



UNIVERSIDAD DE JAÉN
ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR (JAÉN)

Trabajo Fin de Grado

MODELADO, ENSAYO Y CONTROL DE UN MOTOR ELÉCTRICO DESTINADO A TRACCIÓN.

Alumno: JOSÉ JAVIER LÓPEZ DELGADO

Tutor: Ignacio Jesús Pérez Guerrero
Antonio Cano Ortega

Departamento: Ingeniería Eléctrica

Junio, 2018



Universidad de Jaén
Escuela Politécnica Superior de Jaén
Departamento de Informática

Don IGNACIO PÉREZ GUERRERO y Don ANTONIO CANO ORTEGA, tutor del Proyecto Fin de Carrera titulado: MODELADO, ENSAYO Y CONTROL DE UN MOTOR ELÉCTRICO DESTINADO A TRACCIÓN, que presenta JOSÉ JAVIER LÓPEZ DELGADO, autoriza su presentación para defensa y evaluación en la Escuela Politécnica Superior de Jaén.

Jaén, junio de 2018

El alumno:

José Javier López Delgado

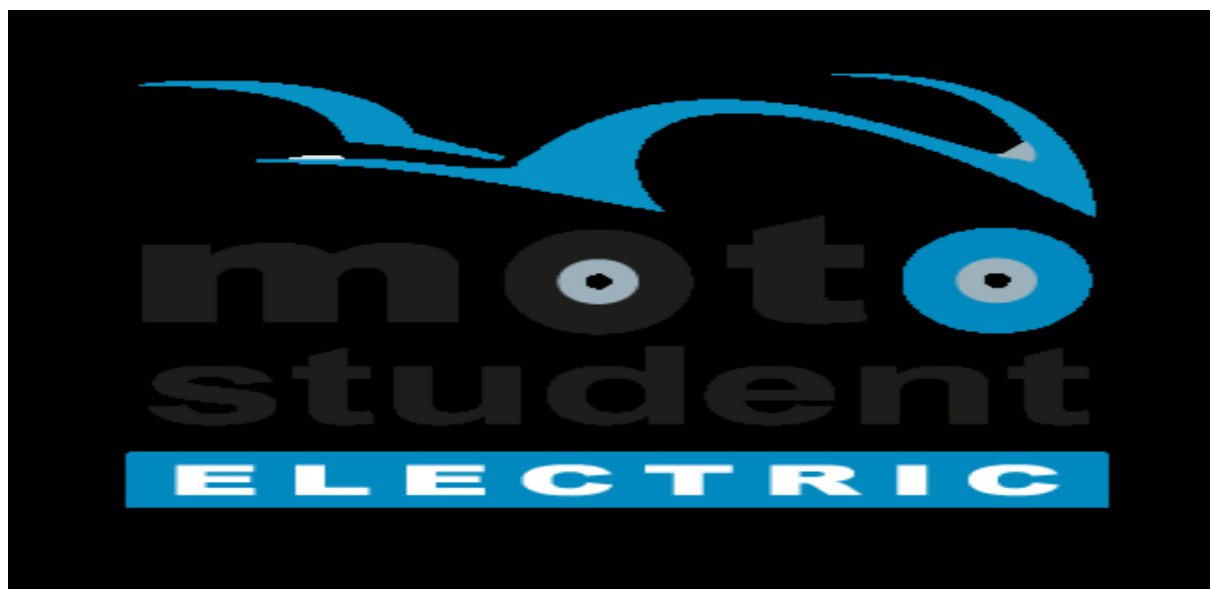
Los tutores:

D. Antonio Cano Ortega

D. Ignacio Pérez Guerrero

Trabajo fin de grado

Modelado, ensayo y control de un motor eléctrico
destinado a tracción.



