec{v}_0$  a  $\vec{v}_{sa}$  con una sola conmutación es necesario que éste sea un vector impar, por lo que en los sectores impares la secuencia de vectores que se aplica (y su tiempo) es:

$$\vec{v}_0(t_0) - \vec{v}_{sa}(t_a) - \vec{v}_{sb}(t_b) - \vec{v}_7(t_7) - \vec{v}_7(t_7) - \vec{v}_{sb}(t_b) - \vec{v}_{sa}(t_a) - \vec{v}_0(t_0),$$

Y en los pares:

$$\vec{v}_0(t_0) - \vec{v}_{sb}(t_b) - \vec{v}_{sa}(t_a) - \vec{v}_7(t_7) - \vec{v}_7(t_7) - \vec{v}_{sa}(t_a) - \vec{v}_{sb}(t_b) - \vec{v}_0(t_0).$$

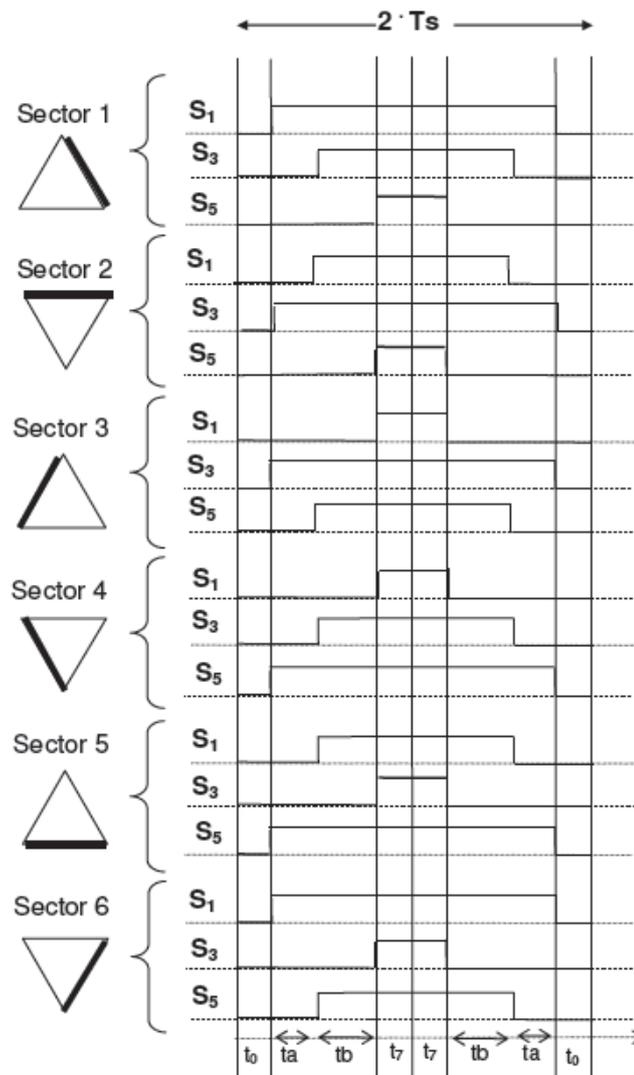
De esta forma se llega a que la secuencia de vectores que se ha de aplicar para obtener un vector espacial de referencia que se encuentre en un sector dado.

Estado	Secuencia							
1	0	1	2	7	7	2	1	0
2	0	3	2	7	7	2	3	0
3	0	3	4	7	7	4	3	0
4	0	5	4	7	7	4	5	0
5	0	5	6	7	7	6	5	0
6	0	1	6	7	7	6	1	0

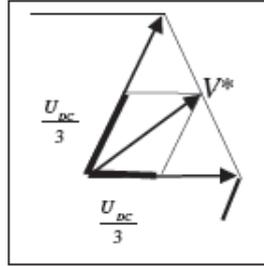
Tabla 4. Secuencia vectorial.

Para conseguir la secuencia de vectores de la Tabla 4, los impulsos de encendido a los semiconductores del convertidor han de ser los mostrados con anterioridad en la Figura 99.

Una vez determinada la secuencia de estados y el tiempo de permanencia en cada uno de ellos, el inversor es capaz de generar una tensión cuyo armónico fundamental es proporcional, trabajando en zonal lineal, al vector tensión de referencia



**Figura 102. Impulsos de encendido de S1, S3 y S5, para obtener un vector de tensión de salida para cada sector con el mínimo n° de conmutaciones.**



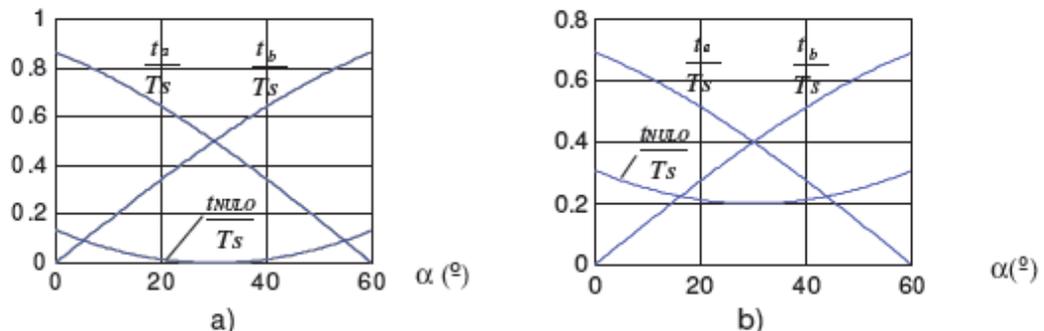
**Figura 103. Reproducción del vector de referencia para  $\alpha=45^\circ$ .**

Cuando el inversor trabaja con  $Ma=1$ , la referencia es la circunferencia inscrita al hexágono. En este caso, en el punto medio de un sector ( $\alpha = 30^\circ$ ) los tiempos de aplicación de cada uno de los vectores son:  $t_a = t_b = \frac{T_s}{2}$ ,  $t_0=t_7=0$ .

En la Figura 100 se representa el diagrama vectorial correspondiente a ese estado. La amplitud de los vectores activos del sextante se ha dibujado de valor mitad de la máxima,  $(1/3) \cdot U_{DC}$ , de acuerdo con los tiempos de permanencia en cada estado. El vector espacial resulta:

$$\vec{v} = \frac{1}{3} \cdot U_{DC|0} + \frac{1}{3} \cdot U_{DC|\frac{\pi}{3}} = \left( \frac{U_{DC}}{3} \left( 1 + \cos \frac{\pi}{3} \right) \right) + j \left( \frac{U_{DC}}{3} \cdot \cos \frac{\pi}{6} \right) = \frac{U_{DC}}{2} + j \cdot \frac{1}{2\sqrt{3}} \cdot U_{DC}$$

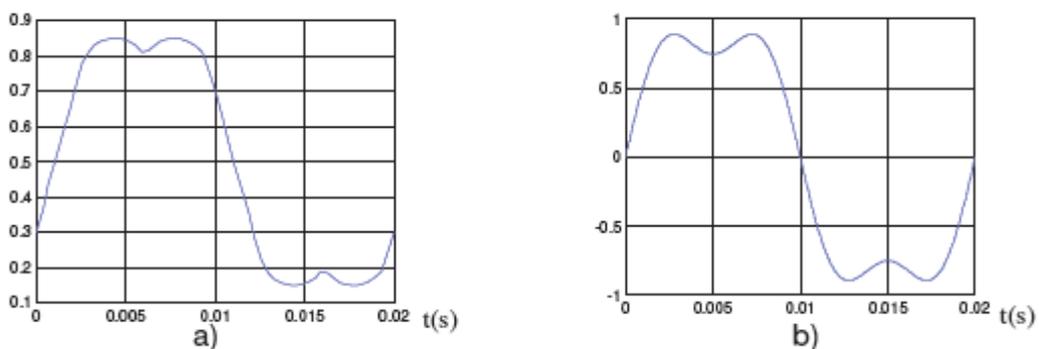
En la Figura 104 se observa la evolución de los tiempos de disparo en función del ángulo  $\alpha$  para dos valores del índice de modulación:  $Ma=1$  (a) y  $Ma=0,8$  (b).



**Figura 104. Tiempos activos y nulos en sector impar, normalizados ( $T_s$ ) en función de  $\alpha$ , a)  $Ma=1$ , b)  $Ma=0,8$ .**

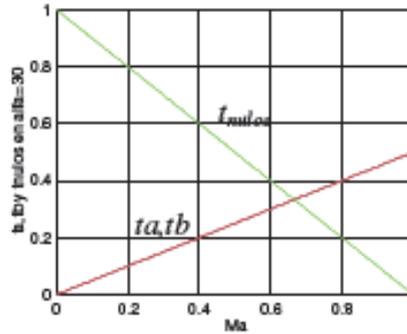
El tiempo en el que se aplican los vectores nulos es menor en el centro del sector y se incrementa a medida que el vector de referencia se aproxima a los extremos del sector ( $\alpha=0$  ó  $\alpha=60^\circ$ ). Esto es debido a que los extremos de los sectores son los puntos en los que el hexágono se encuentra más alejado de la trayectoria del vector de referencia. Así en el centro del sector ( $\alpha=30^\circ$ ) el tiempo de aplicación de los vectores nulos es menor en un 13.4% de  $T_s$  al que corresponde a los extremos del sector.

El tiempo (expresado como fracción de  $T_s$ ) en el que un semiconductor se encuentra conduciendo en cada uno de los períodos de muestreo que conforman un ciclo de la onda de tensión de salida se muestra en la Figura 105 a). Aunque los criterios para obtener estas figuras han sido los hasta ahora expuestos, resulta interesante comprobar que la forma de esta onda es muy similar a la que resulta de añadir un 25% de componente de tercer armónico a la referencia de tensión senoidal (Figura 105 b) usualmente utilizada en control de tensión en convertidores VSI por el método de suboscilación. A diferencia de lo que ocurre en la selección de los tiempos nulos en modulación vectorial, la adición de armónicos de secuencia homopolar es una técnica que se emplea en el método de suboscilación con el objetivo de ampliar el margen de funcionamiento en zona lineal, bastante limitado para este tipo de modulación [BROE88].



**Figura 105. a) Evolución del tiempo activo del semiconductor, b) Referencia senoidal + 25% de tercer armónico normalizados ( $T_s$ ) en un periodo de tensión.**

La adición de componentes de secuencia homopolar no perturba las corrientes de salida del convertidor, y permite obtener una componente fundamental de amplitud un 12.35% mayor que la que se puede lograr con una moduladora senoidal pura de la misma amplitud.



**Figura 106.**  $t_a$ ,  $t_b$  y  $t_{nulos}$  en  $\alpha=30^\circ$  en zona de funcionamiento lineal.

### Funcionamiento del convertidor en sobremodulación

Cuando el índice de modulación de amplitud supera la unidad el convertidor trabaja en sobremodulación. Como se indicó en el apartado anterior, funcionando en sobremodulación se pueden distinguir dos zonas, la primera zona ( $Ma = Ma_2 \in (1, Ma_3)$ ) comprendida entre la circunferencia inscrita y la circunscrita al hexágono y la segunda zona ( $Ma > Ma_3$ ), externa a la circunferencia circunscrita al hexágono. Funcionando en sobremodulación las ecuaciones, que proporcionan los tiempos de aplicación de los vectores activos no son válidas para seguir las trayectorias que el vector de referencia impone en dichas zonas. En la primera zona de sobremodulación (en la que el vector de tensión de salida describe una trayectoria mixta entre una circunferencia y un hexágono), la expresión de los tiempos de aplicación de los vectores activos  $t_a$  y  $t_b$  depende del tramo de trayectoria en el que se encuentre el vector de salida en cada momento. En la práctica, utilizar dos expresiones distintas en función del tipo de modulación empleado (lineal o sobremodulación) no solamente es muy engorroso sino que, además, introduce una fuerte no linealidad en el sistema de control. Por ello, es práctica común emplear las anteriores ecuaciones también en sobremodulación. Este uso introduce una gran asimetría en la onda moduladora y genera un incremento notable de la distorsión armónica a la salida del convertidor. De no aplicar una técnica de eliminación de pulsos en la zona no lineal del inversor, el contenido en armónicos de la tensión aumenta considerablemente [6].

# Capítulo 6

## Control Vectorial de la Máquina de Inducción

### 6.1 Introducción

Por la importancia de este control en las maquinas de inducción, ya que su uso ha supuesto la normalización de los motores asíncronos en la industria, hemos decidido hacer una capitulo de este sistema de control.

Control vectorial nos permite extrapolar las técnicas de control de velocidad de los motores de corriente continua a los de corriente alterna Y este control se puede utilizar tanto para motores de inducción como síncronos, en cada caso con sus particularidades. Pero nos vamos a centrar en este capítulo en el estudio del control vectorial de la máquina asíncrona orientado al campo.

Podemos definir el control vectorial como el control independiente del flujo y el par que producen las componentes de la corriente. El control vectorial también se conoce al con los nombres de control de campo orientado (FOC) o control vectorial del flujo (FVC). Este control generalmente se aplica en los motores de tipo jaula de ardilla

Las ecuaciones que representan el funcionamiento dinámico del motor de inducción son las siguientes:

$$\vec{u}_s = R_s \cdot \vec{i}_s + L_s \cdot \frac{d\vec{i}_s}{dt} + L_\mu \cdot \frac{d\vec{i}_r \cdot e^{j\varepsilon}}{dt}$$

$$\vec{u}_r = R_r \cdot \vec{i}_r + L_r \cdot \frac{d\vec{i}_r}{dt} + L_\mu \cdot \frac{d\vec{i}_s \cdot e^{-j\varepsilon}}{dt} \rightarrow \vec{u}_r = 0 \quad \text{Rotor de jaula de ardilla}$$

$$T_e = k \cdot L_\mu \cdot I_m \left[ \vec{i}_s \cdot (\vec{i}_r \cdot e^{j\varepsilon})^* \right]$$

$$T_e - T_c = J \cdot \frac{d\Omega}{dt}$$

$$\Omega = \frac{w}{p} = \frac{1}{p} \cdot \frac{d\varepsilon}{dt}$$

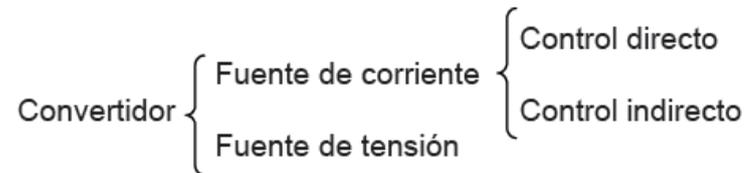
Donde  $L_\mu$  es la inductancia mutua,  $\varepsilon$  el ángulo que forma el eje fijo ligado al estator con el eje del rotor y  $T_c$  el par de carga. Recordemos que el valor de  $k$  es función de la definición de fasor espacial elegida.

Se observa que las ecuaciones de la máquina (que ligan los fasores de tensiones e intensidades del rotor y del estator) no son interesantes para realizar la regulación de velocidad de la máquina, pues en ellas no aparece explícitamente representado el flujo de la máquina. Para ello, será necesario realizar una transformación de las ecuaciones de modo que el flujo si aparezca representado en ellas. Existen tres alternativas; las ecuaciones pueden estar en función del flujo común, del flujo total del rotor o del flujo total del estator. En este caso vamos a representar las ecuaciones en función del flujo rotórico, pues, como veremos más

## 6.2 Transformación de las ecuaciones de la máquina para el control vectorial.

adelante, nos permite desacoplar el control de flujo y el control de par desarrollado por la máquina.

Las diferentes alternativas que existen para los posibles diagramas de control del motor de inducción según el tipo de funcionamiento del convertidor de alimentación, además del tipo de control, se resumen en:



## 6.2 Transformación de las ecuaciones de la máquina para el control vectorial.

Para realizar el control vectorial de la máquina orientado al campo, es necesario que uno de los flujos magnéticos de la máquina salga representado de alguna manera en sus ecuaciones.

En el motor de inducción de rotor de jaula no es posible controlar la intensidad rotórica  $i_r$ , ya que es una variable inaccesible; será sustituida de alguna manera en las ecuaciones por el flujo rotórico  $\Psi_r^s$ , referido a las coordenadas del estator.

$$\vec{\Psi}_r^s = L_\mu \cdot \vec{i}_s + L_r \cdot \vec{i}_r \cdot e^{j\epsilon}$$

Dividiendo por la inductancia mutua  $L_\mu$ , se obtiene  $i_{mr}$ , que es una corriente ficticia que al circular por la inductancia mutua genera ( $\Psi_r^s$ ).

$$\vec{i}_{mr} = \frac{\vec{\Psi}_r^s}{L_\mu} = \vec{i}_s + \frac{L_r}{L_\mu} \cdot \vec{i}_r \cdot e^{j\epsilon}$$

### 6.2.1 Transformación de la ecuación del par

Teniendo en cuenta la explicación anterior, si ahora observamos la ecuación del par de la máquina, se ve que es una expresión que no es útil, ya que no podemos controlar  $i_r$ . Por eso debemos modificarla de manera que aparezca representado  $\Psi_r^s$  (a través de  $i_{mr}$ ).

$$T_e = k \cdot L_\mu \cdot I_m \left[ \vec{i}_s \cdot (\vec{i}_r \cdot e^{j\varepsilon})^* \right]$$

Sabiendo que:

$$\vec{i}_r \cdot e^{j\varepsilon} = \frac{L_\mu}{L_r} (\vec{i}_{mr} - \vec{i}_s)$$

Entonces:

$$T_e = k \cdot \frac{L_\mu^2}{L_r} \cdot I_m \cdot \left\{ \vec{i}_s \cdot (\vec{i}_{mr} - \vec{i}_s)^* \right\}$$

Se puede simplificar esta expresión, pues resulta que  $I_m \left\{ \vec{i}_s \cdot (-\vec{i}_s)^* \right\} = 0$ , ya que el producto  $\vec{i}_s \cdot (-\vec{i}_s)^*$  da un número real, y la parte imaginaria de un número real es cero.

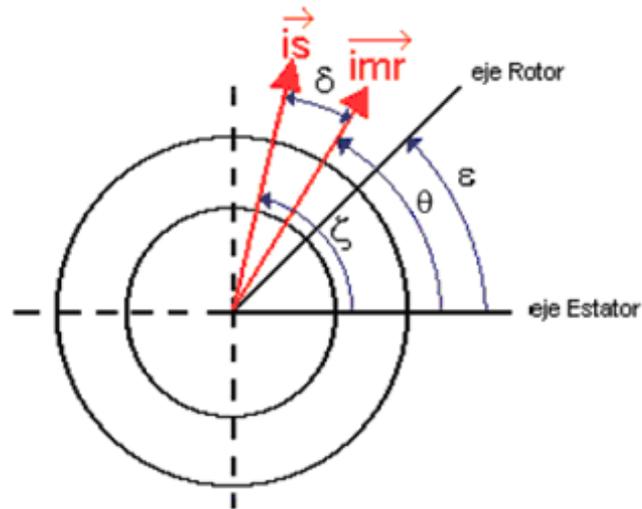
Por lo tanto resulta:

$$T_e = k \cdot \frac{L_\mu^2}{L_r} \cdot I_m \cdot \left\{ \vec{i}_s \cdot (\vec{i}_{mr})^* \right\}$$

Esta expresión sigue siendo un poco abstracta, pues no podemos determinar la parte imaginaria del producto  $\vec{i}_s \cdot (\vec{i}_{mr})^*$ . Entonces, para definir mejor la dependencia del par de la máquina respecto de estas corrientes, hemos de tener claro las posiciones de los ejes de referencia del rotor y del estator, además de los fasores espaciales de estas dos corrientes y los distintos ángulos, y de este modo, poder determinar la parte imaginaria del producto:

$$\vec{i}_s \cdot (\vec{i}_{mr})^* .$$

6.2 Transformación de las ecuaciones de la máquina para el control vectorial.



**Figura 107. Fasores espaciales y referencias.**

Referida a coordenadas de estator:  $\vec{i}_{mr} = i_{mr} \cdot e^{j\theta}$

Entonces, para obtener una expresión del par más clara:

$$\vec{i}_s \cdot \vec{i}_{mr} = \vec{i}_s \cdot (i_{mr} \cdot e^{j\theta})^* = i_{mr} \cdot \vec{i}_s \cdot e^{-j\theta}$$

Y la ecuación de par de la máquina queda:

$$T_e = k \cdot \frac{L_\mu^2}{L_r} \cdot I_m \cdot \left\{ \vec{i}_s \cdot (\vec{i}_{mr})^* \right\} = k \cdot \frac{L_\mu^2}{L_r} \cdot i_{mr} \cdot I_m \cdot \left\{ \vec{i}_s \cdot e^{-j\theta} \right\}$$

Con lo que ya podemos obtener las partes real e imaginaria de la corriente de estator en referencia a las coordenadas del campo (comprobando en la Figura 107 las relaciones de ángulos entre los distintos ejes y fasores):

$$\vec{i}_s \cdot e^{-j\theta} = i_s \cdot e^{j\epsilon} \cdot e^{-j\theta} = i_s \cdot e^{j\delta} = i_s \cdot (\cos \delta + j \operatorname{sen} \delta) = i_{sd} + j \cdot i_{sq}$$

## 6.2 Transformación de las ecuaciones de la máquina para el control vectorial.

El par resulta ser, por tanto:

$$T_e = k \cdot \frac{L_\mu^2}{L_r} \cdot i_{mr} \cdot I_m \cdot \left\{ \vec{i}_s \cdot e^{-j\theta} \right\} = k \cdot \frac{L_\mu^2}{L_r} \cdot i_{mr} \cdot i_{sq} = K \cdot i_{mr} \cdot i_{sq}$$

A partir de esta ecuación se llega a la conclusión de que manteniendo el flujo rotórico  $\Psi_r^s$  constante, es decir, con  $i_{mr} = cte$ , podemos controlar el par a partir de la componente de intensidad del estator  $i_{sq}$ .

### 6.2.2 Transformación de la ecuación del rotor

Si observamos la ecuación del rotor, podemos apreciar que ocurre algo similar a lo que pasaba con la ecuación del par. Nos aparece en la ecuación  $i_r$ , y nos interesará hacerla desaparecer, y que en vez de ella aparezca  $i_{mr}$  para poder controlar el flujo rotórico de la máquina.

A continuación, procedemos a realizar esta transformación de la ecuación del rotor:

$$0 = R_r \cdot \vec{i}_r + L_r \cdot \frac{d\vec{i}_r}{dt} + L_\mu \cdot \frac{d\vec{i}_s \cdot e^{-j\epsilon}}{dt} = R_r \cdot \vec{i}_r + \frac{L_r}{L_\mu} \cdot L_\mu \cdot \frac{d\vec{i}_r}{dt} + L_\mu \cdot \frac{d\vec{i}_s \cdot e^{-j\epsilon}}{dt}$$

$$0 = R_r \cdot \vec{i}_r + L_r \cdot \frac{d}{dt} \left[ \frac{L_r}{L_\mu} \cdot \vec{i}_r + \vec{i}_s \cdot e^{-j\epsilon} \right]$$

Puesto que:  $\vec{i}_{mr} = \vec{i}_s + \frac{L_r}{L_\mu} \cdot \vec{i}_r \cdot e^{j\epsilon}$ , la ecuación quedará:

$$0 = R_r \cdot \vec{i}_r + L_\mu \cdot \frac{d\vec{i}_{mr} \cdot e^{-j\epsilon}}{dt}$$

Entonces, sustituyendo en esta ecuación el valor de  $i_r$  obtenido de:

$$\vec{i}_{mr} = \vec{i}_s + \frac{L_r}{L_\mu} \cdot \vec{i}_r \cdot e^{j\epsilon}$$

## 6.2 Transformación de las ecuaciones de la máquina para el control vectorial.

$$0 = R_r \cdot \left( \frac{\vec{i}_{mr} - \vec{i}_s}{L_r / L_\mu} \right) \cdot e^{-j\varepsilon} + L_\mu \cdot \frac{d\vec{i}_{mr}}{dt} \cdot e^{-j\varepsilon}$$

Derivando esta expresión, obtenemos:

$$0 = R_r \cdot \left( \frac{\vec{i}_{mr} - \vec{i}_s}{L_r / L_\mu} \right) \cdot e^{-j\varepsilon} + L_\mu \cdot \frac{d\vec{i}_{mr}}{dt} \cdot e^{-j\varepsilon} - L_\mu \cdot j \cdot \omega \cdot \vec{i}_{mr} \cdot e^{-j\varepsilon}$$

Simplificando y teniendo en cuenta que la constante de tiempo del rotor es:  $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$

llegamos a la siguiente ecuación:

$$0 = \frac{1}{\tau_r} \cdot (\vec{i}_{mr} - \vec{i}_s) + \frac{d\vec{i}_{mr}}{dt} - j \cdot \omega \cdot \vec{i}_{mr}$$

Despejando  $i_s$ , se obtiene la siguiente expresión:

$$\tau_r \cdot \frac{d\vec{i}_{mr}}{dt} + (1 - j \cdot \omega \cdot \tau_r) \cdot \vec{i}_{mr} = \vec{i}_s$$

Multiplicando por  $e^{-j\theta}$ , se obtiene una expresión de la corriente del estator desde la referencia del eje del flujo:

$$\left( \tau_r \cdot \frac{d\vec{i}_{mr}}{dt} + (1 - j \cdot \omega \cdot \tau_r) \cdot \vec{i}_{mr} \right) \cdot e^{-j\theta} = \vec{i}_s \cdot e^{-j\theta} = i_{sd} + j \cdot i_{sq}$$

Entonces, podemos separar en parte real e imaginaria, teniendo en cuenta los ángulos, y se obtiene:

$$\text{Real} \rightarrow i_{sd} = \tau_r \cdot \frac{di_{mr}}{dt} + i_{mr}$$

## 6.2 Transformación de las ecuaciones de la máquina para el control vectorial.

$$\text{Imaginaria} \rightarrow \frac{d\theta}{dt} = \omega + \frac{i_{sq}}{\tau_r \cdot i_{mr}}$$

Y en régimen permanente:

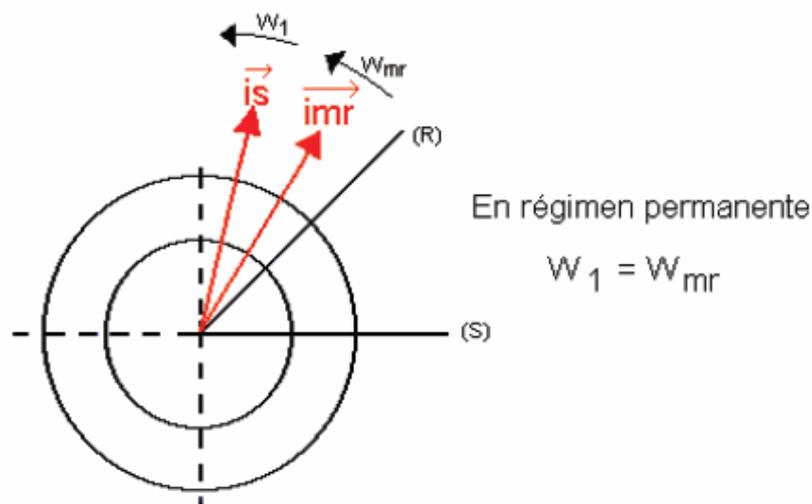
$$i_{sd} = i_{mr}$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_{mr} = \omega + \omega_2 = \omega_1$$

(Velocidad del campo magnético del rotor en régimen permanente).