**Equipo EPSUJATeam, representante de la Universidad de Jaén en
MotoStudent Electric 2018**

ÍNDICE GENERAL

0. Resumen documental.....	18
1. Base histórica.....	20
1.1. Aspectos históricos de los motores eléctricos	
síncronos.....	20
1.2. Historia del control electrónico de máquinas	
eléctricas.....	21
1.2.1. Regulación de velocidad de motores de	
C.C.....	21
1.2.2. Regulación de velocidad de los motores de	
C.a.....	22
1.3. Historia de los motores eléctricos destinados a la tracción de	
motocicletas.....	24
1.4. Historia del PMSM y su control.....	28
1.4.1. Control de vectores.....	29
2. Fundamentos de las máquinas síncronas.....	30
2.1. Configuración de la máquina.....	30
2.2. Tipos de PMSMs.....	33
2.3. Fundamentos de las máquinas síncronas.....	37
2.3.1. Principio de operación.....	37
2.3.2. F.M.M. de una bobina.....	38
2.3.3. Distribución de la F.M.M. sinusoidal.....	39
2.3.4. F.E.M. inducido.....	40
2.3.4.1. Factor de distribución de bobinado.....	43
2.3.4.2. Factor de paso de bobinado.....	46
2.3.4.3. Factor de distorsión.....	48
2.3.4.4. Factor de enrollamiento.....	50
2.3.5. Tipos de bobinado.....	51
2.3.5.1. Devanado de una sola capa.....	52
2.3.5.2. Bobinado de doble capa.....	52
2.3.6. Campo magnético giratorio.....	54
2.3.6.1. Distribución sinusoidal de F.M.M.....	56
2.3.6.2. Distribución rectangular de F.M.M.....	60

3. Sistemas de control de las máquinas síncronas de imanes permanentes.....	61
3.1. Pulso con modulación (PWM).....	62
3.1.1. Implementación de PWM.....	68
3.1.1.1. Generación de la señal de referencia.....	68
3.1.1.2. Muestreo de señales de referencia.....	70
3.1.1.3. Características de transferencia de los inversores controlados por PWM.....	72
3.1.1.4. Desconectado optimizado PWM.....	74
3.2. Control de corriente de histéresis.....	75
3.3. Modulación de vector espacial.....	78
3.3.1. Estados de conmutación del inversor.....	79
3.3.2. Principio de la modulación de vectores espaciales.....	80
3.3.2.1. Características de transferencia de los inversores controlados por SVM.....	87
3.3.3. Implementación del modulador de vector espacial.....	93
3.3.4. Cambio de ondulación en SVM.....	94
3.3.4.1. Controlador híbrido PWM.....	98
4. Control de la máquina síncrona de imanes permanentes.....	103
4.1. Modelo en tiempo real de un PMSM de 2 fases.....	104
4.2. Transformación a marcos de referencia del motor.....	111
4.3. Transformaciones de 3 a 2 fases.....	114
4.3.1. Operación desequilibrada.....	117
4.4. Derivación de inductancia de secuencia cero.....	118
4.5. Potencia equivalente.....	121
4.6. Par electromagnético.....	122
4.7. Características del par de estado estacionario.....	125
4.8. Modelos de enlaces de flujo.....	128
4.9. Circuito equivalente.....	130

4.10. Modelo por unidad.....	133
4.11. Simulación dinámica.....	137
4.12. Ecuaciones de pequeña señal del PMSM.....	142
4.12.1. Derivación.....	142
4.13. Evaluación de las características de control de PMSM.....	146
4.13.1. Función de transferencia y respuestas de frecuencia.....	146
4.14. Cálculo del tiempo de respuesta.....	150
4.15. Modelo de fasor espacial.....	152
4.15.1. Principio.....	152
4.15.2. Derivación del modelo.....	152
4.16. Estrategias de control para una máquina síncrona de imanes permanentes.....	157
4.16.1. Derivación del control vectorial.....	157
4.16.1.1. Par electromagnético.....	160
4.16.1.2. Corrientes de los ejes d y q del estator en los marcos de referencia del estator.....	161
4.16.1.3. Enlaces de flujo mutuo.....	161
4.16.1.4. Papel de un ángulo de par en las operaciones de la máquina.....	162
4.16.1.5. Resultado clave.....	163
4.16.2. Esquema del sistema de accionamiento.....	163
4.16.2.1. Sistema de accionamiento controlado por par.....	163
4.16.2.1.1. Controlador de corriente de histéresis.....	167
4.16.2.2. Simulación y resultados de un sistema de accionamiento controlado por par.....	167
4.16.2.3. Sistema de accionamiento controlado por velocidad.....	169
4.16.2.3.1. Programación de flujo mutuo.....	171
4.16.2.3.2. Programación de par en la región de debilitamiento de flujo.....	171

4.16.2.4. Simulación y resultados de un sistema de accionamiento controlado por velocidad.....	173
5. Modelado de la máquina y diagrama de bloques.....	176
5.1. Introducción.....	176
5.2. Diagrama de bloques y resultados de la simulación.....	176
5.3. Componentes del diagrama de bloques.....	200
5.3.1. Controlador sevcom Gen4.....	200
5.3.1.1. Conexiones.....	200
5.3.1.2. Descripción y control vectorial.....	202
5.3.1.3. Programación del controlador.....	204
5.3.1.4. Programación general.....	204
5.3.2. Fuente de alimentación. (baterías kokam 96v 40A /h).....	205
5.3.2.1. Elección de baterías.....	205
5.3.2.2. Composición del contenedor de baterías.....	206
5.3.2.3. Conexiones de las celdas.....	207
5.3.3. Encoder.....	209
5.3.3.1. Descripción del codificador.....	209
5.3.3.2. Descripción funcional del encoder.....	209
5.3.4. Motor.....	211
5.3.4.1. Estudio del comportamiento del motor.....	212
5.3.4.2. Motor eléctrico sin escobillas.....	212
5.3.4.3. Ficha de datos y datos generales acerca del motor proporcionado por la organización.....	213
5.3.4.4. Diferencias con el motor Heinzmann.....	215
5.3.5. Circuito eléctrico.....	215
5.3.5.1. Circuito de baja tensión 12v c.c.....	218
5.3.5.2. Circuito de muy baja tensión, 5v c.c.....	219
6. Ensayos.....	220
6.1. Ensayos en el banco.....	220

6.1.1. Ensayo 1.....	222
6.1.2. Ensayo 2.....	224
6.1.3. Ensayo 3.....	227
6.1.4. Ensayo 4.....	230
6.1.5. Ensayo 5.....	233
6.1.6. Ensayo 6.....	236
6.1.7. Ensayo 7.....	239
6.1.8. Ensayo 8.....	242
6.1.9. Ensayo 9.....	245
6.2. Pruebas en pista.....	246
6.2.1. Prueba de frenado.....	246
6.2.2. Gymcana.....	246
6.2.3. Prueba aceleración.....	246
6.2.4. Velocidad máxima.....	246
6.2.5. Vuelta rápida.....	247
6.2.6. Carrera.....	247
7. Bibliografía.....	248

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Factores de distribución para varias ranuras por polo por fase. (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	46
Tabla 2. Factores de inclinación para varios tonos de bobina. (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	49
Tabla 3. Comparación de controladores actuales. (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	77
Tabla 4. Estados de conmutación de la fase del inversor para a. (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	81
Tabla 5. Estados de conmutación del inversor y voltajes de la máquina. (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	82
Tabla 6. Relación entre el índice fundamental de fase y el índice de modulación. (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	90
Tabla 7. Características y datos generales del motor. (fuente: Organización motostudent).....	213
Tabla 8. Datos generales de los ensayos (fuente: elaboración propia)	221