En régimen permanente ocurre que el flujo rotórico será proporcional a la corriente de eje directo y que la velocidad de giro del campo del rotor será la misma que la velocidad de giro del campo del estator, de modo que el par permanece constante.

Por tanto, los fasores espaciales de campo y de corriente estática giran en sincronismo, tal y como se representa en la Figura 108:



**Figura 108. Fasores de corriente en sincronismo.**

De esta manera, se puede establecer un símil entre el modelo de la máquina de inducción y el de la máquina de corriente continua: Se transforman los tres devanados trifásicos del estator A, B y C, desfasados 120°, en dos devanados d y q, desfasados 90°, que

### 6.3 Diagrama de bloques del modelo dinámico de la máquina de inducción

generan el mismo campo, que giran en sincronismo con el campo magnético del rotor, y por los que circulan corrientes continuas constantes.

De esta descomposición en ejes dq de la corriente del estator  $i_s$  se obtienen dos conclusiones muy importantes en relación con el control de la máquina:

- A partir de  $i_{sd}$  se puede controlar el flujo rotórico de la máquina de inducción a través de  $i_{mr}$ .

$$i_{sd} = f(i_{mr}) = \tau_r \cdot \frac{di_{mr}}{dt} + i_{mr}$$

- A partir de  $i_{sq}$  se consigue controlar el par si se mantiene el flujo rotórico constante.

$$T_e = K \cdot i_{mr} \cdot i_{sq}$$

Con ello se han conseguido desacoplar los controles de flujo y de par: el esquema de control será mucho más claro y simple.

## 6.3 Diagrama de bloques del modelo dinámico de la máquina de inducción

A partir de las ecuaciones de la máquina transformadas de la forma anteriormente expuesta, construimos el diagrama de bloques que modela el comportamiento dinámico del motor de inducción. (Caso p=1)

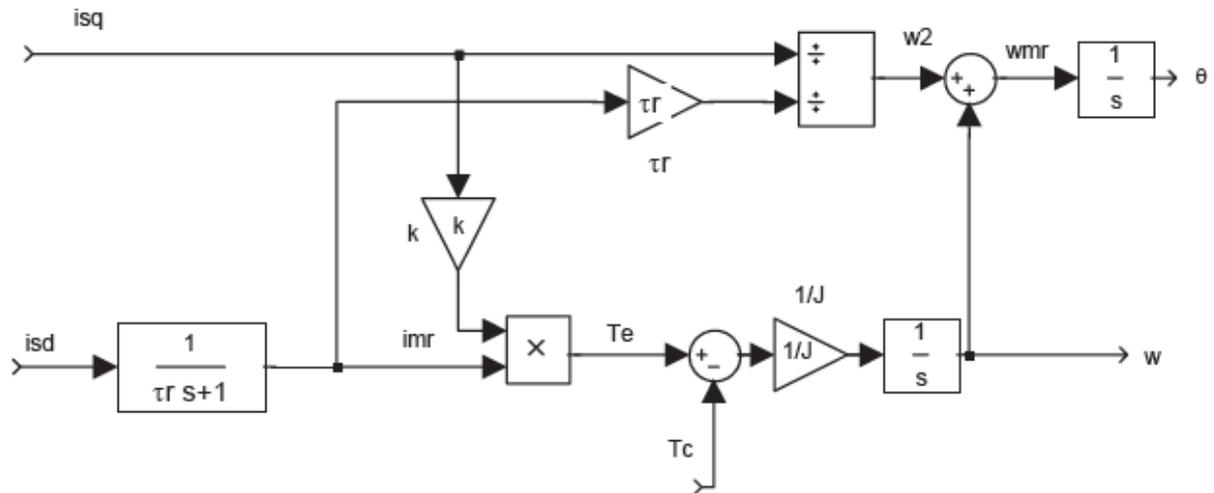
$$i_{sd} = \tau_r \cdot \frac{di_{mr}}{dt} + i_{mr}$$

$$\omega_{mr} = \frac{d\theta}{dt} = \omega + \frac{i_{sq}}{\tau_r \cdot i_{mr}}$$

$$T_e = K \cdot i_{mr} \cdot i_{sq}$$

$$T_e - T_c = J \cdot \frac{d\omega}{dt}$$

Partiendo de este diagrama, vamos a estudiar las diferentes posibilidades para realizar el control vectorial de la máquina.



**Figura 109. Modelo dinámico del motor de inducción**

## 6.4 Tipos de control vectorial

- En función de las señales de entrada y salida del convertidor podemos distinguir entre convertidor en fuente de corriente y convertidor en fuente de tensión. Por ejemplo en un convertidor en fuente de corriente las señales de entrada y salida del convertidor son las corrientes.
- En función de la forma de cálculo de las consignas del control podemos distinguir entre control directo y control indirecto. En el control directo se estiman los parámetros precisos para controlar las variables realimentadas y en el indirecto se calculan a partir de las ecuaciones del motor.

### 6.4.1 Control vectorial del motor de inducción: Fuente de Corriente

El control vectorial del motor de inducción alimentado por convertidor que funciona como fuente de corriente. Cuyo funcionamiento se basa, en un convertidor en fuente de corriente cuyas señales de entrada y salida del son las corrientes.

### 6.4.1.1 Transformación de los ejes de la máquina

Recordemos que para pasar a ejes dq, debemos expresar el fasor de corriente estática en coordenadas de campo:

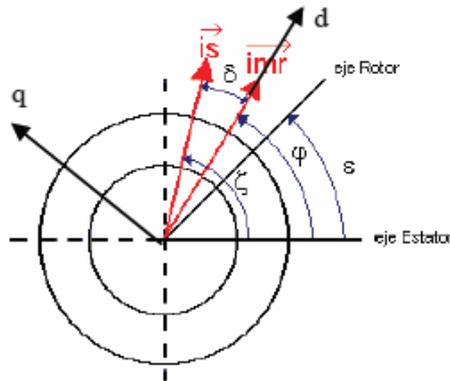


Figura 110. Representación de fasores de corriente en coordenadas de campo

Siendo:

$$\vec{i}_s^{d-q} = \vec{i}_s \cdot e^{-j\theta}$$

$$i_{sd} + j \cdot i_{sq} = (i_{s\alpha} + j \cdot i_{s\beta}) (\cos \theta - j \cdot \text{sen} \theta) \Rightarrow \begin{cases} i_{sd} = i_{s\alpha} \cdot \cos \theta + i_{s\beta} \cdot \text{sen} \theta = cte \\ i_{sq} = i_{s\beta} \cdot \cos \theta - i_{s\alpha} \cdot \text{sen} \theta = cte \end{cases}$$

Esto se traduce en el diagrama de bloques siguiente (Figura 111), donde se obtienen las corrientes  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  a partir de  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$  e  $i_{sc}$ , realizando las transformaciones necesarias en los dos bloques añadidos:

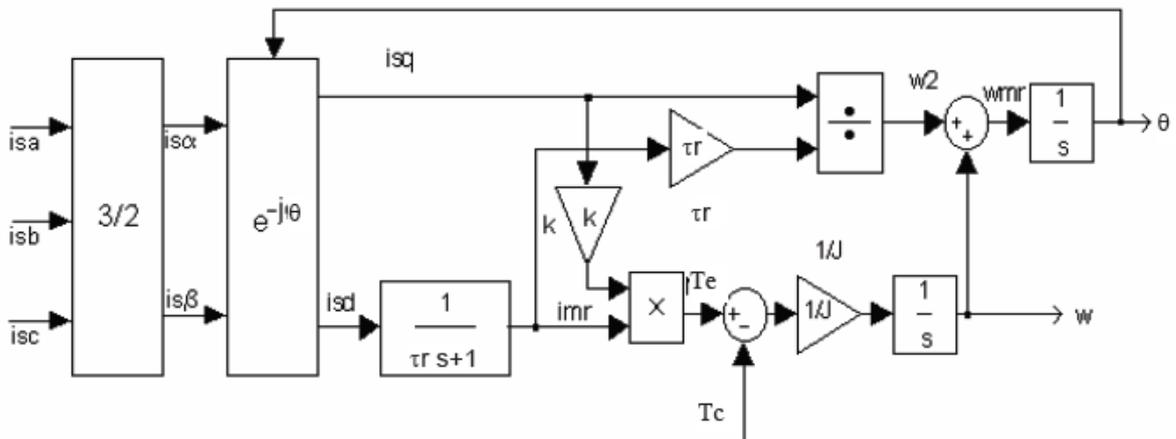
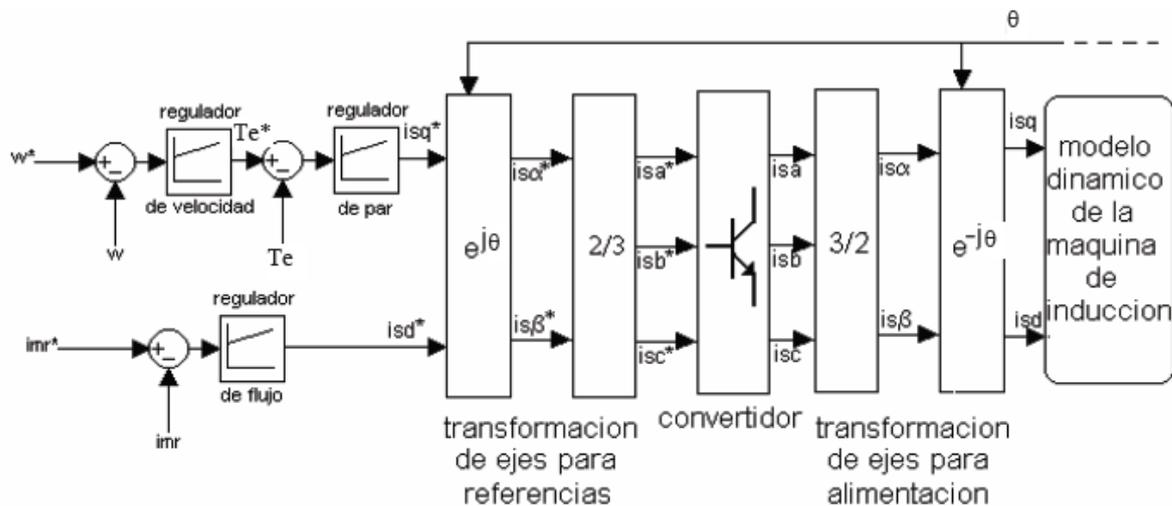


Figura 111. Valores de referencia de corriente.

### 6.4.1.2 Sistema de control directo

Teniendo en mente este esquema, construimos el sistema de control necesario para alimentar la máquina con los valores adecuados de corrientes estáticas y conseguir la velocidad deseada a partir de unas referencias de flujo y velocidad, que es el objetivo final del sistema de control vectorial que estamos estudiando.



**Figura 112. Sistema de control en funcionamiento como fuente de corriente.**

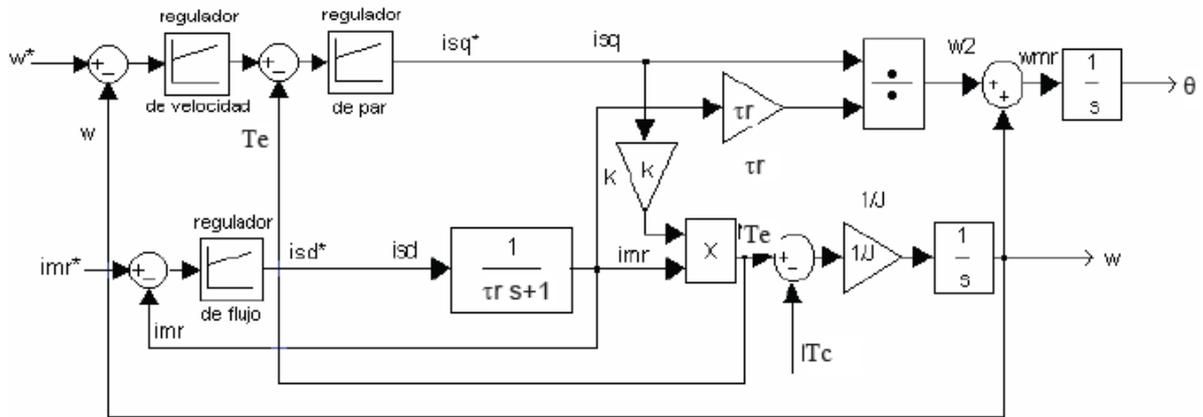
De este modo, el convertidor toma las referencias de corriente  $i_{sa}^*$ ,  $i_{sb}^*$  e  $i_{sc}^*$  (obtenidas a partir de  $i_{sd}^*$  e  $i_{sq}^*$ ), con las cuales debe generar las intensidades estáticas de alimentación del motor.

Se puede observar en el anterior diagrama que para realizar el control de velocidad es necesaria la realimentación de diferentes variables:

- $w$ : Se mide con un encoder para realimentarla y compararla con la consigna de referencia  $w^*$ . También se puede hacer mediante un observador (“sensorless”) cuando es difícil introducir un encoder en el sistema.
- El resto de variables realimentadas,  $\theta$ ,  $i_{mr}$  y  $T_e$  se estiman a partir de un observador que es el propio modelo del motor.
- Las corrientes  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$  se miden constantemente con sondas de efecto Hall (basta con dos), a partir de las que se estima  $i_{mr}$ .

### 6.4.1.2.1 Diseño de los reguladores

Una manera simple de diseñar el control es eliminar la parte interna del control, es decir, toda la parte de transformaciones de ejes de referencia, suponiendo que el regulador es lo suficientemente rápido en su actuación. Esto queda representado en la Figura 113, así:



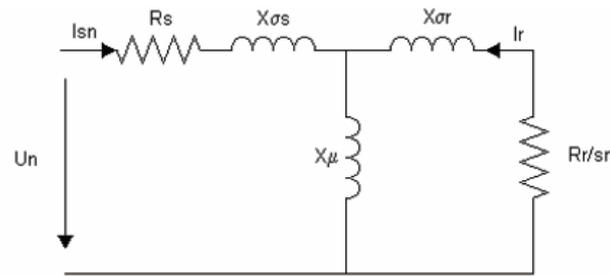
**Figura 113. Diagrama para el ajuste de los reguladores.**

Esto permite diseñar los reguladores del sistema de control de forma sencilla, puesto que el diseño es independiente del cálculo de las referencias de intensidad para alimentar el motor.

### 6.4.1.2.2 Obtención de los valores de referencia en la entrada

Hay dos valores de entrada que debemos fijar, la velocidad de referencia  $w^*$  y la referencia de flujo del rotor  $i_{mr}^*$ :

- La velocidad de referencia  $w^*$  es un valor que se debe fijar según la velocidad que se quiera obtener en la máquina.
- La referencia de flujo  $i_{mr}^*$  hay que calcularla a partir de las condiciones normales de funcionamiento de la máquina.



**Figura 114. Circuito equivalente del motor de inducción.**

En condiciones nominales, la tensión de alimentación  $U_n$  y el deslizamiento nominal  $s_n$  son datos conocidos. A partir de ellos se pueden determinar las corrientes  $I_{sn}$  e  $I_r$ , y con ellas, ya se calcula el valor eficaz de la intensidad ficticia  $I_{mr}$ :

$$\vec{I}_{mr} = \vec{I}_s + \frac{L_r}{L_\mu} \cdot \vec{I}_r$$

(donde  $I_r$  es el valor eficaz de la corriente del rotor referida al estator.)

Por ejemplo, si seleccionásemos la siguiente definición de fasor espacial:

$$\vec{i}_s = i_a + i_b \cdot e^{j2\pi/3} + i_c \cdot e^{-j2\pi/3} = i_{s\alpha} + j \cdot i_{s\beta} \Rightarrow \begin{cases} i_{s\alpha} = \frac{3}{2} \cdot i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases}$$

Entonces, la referencia de  $i_{mr}$  que usaremos como entrada en el diagrama de control se obtiene con:

$$i_{mr} = \frac{3\sqrt{2}}{2} \cdot I_{mr}$$

Hasta aquí hemos visto todo lo referente al tipo de control directo con el convertidor funcionando como fuente de corriente. Pero el mismo convertidor también se puede hacer un control indirecto, donde las corrientes de referencia son calculadas directamente a partir de las ecuaciones de la máquina.

### 6.4.1.3 Control vectorial indirecto.

En este tipo de control las variables realimentadas  $imr$ ,  $T_e$  y  $\theta$  son eliminadas para el cálculo de las referencias de corriente  $i_{sd}^*$  e  $i_{sq}^*$  y son sustituidas por un cálculo matemático realizado a partir de las ecuaciones de la máquina de inducción. De este modo nos ahorramos el diseño de los reguladores de par y de flujo, siendo  $w$  la única variable necesaria para el control.

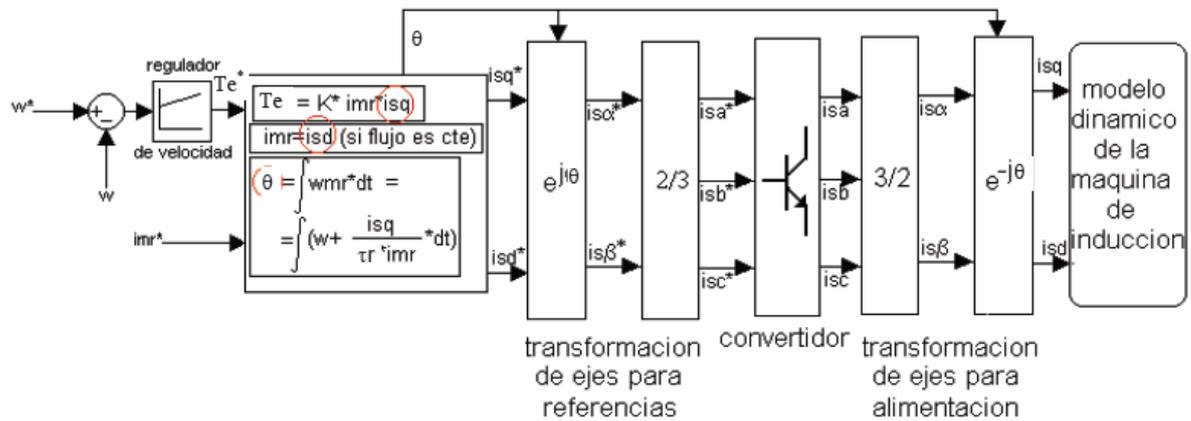


Figura 115. Diagrama de bloques del control indirecto de la máquina.

El método de control es correcto siempre y cuando las estimaciones de  $i_{sq}^*$ ,  $i_{sd}^*$ , y sobre todo de  $\theta$  están bien hechas.

Controlando  $\theta$  se controla implícitamente la  $f$  a través del deslizamiento  $s$  para conseguir la velocidad  $n$  deseada.

$$n = \frac{60 \cdot f}{p} (1 - s)$$

En el control indirecto es importante destacar que:

- Las corrientes  $i_{qs}$  e  $i_{qd}$  se controlan separadamente para controlar el par y el flujo respectivamente.
- El flujo puede estimarse desde los terminales de tensión o de corriente (Modelo de tensión), o desde la corriente y la velocidad (Modelo de corriente)

- La variación de los parámetros de la máquina afecta el rendimiento estático y dinámico de la máquina.

Hasta aquí hemos estudiado el sistema de control usando el convertidor como fuente de corriente. Pero el convertidor puede funcionar también como una fuente controlada en tensión, como veremos a continuación.

### 6.4.2 Control vectorial del motor de inducción: Fuente de tensión

El convertidor funciona como fuente de tensión, cuando la señal de referencia del convertidor tiene que ser una tensión. Sus entradas y salidas en el modelo son las tensiones. Pero el par está controlado por la intensidad.

Debido a esto hay que buscar la relación entre tensión y corriente, de modo que la tensión con la que se alimenta el estator proporcione la corriente necesaria para obtener el par requerido. Por tanto, en este caso si necesitamos usar la ecuación del estator para obtener la tensión de alimentación deseada.

#### 6.4.2.1 Transformación de la ecuación del estator

Entonces, igual que con las ecuaciones del par y del rotor, debemos eliminar  $i_r$  de la ecuación del estator y hacer que aparezca representado el flujo rotórico a través de  $i_{mr}$ .

$$\vec{u}_s = R_s \cdot \vec{i}_s + L_s \cdot \frac{d\vec{i}_s}{dt} + L_\mu \cdot \frac{d\vec{i}_r \cdot e^{j\epsilon}}{dt}$$

Para ello, usamos la ecuación de la intensidad ficticia  $i_{mr}$ , despejando  $i_r$ :

$$\vec{i}_{mr} = \vec{i}_s + \frac{L_r}{L_\mu} \cdot \vec{i}_r \cdot e^{j\epsilon} \Rightarrow \vec{i}_r \cdot e^{j\epsilon} = \frac{\vec{i}_{mr} - \vec{i}_s}{\frac{L_r}{L_\mu}}$$

De este modo la ecuación resulta:

$$\vec{u}_s = R_s \cdot \vec{i}_s + \frac{L_s}{L_\mu} \cdot L_\mu \cdot \frac{d\vec{i}_s}{dt} + \frac{L_\mu}{L_r} \cdot \frac{d(\vec{i}_{mr} - \vec{i}_s)}{dt}$$

Simplificando, teniendo en cuenta las relaciones entre las inductancias propias y mutuas y que la constante de tiempo del estator es:  $\tau_s = \frac{L_\mu \frac{L_r}{L_\mu}}{R_s} = \frac{L_s}{R_s}$ , se llega a la siguiente ecuación:

$$\frac{\vec{u}_s}{R_s} = \vec{i}_s + \tau_s \cdot \sigma \cdot \frac{d\vec{i}_s}{dt} + T_s \cdot (1 - \sigma) \cdot \frac{d\vec{i}_{mr}}{dt}$$

Siendo: 
$$\sigma = 1 - \frac{L_\mu^2}{L_r \cdot R_s}$$

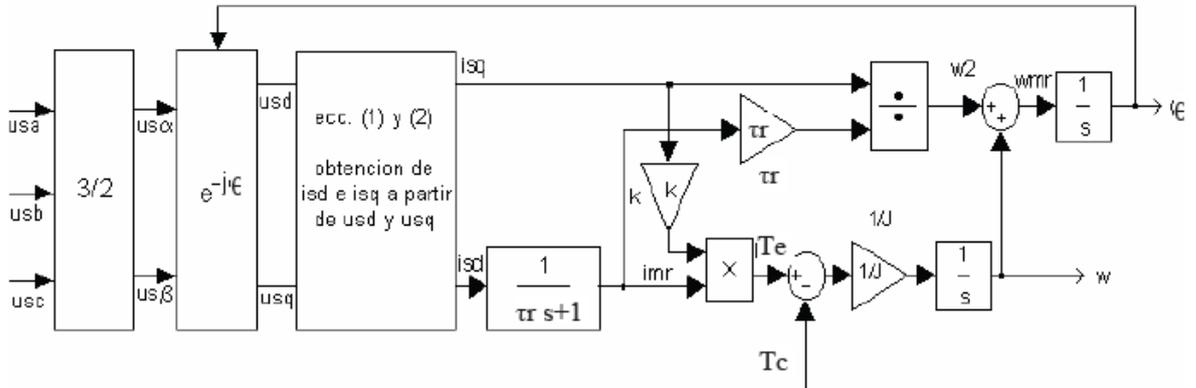
Además, debemos proyectar la tensión estática sobre los ejes de campo para poder extraer conclusiones de control:

$$e^{j\theta} \cdot \frac{\vec{u}_s}{R_s} = e^{j\theta} \left( \vec{i}_s + \tau_s \cdot \sigma \cdot \frac{d\vec{i}_s}{dt} + T_s \cdot (1 - \sigma) \cdot \frac{d\vec{i}_{mr}}{dt} \right) = \frac{u_{sd} + j \cdot u_{sq}}{R_s}$$

Y por último separamos en parte real e imaginaria, llegando a las expresiones siguientes:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Re} \Rightarrow \sigma \cdot \tau_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + i_{sd} = \frac{u_{sd}}{R_s} - (1 - \sigma) \cdot \tau_s \cdot \frac{di_{mr}}{dt} + \sigma \cdot \tau_r \cdot \omega_{mr} \cdot i_{sq} \quad [6.4.2.1.1] \\ \text{Im} \Rightarrow \sigma \cdot \tau_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + i_{sq} = \frac{u_{sq}}{R_s} - (1 - \sigma) \cdot \tau_s \cdot \omega_{mr} \cdot i_{mr} - \sigma \cdot \tau_r \cdot \omega_{mr} \cdot i_{sd} \quad [6.4.2.1.2] \end{array} \right.$$

Estas expresiones nos sirven para determinar las corrientes  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$ , que son las variables de entrada al modelo dinámico del motor, a partir de las tensiones  $u_{sd}$  y  $u_{sq}$ , que se obtienen a partir de las tensiones trifásicas de alimentación  $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$  y  $u_{sc}$  dadas por el convertidor.



**Figura 116. Modelo del motor alimentado por tensión.**

Podemos identificar distintos términos en estas dos ecuaciones [6.4.2.1.1] y [6.4.2.1.2], como:

	f.e.m. de transformación	f.e.m. de rotación	Suma
Parte Real	$(1 - \sigma) \cdot \tau_s \cdot \frac{di_{mr}}{dt}$	$(1 - \sigma) \cdot \tau_s \cdot \frac{di_{mr}}{dt}$	$t.c.d. = f(i_{mr}, i_{sq})$
Parte Imaginaria		$(1 - \sigma) \cdot \tau_s \cdot \omega_{mr} \cdot i_{mr} + \sigma \cdot \tau_r \cdot \omega_{mr} \cdot i_{sd}$	$t.c.q. = f(i_{mr}, i_{sd})$

Estos términos de compensación ( $t.c.d$  y  $t.c.q$ ) de las ecuaciones se suelen considerar como errores que pueden ser despreciados, pues los reguladores darán la referencia de tensión necesaria para compensarlos. Otra posibilidad más realista es tenerlos en cuenta y realizar una prealimentación para anular su efecto.

De este modo, estas ecuaciones quedan como:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Re} \Rightarrow \sigma \cdot \tau_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + i_{sd} = \frac{u_{sd}}{R_s} - t.c.d \quad [6.4.2.1.3] \\ \text{Im} \Rightarrow \sigma \cdot \tau_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + i_{sq} = \frac{u_{sq}}{R_s} - t.c.q \quad [6.4.2.1.4] \end{array} \right.$$



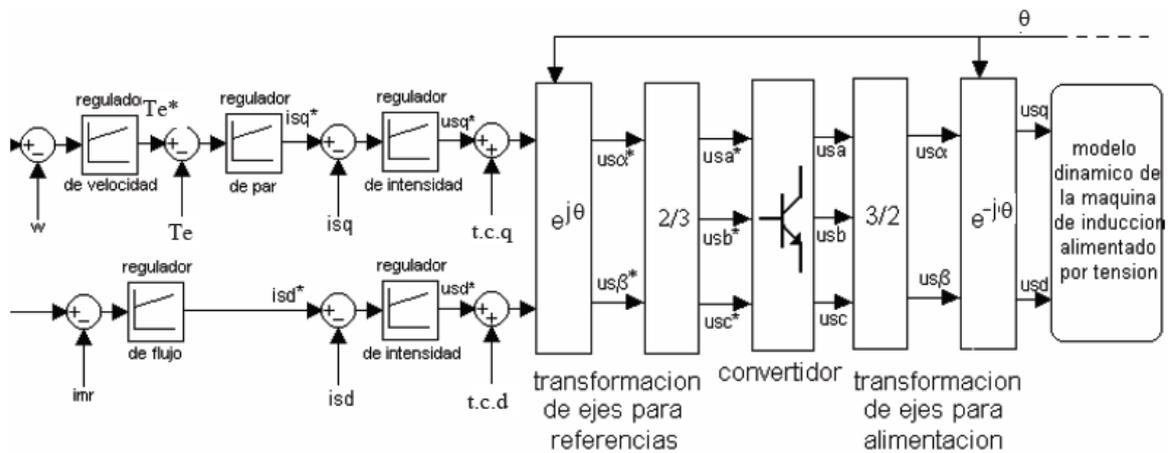


Figura 118. Sistema de control directo de tensión con prealimentación de t.c.d y t.c.q.

### 6.4.2.3 Obtención de las referencias de entrada

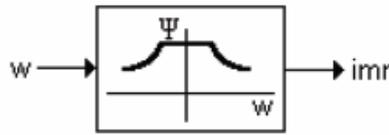
Este sistema de control tiene dos referencias de entrada: La referencia de velocidad  $w^*$  y la referencia de campo  $i_{mr}^*$ .

- La referencia de velocidad  $w^*$  es simplemente la velocidad que queremos que el motor alcance, y que se compara con el valor de velocidad conseguida  $w$  para su regulación.
- La referencia de flujo  $i_{mr}^*$  hay que calcularla a partir de las condiciones normales de funcionamiento de la máquina, igual que habíamos hecho cuando el convertidor funcionaba como una fuente de corriente.

### 6.4.2.4 Funcionamiento del motor a velocidades mayores que la nominal

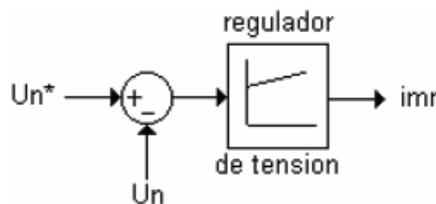
Para alcanzar velocidades superiores a la nominal, deberíamos aumentar la tensión por encima de la tensión nominal, pero esto no es posible, pues se sobrecargaría la máquina pudiendo dañarla. Pero si se pueden alcanzar velocidades superiores a la nominal manteniendo la tensión constante y debilitando el flujo. Esto nos servirá para fijar la consigna de entrada  $i_{mr}$  del sistema de control de la máquina cuando se quiera trabajar a  $w > w_n$ . Se puede hacer de dos modos:

a) Indirectamente: conociendo relación  $w/\psi$



**Figura 119. Control indirecto de  $i_{mr}$ .**

b) Directamente: mediante un regulador de tensión adicional.



**Figura 120. Control directo de  $i_{mr}$**

La obtención directa de  $i_{mr}$  mediante un regulador presenta dos problemas adicionales respecto al cálculo indirecto, pues se necesita la realimentación adicional de  $U_n$  y el diseño de este nuevo regulador. Esto no es necesario en el cálculo indirecto de  $i_{mr}$ , pues para ello se usa como entrada la  $w$ , que es una variable que ya habíamos realimentado anteriormente para otros usos.

## 6.5 Ventajas, desventajas o limitaciones del control vectorial

Las principales ventajas que nos ofrece la aplicación del control vectorial son:

- Mejores prestaciones que el Control Escalar
- Los Motores de Inducción proveen un amplio rango de operación.
- El conjunto motor-accionamiento es relativamente de bajo coste

Sin embargo el uso del control vectorial también tiene sus inconvenientes o limitaciones:

- Velocidades máximas de trabajo
- Prestaciones en regímenes intermitentes con altas cadencias por minuto
- Espacio físico
- Integración a redes electrónicas de control

## 6.6 Nuevas tendencias

En las nuevas tendencias de los sistemas de control para motores de corriente alterna se tratan de resolver los siguientes problemas:

- El modelo del motor debe seguir los cambios en los parámetros de la máquina debido al efecto de la saturación y la temperatura.
- Identificar la dinámica de la carga.
- Reducir los requerimientos de sensado por reducción de costes.
- Eliminar el sensor de velocidad o de posición, debido a razones mecánicas y económicas (Sensorless).

# Capítulo 7

## Máquinas síncronas

7

### 7.1 Introducción a las maquinas síncronas

Para entender el funcionamiento de la máquina síncrona, vamos a estudiarla como un convertidor electromecánico de energía con una pieza giratoria denominada rotor, cuya bobina se excita mediante la inyección de una corriente continua, y una pieza fija denominada estator por cuyas bobinas circula corriente alterna. Las corrientes alternas que circulan por los bobinados del estator y producen un campo magnético rotatorio que gira en el entrehierro de la máquina con la frecuencia angular de las corrientes de estator. El rotor debe girar a la misma velocidad del campo magnético rotatorio producido en el estator (velocidad de sincronismo), para que el par eléctrico medio pueda ser diferente de cero. Si las velocidades angulares del campo magnético rotatorio y del rotor de la máquina sincrónica son diferentes, el par eléctrico medio es nulo. Por esta razón a esta máquina se la denomina síncrona, donde el rotor gira mecánicamente a la misma frecuencia del campo magnético rotatorio del estator

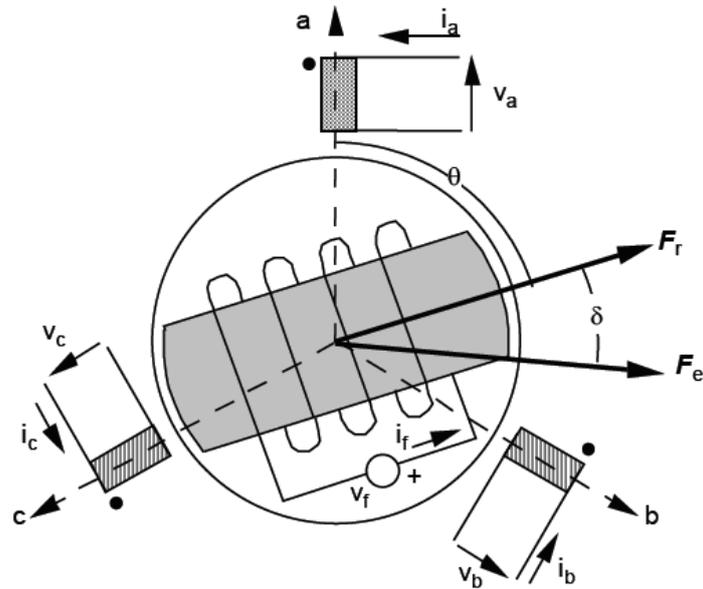
durante la operación en régimen permanente. La condición necesaria, pero no suficiente, para que el par de la máquina sea diferente de cero es:

$$\omega_r = \omega_s \quad [6.1.1]$$

Como otros convertidores electromecánicos, la máquina síncrona es completamente reversible y se incrementa día a día el número de aplicaciones donde puede ser utilizada con grandes ventajas, especialmente cuando se controla mediante fuentes electrónicas de frecuencia y tensión variable. El principal inconveniente para su uso como motor es que no desarrolla par de arranque, pero si se incluye en el rotor de la máquina un devanado auxiliar de jaula de ardilla, es posible obtener par de aceleración como motor de inducción hasta una velocidad cercana a la de sincronismo, y de esta forma excitar en el momento apropiado la bobina del rotor, con la finalidad de sincronizar la máquina a la red mediante los pares transitorios adicionales que se obtienen durante este proceso. Si la fuente de alimentación puede reducir la frecuencia angular de las tensiones o corrientes de estator a valores muy bajos, la máquina es capaz de sincronizarse a esa red y posteriormente ser acelerada a la par que se incrementa paulatinamente la frecuencia de la fuente.

Durante la operación de la máquina síncrona en régimen permanente, la velocidad mecánica del rotor es igual a la velocidad angular del campo magnético rotatorio producido por el estator. En estas condiciones, sobre los conductores o bobinas del campo no se induce fuerza electromotriz. Para producir fuerza magnetomotriz en el rotor es necesario inyectar corriente en esta bobina mediante una fuente externa. De esta forma se obtienen dos campos magnéticos rotatorios que giran a la misma velocidad, uno producido por el estator y otro por el rotor. Estos campos interactúan produciendo par eléctrico y se realiza el proceso de conversión electromecánica de energía.

Como se mencionó anteriormente la bobina del rotor de la máquina síncrona se alimenta mediante la inyección de corriente continua, con la finalidad de producir un campo magnético de magnitud constante, semejante al de un imán permanente, pero de una intensidad mucho mayor. Debido a que el rotor de la máquina gira en régimen permanente a la velocidad síncrona, el campo magnético constante producido en este sistema se comporta, desde el punto de vista del estator, como un campo magnético rotatorio. En la Figura 121, se representa el esquema básico de una máquina síncrona trifásica.



**Figura 121. Esquema básico de una máquina síncrona trifásica**

La condición necesaria pero no suficiente, para la existencia de par eléctrico diferente de cero para la máquina síncrona, indica que con velocidades angulares mecánicas múltiplos de la velocidad síncrona, se pueden obtener pares diferente de cero, tanto para valores negativos como positivos de la velocidad. Para evaluar la magnitud del par tenemos la siguiente expresión:

$$T_e = k \cdot fmm_s \cdot fmm_r \cdot \text{sen} \delta \quad [6.1.2]$$

donde:

$k$  Constante de proporcionalidad que depende de la geometría de la máquina y de la disposición física de las bobinas.

$fmm_s$  Amplitud de la distribución sinusoidal de la fuerza magnetomotriz del estator.

$fmm_r$  Amplitud de la distribución sinusoidal de la fuerza magnetomotriz del rotor.

$\delta$  Ángulo entre las amplitudes de las dos fuerzas magnetomotrices, conocido generalmente como ángulo de carga.

Las fuerzas magnetomotrices del estator  $fmm_s$ , y del rotor  $fmm_r$ , tienen una amplitud constante, y para que en la expresión [6.1.2] el par resultante sea constante, es necesario que el ángulo  $\delta$  entre las dos fuerzas magnetomotrices no varíe en el tiempo durante la operación en régimen permanente. Para lograr esto es necesario que las dos fuerzas magnetomotrices giren a la misma velocidad angular. Cuando la máquina síncrona se encuentra desequilibrada, el campo magnético rotatorio producido por las bobinas del estator es elíptico. Este campo se puede descomponer en dos campos magnéticos rotatorios circulares de sentidos contrarrotativos. Para que sea posible la producción de par eléctrico en estas condiciones, es necesario que la velocidad del rotor esté sincronizada con uno de los dos campos magnéticos contrarrotativos. El campo que está fuera de sincronismo y gira en el sentido contrario del rotor, produce par eléctrico transitorio, pero su valor medio es cero.

Cortocircuitando la bobina de campo en el rotor de la máquina síncrona, es posible en ciertos casos, acelerar el rotor como si fuera un motor de inducción con rotor devanado. En el campo se inducen fuerzas electromotrices con la frecuencia del deslizamiento cuando el campo magnético rotatorio del estator corta a los conductores del campo. La fuerza electromotriz inducida en el rotor fuerza la circulación de corrientes por este devanado. Aun cuando el par eléctrico puede ser muy reducido, en algunas ocasiones este método puede ser utilizado para arrancar la máquina síncrona sin cargas mecánicas acopladas.

## 7.2 Ecuaciones de la máquina síncrona

Analizando el comportamiento de los ejes eléctricos de la máquina síncrona en el sistema de coordenadas correspondiente a las bobinas reales de la máquina, se satisface el siguiente sistema de ecuaciones:

$$[v_{abc,f}] = [R_{abc,f}] [i_{abc,f}] + \frac{d[\lambda_{abc,f}]}{dt} \quad [6.2.1]$$

En los sistemas lineales, la relación entre las corrientes que circulan por las bobinas y los enlaces de flujo que las enlazan vienen dados por la relación:

$$[\lambda_{abc,f}(\theta, i)] = [L_{abc,f}(\theta)] [i_{abc,f}] \quad [6.2.2]$$

Sustituyendo esta relación en la expresión [6.2.1] se obtiene el resultado siguiente:

$$[v_{abc,f}] = [R_{abc,f}] [i_{abc,f}] + [L_{abc,f}] \frac{d[i_{abc,f}]}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \cdot \frac{d}{dt} [L_{abc,f}] [i_{abc,f}]$$

$$[v_{abc,f}] = [R_{abc,f}] [i_{abc,f}] + [L_{abc,f}] p [i_{abc,f}] + \dot{\theta} [\tau_{abc,f}] [i_{abc,f}]. \quad [6.2.3]$$

El sistema de ecuaciones diferenciales anterior representa el comportamiento dinámico de las bobinas de la máquina síncrona en coordenadas primitivas. Este sistema se expresa en forma canónica como:

$$p \cdot [i_{abc,f}] = \frac{[v_{abc,f}] - \{ [R_{abc,f}] + \dot{\theta} [\tau_{abc,f}] \} [i_{abc,f}]}{[L_{abc,f}]} \quad [6.2.4]$$

La matriz de inductancia  $[L_{abc,f}]$  depende de la posición relativa  $\theta$  del rotor con respecto al estator, por esta razón la matriz de transición de estado también depende de la posición angular del rotor. Si la velocidad de la máquina es constante, la posición angular del rotor es:

$$\theta = \theta_0 + \omega_m t \quad [6.2.5]$$

La solución del sistema [6.2.4] puede obtenerse mediante métodos numéricos de integración, utilizando algoritmos tales como Euler, Runge-Kutta o Adams entre otros. El principal inconveniente que se presenta es la necesidad de evaluar e invertir la matriz de inductancias de la máquina en cada paso de integración, debido a la dependencia de esta matriz con la posición angular del rotor. En el pasado estos cálculos representaban grandes dificultades, sin embargo, hoy en día con la capacidad de procesamiento de los ordenadores actuales este problema es relativamente sencillo de resolver. Por este motivo durante varias

décadas se desarrollaron transformaciones de coordenadas que simplifican el problema, aceleran notablemente los cálculos y permiten interpretar más fácilmente el comportamiento dinámico y estático de la máquina síncrona.

Durante los períodos transitorios, la velocidad angular de la máquina cambia y la posición angular del rotor es una nueva variable de estado que debe ser evaluada para determinar su dependencia temporal. En este caso es necesario incorporar una ecuación adicional al sistema [6.2.4] para determinar el comportamiento dinámico del eje mecánico de la máquina:

$$\frac{1}{2} [i_{abc,f}]^t [\tau_{abc,f}] [i_{abc,f}] - T_m = J\ddot{\theta} + \alpha\dot{\theta} \quad [6.2.6]$$

Esta expresión representa el balance de par eléctrico y mecánico en el eje del rotor. El par acelerante es igual al par eléctrico del convertidor, menos el par resistente opuesto por la carga y por las pérdidas mecánicas. La ecuación diferencial [6.2.6] puede ser expresada mediante dos ecuaciones diferenciales de primer orden:

$$\dot{\omega}_m = \frac{1}{J} \left( \frac{1}{2} [i_{abc,f}]^t [\tau_{abc,f}] [i_{abc,f}] - T_m - \alpha\dot{\theta} \right) \quad [6.2.7]$$

$$\dot{\theta} = \omega_m \quad [6.2.7]\text{bis}$$

donde:

- J Momento de inercia del rotor.
- T<sub>m</sub> Par mecánico resistente.
- α Coeficiente de fricción dinámica.

El sistema de seis ecuaciones diferenciales formado por las cuatro ecuaciones del sistema [6.2.4], y las dos ecuaciones mecánicas representadas por la expresión [6.2.7], definen el comportamiento dinámico y transitorio completo de la máquina síncrona de la Figura 121. Este sistema de ecuaciones diferenciales es no lineal y los coeficientes son variables en el tiempo, por este motivo es necesario recurrir a técnicas numéricas para evaluar el comportamiento de la máquina o simplificar el problema mediante la técnica de transformación de coordenadas.

En la matriz de inductancia de la máquina síncrona, se encuentra toda la información necesaria para determinar su comportamiento. En la matriz de inductancia se resume la información sobre la disposición geométrica de las bobinas, sus acoplamientos, números de vueltas y reluctancias de los diferentes caminos magnéticos. Una vez conocida la matriz de inductancias se puede evaluar la matriz de par calculando la derivada parcial de esta matriz con respecto a la posición angular del rotor. La matriz de inductancias de la máquina síncrona esquematizada en la Figura 121 posee la siguiente estructura:

$$[L_{abc,f}(\theta)] = \begin{bmatrix} [L_{ss}(\theta)] & [L_{sr}(\theta)] \\ [L_{rs}(\theta)] & L_f \end{bmatrix}$$

$$[L_{ss}(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta) & M_{ab}(\theta) & M_{ac}(\theta) \\ M_{ba}(\theta) & L_{bb}(\theta) & M_{bc}(\theta) \\ M_{ca}(\theta) & M_{cb}(\theta) & M_{cc}(\theta) \end{bmatrix} \quad [L_{sf}(\theta)] = [L_{fs}(\theta)]^t = \begin{bmatrix} M_{af}(\theta) \\ M_{bf}(\theta) \\ M_{cf}(\theta) \end{bmatrix} \quad [6.2.8]$$

donde:

- $s$  Subíndice referido a las bobinas del estator.
- $f$  Subíndice referido a las bobinas del campo.
- $r$  Subíndice referido a rotor.
- $a, b, c$  Subíndices de las tres bobinas físicas del estator.

Cada una de las inductancias de la máquina síncrona se puede representar como una función del ángulo  $\theta$ . Esta función es periódica porque se repite nuevamente cada vez que el rotor realiza un giro completo. Esta propiedad permite representar estas funciones mediante expansiones en series de Fourier, con el ángulo  $\theta$  como variable. Si la pieza polar se diseña convenientemente, es posible representar las inductancias de la máquina con un número reducido de los términos de la serie. La expresión de la matriz de inductancias más simple, se basa en considerar términos dependientes hasta en  $2\theta$ , para las inductancias estator - estator y términos en  $\theta$  para las inductancias estator-rotor.

La inductancia del rotor  $L_f$ , es independiente de la posición  $\theta$  del rotor debido a que el estator de la máquina es aproximadamente liso (despreciando el efecto de las ranuras del estator). El resto de las inductancias propias y mutuas ( $[M_{aa}(\theta)]$ ) depende de la posición angular  $\theta$ , si el rotor de la máquina es de polos salientes. Las permeabilidades de los caminos magnéticos de las bobinas del estator y de los acoplamientos estator - rotor son dependientes de la posición angular  $\theta$ . Cuando la pieza polar del rotor se encuentra alineada con una de las bobinas del estator, el camino magnético posee la máxima permeabilidad. Si la pieza polar se encuentra en cuadratura con la bobina, el entrehierro es muy grande y disminuye la permeabilidad. La variación de la permeabilidad depende del ángulo  $2\theta$  porque una bobina alineada con el polo norte del rotor tiene el mismo camino magnético cuando el alineamiento ocurre con el polo sur. Estas inductancias se pueden representar aproximadamente mediante las siguientes funciones:

$$L_{aa}(\theta) = L_{1s} + M_{2s} \cos 2\theta + \dots \quad [6.2.9]$$

$$L_{bb}(\theta) = L_{1s} + M_{2s} \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \quad [6.2.10]$$

$$L_{cc}(\theta) = L_{1s} + M_{2s} \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + \dots \quad [6.2.11]$$

$$M_{ab}(\theta) = M_{ba}(\theta) = -M_{1s} - M_{2s} \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) + \dots \quad [6.2.12]$$

$$M_{ac}(\theta) = M_{ca}(\theta) = -M_{1s} - M_{2s} \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) + \dots \quad [6.2.13]$$

$$M_{bc}(\theta) = M_{cb}(\theta) = -M_{1s} - M_{2s} \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) + \dots \quad [6.2.14]$$

Donde:

$$L_d = \frac{3}{2}(L_{1s} + M_{2s}) \quad ; \quad L_q = \frac{3}{2}(L_{1s} - M_{2s}) \quad ; \quad L_{df} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sf} \quad [6.2.15]$$

$$L_{1s} = \frac{L_d + L_q}{3} \quad ; \quad M_{2s} = \frac{L_d - L_q}{3} \quad ; \quad M_{1s} \approx \frac{L_{1s}}{2} \quad [6.2.16]$$

En lo que se refiere a los acoplamientos mutuos estator - rotor la funcionalidad de las inductancias es diferente porque al girar el rotor  $180^\circ$ , la bobina del campo invierte su polaridad. Las inductancias del estator varían entre un valor máximo y un mínimo, siempre positivo respecto a la posición angular del rotor. Sin embargo, los acoplamientos mutuos estator-rotor varían entre un valor máximo positivo hasta un valor máximo negativo, que en valor absoluto son idénticos, cuando el rotor de la máquina gira  $180^\circ$ . Las inductancias mutuas entre el estator y el rotor pueden ser aproximadas mediante las siguientes funciones:

$$M_{af}(\theta) = M_{fa}(\theta) = M_{sf} \cos \theta + \dots$$

$$M_{bf}(\theta) = M_{fb}(\theta) = M_{sf} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \dots$$

$$M_{cf}(\theta) = M_{fc}(\theta) = M_{sf} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + \dots$$

Si el rotor de la máquina síncrona es liso, todas las inductancias del estator son independientes de la posición del rotor. En esta situación la matriz de inductancias  $[L_{abc,f}(\mu)]$ , se expresa de la siguiente forma:

$$[L_{abc,f}(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{1s} & M_{1s} & M_{1s} & M_{sf} \cos \theta \\ M_{1s} & L_{1s} & M_{1s} & M_{sf} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{1s} & M_{1s} & L_{1s} & M_{sf} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ M_{sf} \cos \theta & M_{sf} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sf} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & L_f \end{bmatrix}$$

Para el caso de una máquina sincrónica de rotor liso, la solución del sistema de ecuaciones diferenciales que determina el comportamiento de la máquina sincrónica requiere el uso de métodos numéricos, debido a la dependencia de las inductancias mutuas entre el estator y el campo, con la posición  $\theta$  del rotor. El modelo de la máquina sincrónica de rotor liso o de polos salientes se puede obtener mediante transformaciones del sistema de coordenadas. La transformación a vectores espaciales y la transformación a coordenadas  $dq0$ .