ÍNDICE DE FIGURAS

▪ Figura 1. Modelo diseñado por Humber en 1897 (fuente:Demotosonline).....	25
▪ Figura 2. Bicicleta eléctrica del año 1947 (fuente:Demotosonline).....	25
▪ Figura 3. Transitron MK2 del año 1978 (fuente:Demotosonline)	26
▪ Figura 4. Kawashocki del año 1988 (fuente:Demotosonline).....	26
▪ Figura 5. Electra green de 2008 (fuente:Demotosonline).....	27
▪ Figura 6. Harley Davidson Project livewire año 2014 (fuente:Demotosonline)	28
▪ Figura 7. (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).	
(a) Máquina síncrona de superficie PM (SPM).....	31
(b) Máquina síncrona de inserción de superficie PM (SIPM).....	31
(c) Máquina síncrona interior PM (IPM).....	31
(d) Máquina síncrona de PM interior con orientación circunferencial.....	31
▪ Figura 8. Formas de onda del motor brushless dc (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	34
▪ Figura 9. Máquina simplificada con una bobina y su ruta de flujo (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	38
▪ Figura 10. F.M.M. frente a la posición de espacio de aire para una sola bobina (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives)	38
▪ Figura 11. Devanado concéntrico de una fase y su f.m.m (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives)	39
▪ Figura 12. Distribución f.m.m. con 5 bobinas en ranuras adyacentes(fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives)	40
▪ Figura 13. (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives)	
(a) Máquina trifásica simple con densidad de flujo sinusoidal.	43
(b) Variables simples de máquina trifásica.....	43
▪ Figura 14. F.E.M.s trifásicas inducidas por la máquina y enlaces de flujo para la distribución de densidad de flujo rectangular (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives)	44
▪ Figura 15. Efecto de la distribución de las bobinas (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives)	45
▪ Figura 16. Ajuste corto de la bobina (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	46
▪ Figura 17. Tensión resultante en un corto turno de bobinado mostrado en la figura anterior (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives)	47
▪ Figura 18. Inclínación del estator (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives)	49
▪ Figura 19. Tensión resultante en un lado de la bobina en el estator torcido (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives)	50
▪ Figura 20. Efectos de tono, distribución y factores sesgados (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives)	51
▪ Figura 21. Devanado de una sola capa con bobinas de paso total para una máquina trifásica: (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives)	
(a) Disposición esquemática.....	53
(b) Diagrama de bobinado con un solo conductor por ranura.....	53
▪ Figura 22. Devanado de una sola capa con distribución de los devanados en 2 ranuras:	
(a)Esquema.....	53

(b)Diagrama de devanado.....	53
▪ Figura 23. Bobinado de doble capa con bobinas de paso completo en una máquina trifásica: (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives)	
(a) Disposición esquemática.....	55
(b) Diagrama de bobinado.....	55
▪ Figura 24. Devanado de doble capa con paso fraccional: (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives)	
(a) Esquema esquemático.....	56
(b) Diagrama devanado.....	56
▪ Figura 25. Devanados trifásicos con corrientes y sus ejes magnéticos (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	59
▪ Figura 26. Ilustración gráfica del campo magnético giratorio en una máquina trifásica. (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives)	59.
▪ Figura 27. Diagrama f.m.m. en su fundamental para un devanado del estator con Tph gira llevando una corriente I (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	60
▪ Figura 28. Sinusoidal PWM (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	63
▪ Figura 29. Relación entre el portador y la frecuencia fundamental del estator (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives)	65
▪ Figura 30. Operación de sobremodulación del inversor (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives)	66
▪ Figura 31. Estrategia de PWM sinusoidal alternativa (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	67
▪ Figura 32. Un conjunto de muestra de formas de onda de voltaje en unidades normalizadas. (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	68
▪ Figura 33. Control de corriente basado en PWM de una unidad PMSM (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	70
▪ Figura 34. Caso de muestreo simétrico (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	71
▪ Figura 35. Caso de muestreo asimétrico (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	71
▪ Figura 36. Voltaje de línea frente a la modulación del inversor trifásico (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	75
▪ Figura 37. Ilustración de acción de control de histéresis (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	76
▪ Figura 38. Fase de una corriente para variar las ventanas actuales de histéresis (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	77
▪ Figura 39. Configuración del circuito de potencia de la unidad PMSM (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	81
▪ Figura 40. Las tensiones de salida del inversor corresponden a estados de conmutación.....	82
▪ Figura 41. Síntesis de un fasor de voltaje de vectores de voltaje de conmutación adyacentes.....	83.
▪ Figura 42. Derivación de la señal de conmutación para un periodo de los vectores de tensión V_1 , V_6 y V_0	84
▪ Figura 43. Derivación de voltajes de línea y fase de SVM con cero vectores en el medio (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives)	85
▪ Figura 44. Efecto de la colocación de voltaje cero en la ondulación actual para dos casos: (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives)	