### 7.2.1 Transformación a vectores espaciales

Para aplicar la transformación de vectores espaciales a las ecuaciones [6.2.3] y [6.2.6] que representan el comportamiento de la máquina síncrona en coordenadas primitivas es conveniente expresar por separado las ecuaciones del estator y del rotor:

$$[v_s] = [R_s][i_s] + p\{[L_{ss}][i_s] + [L_{sf}] \cdot i_f\} \quad [6.2.1.1]$$

$$v_f = R_f \cdot i_f + p\{[L_{fs}][i_s] + L_f \cdot i_f\} \quad [6.2.1.2]$$

Aplicando esta transformación de vectores espaciales a la expresión [6.2.1.1], se obtienen el siguiente resultado:

$$v_s = R_s \cdot i_s + p\left\{(L_{1s} + M_{1s}) \cdot i_s + \frac{3}{2}M_{2s}e^{j2\theta}i_s^* + \sqrt{\frac{3}{2}}M_{sf}e^{j\theta}i_f\right\} \quad [6.2.1.3]$$

Donde:

$$v_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_a + \alpha v_b + \alpha^2 v_c) \quad [6.2.1.4]$$

$$\sqrt{\frac{2}{3}}[1 \quad \alpha \quad \alpha^2][R_s][i_s] = R_s \cdot i_s \quad [6.2.1.5]$$

$$\sqrt{\frac{2}{3}}[1 \quad \alpha \quad \alpha^2][L_{ss}][i_s] = \sqrt{\frac{2}{3}}[1 \quad \alpha \quad \alpha^2]*\dots$$

$$\dots * \left\{ \begin{array}{l} \left[ \begin{array}{ccc} L_{1s} & -M_{1s} & -M_{1s} \\ -M_{1s} & L_{1s} & -M_{1s} \\ -M_{1s} & -M_{1s} & L_{1s} \end{array} \right] + -M_{2s} \left[ \begin{array}{ccc} \cos 2\theta & -\cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) & -\cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \\ -\cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) \\ -\cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) & -\cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{array} \right] \end{array} \right\} [i_s] =$$

$$= (L_{1s} + M_{1s})i_s + \frac{3}{2}M_{2s}e^{j2\theta}i_s^* = \frac{1}{2}(L_d + L_q)i_s + \frac{1}{2}(L_d - L_q)e^{j2\theta}i_s^* \quad [6.2.1.6]$$

$$\sqrt{\frac{2}{3}} [1 \quad \alpha \quad \alpha^2] [L_{sf}] i_f = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sf} e^{j\theta} i_f = L_{df} e^{j\theta} i_f \quad [6.2.1.7]$$

Si reemplazamos las definiciones de los vectores espaciales en la ecuación [6.2.1.2], se obtiene:

$$v_f = R_f \cdot i_f + p \left\{ L_{df} \left[ \frac{e^{j\theta} i_s^* + e^{-j\theta} i_s}{2} \right] + L_f \cdot i_f \right\} \quad [6.2.1.8]$$

El par eléctrico será:

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{1}{2} [i_{abc,f}]^t [\tau_{abc,f}] [i_{abc,f}] = \frac{1}{2} [i_s]^t [\tau_{ss}] [i_s] + [i_s]^t [\tau_{sf}] i_f = \\ &= j \frac{M_{2s}}{2} [i_s]^t \left\{ e^{j2\theta} \begin{bmatrix} -1 & e^{-j\frac{\pi}{3}} & e^{j\frac{\pi}{3}} \\ e^{-j\frac{\pi}{3}} & -e^{-j\frac{4\pi}{3}} & e^{-j\pi} \\ e^{j\frac{\pi}{3}} & e^{-j\pi} & -e^{-j\frac{8\pi}{3}} \end{bmatrix} - e^{-j2\theta} \begin{bmatrix} -1 & e^{j\frac{\pi}{3}} & e^{-j\frac{\pi}{3}} \\ e^{j\frac{\pi}{3}} & -e^{j\frac{4\pi}{3}} & e^{j\pi} \\ e^{-j\frac{\pi}{3}} & e^{j\pi} & -e^{j\frac{8\pi}{3}} \end{bmatrix} \right\} [i_s] + \dots \\ &\dots + j \frac{M_{sf}}{2} [i_s]^t \left\{ e^{j\theta} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{-j\frac{4\pi}{3}} \end{bmatrix} - e^{-j\theta} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ e^{j\frac{4\pi}{3}} \end{bmatrix} \right\} i_f = \frac{3}{4j} M_{2s} \left\{ (e^{-j\theta} i_s)^2 - (e^{j\theta} i_s^*)^2 \right\} + j \frac{M_{sf}}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} \left\{ e^{j\theta} i_s^* - e^{-j\theta} i_s \right\} i_f = \\ &= \frac{1}{2} (L_d - L_q) m \left\{ (e^{-j\theta} i_s)^2 \right\} + j L_{df} m \left\{ e^{-j\theta} i_s \right\} i_f \quad [6.2.1.9] \end{aligned}$$

Las expresiones [6.2.1.3], [6.2.1.8] y [6.2.1.9] modelan la máquina síncrona utilizando vectores espaciales. La principal ventaja de esta transformación consiste en la reducción de las tres ecuaciones del estator a una sola en variable compleja. Por otra parte, aun cuando la dependencia angular en  $\theta$  se mantiene en este sistema de coordenadas, las correspondientes expresiones han sido simplificadas convenientemente al utilizar los términos  $e^{\pm j\theta}$ . En la expresión [6.2.1.9] correspondiente al par eléctrico pueden observarse dos componentes: el par de reluctancia y el par producido entre las fuerzas magnetomotrices del estator y del campo.

### 7.2.2 Transformación a coordenadas rotóricas

Para eliminar la dependencia de  $\theta$  existente en el modelo de la máquina síncrona en vectores espaciales, es posible referir las variables del estator al sistema de referencia del rotor, el cual se encuentra exactamente en la posición  $\theta$  con respecto al sistema solidario con el estator. Por esta razón es posible multiplicar la ecuación del estator por  $e^{-j\theta}$  para referir estas ecuaciones a un sistema de coordenadas sincronizado con el eje del campo. Este nuevo sistema de coordenadas es conocido como ejes  $d$  y  $q$ . El eje directo  $d$  apunta en la misma dirección que el eje de campo  $f$ . El eje cuadratura  $q$  se encuentra adelantado  $90^\circ$  con respecto al eje  $d$ . De esta forma se pueden introducir las siguientes definiciones:

$$v_s^{dq} = v_d + jv_q = v_s e^{-j\theta} \quad [6.2.2.1]$$

$$i_s^{dq} = i_d + ji_q = i_s e^{-j\theta} \quad [6.2.2.2]$$

Derivando la expresión [6.2.2.2] se obtiene la relación siguiente:

$$e^{-j\theta} \cdot p \cdot i_s = p \cdot i_d + j \cdot p \cdot i_q + j \cdot \dot{\theta} \cdot i_s^{dq} \quad [6.2.2.3]$$

Al multiplicar la ecuación [6.2.1.3] por el término de rotación  $e^{-j\theta}$ , se obtiene:

$$[6.2.2.4] \quad e^{-j\theta} \cdot v_s = R_s \cdot i_s \cdot e^{-j\theta} + e^{-j\theta} \cdot p \cdot \left\{ \frac{1}{2} (L_d + L_q) i_s + \frac{1}{2} (L_d + L_q) i_s^* + L_{df} e^{j\theta} i_f \right\} \Rightarrow$$

$$v_s^{dq} = R_s i_s^{dq} + \frac{1}{2} (L_d + L_q) (p \cdot i_s^{dq} + j \dot{\theta} \cdot i_s^{dq}) + \frac{1}{2} (L_d - L_q) (p \cdot i_s^{dq*} + j \dot{\theta} \cdot i_s^{dq*}) + L_{df} (p \cdot i_f + j \dot{\theta} \cdot i_f)$$

Descomponiendo la expresión [6.2.2.4] en parte real y parte imaginaria, resulta:

$$v_d = R_s i_d + p \cdot (L_d i_d + L_{df} i_f) - \dot{\theta} \cdot L_q \cdot i_q = R_s i_d + p \cdot \lambda_d - \dot{\theta} \cdot \lambda_q \quad [6.2.2.5]$$

$$v_q = R_s i_q + p \cdot (L_q \cdot i_q) - \dot{\theta} \cdot (L_d i_d + L_{df} i_f) = R_s i_q + p \cdot \lambda_q - \dot{\theta} \cdot \lambda_d \quad [6.2.2.6]$$

Finalmente transformando las variables espaciales de la expresión [6.2.1.9] correspondiente al par eléctrico, se obtiene:

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{1}{2} (L_d - L_q) \frac{d}{dt} \left\{ i_s^{dq} \right\} + L_{df} \frac{d}{dt} \left\{ e^{-j\theta} \cdot i_s \right\} \cdot i_f = \\ &= (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q + L_{df} \cdot i_q \cdot i_f = \lambda_d \cdot i_q - \lambda_q \cdot i_d = \lambda_s^{dq} \cdot i_s^{dq} \end{aligned} \quad [6.2.2.7]$$

El sistema de ecuaciones diferenciales que determina el comportamiento dinámico de la máquina síncrona se puede expresar de la siguiente forma:

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + p \cdot \lambda_d - \omega \cdot \lambda_q \\ v_q = R_s i_q + p \cdot \lambda_q - \omega \cdot \lambda_d \\ v_f = R_f i_f + p \cdot \lambda_f \\ J \dot{\omega} = \lambda_s^{dq} \cdot i_s^{dq} - T_m(\omega) \end{cases} \quad [6.2.2.7]$$

Donde:

$$\begin{aligned} \lambda_d &= L_d \cdot i_d + L_{df} \cdot i_f \\ \lambda_q &= L_q \cdot i_q \\ \lambda_f &= L_f \cdot i_f + L_{df} \cdot i_d \\ \lambda_s^{dq} &= \lambda_d + j \lambda_q \end{aligned}$$

### 7.2.3 Transformación de Park

En la máquina síncrona, el campo magnético rotatorio producido por las fuerzas magnetomotrices de los devanados estatóricos, gira a la velocidad síncrona  $\omega_e$ . El rotor de la máquina también gira a la velocidad sincrónica  $\omega_r = \omega_e$ . Por esta razón es conveniente referir las ecuaciones diferenciales que definen el comportamiento de la máquina a un sistema de coordenadas solidario con el rotor. De acuerdo con estos lineamientos se definen los siguientes ejes magnéticos:

Eje  $d$ : Gira con respecto al estator a la velocidad del rotor, y en todo momento se encuentra colineal con el eje magnético del campo.

Eje  $q$ : Rota con respecto al estator a la velocidad del rotor, y en todo momento se encuentra en cuadratura con el eje magnético del campo.

Eje 0: Fijo en el estator y se encuentra desacoplado magnéticamente del resto de los ejes de la máquina.

Eje  $f$ : Solidario con el sistema rotórico y colineal con el eje magnético de la bobina de campo.

Cuando los ejes  $d$  y  $q$  giran a igual velocidad que el rotor, estos ejes representan variables del estator. El eje 0 es necesario para permitir que la transformación de coordenadas sea bidireccional, es decir, se pueda transformar de variables primitivas a variables  $dq0$  y viceversa. El eje 0 tiene una estrecha relación con las variables de secuencia cero de la transformación de componentes simétricas. En la práctica el eje 0 permite representar flujos de dispersión que no están acoplados con otras bobinas de la máquina. En la Figura 122 se ha representado el sistema de coordenadas  $dq0 - f$ . La matriz de transformación de coordenadas  $dq0 - f$  a coordenadas primitivas se define mediante la relación:

$$[i_{abc,f}] = [A][i_{dq0,f}] \quad [6.2.3.1]$$

Si la transformación anterior se escoge de tal forma que la matriz  $[A]$  resulta que su Inversa es igual a su traspuesta conjugada, la transformación es conservativa en potencia. Obteniéndose en este caso:

$$[i_{dq0,f}] = [A]^{-1}[i_{abc,f}] = [A]^t [i_{abc,f}] \quad [6.2.3.2]$$

La matriz de transformación  $[A]$  se puede obtener multiplicando la transformación de coordenadas primitivas a coordenadas ortogonales  $\alpha\beta0$ , por la transformación de coordenadas  $\alpha\beta0$  a coordenadas  $dq0$ :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad [6.2.3.3]$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\operatorname{sen} \theta & 0 \\ \operatorname{sen} \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad [6.2.3.4]$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\operatorname{sen} \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\operatorname{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\operatorname{sen}\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad [6.2.3.5]$$

La matriz de la expresión [6.2.3.5] se como transformación de Park. La transformación de coordenadas primitivas  $abc, f$  a coordenadas  $dq0, f$  es:

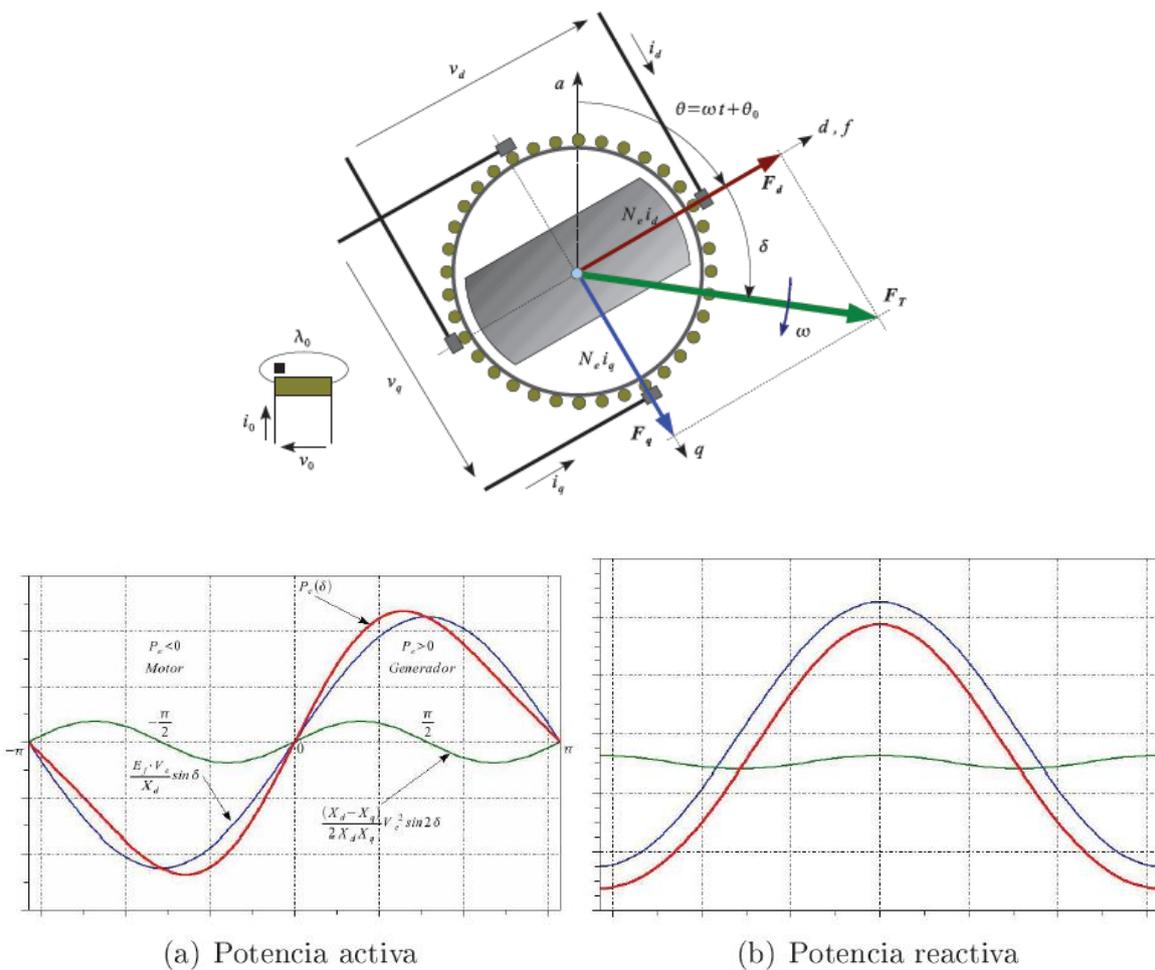
$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ i_f \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 0 \\ -\operatorname{sen} \theta & -\operatorname{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\operatorname{sen}\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} \quad [6.2.3.6]$$

Por tanto se obtiene como expresión de la potencia:

$$p(t) = [v_{abc,f}]^t [i_{abc,f}] = [[A] \cdot [v_{dq0,f}]]^t [[A] \cdot [i_{dq0,f}]] = [v_{dq0,f}]^t [A]^t [A] \cdot [i_{dq0,f}] = [v_{dq0,f}]^t \cdot [i_{dq0,f}] \quad [6.2.3.7]$$

Finalmente se llega a una expresión [6.2.3.8], que nos permite modelar la maquina síncrona como se ve en la Figura 122, a partir de los vectores espaciales referidos a las coordenadas del rotor. [8]

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \\ v_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d p & -\omega L_q & 0 & L_{df} p \\ \omega L_d & R_s + L_q p & 0 & \omega L_{df} \\ 0 & 0 & R_0 + L_0 p & 0 \\ L_{df} p & 0 & 0 & R_f + L_f p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ i_f \end{bmatrix} \quad [6.2.3.8]$$



**Figura 122. (Arriba) Modelo en coordenadas dq0-f de la máquina síncrona. (Abajo) Potencia eléctrica de la máquina síncrona de polos salientes.**

## 7.3 Control de máquinas síncronas

### 7.3.1 Diseño de Máquinas Síncronas de Imanes Permanentes (MSIP)

El motor de imanes permanentes se viene utilizando desde hace varias décadas. Es debido a su pequeño tamaño y la gran precisión de los motores de imanes permanentes que se ha generalizado el uso de los mismos. La temperatura del rotor de imanes permanentes permanece naturalmente baja y es posible, por tanto, alcanzar valores altos de densidad de potencia. Al igual que sucede en todos los motores síncronos, este motor sólo puede ser controlado por un sistema de accionamiento de velocidad variable, pero además, se debe de tener en cuenta que el sistema de control de motores síncronos ha de ser desarrollado específicamente para controlar el flujo de los imanes permanentes. Para el control de este motor, se puede utilizar el mismo inversor que el empleado en el control de los motores de inducción. Y este puede ser refrigerado con aire o agua, siendo la refrigeración por agua proporciona más densidad de potencia y hace que las cabinas de los sistemas de accionamiento sean más pequeñas.

Dentro de las máquinas síncronas de imanes permanentes (MSIP) podemos distinguir principalmente cinco tipos en función de su diseño:

- MSIP de flujo RADIAL, con imanes superficiales, siendo este diseño el más usado en la actualidad. El rotor puede ser exterior o interior al estator.
- MSIP de flujo RADIAL, de flujo concentrado, diseño con los imanes embutidos en el rotor.
- MSIP de flujo AXIAL, con devanado toroidal.
- MSIP de flujo TRANSVERSAL

### 7.3.2 MSIP: modelo en ejes dq

Recordando y adaptando a este modelo, lo que ya hemos visto en cuanto a las ecuaciones que relacionan los ejes d y q, podemos decir que las ecuaciones de fase del motor síncrono de imanes permanentes (MSIP) serán:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \\ u_f \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s i_a \\ R_s i_b \\ R_s i_c \\ R_s i_f \end{bmatrix}$$

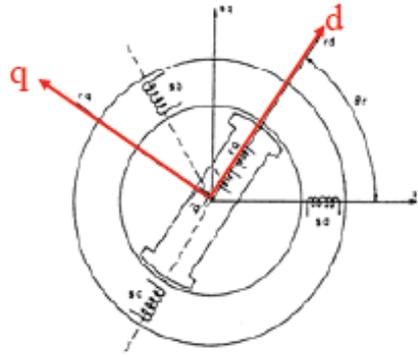
Donde los enlaces de flujo son:

$$\begin{aligned} \psi_a &= L_{aa} \cdot i_a + L_{ab} \cdot i_b + L_{ac} \cdot i_c - \psi_m \cos \theta \\ \psi_b &= L_{ba} \cdot i_a + L_{bb} \cdot i_b + L_{bc} \cdot i_c - \psi_m \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \psi_c &= L_{ca} \cdot i_a + L_{cb} \cdot i_b + L_{cc} \cdot i_c - \psi_m \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned}$$

Si aplicamos las transformaciones de Park que acabamos de ver a las ecuaciones de fase del MSIP obtenemos las siguientes ecuaciones, las cuales son especialmente adecuadas para el control de la máquina.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$



**Figura 123. Sistema de ejes de referencia dq de la máquina síncrona.**

Seleccionando el sistema de ejes de referencia de modo que el eje d se encuentre alineado con el máximo de la onda de flujo total estático, se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$u_{s_d} = \frac{d}{dt}(\psi_d) + \psi_q \cdot \omega + R_s \cdot i_{s_d}$$

$$u_{s_q} = \frac{d}{dt}(\psi_q) - \psi_d \cdot \omega + R_s \cdot i_{s_q}$$

Siendo los enlaces de flujo que concatenan a los devanados d y q:

$$\psi_d = L_d \cdot i_d - \psi_m$$

$$\psi_q = L_q \cdot i_q$$

Entonces resulta que:

$$U_{s_d} = R_s \cdot I_{s_d} + L_s \cdot \frac{dI_{s_d}}{dt} + L_s \cdot \Omega \cdot p \cdot I_{s_q}$$

$$U_{s_q} = R_s \cdot I_{s_q} + L_s \cdot \frac{dI_{s_q}}{dt} - L_s \cdot \Omega \cdot p \cdot I_{s_d} + \Omega \cdot p \cdot \Psi$$

Siendo:

- $\Psi$  Los enlaces de flujo mutuo total por polo (el flujo de los IP).
- $\Omega$  La velocidad en rad/s
- $p$  El número de pares de polos
- $L_s$  La inductancia síncrona

Seleccionando el sistema de ejes de referencia dq de modo que el eje x se encuentre alineado con el máximo de la onda de flujo total estático, la expresión del par electromagnético de un motor síncrono de imanes permanentes de rotor liso, será por lo tanto:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \psi \cdot I_{sq}$$

De esto deducimos, que el par electromagnético del motor puede ser gobernado mediante la componente en cuadratura (q) de la corriente estática. De hecho, dado que los enlaces del flujo del imán son constantes, existe una relación proporcional entre el par y la corriente estática.

### 7.3.3 Control de MSIP. Control Vectorial

El sistema de control tiene fundamentalmente dos funciones: Gobernar el par de la máquina e Impedir que se supere la tensión máxima en la etapa de corriente continua. Esto se consigue gobernando el factor de potencia manteniendo el par eléctrico interno ( $T_e$ ) constante

Las señales de encendido de los semiconductores del puente rectificador conectado en bornas de la máquina se generan a partir de consignas de las componentes de tensión de eje directo y de eje en cuadratura, así como la tensión en la etapa de corriente continua. Por tanto, este convertidor se comporta frente a la máquina como una fuente de tensión. El valor de esta tensión ha de ser tal que las componentes directa y en cuadratura de la corriente de la máquina coincidan con las consignas generadas en el bucle de regulación externo.

#### 7.3.3.1 Lazos internos de regulación: control de corriente

En las ecuaciones que relacionan las componentes directa y en cuadratura de la corriente y de la tensión del motor, se aprecia la existencia de un acoplamiento cruzado entre las dos componentes de la tensión y las componentes de la corriente. Podemos decir, por lo tanto, que el valor de la tensión de eje directo que hace falta aplicar a la máquina para conseguir un aumento determinado de la corriente de eje directo depende del valor que tenga

la corriente de eje transverso. Desde el punto de vista de la regulación la fuerza electromotriz de rotación se puede considerar como una perturbación cuyo valor puede ser conocido, lo que permite desarrollar un sistema con mejor respuesta en regímenes transitorios.

Para el desarrollo del sistema de regulación, el valor de cada una de las componentes de tensión que es preciso aplicar a la máquina se expresa como la suma de dos términos, un primer término dedicado a incrementar la componente de la corriente considerada y un segundo término necesario para vencer la fem de rotación.

$$U_{s_d} = U_{s_{d\_Termino\_d}} + U_{s_{d\_Termino\_compensacion\_Ud}}$$

$$U_{s_q} = U_{s_{q\_Termino\_q}} + U_{s_{q\_Termino\_compensacion\_Uq}}$$

Los términos de las componentes de la tensión precisos para hacer crecer cada una de las corrientes son:

$$U_{s_{d\_Termino\_d}} = R_s \cdot I_{s_d} + L_s \cdot \frac{dI_{s_d}}{dt}$$

$$U_{s_{q\_Termino\_q}} = R_s \cdot I_{s_q} + L_s \cdot \frac{dI_{s_q}}{dt}$$

Los términos de compensación son:

$$U_{s_{d\_Termino\_compensacion\_Ud}} = L_s \cdot \Omega \cdot p \cdot I_{s_q}$$

$$U_{s_{q\_Termino\_compensacion\_Uq}} = -L_s \cdot \Omega \cdot p \cdot I_{s_d} + \Omega \cdot p \cdot \Psi$$

Dado que la constante de tiempo que afecta a la dinámica de ambas corrientes es la misma, las constantes de los reguladores que generan las consignas de tensión en eje directo y en eje en cuadratura sean iguales.

El regulador para generar la consigna de tensión a partir del error de corriente es el de tipo Proporcional-Integral (PI). Los reguladores PI anulan el error en régimen permanente y no hacen el sistema excesivamente lento, por lo que son los más empleados en la práctica.

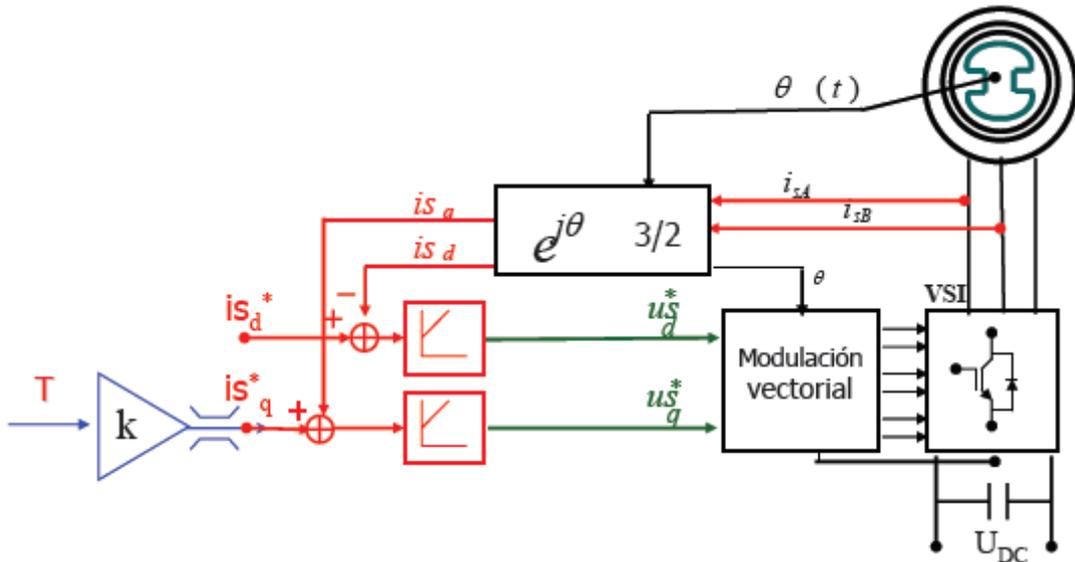


Figura 124. Esquema de regulación por lazos de control de corriente.

En la figura 124 tenemos expuesto el esquema de regulación, no siendo incluidos en este los términos de compensación. En este esquema podemos diferenciar fácilmente dos bucles principales: el bucle externo, el cual depende de la corriente directa del lazo interno y el bucle interno, que depende de la cancelación y el tiempo siendo las constantes de proporcionalidad e integración respectivamente,  $k_p: L_s \tau_{conv}$ ; y  $k_i: R_s \tau_{conv}$ .

En definitiva, los incrementos de tensión han de compensar las variaciones de las consignas de corriente mientras que los términos de compensación seguirán el siguiente procedimiento expuesto en la Figura 125.

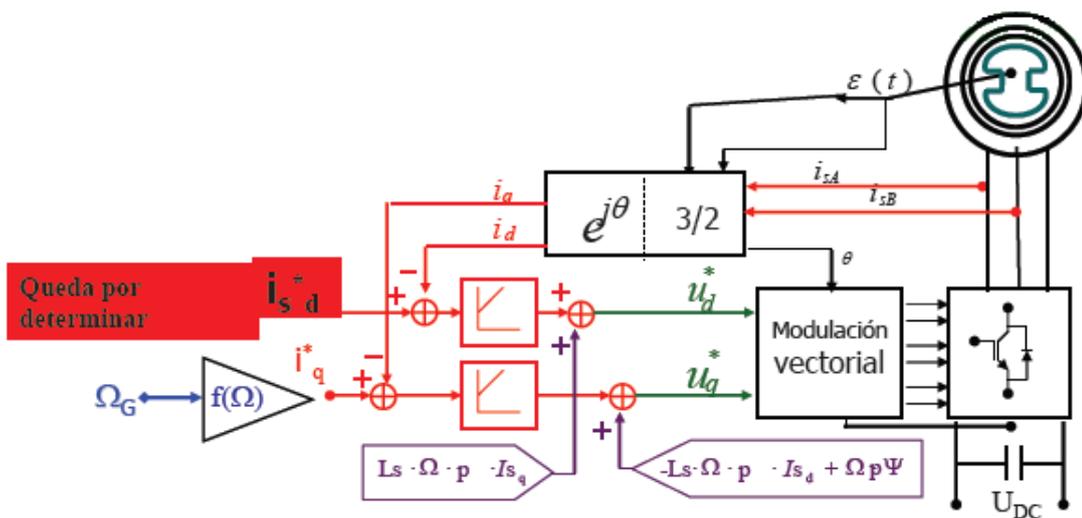


Figura 125. Esquema de regulación completo por lazos de control de corriente.

Por lo que finalmente obtenemos las siguientes expresiones:

$$U_{s_d} = R_s \cdot I_{s_d} + L_s \cdot \frac{dI_{s_d}}{dt} + L_s \cdot \Omega \cdot p \cdot I_{s_q}$$

$$U_{s_q} = R_s \cdot I_{s_q} + L_s \cdot \frac{dI_{s_q}}{dt} - L_s \cdot \Omega \cdot p \cdot I_{s_d} + \Omega p \Psi$$

### 7.3.3.2 Debilitamiento: $U > U_N$

Siguiendo el mismo razonamiento que en el punto anterior, cuando se produzca un debilitamiento o la tensión sea superior a la nominal ( $U > U_N$ ), entonces el regulador limitará la consigna de corriente directa ( $I_{s_d}$ ), para proteger el sistema

Por lo tanto, podemos decir que la eficacia del control dependerá del método de seguimiento de la referencia ( $u_{s_d}^*$ ,  $u_{s_q}^*$ )

### 7.3.3.3 Cálculo de los reguladores de corriente

La calidad de un sistema de control viene determinada por el comportamiento del sistema tanto en régimen permanente como en régimen transitorio. En el diseño de un sistema de control se suelen tener en cuenta principalmente los siguientes requisitos:

- El error del sistema o la desviación entre la variable controlada y la referencia, en estado estacionario y en presencia de todas las perturbaciones, debe de ser tan pequeño como sea posible.
- El sistema debe de ser estable. Debe alcanzar un nuevo régimen permanente admisible ante un cambio de consigna o ante una perturbación del sistema.
- El nuevo régimen permanente debe alcanzarse tan rápido como sea posible, independientemente de si se produce una perturbación o un cambio en la consigna.

Para cuantificar la calidad del control en términos de la respuesta estacionaria y del comportamiento dinámico, se definen conceptos que derivan de la respuesta del sistema de control realimentado, ante cambios en escalón en la consigna o en la perturbación. En general, la variable controlada responde a un cambio en escalón de la consigna de manera oscilatoria. A menudo se acota la máxima sobreoscilación admisible en el sistema (diferencia entre el valor máximo de la variable controlada en régimen transitorio y el valor final de la misma). La evaluación del comportamiento dinámico se expresa en términos de tiempo de subida y del tiempo de establecimiento. El tiempo de subida es el tiempo que media entre una variación de la consigna y la entrada inicial de la variable controlada dentro de una banda de tolerancia especificada en torno al valor final de la misma. El tiempo de establecimiento es el tiempo que medio ente una variación de consigna y el instante en el que la variable controlada entra por última vez en la banda de tolerancia sin salir ya de ella. Una medida de la calidad de la respuesta del sistema es el producto del tiempo de establecimiento por la máxima sobreoscilación del sistema.

Las funciones de transferencia de los elementos involucrados en cada uno de los lazos de corriente del sistema en estudio son:

- El comportamiento del motor síncrono de imanes permanentes, se representa por medio de la función de transferencia:

$$\frac{I_{s_d}(s)}{U_{s_{d\_Termino\_d}}(s)} = \frac{I_{s_q}(s)}{U_{s_{d\_Termino\_q}}(s)} = \frac{1}{Ls \cdot s + Rs} = \frac{k}{\tau \cdot s} + 1$$

Donde la ganancia estática del motor es  $k=1/Rs$ , y su constante de tiempo es:  $\tau=Ls/Rs$

- Para el cálculo de reguladores, el rectificador se novelizar como un elemento de primer orden, de ganancia unidad y que introduce un retardo  $\tau_{con}$  en el sistema:

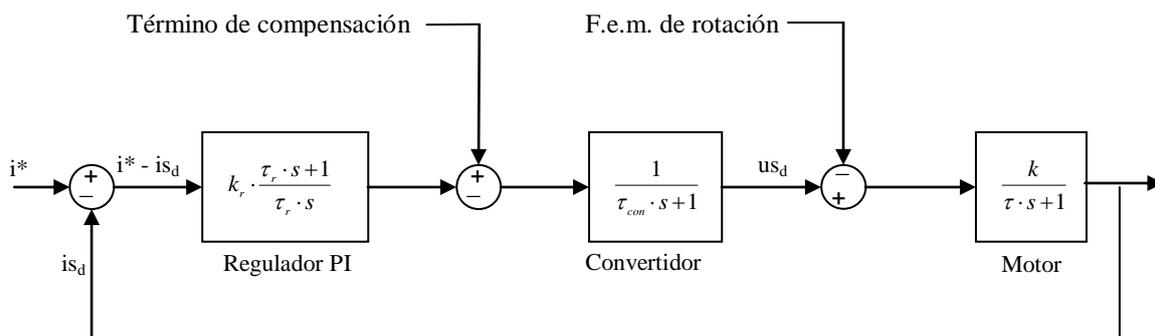
$$\frac{1}{\tau_{con} \cdot s + 1}$$

El retardo  $\tau_{\text{con}}$  representa fundamentalmente el tiempo transcurrido desde que el sistema de control genera un cambio en la señal de referencia, hasta que el convertidor modifica el estado de sus semiconductores. La constante de tiempo utilizada para realizar el cálculo de los reguladores, proviene de una estimación del tiempo que empleará el convertidor real en la generación de los impulsos de disparo. En los cálculos se empleará un valor estimado para  $\tau_{\text{con}}$  de 0,5 milisegundos.

- La función de transferencia del regulador PI:

$$R(s) = kp + \frac{ki}{s} = kp \cdot \frac{\frac{kp}{ki} \cdot s + 1}{\frac{kp}{ki} \cdot s} = k_r \cdot \frac{\tau_r \cdot s + 1}{\tau_r \cdot s}$$

El bucle de regulación, válido para cualquiera de las componentes de la corriente, representado en el espacio continuo de Laplace es:



**Figura 126. Esquema del lazo interno de control de corriente directa.**

Si el retardo introducido por el convertidor es reducido, puede admitirse que el término de compensación sumado a la señal de salida del regulador cancela la f.e.m de rotación. En el caso de que la cancelación no sea perfecta la respuesta dinámica del sistema sería un poco peor que la estimada; sin embargo, en la práctica, esta diferencia de respuesta no suele ser lo suficientemente importante como para obligar a complicar el sistema de control.

De entre los distintos métodos existentes para el cálculo de reguladores en este tipo de sistemas, se empleará el de compensación de la mayor constante de tiempo: se elige la constante de tiempo del regulador de modo que la acción del regulador cancele la mayor de las constantes de tiempo implicadas en el proceso. La constante proporcional se selecciona de modo que la sobreoscilación del sistema no supere un valor predefinido.

Eligiendo por lo tanto  $\tau_r = \tau$ , la función de transferencia del sistema en bucle abierto resulta:

$$G(s) = k_r \cdot k \cdot \frac{1}{\tau \cdot s} \cdot \frac{1}{\tau_{con} \cdot s + 1}$$

Con lo que la función de transferencia en bucle cerrado resulta:

$$G^*(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{1}{s^2 \cdot \frac{\tau \cdot \tau_{con}}{k_r \cdot k} + s \cdot \frac{\tau_r}{k_r \cdot k} + 1}$$

Esta función de transferencia corresponde a la de un sistema de segundo orden, cuya expresión general es:

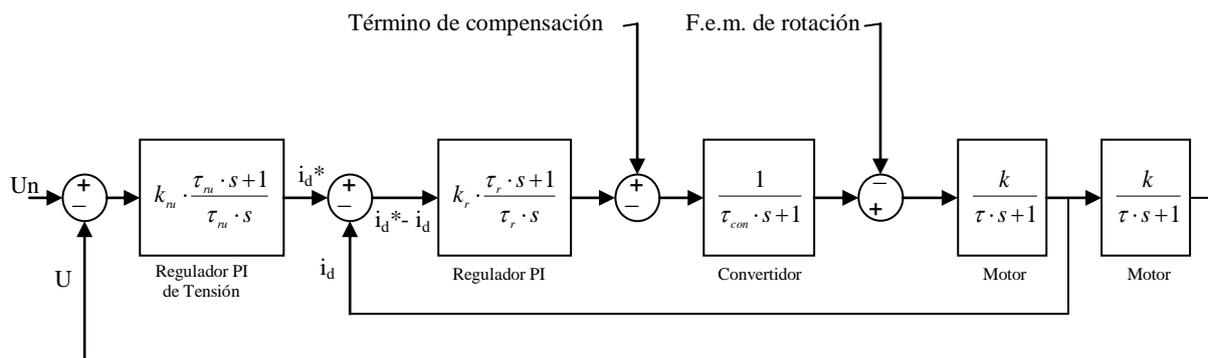
$$G^*(s) = \frac{1}{s^2 \cdot \tau^2 + 2 \cdot s \cdot \tau \cdot \xi + 1}$$

Identificando términos entre las ecuaciones e imponiendo que el amortiguamiento  $\xi$  valga  $1/\sqrt{2}$ , para que la sobreoscilación no supere el 5%, se obtiene un valor constante del regulador  $k_r$  de:

$$2 \cdot \tau \cdot \xi = 2 \cdot \sqrt{\frac{\tau_g \cdot \tau_{con}}{k_r \cdot k}} \cdot \xi = \frac{\tau}{k_r \cdot k} \Rightarrow \xi = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{\tau}{\tau_{con} \cdot k_r \cdot k}} \xrightarrow{\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}} k_r = \frac{1}{2} \cdot \frac{\tau}{k \cdot \tau_{con}}$$

La utilización de reguladores PI asegura un error nulo en régimen permanente, con lo que en la práctica puede prescindirse del término de compensación si se comprueba que ante un cambio en la f.e.m. de rotación, la respuesta es suficientemente rápida y amortiguada.

La generación del valor de consigna de la corriente directa  $I_d$  una vez alcanzada la tensión nominal, se puede establecer de diversas maneras. Es posible establecer la referencia de corriente directa mediante un regulador PI que opere a partir de la velocidad a la que se alcanza la tensión nominal  $U_n$ . De este modo, midiendo la tensión en bornas de la máquina (a partir de las referencias de tensión en ejes dq o bien a partir del índice de modulación de amplitud y la tensión en continua  $U_{DC}$ ) y conocida la referencia de tensión (tensión asignada o nominal,  $U_n$ ) se establece la referencia de la componente  $I_d$ .



**Figura 127. Lazo de regulación de tensión y lazo interno de corriente directa.**

Para obtener la consigna de corriente directa se empleará un regulador PI caracterizado por una constante proporcional  $k_{ru}$  y una constante de tiempo  $\tau_{ru}$ .

Si realizamos el cálculo de los parámetros del regulador de tensión mediante la técnica del óptimo simétrico, sustituyendo el bucle interno de corriente por un sistema de primer orden, de ganancia unidad y un tiempo de establecimiento  $\tau_{eq}$  obtenido a partir de la función de transferencia en bucle cerrado del lazo interno. Finalmente obtenemos un sistema más estable ante perturbaciones que el anterior con una respuesta más rápida ante estas o ante variaciones de consigna.

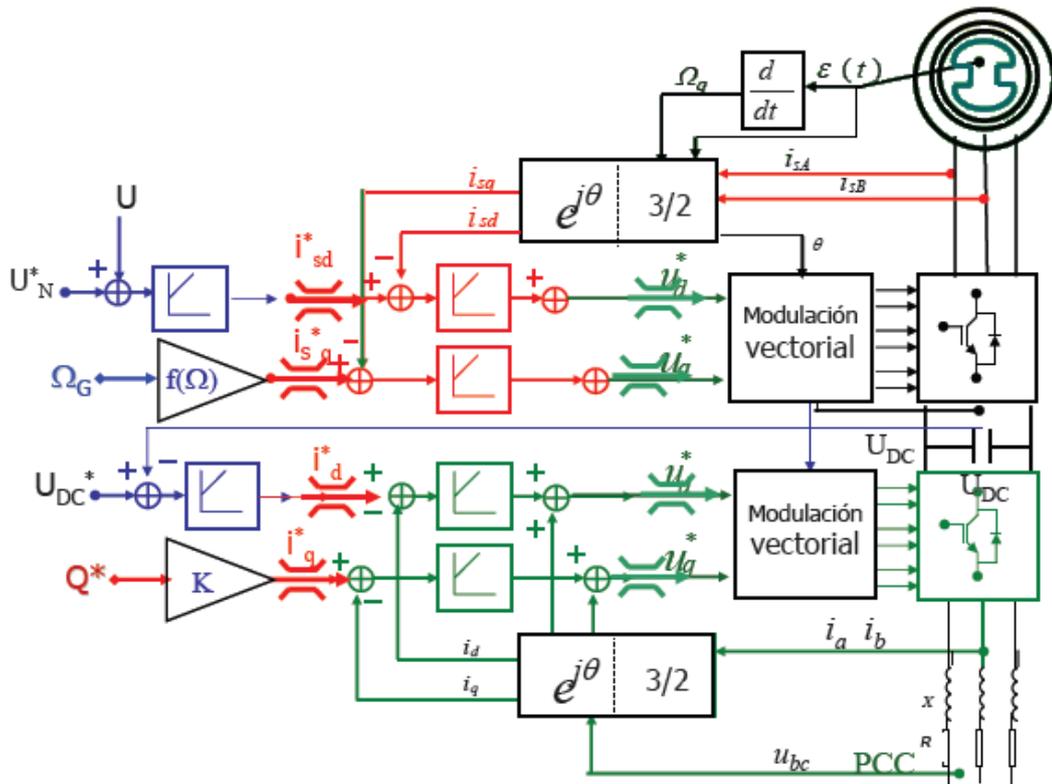
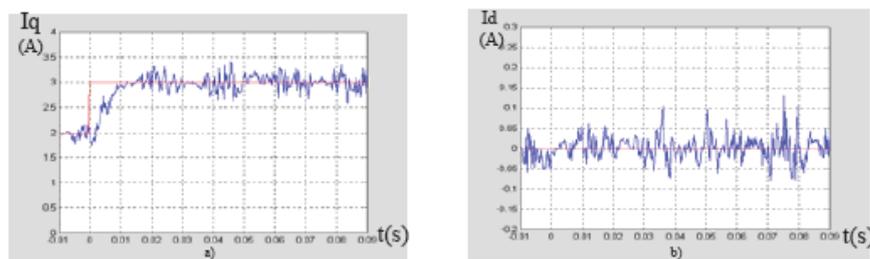
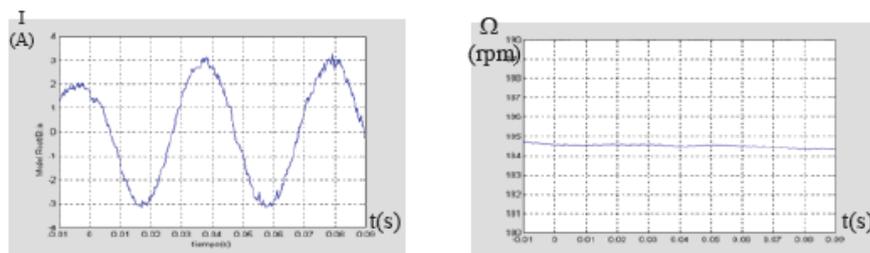


Figura 128. Esquema de regulación por lazos de tensión y de corriente.

En los siguientes gráficos podemos ver algunos resultados experimentales de la regulación de motores síncronos que hemos analizado en este capítulo. [6]



Respuesta del motor a velocidad constante, ante la variación en escalón de la consigna  $I_q$ . a) referencia (—) y respuesta de  $I_q$ , b) Referencia  $I_d^*=0$  y respuesta de  $I_d$



Respuesta del motor a velocidad constante, ante la variación en escalón de la consigna de corriente  $I_q$ . a) corriente estática b) velocidad de giro.

Figura 129. Resultados experimentales de la regulación de motores síncronos.

# Capítulo 8

## Máquinas Eléctricas y Vehículos

### 8.1 Estado del arte

En cuanto a los medios de transporte, se está utilizando la energía eléctrica, cada día más en multitud de aplicaciones desde el coche eléctrico, pasando por el transporte ferroviario, las embarcaciones y autobuses, hasta por supuesto en motocicletas eléctricas, las cuales son el objeto de este proyecto. Pero antes de decidir cuál es en nuestro caso, para las motocicletas eléctricas, el mejor sistema de control debemos de hacer un repaso de que es lo que hasta día de hoy se utiliza en el mercado. Y así sacar partido de sus experiencias y de sus ideas y ver qué es lo que podemos usar nosotros para mejorar en lo posible partiendo de este conocimiento empírico y no tan teórico como el que hemos analizado anteriormente.

## 8.2 Coche eléctrico

### 8.2.1 Introducción al coche eléctrico.

El tipo de motor eléctrico más empleado en tracción de automóviles eléctricos es el de corriente continua, ya que es de fácil regulación. La regulación puede ser clásica con resistencias, por troceador o por puente rectificador controlado. Estas dos últimas son electrónicas y se emplea una u otra según el tipo de alimentación. La mayor desventaja de los motores de corriente continua es su elevado costo de mantenimiento.

Dentro de los motores de corriente alterna, el más usado es el asíncrono, trifásico y monofásico. Actualmente se regulan electrónicamente regulando la tensión y la frecuencia de la alimentación por medio de onduladores semicontrolados. Los motores síncronos necesitan un ondulator totalmente controlado en el inducido y puente rectificador en el inductor. Al ser necesario controlar exactamente la frecuencia de alimentación, su regulación es difícil, siendo poco usado.

Existen otros tipos, como el motor lineal, que solo tienen aplicación en el campo de la experimentación.

A continuación, recogemos algunos de los componentes clave de los EV NISSAN (junto con una descripción de la tecnología implicada):

1. **Caja de conector:** permite conectar el enchufe a la fuente de alimentación principal
2. **Inversor de corriente:** transforma la CC en CA (batería = CC, motor = CA)
3. **Transformador:** conversor de CC a CC que transforma los 400V (del motor) en 12V (para los elementos auxiliares, como el aire acondicionado, las luces, etc.)
4. **Cargador de la batería:** dispositivo que convierte 220 V de CA a 400 V de CC para cargar la batería
5. **Motor eléctrico**
6. **Reductor:** engranaje de reducción de la velocidad (similar a una caja de cambios). Su relación es fija, hacia delante y marcha atrás.

Como experiencia tecnológica para fomentar el desarrollo de modelos de vehículos basados en la electricidad como fuente de energía, se han desarrollado vehículos eléctricos preparados para batir records de velocidad. Uno de estos vehículos es el *Buckeye Bullet 2.5* o también *VBB2.5*, y ha sido diseñado grupo de estudiantes, con un modelo anterior (*VVBB2*) ya batieron el récord de velocidad pero esta es la primera vez que lo consiguen con un vehículo movido exclusivamente por baterías. Sus cifras son espectaculares para tratarse de un vehículo eléctrico, han logrado el récord mundial superando con holgura los 500km/h. Su mejor registro ha llegado exactamente a los 514km/h, con un promedio en dos recorridos de ida y vuelta del mismo trayecto de 495,13km/h.

### **8.2.2 Modelos de coches eléctricos en el mercado**

La mayoría de estos coches cuentan con motores síncronos de imanes permanentes los cuales estarán regulador mediante control vectorial, tal y como explicamos en el capítulo 7. En los casos en los que cuenten con otro tipo de motor distinto al síncrono, utilizaran un motor de inducción pero en ningún caso encontramos en el mercado actual coches eléctricos con motores de corriente continua.