(a) Pulso único por periodo.....	87
(b) Dos pulsos por periodo.....	87
▪ Figura 45. Cajas de vectores de conmutación constantes de cero o uno en SVM: (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives)	
(a) Un vector de conmutación siempre es cero.....	88
(b) Un vector de conmutación siempre es uno.....	88
▪ Figura 46. VSM de conmutación reducida y sus voltajes de línea a línea y fase (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	89
▪ Figura 47. Característica de transferencia del inversor controlado por SVM (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	91
▪ Figura 48. El fasor de tensión de salida máxima del inversor controlado por SVM sin conmutación de vector cero (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	92
▪ Figura 49. Implementación genérica del controlador SVM en un sistema de accionamiento PMSM (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	95
▪ Figura 50. Un ciclo de conmutación de SVM típico (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	96
▪ Figura 51. Cambiar el diagrama del vector y los vectores de voltaje diferencial para calcular la ondulación actual (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motordrives)	96
▪ Figura 52. Derivación del vector de corriente de ondulación del diagrama vectorial de conmutación (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	96
▪ Figura 53. Un ciclo de conmutación genérico de SVM modificada con conmutación reducida (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	97
▪ Figura 54. Cambio de diagrama vectorial y diagrama de ondulación actual (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	97
▪ Figura 55. Derivación del control SVM a través del método PWM (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	99
▪ Figura 56. Pasos de procedimiento en el modelo dinámico y el estudio del PMSM de tres fases (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	105
▪ Figura 57. PMSM bifásico (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	105
▪ Figura 58. Marcos de referencia estacionarios de rotor (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	112
▪ Figura 59. Devanados del estator de dos y tres fases (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	115
▪ Figura 60. Pares de reluctancia, síncronos y de espacio de aire en función del ángulo de par para la magnitud de la corriente del estator de 1,29 p.u (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	127
▪ Figura 61. Par de espacio de aire versus ángulo de par para varios estatores (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	127
▪ Figura 62. Los circuitos equivalentes dinámicos de PMS no tienen en cuenta las pérdidas del núcleo: (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives)	
(a) Circuito equivalente del eje q del estator dinámico.....	131
(b) Circuito equivalente dinámico del eje d del estator.....	131
(c) Circuito equivalente de secuencia cero.....	131