#### **8.2.2.1 RENAULT Z.E y Nissan Leaf EV: Alianza Renault-Nissan**

En la carrera en el posicionamiento de mercado, en el nuevo mercado del vehículo eléctrico, se ha producido una ambiciosa alianza Renault-Nissan, con la que según ellos mismos dicen buscan una solución de ruptura por el medio ambiente y la instauración de una nueva era automovilística. Han apostado por el vehículo eléctrico con colaboraciones innovadoras en todo el mundo para desarrollarlos de manera masiva, tienen actualmente más de 28 colaboraciones firmadas en 6 países. Y su concepto comercial es totalmente novedoso, ya que proponen como una opción comprar el coche pero alquilar la batería. Estos coches serán propulsados por motores síncronos controlados mediante control vectorial alimentados exclusivamente por avanzadas baterías de ión de litio. [42]

#### **8.2.2.2 Peugeot ION**

Este vehículo eléctrico, desarrollado por el grupo PSA en colaboración con Mitsubishi Motors Corporation (MMC), se encuentra especialmente adaptado para un uso en medio urbano. Este Peugeot 100 % eléctrico desarrollará una potencia máxima de 47 kW (64

caballos) y un par de 180 Nm con un motor síncrono controlado mediante control vectorial, ofreciendo así razonables prestaciones (velocidad máxima de 130 km/h). Las baterías de litio-ion del coche están dotadas de una autonomía cómoda (130 km en ciclo normalizado europeo) y se recargan en seis horas a partir de una toma de corriente clásica de 220 V o al 80 % en treinta minutos gracias a su sistema de recarga rápida, siendo la rapidez de la recarga parcial una ventaja. [43]

### **8.2.2.3 Mitsubishi i-MiEV**

El pequeño i-MiEV está basado en el i, que vende Mitsubishi en Japón desde 2006, sustituyendo el motor gasolina por un motor eléctrico síncrono de imanes permanentes. Las baterías de ion-litio han sustituido el espacio que ocupaba el depósito de combustible del modelo original. Este modelo a la hora de repostar tiene la particularidad de poseer dos tomas distintas de corriente. La de la izquierda es la de un puesto de recarga rápido con una toma trifásica de 200V, en ella el coche puede recargar el 80% de sus baterías en sólo treinta minutos. La otra toma de recarga está en el lado derecho y es, simplemente, un cable de corriente que permite llenar de energía por completo las baterías en siete horas. La autonomía media es de 144 kilómetros (máximo 160 km). [44]

### **8.2.2.4 Smart Fortwo Electric Drive**

El smart fortwo electric drive a diferencia de su predecesor, el smart con motor eléctrico de segunda generación está equipado con una batería de iones de litio. Consta de un motor eléctrico de 30 kW con el que el fortwo acelera de 0 a 60 km/h en 6,5 segundos. La autonomía con una carga de batería es de 135 kilómetros. La batería de iones de litio puede ser recargada en cualquier enchufe convencional de 220 voltios. Según el fabricante, un ciclo de recarga completo es de una noche, mientras que para un recorrido de 30 a 40 kilómetros basta con unas tres horas. A partir del año 2012 el smart fortwo electric drive se comercializará regularmente. [41]

### **8.2.2.5 Reva L-ion**

El Reva es un vehículo eléctrico diseñado para cubrir las necesidades de movilidad urbana, en condiciones de congestión y a bajas velocidades. El Reva está clasificado como cuadríciclo, categoría L7e, según la Directiva Europea 2002/24/CE. El sistema de carga es simple, fiable y seguro. El modelo Reva L-ion incorpora la nueva tecnología de baterías de

Litio Ión. Estas pueden ser cargadas mucho más rápido que las de plomo ácido, y mejoran la autonomía y aceleración del vehículo, además de no afectarle tanto los cambios de temperatura en su rendimiento. Este modelo está propulsado mediante un motor de inducción AC, el cual no necesita mantenimiento.

### **8.2.2.6 Tesla Roadster**

El deportivo eléctrico por excelencia, el Tesla Roadster, dispone de un motor de inducción AC y su chasis monocasco, construido con resina y con refuerzo de aluminio añade rigidez y resistencia además de ser muy ligero. El próximo proyecto de la compañía Tesla es el Model S, cuyo salida al mercado se prevé para el 2012. [40]

### **8.2.2.7 SEAT IBE**

El SEAT IBE es todavía un prototipo que quiere posicionarse como coche del futuro, aunque todavía esté muy lejos de llegar a la producción final. Este novedoso vehículo eléctrico contará con una potencia de 102 CV, incorpora unas baterías que le proporcionan una autonomía de hasta 130 km. Este modelo es más corto y bajo que un Ibiza convencional y está fabricado con materiales ligeros como la fibra de carbono. En el interior destacan su diseño moderno y las últimas tecnologías con faros con tecnología LED y un diseño en forma de flecha, también conocido como Arrow Design dentro de la factoría SEAT.

### **8.2.2.8 Fiat Phylla: Un concepto diferente.**

El Fiat Phylla es un coche híbrido y compacto que combina energía solar e hidrógeno. Este coche utiliza un concepto diferente a los anteriores ya que no carga de la red eléctrica directamente. Este vehículo utiliza la energía eléctrica, captada por las placas solares, cuando es posible, y si no activa el motor de hidrógeno. Las placas solares instaladas sobre el coche, alimentan de energía eléctrica el motor. En caso de que amanezca nublado y nos quedemos sin electricidad, el motor es capaz de correr con hidrógeno. Puede alcanzar una velocidad máxima de 130 kilómetros por hora y puede pasar de 0 a 100 en tan sólo seis segundos.

## 8.3 Ferrocarriles.

### 8.3.1 Introducción al ferrocarril eléctrico.

El primer ferrocarril eléctrico conocido fue construido en 1837 y era impulsado por baterías (celdas galvánicas), pero la limitada corriente eléctrica suministrada por las baterías impedía su uso general. En el primer tren eléctrico para el uso general la locomotora era impulsada por un motor eléctrico, la electricidad era suministrada por un tercer riel aislado situado en el medio de la vía. Una dínamo estacionario cercano proveía la electricidad.

Buena parte de los primeros desarrollos de las locomotoras eléctricas fue motivado por el incremento de túneles, particularmente en las áreas urbanas, ya que el humo de las locomotoras de vapor era nocivo. La electricidad se volvió rápidamente la opción elegida para los subterráneos, apoyada por la invención del control de tren de unidades múltiples en 1897.

En 1894, el ingeniero húngaro Kálmán Kandó desarrolló motores de corriente alterna trifásica de alto voltaje y generadores para locomotoras eléctricas, también creó los principios para construir una red ferroviaria al inventar un convertidor de fase rotatorio aplicable en locomotoras.

En Europa, los proyectos de electrificación inicialmente se enfocaron en las regiones montañosas, ya que los suministros de carbón eran difícil acceso y la energía hidroeléctrica estaba fácilmente disponible, además las locomotoras eléctricas daban más tracción en las líneas con marcadas pendientes.

Los ferrocarriles italianos fueron los primeros en el mundo en utilizar tracción eléctrica (diseñada por Kálmán Kandó) para una línea principal completa en lugar de sólo un tramo, abierta el 4 de septiembre de 1902. En 1919 se inauguró la primera línea del Metro de Madrid. Durante los años de la década de 1930, se eligió la electricidad de 3kV CC para todo el sistema ferroviario italiano (hoy en día, 1500 V CC se mantiene en uso en algunas líneas cerca de Francia y en los trenes de alta velocidad se utiliza 25 kV a 50Hz).



**Figura 130. Línea Gotthard electrificada en 1922.**

En 1923, la primera locomotora eléctrica con un convertidor de fase fue construida en base a los diseños de Kandó. El convertidor transformaba la electricidad monofásica en corriente alterna trifásica dentro de la locomotora. Los años de la década de 1960 vieron la electrificación de muchas líneas principales europeas. La tecnología europea de las locomotoras eléctricas estaba en constante evolución desde la década de 1920. En 1955, una locomotora francesa alcanzó los 331 km/h. En los sesenta aparecieron locomotoras capaces de alcanzar 200 km/h en los servicios comerciales de pasajeros. Posteriores avances se lograron gracias a la introducción de los sistemas de control electrónicos, los cuales permiten usar motores cada vez más pequeños y potentes que pueden caber enteramente en los bogies, normalizados a partir de la década de 1990 en motores asíncronos trifásicos, alimentados a través de inversores GTO.

En la década de 1980, el desarrollo de servicios de muy alta velocidad revivió la electrificación. Ya en el 2006 una locomotora de producción estándar Siemens alcanzó la velocidad de 357km/h, estableciendo una nueva marca para un tren arrastrado por una locomotora.

En la actualidad una locomotora eléctrica puede ser alimentada desde un suministro fijo, como el tercer riel o una línea aérea o bien a través de un sistema de almacenamiento de energía recargable. Sin embargo la locomotora diésel-eléctrica, combina un motor principal con un sistema de transmisión eléctrica o de almacenamiento (baterías, ultracondensadores).

Una de las características principales del diseño de las locomotoras eléctricas es el tipo de corriente eléctrica usada, ya que puede ser corriente alterna o corriente continua.

Es fundamental la elección de corriente continua (CC) o alterna (CA). Los primeros sistemas usaban corriente continua debido a que, inicialmente, la corriente alterna no era bien comprendida y no estaban disponibles materiales aislantes para las líneas de alto voltaje. Las locomotoras de corriente continua utilizan normalmente bajos voltajes (entre 600 y 3000 V). La electricidad debe suministrarse a intervalos regulares debido a las pérdidas en los sistemas de transmisión son grandes.

Cuando se desarrollaron los motores de corriente alterna, se volvieron el tipo predominante, particularmente en las rutas más largas. En CA se utiliza alto voltaje debido a que permite el uso de bajas corrientes y puesto que la pérdida de electricidad es proporcional al cuadrado de la corriente (el doble de corriente implica una pérdida cuatro veces superior). De esta manera, una gran cantidad de energía puede transmitirse a grandes distancias usando cables más livianos y baratos. Transformadores en la locomotora convierten esta energía en corriente de bajo voltaje para los motores.

La tracción CA rara vez usa línea de dos fases en lugar de la monofásica. La transmisión trifásica de los actuales motores de inducción, no tienen conmutadores sensitivos y permiten realizar más fácilmente el frenado regenerativo. La velocidad es controlada cambiando el número de pares de polos en el circuito estator y conmutando con resistencias adicionales en el circuito del rotor. Las líneas de dos fases son pesadas y complicadas cerca de los cambios de vía, donde una fase debe cruzarse con otra. El sistema se utilizó en la parte norte de Italia hasta 1976 y aún se utiliza en algunos ferrocarriles de cremallera en Suiza. Una ventaja es que la línea de dos fases hace viable un simple sistema de freno de seguridad, mientras que el control de velocidad y la línea de dos fases son problemáticas.

Los conmutadores usados anteriormente tenían problemas en el arranque y a bajas velocidades. Locomotoras rectificadoras, las cuales usan transmisión de CA y motores de CC, son comunes. Las avanzadas locomotoras eléctricas de hoy tienen invariablemente motores de CA de inducción trifásicos sin escobillas. Estas máquinas polifásicas están alimentadas con inversores basados en GTO, IGCT o IGBT. El costo de los dispositivos electrónicos en una moderna locomotora puede ser de hasta el 50% del costo total del vehículo.

La tracción eléctrica permite usar frenos regenerativos, en el cual los motores son usados como frenos y se convierten en generadores que transforman el movimiento del tren en energía eléctrica que es inyectada a la línea eléctrica. Este sistema es particularmente ventajoso en zonas de montaña, donde las locomotoras que descienden pueden producir una buena parte de la energía que requieren los trenes que ascienden.

Muchos sistemas tienen voltajes característicos, y en el caso de la corriente CA, una frecuencia del sistema. A lo largo de los años, muchas locomotoras fueron equipadas para poder manejar múltiples voltajes y frecuencias, y los sistemas se han ido actualizando o superponiendo. La locomotora estadounidense FL9 está equipada para manejar dos sistemas eléctricos diferentes y puede operar como una locomotora diésel-eléctrica convencional.



**Figura 131. Unidad de tren eléctrico para transporte rápido y masivo de viajeros en líneas con distancias cortas entre estaciones.**

Equipo eléctrico con dos equipos de potencia idénticos de mando común, con filtro de red, regulador y circuito intermedio de tensión y ondulator pulsatorio alimentando en paralelo los cuatro motores de tracción y freno eléctrico de recuperación y reostático, complementado por freno neumático de disco, con antibloqueo.

En la historia del ferrocarril como en la de todos los medios de transporte ha ido evolucionando su sistema de tracción, comenzando su andadura con las locomotoras de vapor. Posteriormente se han utilizado las locomotoras diésel, que utilizan como fuente de energía la producida por un motor de combustión interna de ciclo diésel. En locomotoras de mayor potencia, la transmisión mecánica se vio que no era la más adecuada y se substituyó por la transmisión hidráulica o eléctrica.

La locomotora diésel-eléctrica (también llamada híbrida eléctrica) consiste básicamente en dos componentes, un motor diésel que mueve un generador eléctrico, y varios motores eléctricos (conocidos como motores de tracción) que comunican a las ruedas la fuerza tractora y que mueven la locomotora. Los motores de tracción se alimentan con corriente eléctrica procedente del generador principal y luego, por medio de piñones, mueven los ejes en donde están acopladas las ruedas. Estos trenes pueden llevar baterías, que se pueden recargar en paradas predeterminadas, o supercapacitores, que se pueden recargar en cuestión de pocos minutos en cada parada.

Las locomotoras eléctricas son aquellas que utilizan como fuente de energía para la tracción la energía eléctrica proveniente de una fuente externa, para aplicarla directamente a motores de tracción eléctricos.

Las locomotoras eléctricas requieren la instalación bien de un tercer carril o bien de cables eléctricos de alimentación a lo largo de todo el recorrido. Los cables eléctricos se sitúan a cierta altura por encima de los trenes a fin de evitar accidentes, esta instalación se conoce como catenaria, debido a la forma que adopta el cable del que cuelga el cable electrificado, que debe permanecer paralelo a las vías. Las locomotoras toman la electricidad por un trole, que la mayoría de las veces tiene forma de pantógrafo y como tal se conoce.

El coste de la instalación de alimentación hace que la tracción eléctrica solamente sea rentable en líneas de mucho tráfico, o bien en vías con gran parte del recorrido en túnel bajo montañas o por debajo del mar, con dificultades para la toma de aire para la combustión de los otros tipos de motor.

Una vez desarrollada una línea ferroviaria para la circulación de vehículos eléctricos, hace que la elección de este tipo de tracción sea el más económico, el menos contaminante y el más rápido. En los comienzos de la tracción eléctrica en primer lugar se utilizaron motores de corriente continua, pero en los años ochenta se integraron como propulsores de vehículos eléctricos ferroviarios los motores asíncronos, y aparecieron los sistemas electrónicos de regulación de potencia que dieron el espaldarazo definitivo a la elección de este tipo de tracción por las compañías ferroviarias de todo el mundo.

Aunque debido a las dificultades de aplicar la tracción eléctrica en zonas con climatología extrema hace que en estas zonas las compañías y gobiernos se inclinen por la tracción diésel. La nieve intensa y su filtración por ventiladores a las cámaras de alta tensión originan derivaciones de circuitos eléctricos que desaparecen al secarse adecuadamente el circuito, pero que dejan inservibles estas locomotoras mientras dure el temporal. Las bajas temperaturas hacen que el hilo de contacto de la catenaria quede inservible durante minutos o meses, ya que este tipo de locomotoras requiere actualmente una conexión constante sin pérdidas de tensión.

Una de las ventajas del uso de motores eléctricos es que el propio motor de tracción puede actuar como generador de corriente utilizando la energía que desarrolla el tren de tal manera que reduce la velocidad a medida que va produciendo energía eléctrica (freno regenerativo), la cual a su vez puede ser devuelta a la línea de alimentación pasando por catenarias aéreas para alimentar a otros trenes que circulen por la misma línea o bien para la regulación de la temperatura ambiente u otros usos del propio tren. También se usan frenos convencionales de disco, de alta potencia y, en algunos casos, frenos por zapatas.

Dentro de los ferrocarriles podemos distinguir en función del rango de potencia tres grupos principales.

Los de alta potencia (locomotoras eléctricas de alta velocidad). Para el rango de altas potencias es más adecuado el uso de motores de tracción asíncronos

## 8.4 Embarcaciones con propulsión eléctrica.

### 8.4.1 Introducción al barco eléctrico.

Para las embarcaciones el introducir el uso de motores eléctricos en lugar de los de explosión supone un importante avance, consiguiendo de este modo con los motores eléctricos menor contaminación y mejores rendimientos. Por lo tanto, además de en los submarinos convencionales, los modelos de radio control y juguetes, podemos encontrarnos actualmente embarcaciones que utilizan motores eléctricos para mover sus hélices.

Los motores eléctricos ofrecen una curva de potencia constante, además de una respuesta instantánea lo cual se traduce en prestaciones muy altas. Se consigue una mejora en la maniobrabilidad del barco, bajos niveles de vibraciones y de ruido. Por si fuera poco, los niveles de consumo son bajos y se facilita mucho el mantenimiento, ya que la vida de los motores eléctricos es muy elevada.

Tenemos embarcaciones de propulsión eléctrica con motores diésel, con lo que hablaríamos de propulsión diésel-eléctrica, o con turbinas, en cuyo caso hablaríamos de propulsión turbo-eléctrica que hacen girar ejes conectados a generadores eléctricos que convierten este movimiento de rotación en energía eléctrica que a su vez alimenta los motores eléctricos que finalmente mueven las hélices. También tenemos embarcaciones de propulsión eléctrica alimentadas por baterías, pero suelen ser motores de menor potencia. En un barco con propulsión diésel-eléctrica o turbo-eléctrica al ir físicamente desacoplados motor o turbina y las hélices el diseño del barco es más flexible, por no hablar del espacio que se ahorra y de la simplificación que supone en el mantenimiento de este la desaparición de la caja de cambios y embrague.

El primer barco en montar un sistema de propulsión híbrido diésel-eléctrico fue un petrolero ruso, en 1903, que además también fue el primer barco en montar un motor diésel, y desde entonces estos sistemas híbridos se han montado en todo tipo de embarcaciones, desde portaaviones hasta trasatlánticos pasando por otros tipo de barcos de guerra, rompehielos y tira-cables.

De hecho, el Queen Mary 2, utiliza un sistema doblemente híbrido, pues monta dos turbinas de gas y dos motores diesel que generan electricidad para mover sus cuatro hélices, dos de ellas fijas y dos de ellas orientables.

Otra consideración más es la flexibilidad en cuanto a maniobra que ofrecen los motores eléctricos, sobre todo si van montados en impulsores azimutales, que se pueden girar 360 grados, lo que confiere a la embarcación una excelente maniobrabilidad y le permite dar marcha atrás sin mayores problemas, lo que hace que este sistema de impulsión sea muy recomendable para barcos que se meten en sitios complicados como los rompehielos o aquellos que necesitan un control muy fino de su posición como son los que se utilizan para instalar cables submarinos. De hecho, los barcos con este tipo de impulsores no necesitan timón. También se reducen las vibraciones y ruidos que produce la embarcación al navegar.

El primer motor eléctrico útil o práctico era alimentado por corriente continua procedente de baterías, se montó accionando dos ruedas de paletas, sobre una embarcación de 38 pies de eslora. Después, se aplica la propulsión mixta en submarinos, utilizando máquinas alternativas de vapor para la navegación en superficie y motores eléctricos alimentados por baterías en la navegación en inmersión. Continuando con la historia, se propone instalar dos pequeños motores eléctricos para propulsar una embarcación, cada uno accionando una rueda de paletas en cada costado. Siguiendo con la idea de la propulsión en buques, se construye un bloque conteniendo timón, hélice y motor que pueda ser montado y desmontado fácilmente en la popa de la embarcación. Esto último es lo más parecido a los fuera de borda actuales. En el año 1904 se produce un hito importante, se montan tres motores Diesel de 120 CV directamente acoplados a las dínamos que alimentaban tanto a los motores eléctricos como a la instalación de alumbrado en los buques petroleros, para el diseño de estos buques eran cualidades muy importantes la variación de velocidad y la inversión de marcha, la regulación se realizaba según el principio Ward Leonard, con tensión variable hasta 500 V, pudiendo variar la velocidad de giro de la hélice entre 30 y 300 rpm. Este sistema no tuvo gran desarrollo por ser caro, sumando instalaciones eléctricas más los motores diesel, y salvo las ventajas de comandar las máquinas desde el puente no aumentaba las prestaciones de las máquinas alternativas de vapor que hicieron su aparición en el siglo XIX accionando primero ruedas de paletas y luego acopladas a las hélices.

## 8.4 Embarcaciones con propulsión eléctrica.

Aunque los sistemas de propulsión eléctrica siguieron desarrollándose, la necesidad de grandes velocidades y potencias en los buques fue cubierta por la turbina de vapor a través de una reductora/eje de la hélice o los grandes motores diesel directamente acoplados a la hélice o también a través de la reductora.

Las dos vertientes de plantas eléctricas, la que utiliza las turbinas a vapor o las que utilizan un motor diesel acoplado a un generador para generar la corriente han utilizado motores eléctricos de CA o de CC acoplados a las hélices. Con los motores de CA se utilizaba básicamente un accionamiento reversible de relación de velocidad constante, sin embargo con los motores de CC se usaba un accionamiento reversible de relación de velocidad variable. Al final del siglo XX llegó la siguiente innovación, el propulsor AZIPOD (de ABB), que significa Azimuthing Podded Drive (o también denominados de forma general como POD) y en esencia consiste en una unidad de propulsión eléctrica, ubicada en una barquilla, capaz de girar azimutalmente 360°.

Las ventajas de aplicar este sistema eran que permitía eliminar los ejes de transmisión, ya que el motor eléctrico iba montado justo tras la hélice. Además se eliminaban los timones pues el gobierno se mantenía gracias al giro de todo el conjunto. Y también se podía prescindir de los sistemas de maniobras, como hélices de popa y proa transversales, ya que la maniobrabilidad del conjunto era muy buena. Por último y no por ello menos importante hay que tener en cuenta que con un accionamiento eléctrico, se puede conseguir la plena potencia para la inversión de marcha mediante la inversión eléctrica del motor. La manipulación de controles de accionamiento eléctrico es muy sencilla y por su naturaleza puede adaptarse al control a distancia desde el puente cuando se desee, por lo cual tiene más que sentido el proyecto que estamos desarrollando.

La flexibilidad operativa da como resultado, menor consumo de combustible (los resultados fueron muy exitosos con ganancias de más de un 8% en capacidad de propulsión con el mismo consumo comparados frente a otros sistemas de propulsión eléctrica), reducción de costes de mantenimiento, control de las emisiones de gases de escape al medio ambiente, redundancia adecuada con menor potencia instalada.

## 8.4 Embarcaciones con propulsión eléctrica.

La propulsión por POD's, ya ha dejado de ser una nueva tecnología revolucionaria y está aquí para quedarse y ser utilizada como propulsión para diferentes tipos de buques mercantes. Hoy, con su uso en buques de diferentes potencias de máquinas y de diferentes características, es fácil olvidarse que inventaron esta tecnología para ser aplicada a un rompehielos. Los POD's lograron reemplazar el tradicional sistema de propulsión máquina-eje-hélice-timón por una unidad de propulsión eléctrica, ubicada en una barquilla, capaz de girar azimutalmente 360°, suspendida en la popa del buque, que por lo tanto hace innecesario el timón y el servomotor. Dado que puede proporcionar todo el empuje en cualquier dirección, con una facilidad extraordinaria para la maniobrabilidad.



**Figura 132. Unidad de propulsión eléctrica.**

El desarrollo del AZIPOD, ya en 1990, no se llamo Azipod sino Cyclopod por estar alimentado a través de un convertidor directo de frecuencia (cicloconvertidor). El POD incorporaba un motor síncrono con una potencia de 1500 KW. Previamente el buque tenía una potencia de máquina de 1600 KW, estaba dotado de timón y hélice de paso variable y podía navegar con hielo de 45 cm. de espesor. Después de la modificación, a pesar de haberse reducido la potencia propulsora en 100 KW, debido al mayor rendimiento, podía navegar con hielos de 55 cm. y tenía capacidad para navegar hacia popa, rompiendo hielo, cosa que antes de la transformación, debido a la disposición del timón, no podía hacer.

Hoy ABB es el líder en este tipo de Propulsión, lo siguen Mermaid de Kamegua/Alstom, SSP de Siemens/Schottel y Dolphin de Atlas/Lips/STN.

En principio, Azipod, Mermaid y Dolphin, son similares, pero el SSP utiliza dos hélices directamente unidas al eje del motor eléctrico, girando en la misma dirección, la de proa tirando y la de popa empujando. Con esto se logra repartir la potencia entre ambas,

## 8.4 Embarcaciones con propulsión eléctrica.

además, hacia la mitad de la góndola del POD se disponen unas aletas laterales que junto con la parte vertical de sustentación, desvía el flujo tangencial de las corrientes de agua procedentes de la hélice de proa y la dirige de forma axial hacia la de popa, permitiendo reutilizar y aprovechar la energía de los remolinos generados por la hélice de proa.

Las principales ventajas de este sistema se pueden resumir en los siguientes puntos.

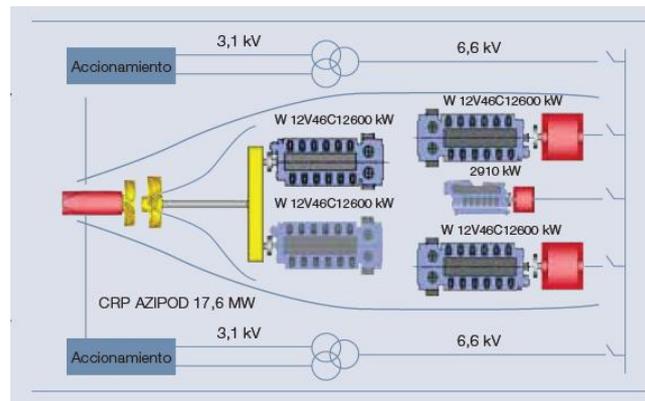
1. Excelentes características dinámicas y de maniobrabilidad, incluso en entornos árticos o de mar gruesa. Radio de giro mucho menor.
2. Eliminación de la necesidad de largas líneas de eje, timones, reductoras, hélices transversales de proa y hélices de paso variable.
3. Al basarse en el concepto de diesel o turbo eléctrica ofrece diferentes soluciones para el proyecto de cámara de máquinas, reducción de ruido y vibraciones, aumento de la seguridad (sistema redundante) y mínimo tiempo de reacción.
4. La flexibilidad operativa da como resultado menor consumo y menor contaminación ambiental al poder trabajar los motores diesel a velocidad constante en torno a la carga óptima con máxima eficiencia. Además se reducen los costes de mantenimiento. Y también se obtiene una menor redundancia, adecuada con menor potencia instalada.

La unidad POD's es en sí misma un diseño flexible. Esta puede construirse como tractora o impulsora, permite trabajar a muy bajas revoluciones derivado del hecho de ser alimentado a través del convertidor de frecuencia. Con la unidad POD el par puede ser máximo a cualquier velocidad, pudiéndose utilizar tanto para aguas libres, como para zonas con hielo y puede ser equipado con hélices oblicuas, o bien con hélices con o sin tobera.

En 1998, los POD's se instalaron por primera vez en un barco de crucero siendo remplazada la propulsión clásica por una propulsión con POD's. Una vez que el buque estuvo en servicio, los datos reunidos indicaron que este sistema permitió economías de combustible del 8% y un aumento de la velocidad de ½ nudo. Se obtuvo un ahorro de 40 toneladas de combustible por semana.

## 8.4 Embarcaciones con propulsión eléctrica.

Otro concepto es el de propulsión CRP Azipod, el cual se ha aplicado a dos transbordadores rápidos que operan en Japón y llevan en servicio desde junio de 2004, son los primeros barcos que cuentan con este tipo de propulsión. El concepto operacional se basa en una elevada velocidad de crucero (30,5 nudos) y están diseñados para conseguir una navegación suave. La unidad Azipod funciona también como timón y mejora la gobernabilidad estabilizando el flujo y aumentando la potencia. Facilita la maniobrabilidad en puerto, especialmente a bajas velocidades, y reduce el tiempo de atraque. El diseño de la planta de propulsión incluye dos motores que impulsan una hélice principal de paso regulable a través de una caja de engranajes de doble entrada y salida única. Otro par de motores diesel 12V46 mueve los alternadores que suministran energía eléctrica a la unidad Azipod.



**Figura 133. Planta de propulsión.**

La distribución de potencia es de 25,2 MW en la hélice principal y 17,6 MW en la unidad Azipod, lo que hace un total de 42,8 MW. Para conseguir la misma velocidad de navegación, un sistema de propulsión convencional de doble eje requeriría una potencia total instalada de aproximadamente 47 MW. Tras varios meses de funcionamiento en su ruta, la compañía naviera sabe que, durante el mismo servicio de 24 horas, los dos barcos ahorrarán el 20% de combustible en comparación con los dos antiguos transbordadores accionados con motor diesel, de doble eje, que operaban temporalmente en la ruta.

En relación con la capacidad de transporte, los antiguos transbordadores, tienen una capacidad de 15% menor que la de los nuevos barcos. El uso de la transmisión de energía eléctrica y tecnología CRP proporciona un ahorro considerable a las compañías navieras gracias a la reducción del consumo de combustible, a los menores costes de mantenimiento y la mayor flexibilidad durante el diseño del barco. Otra importante ventaja es que se reduce la

## 8.4 Embarcaciones con propulsión eléctrica.

contaminación, un factor que ganará en relevancia a medida que la legislación medioambiental se vaya haciendo más estricta.

Hemos visto que en las embarcaciones se utilizan para alimentar los motores eléctricos tanto generadores diesel o turbinas de gas, como matrices de baterías, o bien con una combinación de ambas.

Si utilizamos generadores diesel, en estas instalaciones se adopta el principio de “estación de potencia” gracias a la cual la energía eléctrica generada para alimentar a los motores de propulsión también es utilizada para dar electricidad a las instalaciones del barco. Con ello evitamos el tener que instalar generadores dedicados exclusivamente a dar electricidad a las instalaciones como ocurre en la mayoría de los yates dotados de propulsiones tradicionales.

Mejor aún, los generadores diesel encargados de producir electricidad pueden funcionar al régimen de revoluciones idóneo para el que han sido diseñados, lo cual no ocurre con los motores marinos que tienen que trabajar a cualquier régimen de giro, dependiendo del empuje que necesitemos. Con ello se consiguen condiciones óptimas de carga.

A estas ventajas se sumaron los beneficios de eliminar los ejes de transmisión, ya que el motor eléctrico va montado justo tras la hélice, la eliminación de los timones pues el gobierno se mantiene gracias al giro de todo el conjunto, y la eliminación de los sistemas de maniobras, como hélices de popa y proa transversales, ya que la maniobrabilidad del conjunto es altísima gracias al giro completo de ambos propulsores.



**Figura 134. Motor eléctrico montado en la hélice.**

Los sistemas de propulsión eléctricos serán instalados en los próximos años en muchos barcos de esloras pequeñas gracias a los avances que la tecnología está logrando al mejorar los rendimientos en pequeños motores eléctricos de potencias comprendidas entre los 2 y los 20 KW. La industria automovilística ha invertido en la mejora de las baterías y mediante las actuales baterías de litio se consigue reducir hasta 3 veces el peso manteniendo la misma capacidad de carga.

Otra posibilidad de la que no hemos hablado hasta ahora es la energía solar y su uso en la propulsión de embarcaciones. Desde que se monta el primer motor eléctrico alimentado a baterías sobre una embarcación y logra desplazarla con electrolito de la batería, de 64 elementos, a base de ácido sulfúrico y ácido nítrico, han pasado muchos años y la tecnología de almacenamiento de energía en baterías ha avanzado mucho. Existen en este momento varios proyectos de propulsión de barcos con motor eléctrico alimentado por la energía absorbida por paneles fotovoltaicos, y almacenada en baterías reciclables. Hoy no son las mismas baterías de antaño y tienen la ventaja que se cargan por energía solar. En la actualidad un techo de paneles solares de 200 metros cuadrados proporciona autonomía a la nave por un periodo de 3 a 4 horas, incluso en tiempo nublado, aunque su mayor reto será el de comprobar que se trata de un proyecto rentable.

Todo ello nos va a conducir sin duda a nuevos barcos y diseños revolucionarios en donde la distribución interior no quedará supeditada al emplazamiento central del motor, como estamos acostumbradísimos a ver históricamente hasta ahora [30]

## **8.5 Motocicletas eléctricas.**

### **8.5.1 Introducción a la moto eléctrica.**

En la actualidad las motocicletas eléctricas han aumentado su popularidad en la medida en la que han aumentado los precios de la gasolina y que la tecnología de las baterías ha mejorado haciendo más práctico este medio de transporte

Pero el uso de una propulsión eléctrica en las motocicletas tiene sus ventajas y sus inconvenientes para el usuario.

### Ventajas del motor eléctrico sobre el de gasolina:

- Los costes de combustible para el motor eléctrico son aproximadamente el 10% de los costes para el motor de gasolina
- Prácticamente silencioso
- Sin emisiones contaminantes directas
- Se puede utilizar en interiores
- No se necesitan viajes a la gasolinera. Se pueden recargar en el garaje.
- Mantenimiento reducido y económico. Ejemplo, no es necesario cambiar el aceite.

### Inconvenientes:

- Los gastos iniciales son mayores que en la motocicleta o scooter de gasolina equivalente.
- Menor autonomía antes de repostar.
- Mayor tiempo de repostaje.
- Menor velocidad máxima.
- Pocos enchufes eléctricos están instalados en las calles o carreteras.

Si hacemos un breve repaso a la historia de las motocicletas nos encontramos a finales de 1860 las primeras referencias a motocicletas eléctricas en patentes. Pero no es hasta 1911 que está disponible la primera motocicleta eléctrica, de acuerdo a un artículo en Popular Mechanics. Y más de noventa años después en 2007, aparece la moto A123 Killacycle alimentada por una batería de ión litio, que logra el récord de 270 km/h al recorrer 400 metros en 7,824 segundos en Phoenix. Es a partir de este momento cuando el concepto de la moto eléctrica toma una nueva dimensión. Actualmente la Federación Internacional de Motociclismo (FIM) organiza un campeonato internacional E Power, exclusivo para motos eléctricas, el cual en 2011 realiza su segunda edición. La idea de que las motos eléctricas no son demasiado rápidas es historia, la velocidad que alcanzan estas máquinas puede superar los 230km/h de velocidad punta. Gracias a las competiciones la tecnología avanza más rápido en el sector, llegando antes o después estos avances a las motos eléctricas del mercado.

## 8.5.2 Modelos de motos eléctricas en el mercado

### 8.5.2.1 KTM Freeride

Desarrollo y diseño en manos del Instituto de Desarrollo de Viena, con dos modelos diferentes, uno Off Road preparado para toda clase de carreteras y la variante Supermotard, de características más bien deportivas. Ambas motocicletas están equipadas con un motor eléctrico alimentado por unas baterías de ion litio que permiten ser recargadas por completo en una carga rápida de una hora y media. En cuanto a las especificaciones de su motor y sistema de control no hay nada en firme aun. [39]

### 8.5.2.2 Brammo Empulse

La moto eléctrica bautizada como Brammo Empulse con un diseño deportivo, permite alcanzar las prestaciones de una motocicleta a gasolina. Esta moto es capaz de alcanzar una velocidad máxima de 160 kilómetros por hora, utilizando una máquina síncrona de imanes permanentes, alimentada por unas baterías de ion litio, que tienen un punto en contra, ya que requieren un elevado tiempo de carga, y una autonomía no tan prolongada como debería. [38]

### 8.5.2.3 Kyoto iEdisón

Esta es una creación de origen español, de Granada, que representa grandes avances tecnológicos en materia de movilidad eléctrica y sobre todo en el control del consumo. Esto es posible gracias a que se equipa una computadora bautizada como AdaptiveBAT, que como su nombre nos parece indicar, se encarga de controlar todas las funciones de la batería de ion litio, tanto en el momento de la carga como a la hora de entregar energía eléctrica a sus distintos componentes. [37]

### 8.5.2.4 Honda EV-Neo

Honda ha desarrollado el EV-neo, un scooter eléctrico diseñado para el uso comercial, como los servicios de entrega. Equipado con una batería de iones de litio y un motor de corriente continua brushless (sin escobillas). La EV-neo ofrece rendimiento equivalente al de motocicletas de gasolina con motor de 50 cc. El motor de corriente continua brushless de características interiores de imanes permanentes (GIP), que ayudan a producir resultados de alta, incluso a bajas revoluciones para una aceleración excepcional fuera de la nominal. Para asegurar una aceleración suave a altas revoluciones y un rendimiento muy eficaz en todo el

rango de rpm, el motor hace un uso eficaz de par de reluctancia derivados de la atracción mutua de los imanes y las piezas de acero. [37]

### 8.5.2.5 Moto Eléctrica de Smart

Esta marca ha presentado su primera incursión en el mundo que marcha sobre dos ruedas, con la presentación de la nueva motocicleta eléctrica de Smart, que al igual que en los coches, cuenta con un equipamiento de última generación. Incluye unos pequeños paneles solares fotovoltaicos que permiten recargar paulatinamente sus baterías a medida que recorremos las calles, aunque con cinco horas de una carga completa podremos recorrer los 100 kilómetros que ofrece. [41]

### 8.5.2.6 Moto Eléctrica Kobra

En esta ocasión, estamos presentando una motocicleta eléctrica que sin lugar a dudas tienen todas las armas para competir a los grandes fabricantes al contar con tres modalidades de conducción: Touring, Sport y City (es decir, para un comportamiento rutero, para una conducción deportiva y para utilizar en la ciudad). Además cuenta con un sistema de recuperación energética de frenado o KERS que básicamente consiste en la carga de las baterías mientras que se usan los frenos, lo que supone un ahorro de energía considerable. Por lo demás de sus especificaciones sólo se sabe que contará con cinco baterías de litio, montará unas suspensiones electrónicas ESA II y los motores usados serán de la casa Lynch. [37]

# Capítulo 9

## Conclusiones

### 9.1 Introducción.

A lo largo de todo el proyecto, hemos estudiado los distintos tipos de motores eléctricos y sus sistemas de control vinculados. También hemos hecho un breve repaso de los distintos medios de transporte o vehículos que actualmente utilizan la electricidad como medio propulsor. Dentro del grupo de los medios de transporte hemos analizado el mercado actual de las motos eléctricas, siendo estos vehículos el objetivo de este proyecto.

En cuanto a las motocicletas eléctricas, podemos decir que en el mercado actual hay un continuo avance, en el cual se están mejorando prestaciones de las motocicletas eléctricas día a día. Debido a la gran competencia que hay, por dicho aspecto innovador la información que se puede recopilar sobre sus motores y sistemas de control es escasa. Esta escasez de información no nos afecta demasiado, ya que sólo pretendíamos utilizarla a modo informativo. Hemos realizado nuestro propio estudio, de manera independiente, para poder así sacar nuestras conclusiones fundamentadas en lo aprendido con este proyecto. Causalmente

coinciden nuestras conclusiones con algunas de las propuestas del mercado y con las que se están utilizando en el mundo de la competición.

### **9.1.1 Tipos de motocicletas**

Centrándonos en el objeto este proyecto, tras el análisis de los distintos sistemas de control de motores eléctricos, vamos a elegir un determinado sistema de control y un motor eléctrico para distintos tipos de motocicletas eléctricas.

Debemos tener en cuenta que el sistema de control va ligado a un tipo de motor, por lo que al elegir un determinado sistema de control estamos también eligiendo un motor eléctrico. Esta elección de motor/sistema de control la hemos estudiado para tres grupos de motocicletas eléctricas divididos en función de sus aplicaciones y por tanto de las prestaciones necesarias para cada grupo.

En función del tipo de aplicación, puesto que cabe esperar que sus necesidades sean bastante distintas, dividiremos en tres grandes grupos las motocicletas eléctricas: Scooter, de Carretera y de Competición.

- Motocicleta Scooter

Se caracterizan por su bajo precio de compra, reducido coste de mantenimiento, facilidad de conducción, robustez y sencillez mecánica que las hacen ideales como motos de trabajo urbanas y como medio básico de transporte. Son máquinas con cifras de potencia contenida pero suficiente para desenvolverse con soltura en la ciudad.

- Motocicleta de Carretera

Se caracterizan por su uso en carretera, ya sea en salidas cortas de fin de semana o en largos viajes, aunque también hay quienes las usan como transporte diario. El tamaño de los motores, la potencia y el precio están un escalón por encima del segmento anterior. Pero su coste de operación y mantenimiento puede ser más elevado hace que sean poco prácticas como medio de transporte diario.

- Motocicleta de Competición

Esta motocicleta es en la que se busca el mejor rendimiento del equipo, priorizando las prestaciones de velocidad y potencia frente a consumo de baterías y mantenimiento. Su característica principal es la de ser competitiva en carrera.

Por la íntima relación existente entre el motor eléctrico y el sistema de control del mismo, analizaremos los motores eléctricos basándonos en lo visto en los capítulos anteriores y el sistema de control que nos de las mejores prestaciones para finalmente ligarlo a un tipo de motocicleta de los que hemos visto.

## 9.2 Elección del Sistema de control y Motor Eléctrico

### 9.2.1 Motores de Corriente Continua

Siguiendo el mismo esquema con el que hemos trabajado en los capítulos anteriores, en primer lugar nos fijamos en las máquinas de corriente continua, cuyos motores han sido utilizados tradicionalmente en los sistemas de propulsión. Si estos motores tienen escobillas su mantenimiento es evidentemente más exigente, lo cual se tratará de evitar en cualquier caso para la construcción de cualquiera de los distintos tipos de motos que proponemos en este proyecto. Además los motores con escobillas pueden generar gran cantidad de ruido electromagnético a la vez que poseen ciertas limitaciones en cuanto a velocidad. Teniendo en cuenta también el incremento de peso para grandes potencias descartamos por completo los motores de corriente continua con escobillas para cualquiera de las aplicaciones que nos ocupan. Sin embargo, existen otro tipo de motores de corriente continua que debemos tener en cuenta por su robustez, eficiencia y densidad de potencia, los cuales son los motores brushless o sin escobillas. Además teniendo en cuenta la sencillez de operación, facilidad de aplicación y calidad de su sistema de control, no debemos descartar en ningún caso los motores de corriente continua para una motocicleta eléctrica. Es más muchas de las ya existentes en el mercado poseen motores de corriente continua.

Este tipo de motor de CC sin escobillas y su sistema de control está indicado sobre todo para motocicletas del tipo Scooter, puesto que nos proporcionarán una sencilla conducción de la moto por la calidad de su control, ideal para zonas urbanas, con potencia contenida pero suficiente para desenvolverse con soltura en la ciudad, en principio la inversión tanto en el sistema de control como en el motor es relativamente baja, reducido costo de mantenimiento al no tener escobillas y fácil reparación por la sencillez de sus sistemas, robustez y sencillez mecánica, debido a que los motores de corriente continua brushless son bastante robustos. Pero estos motores resultan bastante caros.

Además reducimos etapas de conversión entre el motor el sistema de control y las baterías ya que estas nos proporcionan CC y alimentamos el sistema de control y el motor también con CC.

### **9.2.2 Motores de Corriente Alterna: Asíncronos**

Siguiendo el esquema, en cuanto a motores de corriente alterna nos encontramos con los motores asíncronos o de inducción. Los motores asíncronos carecen de requerimientos especiales de mantenimiento, además de resultar mas económicos que los anteriores motores de CC.

En los últimos años los motores de inducción han adquirido un papel importante en la industria del motor eléctrico, utilizándose cada vez más en distintas aplicaciones. Éstos motores han alcanzado una gran madurez, robustez y fiabilidad, además de disminuir notablemente su coste de forma progresiva. Estos motores a igual o mayor potencia penalizan menos en peso que los de corriente continua y permiten un cambio del sentido de giro del rotor, siendo estas entre otras razones motivo de su incremento de uso en las nuevas aplicaciones. En cuanto a la tecnología de los sistemas de control para estos motores también se han producido grandes progresos. Se ha pasado de tener sistemas de control muy rudimentarios, con regulación a escalones y poca precisión, a tener sistemas de control electrónicos como el sistema de control vectorial con los que se alcanzan niveles de control de alta precisión y progresivos. El sistema de control más utilizado para este tipo de motores es el control vectorial, al poder aplicarse donde se requieren altos pares de partida y un control total del par a bajas velocidades, es el más completo. Aunque estos sistemas de control son bastante complejos su coste de inversión está disminuyendo progresivamente.

Sin embargo, en los motores de inducción se producen muchas pérdidas en el rotor y en el ratio de velocidad, o lo que es lo mismo, la velocidad que puede alcanzar el motor respecto de la velocidad nominal sin que se produzca una disminución en el par. Este ratio en dichos motores es de aproximadamente 1:3, cuando los requerimientos de este tipo de sistemas es de 1:7. Por lo que este hecho provoca un sobredimensionamiento de la parte electrónica asociada. Aunque se pueden usar motores de reluctancia conmutada que poseen un ratio de velocidad bastante mejor (de 1:6 a 1:8), son robustos y de simple construcción. Sin embargo, la controlabilidad de estos motores es bastante pobre y se producen altos niveles de ruidos y vibraciones, por lo que los de inducción se usan más habitualmente a pesar de todo.

Los motores de inducción con un sistema de control vectorial preciso como el control vectorial en bucle cerrado, los hacen los más apropiados para aplicaciones donde la motocicleta requiera más potencia y velocidad como las que hemos denominado como de carretera, aunque puede que el sistema de control que requieren sea más complejo y caro, este dota a estos motores de una funcionalidad mucho mayor que los de continua con sistemas menos complejos. El precio está un escalón por encima de los motores de continua, el cual es perfectamente asumible por el consumidor objetivo, que busca prestaciones como las que nos puede proporcionar el motor de inducción con un sistema de control más complejo, que no solo regula la velocidad y el par del motor sino que, además nos puede dar información adicional o complementar disminuyendo el consumo de las baterías, aumentando la eficiencia de este conjunto. Por estas razones también se esta usando esta combinación de motor sistema de control en muchas de las motos de competición actuales.

### **9.2.3 Motores de Corriente Alterna: Síncronos**

Para terminar el análisis, nos centramos en el estudio de las máquinas síncronas, cuyo uso más extendido no es el de motor, sino el de generador en las plantas de producción de energía eléctrica, debido fundamentalmente al alto rendimiento que pueden alcanzar y a que tienen la posibilidad de controlar la tensión. El principal inconveniente para su uso como motor es que estas máquinas no desarrollan par de arranque, necesitan de algún sistema auxiliar hasta llegar a la velocidad de sincronismo. La máquina síncrona de imanes permanentes que cada vez más se están empezando a aplicar como motor en tecnologías híbridas en automoción, actualmente constituye el 80% de la tecnología aplicada en este

campo. Por esta razón, se ha avanzado mucho en su "*know how*" o conocimiento y en su sistema de control, mediante control vectorial. Esto ha sido posible, ya que este tipo de máquinas ofrecen un menor tamaño que las de rotor bobinado, aunque el sobredimensionamiento de la electrónica asociada hace que el conjunto sea más voluminoso, el uso de tierras especiales en su composición hace que los motores síncronos de imanes permanentes resulten caros. Además estos motores tienen poca fiabilidad, gravando también el coste de mantenimiento.

Sin embargo el motor síncrono al disponer de electroimanes o de imanes permanentes incorporados en su rotor que lo bloquean en una posición determinada en relación con otro campo magnético cuando son confrontados con el mismo. De esta forma el motor síncrono permite controlar su velocidad con gran precisión en un amplio rango de velocidades por medio de un convertidor de frecuencia, sin necesidad de utilizar un dispositivo de retroalimentación.

Por estas razones, de momento los motores síncronos, sólo serían recomendables para la motocicleta de competición, aunque sean motores caros las prestaciones que le aporta el control vectorial al motor síncrono de imanes permanentes son muy interesantes de cara a la competición. Con un motor síncrono de imanes permanentes tenemos un reducido tamaño y gracias al control vectorial mayor rendimiento, comportamiento más eficiente a altas revoluciones, con capacidad de regeneración de energía de frenado y con velocidad máxima y aceleración adaptadas.

Todavía queda mucho por estudiar sobre los motores síncronos y de sus sistemas de control, pero es posible que en el futuro estos motores incrementen notablemente su importancia, por lo que parece una buena alternativa. De hecho de cara a futuros proyectos podría estudiarse la implementación de algún tipo de combinación de motor mixto síncrono – asíncrono, para de esta manera salvar el problema del arranque y que este fuese dirigido por el motor asíncrono, para posteriormente cuando el motor llagase a velocidad de sincronismo pasase a ser operativo el motor síncrono, combinando así las mejores prestaciones de los dos tipos de motores.

En definitiva, sabemos que los motores de CC están siendo sustituidos por otros debido a su alto precio, costoso mantenimiento y limitadas prestaciones dinámicas. Y somos

conscientes de, que los motores de inducción son relativamente baratos, pero debido a que el estator debe inducir un campo magnético en el rotor para que se produzca el movimiento, su eficiencia no es muy alta y las prestaciones dinámicas no son tan buenas como en los motores brushless. Por lo tanto, si conseguimos salvar el inconveniente del arranque en el motor síncrono este sería la alternativa más adecuada porque combina eficiencia y eficacia.

## 9.3 Tabla de conclusiones

Hemos dibujado las siguientes tablas para ver de forma más gráfica las diferencias entre los distintos motores y así sintetizar las conclusiones.

En esta primera tabla hacemos una comparativa de los distintos tipos de motor que se podrían utilizar para una moto y comparamos algunas de sus características con valores orientativos.

	CC	Asíncrono	Síncrono
Par [Nm]	24	24	18
Rendimiento [%]	85	85	85
Velocidad en vacío [rpm]	1000	700	150
Velocidad en carga [rpm]	900	600	150
Peso [kg]	3	2	1

Tabla 5. Comparativa de valores orientativos cuantitativos.

En esta segunda tabla comparamos algunas características de los motores y de sus sistemas de control de forma cualitativa, de esta forma justificamos la selección de los conjuntos motor sistema de control que hemos hecho para cada uno de los tipos de moto que hemos valorado.

### 9.3 Tabla de conclusiones

Combinaciones motor sistema de control		Velocidad Respuesta	Precisión Regulación	Coste	Efecto Perturbaciones	Rango de operación
CC	Chopper	Lenta	Baja	Bajo	Alto	Bajo
	Regulacion bucle abierto	Lenta	Baja	Medio	Alto	Bajo
	Regulacion bucle cerrado	Media	Media	Medio	Medio	Medio
	Regulación lazos anidados	Media	Alta	Medio	Medio	Medio
Asíncrono	Control escalar	Media/Alta	Media/Alta	Medio	Medio	Medio
	Control PWM	Rápida	Alta	Medio	Bajo	Alto
	Control Vectorial	Rápida	Muy Alta	Medio	Bajo	Alto
Síncrono	Control Vectorial	Rápida	Muy Alta	Medio	Bajo	Alto

Tabla 6. Comparativa de valores cualitativos.

# Bibliografía

## 10.1 Referencias bibliográficas

- [1] 16th International Conference on Electrical Machines 2004. Book of digests. Vol. 3. Ed. Institute of Mechatronics and Information Systems, Technical University of Lodz, Poland.
  
- [2] 3<sup>as</sup> Jornadas Hispano-Lusas de Ingeniería. Actas. Tomo IV. Julio 1993. Desarrollo de un control vectorial de la máquina de inducción. Antón Sadriá, Lluís March, Joan Bergas.
  
- [3] 6th International Conference Electrimacs. September 1999. Lisboa. Vol. 2/3. Ed Electrimacs.
  
- [4] Accionamientos Eléctricos a Velocidad Variable. Volumen 1. Fundamentos de electrotecnia y de mecánica. Las técnicas de variación de velocidad. Jean Bonal. Ed. Thechnique & Documentation. 1999.
  
- [5] Accionamientos regulados en corriente alterna. Volumen 1 y 2. Fundación Universidad Carlos III. 1995.
  
- [6] Apuntes de Accionamientos Eléctricos. Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica Y Automática. Universidad Carlos III de Madrid. Curso 2007 – 2008

- [7] Apuntes de Análisis Dinámico de Máquinas Eléctricas. Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica Y Automática. Universidad Carlos III de Madrid. Curso 2007 – 2008
- [8] Control De Motores. Escuela Especializada en Ingeniería ITCA – Fepade. Agosto 2009.
- [9] Control Electrónico de los Motores de C.A. Ed. Gustavo Gili, S.A. Barcelona 1983. R. Champrade, F. Milsant.
- [10] Desarrollo de Módulo Teórico-práctico sobre Control de Motores Trifásicos Enfocado a los Variadores de Frecuencia de la Serie Altivar Existentes en el Laboratorio de Electricidad del I.U.T. “Antonio José de Sucre”. Trabajo Especial de Grado para Optar al Título de Técnico Superior Universitario en Electricidad Mención Mantenimiento. Autor: Werner A. Sifontes R. Tutor: Franklin Cárdenas. Noviembre 2002
- [11] Diseño de un Control de Velocidad para Motores de Inducción por Relación Voltaje/Frecuencia. Marco Salvatori Artezán.
- [12] Diseño y Construcción de un medidor de velocidad y control de motor utilizando el PC. Universidad Politécnica Salesiana Facultad de Ingenierías, Escuela Electrónica. Integrantes: Lisbeth Mena, Gina Ojeda, Johanna Salvador. Julio 2009
- [13] Electrónica de Potencia. Daniel W. Hart. Ed. Pearson, Prentice Hall. 2004.
- [14] Electrotecnia. José García Trasancos. Ed. Paraninfo. 1996.
- [15] Encoders: Construcción, Montaje y Programación. Javier de Lope Asían Departamento de Sistemas Inteligentes Aplicados. Universidad Politécnica de Madrid. Noviembre 2000
- [16] Máquinas Eléctricas. Jesús Fraile Mora. Universidad Politécnica de Madrid E.T.S. de Ingenieros de Caminos, Canales y Puertos. Cátedra de Electrotecnia. Octubre 1998.

- [17] Máquinas Eléctricas. Ed. McGraw Hill. Stephen J. Chapman. 2000.
- [18] Máquinas Eléctricas Rotativas. Ed. Equinoccio. José Manuel Aller. Septiembre 2008.
- [19] Máquinas Eléctricas y Sistemas Accionadores. Ed. Alfaomega. C. B. Gray. 1993.
- [20] Manual del equipo eléctrico y electrónico. Coyne Electrical School. Ed. Uthea
- [21] Modelling and Adaptive Nonlinear Control of Electric Motors. Ed. Springer (power systems). F. Khorrami, P. Krishnamurthy, H. Melkote. Berlin 2003.
- [22] Sensorless Vector and Direct Torque Control. Ed. Oxford Science Publications. Peter Vas. 1998.
- [23] The Control Techniques Drives and Controls. Handbook. Bill Drury. Ed. The institution of electrical engineers. 2001.
- [24] The electric car: development and future of battery, hybrid and fuel-cell cars. Westbrook, M.H. Ed. Institution of Electrical Engineers. 2001.
- [25] The Wikibook of automatic: Control Systems and Control Systems Engineering with Classical and Modern Techniques and Advanced Concepts. Editado por Wikibooks, colección de libros de texto de contenido libre. Autor: Wikipedia
- [26] Transportes. Vicente Díaz López, Beatriz López Boada, Mará Jesús López Boada, Carolina Álvarez Caldas, Mará Beatriz Ramírez Berasategui, Julio Fuentes Losa. Ed. Universidad Nacional de Educación a Distancia. 2006.
- [27] Variadores de velocidad para motores asíncronos. Altivar 28. Telemecanique Catálogo Junio 2000. Schneider Electric.
- [28] [http://en.wikibooks.org/wiki/Control\\_Systems](http://en.wikibooks.org/wiki/Control_Systems)
- [29] [http://robots-argentina.com.ar/MotorCC\\_ControlAncho.htm](http://robots-argentina.com.ar/MotorCC_ControlAncho.htm)

- [30] <http://www.caballano.com/>
- [31] <http://www.hohner.es/>
- [32] <http://www.nuevaelectronica.com/>
- [33] <http://www.microbotica.es/>
- [34] <http://www.killacycle.com/>
- [35] <http://www.tecnipublicaciones.com/>
- [36] <http://www3.sea.siemens.com/step/downloads.html>
- [37] <http://espaciomotos.com/>
- [38] <http://www.brammo.com/empulse/>
- [39] <http://www.ktmfreeride.com/>
- [40] <http://www.teslamotors.com/>
- [41] <http://es.smart.com/>
- [42] <http://www.renault-ze.com/>
- [43] <http://www.peugeot.es/>
- [44] <http://www.mitsubishi-motors.es/>



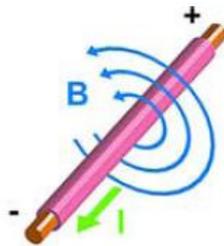
# **ANEXOS**

# **Anexo 1: Fundamentos del magnetismo y del electromagnetismo**

## ANEXOS

Es importante para entender el funcionamiento de las máquinas eléctricas conocer los principios del magnetismo y del electromagnetismo, ya que los motores, transformadores, generadores y otros aparatos eléctricos, dependen de estos principios para su funcionamiento.

Partiendo de que un imán puede ser permanente o temporal. Cuando el imán es temporal se hace circular una corriente a través de un conductor creándose un campo magnético a su alrededor, de tal forma que si la corriente se interrumpe, desaparece el campo magnético. A este tipo de magnetismo temporal, se le conoce como electromagnetismo. Los grandes motores eléctricos, transformadores y relevadores usan el campo magnético resultante de la circulación de la corriente a través de una bobina. Cuando una corriente eléctrica circula a través de un conductor, las líneas de fuerza magnética (flujo magnético) se crean alrededor del mismo como se muestra en la Figura 135. Por otro lado cuando la sección de un conductor se hace pasar a través de un campo magnético, se dice que se induce voltaje y se crea la electricidad en el conductor.



**Figura 135. Líneas de flujo magnético**

El campo magnético se extiende fuera del imán en todas direcciones, estas líneas invisibles de fuerza que entran y salen del imán, que constituyen el campo magnético se conocen como el flujo magnético. Siendo muy denso este flujo magnético en los polos del imán. Cuanto más densas son estas líneas de flujo, el campo magnético es más fuerte, sin embargo cuanto más esparcidas estén el campo es más débil, por consiguiente, el campo magnético está más fuerte en los extremos del imán. Las líneas de fuerza dejan el polo norte (N) entran en el polo sur (S) del imán. Los polos magnéticos iguales se rechazan entre sí, cuanto más cerca se encuentran mayor es la fuerza de repulsión. La cual varía inversamente con el cuadrado de la distancia entre polos magnéticos. Es decir, si la distancia se dobla, la fuerza se vuelve un cuarto, o bien si la distancia se divide en dos, la fuerza se cuadruplica. Los polos magnéticos diferentes crean una fuerza de atracción, la cual también es la inversa del cuadrado de la distancia entre los polos.

## ANEXOS

En el electromagnetismo la electricidad y el magnetismo están siempre relacionados, ya que una corriente genera un campo magnético y un campo magnético puede generar una corriente eléctrica en un conductor.

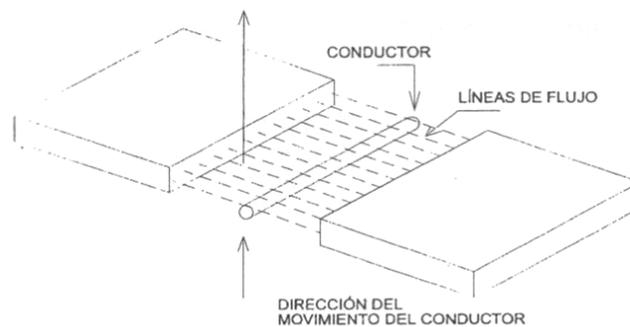
Hasta ahora nuestra discusión se ha centrado alrededor del campo magnético y el flujo propio de un imán, sin embargo, los campos magnéticos también son creados por la corriente eléctrica. El conductor portador de corriente tiene un campo magnético alrededor de él. Este campo siempre es perpendicular a la dirección en la que fluye la corriente. El campo magnético existe como un campo continuo para toda la longitud. Sin embargo, el flujo, que sólo existe en el aire, puede determinarse una dirección usando lo que se denomina la regla de la mano derecha o del sacacorchos. Esta regla consiste en determinar la dirección del flujo, la cual es indicada por la posición de los dedos cuando al agarrar el conductor con la mano derecha apuntando el dedo pulgar en la dirección de corriente, siendo el flujo perpendicular a la dirección de la corriente. Y la fuerza del campo magnético alrededor de un conductor está determinada por la intensidad de corriente que fluye a través del conductor. La fuerza a una distancia fija del conductor es directamente proporcional a la corriente.

El campo magnético de un solo conductor es demasiado débil para muchas aplicaciones, por lo que podemos crear un campo más fuerte combinando los campos asociados con dos o más conductores. Enrollando los conductores combinados obtenemos un devanado o bobina. Formando una bobina de conductores crea un electroimán, la bobina tiene polos en los extremos de ella en los cuales el flujo entra y sale. La polaridad de una bobina puede ser determinada aplicando la regla de la mano derecha de nuevo. Si agarramos con los dedos la bobina en la dirección de la corriente, entonces nuestro dedo pulgar apuntará al polo norte y también indicará la dirección del flujo. Invertiendo la dirección de la corriente se invierte la polaridad de un electroimán.

Si colocamos un conductor por el cual fluye una corriente dentro de un campo magnético, este experimentará una fuerza que tratará de expulsarlo, y es esta fuerza la que produce la fuerza de torsión o giro de un motor eléctrico. Si un conductor se mueve dentro de un campo magnético, de manera que el conductor cruce o corte las líneas de fuerza magnética de dicho campo y la trayectoria del flujo, se origina una fuerza electromotriz, se inducirá un voltaje en este conductor y si se instala un medidor suficientemente sensible, se observara que circula la corriente cada vez que el conductor se mueva a través de las líneas de fuerza.

## ANEXOS

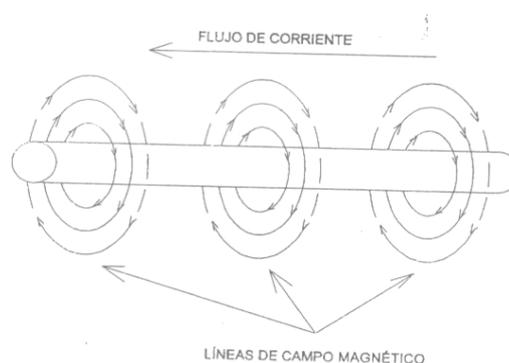
Induciendo la fuerza electromotriz, mediante un movimiento relativo entre el conductor y un campo magnético, se presenta lo que se conoce como la inducción electromagnética.



EL MOVIMIENTO DE UN CONDUCTOR A TRAVÉS DEL FLUJO MAGNÉTICO AL CORTAR LA TRAYECTORIA DEL FLUJO, INDUCE UN VOLTAJE EN EL CONDUCTOR

**Figura 136. Movimiento de un conductor a través del flujo magnético al cortar la trayectoria del flujo, induce un voltaje en el conductor**

De acuerdo con la Figura 136 anterior, al usar un instrumento de medición analógico, si el conductor se mueve hacia arriba a través del flujo, la aguja se desplaza hacia el lado izquierdo. Si el conductor se mueve hacia abajo, la indicación de la aguja es hacia la derecha. Si el conductor se mueve rápidamente hacia arriba y hacia abajo, suponiendo que el cero de la escala esta en el centro de esta, la aguja se desplazara rápidamente a la derecha y a la izquierda, generándose un voltaje. Si el movimiento se suspende, no se generará voltaje. Y si el conductor se mueve de derecha a izquierda en sentido paralelo al flujo, tampoco se generará voltaje.



**Figura 137. Líneas de campo magnético**

La ley de inducción electromagnética de Faraday relaciona fundamentalmente el voltaje y el flujo en el circuito, la cual enuncia siguientes los puntos:

## ANEXOS

- a) Si se tiene un flujo magnético que eslabona a una espira y además varía con el tiempo, entonces se induce un voltaje entre terminales.
- b) El valor del voltaje inducido, es proporcional al índice de cambio del flujo.

Por definición de acuerdo al sistema internacional de unidades (SIU), cuando el flujo dentro de la espira varía en 1 Weber por segundo, se induce un voltaje de 1 Voltio entre sus terminales. Por lo tanto, si un flujo varía dentro de una bobina de N espiras, el voltaje inducido se da por la expresión:

$$E = N \frac{\Delta\phi}{\Delta t}$$

Siendo:

- E: el voltaje inducido en Voltios
- N: el número de espiras de la bobina
- $\Delta\phi$ : el incremento del flujo dentro de la espira o bobina en Weber
- $\Delta t$ : el intervalo de tiempo durante el cual el flujo cambia en segundos

Por lo tanto podemos ver que la ley de Faraday establece las bases para las aplicaciones prácticas en el estudio de transformadores, generadores y motores eléctricos.

En algunos motores y generadores, los conductores o bobinas se mueven con respecto a un flujo constante de movimiento rotativo, produciendo un cambio en el eslabonamiento de flujo de las bobinas, y en consecuencia un voltaje inducido de acuerdo con la ley de Faraday. Sin embargo, es más fácil calcular el voltaje inducido en base a los conductores, que hacer referencia a las bobinas mismas. En efecto, siempre que un conductor corte un campo magnético, se induce un voltaje entre sus terminales. El valor inducido está dado por la expresión:

$$E = B \cdot l \cdot v$$

Siendo:

- B: densidad de flujo en Teslas
- l: longitud activa de los conductores en el campo magnético en metros
- v: velocidad relativa del conductor en m/s

## ANEXOS

Una vez comprendidos los principios del electromagnetismo podemos explicar el funcionamiento de los distintos motores eléctricos, los cuales se fundamentan en estos. Las máquinas eléctricas, y por tanto los motores eléctricos, son el resultado de una aplicación inteligente de los principios del electromagnetismo y en particular de las leyes de Faraday.

[18]

# **Anexo 2: Los motores eléctricos**

## ANEXOS

Los motores eléctricos operan bajo el principio de que un conductor colocado dentro de un campo magnético experimenta una fuerza cuando una corriente circula por el mismo. Por lo tanto los motores transforman la energía eléctrica en mecánica, induciendo una corriente en la máquina por medio de una fuente externa de energía eléctrica, que interacciona con el campo produciendo el movimiento de la máquina, de tal forma que aparecerá una fuerza electromotriz inducida que se opondrá a la corriente y que por ello se denomina fuerza contraelectromotriz. En consecuencia el motor necesita energía eléctrica de entrada para producir la energía mecánica correspondiente.

Los motores como máquina eléctrica rotativa están constituidos por tres partes principales:

1. El estator (parte fija)
2. El rotor (parte móvil o giratoria)
3. El entrehierro (espacio de aire que separa el estator del rotor, necesario para que pueda girar la máquina)

Normalmente tanto en el estator como en el rotor existen devanados de conductores por los que circulan las corrientes. Uno de los devanados tiene por misión crear un flujo en el entrehierro, por ello se denomina inductor, y también excitación o campo. El otro devanado recibe el flujo del primero y se inducen en el corrientes que se cierran por el circuito exterior y se denomina inducido. Podemos situar el inducido en el estator y el inductor en el rotor y viceversa, lo que realmente cuenta es el movimiento relativo entre ambos devanados y teóricamente pueden elegirse cualquiera de ambas soluciones, pero en la práctica, su situación la determinan las condiciones tecnológicas de facilidad de construcción, refrigeración, etc. En general, el rotor de un motor eléctrico queda dentro del campo magnético creado por el estator. Se induce una corriente dentro del rotor y la fuerza resultante (y por lo tanto el par) produce la rotación. [19]

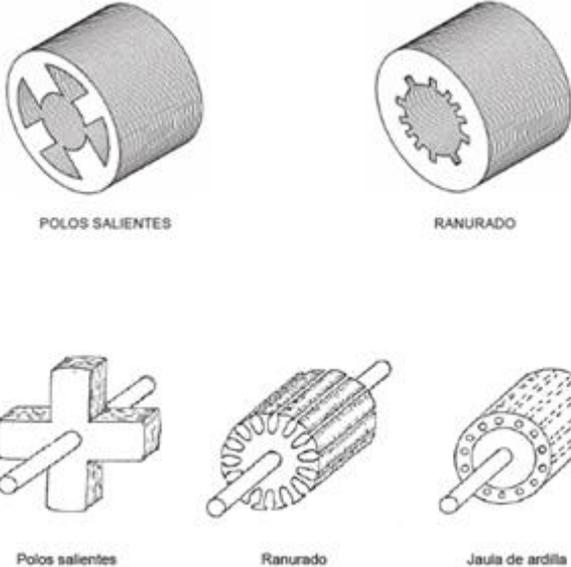


Figura 138. Tipos de estator (arriba) y tipos de rotor (abajo).

# **Anexo 3: Tipos de máquinas eléctricas**

## ANEXOS

Las máquinas eléctricas rotativas las podemos clasificar en los siguientes grupos en función del tipo de alimentación eléctrica que tienen, pudiendo ser esta con corriente continua o corriente alterna.

### 1. Máquinas de Corriente Continua

1.1. Brushless DC (Motor eléctrico sin escobillas)

1.2. Motor Serie

1.3. Motor de excitación Compound

1.4. Motor Shunt

1.5. Motor Paso a Paso

1.6. Servomotor

1.7. Motor Sin Núcleo

1.8. Convencional

1.9. Reluctancia

1.10. Histéresis

1.11. Con escobillas (paso a paso)

### 2. Máquinas de Corriente Alterna

2.1. Máquinas de Asíncronas o de Inducción

2.1.1. Motor de Rotor Devanado

2.1.2. Motor de Jaula de Ardilla

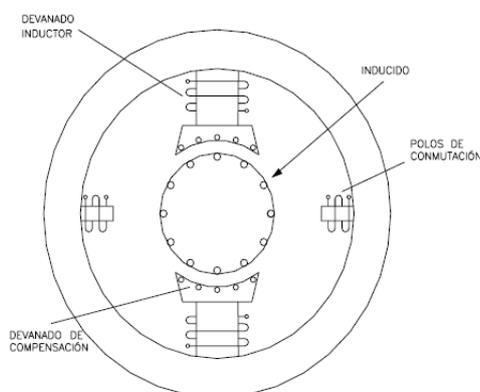
2.2. Máquinas Síncronas

# **Anexo 4: Constitución física de la máquina de corriente continua**

## ANEXOS

Como todas las máquinas eléctricas, una máquina de Corriente Continua (CC) tiene un inductor y un inducido, unos polos de conmutación y, en ocasiones, un devanado de compensación. En el caso de la máquina de CC, el inductor se sitúa siempre en el estator, y puede ser un devanado alimentado con corriente continua o un imán permanente, pudiendo además existir más de un devanado de excitación.

En los motores con devanado de excitación el flujo principal atraviesa un camino de baja reluctancia, por lo que la inductancia del devanado es elevada. El devanado de excitación se alimenta habitualmente de un convertidor electrónico. La elevada inductancia de este devanado de excitación hace que el rizado de la corriente de excitación sea notablemente menor al de la tensión aplicada. Sin embargo, la elevada inductancia del devanado de excitación hace que ante una variación en escalón de la tensión aplicada a dicho devanado, la variación de la corriente sea muy lenta, debido a ello, es preferible, siempre que se pueda, trabajar a flujo constante y regular la velocidad actuando sobre el inducido de la máquina.



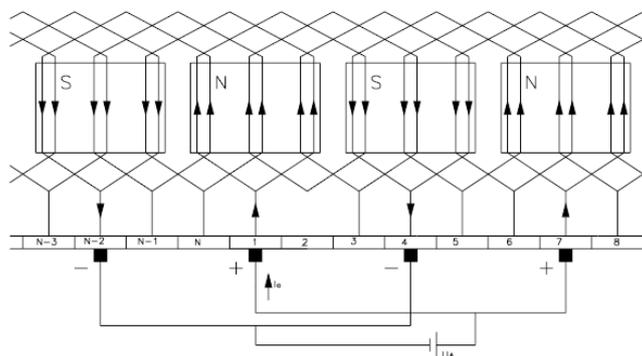
**Figura 139. Esquema de los devanados de un motor**

El devanado de inducido se encuentra siempre alojado en el rotor de la máquina. Es un devanado cerrado unido al colector. Las escobillas se sitúan cortocircuitando la sección inducida que está en las líneas neutras. El flujo creado por este devanado (flujo de reacción de inducido) transcurre por un camino de mayor reluctancia que el flujo principal, por lo que la inductancia, y la constante de tiempo, de este devanado es menor.

El núcleo magnético del estator suele ser macizo, pero en este caso, ante variaciones de la intensidad de campo circulan por el núcleo corrientes de Foucault que tienden a retardar el establecimiento del flujo principal. Por ello en aquellas máquinas donde se requiere una

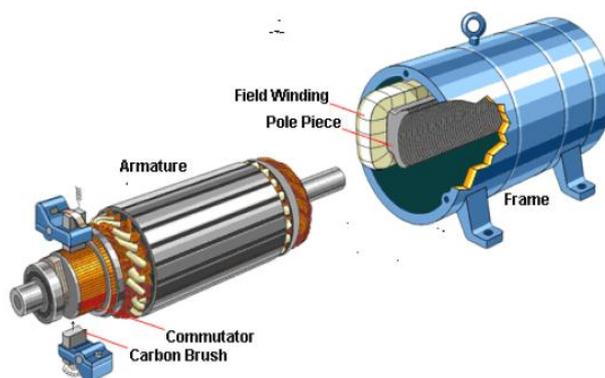
## ANEXOS

respuesta rápida ante variaciones de la intensidad de excitación el estator debe estar formado por chapas apiladas. También es frecuente utilizar estatores de chapa apilada si el convertidor introduce gran cantidad de armónicos.



**Figura 140. Devanado**

El colector es un convertidor mecánico de corriente continua a corriente alterna o viceversa. Cuando la máquina funciona como motor el colector actúa como un inversor de frecuencia de salida variable (en funcionamiento como generador actúa como rectificador). El colector es un órgano compuesto por delgas de cobre separadas por láminas de mica (micanita), sobre el que frotan unas escobillas de carbón. La distinta dureza de estos dos materiales hace que el desgaste sea muy distinto, por lo que al cabo de unas ciertas horas de uso se deben rebajar las micas o incluso rectificar el colector. Ello supone un encarecimiento notable de los costes de mantenimiento respecto de los motores de corriente alterna.



**Figura 141. Esquema físico de un motor.**

El colector reparte la corriente de alimentación al inducido de la máquina entre los conductores, de tal forma que los conductores que se encuentran bajo la influencia de un polo

## ANEXOS

determinado llevaran todos ellos la misma corriente y además esta de idéntico signo. En una máquina de CC existen tantas líneas de escobillas como polos, todas las escobillas de un mismo signo están en paralelo entre sí. A su vez, a corriente de una escobilla se reparte entre las distintas bobinas unidas a una delga.

**Anexo 5: Ejemplo de Ficha  
Técnica del Controlador  
para Motores de Inducción  
AC (modelo 1238 de Curtis  
Instruments, INC.)**



# Presupuesto

## 16.1 Presupuesto

Debido a que el trabajo que se ha realizado en este proyecto ha consistido principalmente en la recopilación y análisis de información para sintetizarla en unas conclusiones, en este apartado de presupuesto el único coste estimativo imputable será el de especialista dedicado a las labores de adquisición de la información, revisión y análisis de la misma, síntesis y redacción del documento que aquí se muestra.

Estimamos que el proyecto tendría un coste total de 74.000 €, consumiendo un total de 1.480 horas. Llegamos a esta conclusión, considerando que el coste de especialista es de 50 € la hora, incluyendo en este coste el material fungible necesario como puede ser la electricidad o la amortización del equipo utilizados para la realización del proyecto.

A continuación vemos el desglose de las 1480 horas dedicadas a las distintas actividades que hacen posible la realización del proyecto, siendo estas: Adquisición de la

## ANEXOS

información, Revisión de la información, Análisis de la información, Síntesis de la información y Redacción del documento.

Adquisición de la información .....	300 h
Revisión de la información .....	300 h
Análisis de la información .....	350 h
Síntesis de la información .....	90 h
Redacción del documento .....	<u>440 h</u>
Total horas dedicadas al proyecto	<b>1.480 h</b>

Tabla 7. Desglose horas de dedicación de especialista.