▪ Figura 63. Circuitos equivalentes de estado estacionario de PMSM con pérdidas de núcleo. (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives)	
(a) Circuito equivalente de eje q de estado estacionario.....	132
(b) Circuito equivalente de eje d de estado estable.....	132
▪ Figura 64. Diagrama de bloques del PMS (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	133
▪ Figura 65. Diagrama de flujo para la simulación dinámica del PMSM. (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	139
▪ Figura 66. La simulación dinámica da como resultado unidades normalizadas con inicio de línea del PMSM. (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	140
▪ Figura 67. Rendimiento dinámico PMSM en unidades normalizadas con retroalimentación de posición del rotor con el fasor de voltaje q guía los enlaces de flujo del rotor en 90° eléctricos y voltaje como función o velocidad del rotor. (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	141
▪ Figura 68. Modelo de fasor espacial de la parte eléctrica del PMSM. (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	154
▪ Figura 69. Modelo de fasor espacial del PMSM con carga. (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	156
▪ Figura 70. Diagrama fasorial del PMSM. (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	159
▪ Figura 71. Diagrama esquemático de un accionamiento de par PMSM controlado por un vector. (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	166
▪ Figura 72. Rendimiento dinámico de un accionamiento controlado por par con control de corriente PWM. (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	169
▪ Figura 73. Accionamiento de motor síncrono de PM controlado por velocidad. (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives)....	170
▪ Figura 74. Rendimiento de un disco de cuatro cuadrantes con control de velocidad con control de corriente PWM. (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	171
▪ Figura 75. El rendimiento de la unidad de velocidad con control de debilitamiento de flujo. (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	175
▪ Figura 76. Un accionamiento de motor síncrono de PM controlado por velocidad más simple para la simulación. (fuente: krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and brushless DC motor drives).....	175
▪ Figura 76b. Diagrama de bloques de un motor síncrono de imanes permanentes. (fuente: Mathworks).....	177
▪ Figura 77. Características del PI. (fuente: Elaboración propia).....	187
▪ Figura 78. Gráfico ecuaciones dq (fuente: Mathworks).....	187
▪ Figura 79. PWM (Fuente: Mathworks).....	189
▪ Figura 80. PWM fase a (fuente: Mathworks).....	190
▪ Figura 81. PWM fase b(fuente: Mathworks).....	190
▪ Figura 82. PWM fase c (fuente: Mathworks).....	191
▪ Figura 83. Diagrama de bloques (fuente: elaboración propia).....	192
▪ Figura 84. Resultado de par a una velocidad de referencia de 700 r.p.m.(fuente: Elaboración propia).....	193
▪ Figura 85. Velocidad medida en el rotor a partir de una velocidad de referencia de 700r.p.m. (fuente: Elaboración propia).....	193
▪ Figura 86. Resultado de par a una velocidad de referencia de 1000r.p.m. (fuente: Elaboración propia).....	194
▪ Figura 87. Velocidad medida en el rotor a partir de una velocidad de referencia de 1000r.p.m. (fuente: Elaboración propia).....	194
▪ Figura 88. Resultado de par a una velocidad de referencia de 2000r.p.m. (fuente: Elaboración propia).....	195

▪ Figura 89. Velocidad medida en el rotor a partir de una velocidad de referencia de 2000r.p.m. (fuente: Elaboración propia).....	195
▪ Figura 90. Resultado de par a una velocidad de referencia de 3000r.p.m. (fuente: Elaboración propia).....	196
▪ Figura 91 Velocidad medida en el rotor a partir de una velocidad de referencia de 3000r.p.m. (fuente: Elaboración propia).....	196
▪ Figura92a. Velocidad medida en el rotor a una velocidad de referencia de 4000r.p.m. (fuente: elaboración propia).....	197
▪ Figura 92b. Resultado de par a una velocidad de referencia de 4000r.p.m. (fuente: Elaboración propia).....	198
▪ Figura 93. Esquema eléctrico de las conexiones al controlador. (fuente: EPS-UJA Team edición 2016/17).....	200
▪ Figura 94. Programación del mapa de trabajo. (fuente: TFM diseño de la instalación, evaluación de consumos y gestión de la energía de una motocicleta eléctrica).....	201
▪ Figura 95. Parámetros programables para el cambio de mapeado. (fuente: TFM diseño de la instalación, evaluación de consumos y gestión de la energía de una motocicleta eléctrica).....	202
▪ Figura 96. Esquema del contenedor de baterías.(fuente: EPS-UJA Team edición 2016/17).....	205
▪ Figura 97. Bornes de las celdas de baterías. (fuente: TFM diseño de la instalación, evaluación de consumos y gestión de la energía de una motocicleta eléctrica).....	206
▪ Figura 98. Orden de conexión de las celdas a la salida de 35 pines. (fuente: TFM diseño de la instalación, evaluación de consumos y gestión de la energía de una motocicleta eléctrica).....	207
▪ Figura 99. Esquema de conexionado de las celdas. (fuente: TFM diseño de la instalación, evaluación de consumos y gestión de la energía de una motocicleta eléctrica).....	208
▪ Figura 100. Gráfico de control de calidad del encoder. (fuente: ME-MS1718 official electric motor technical V international competition motostudent 2017-2018).....	209
▪ Figura 101. Parámetros del encoder. (fuente: ME-MS1718 official electric motor technical V international competition motostudent 2017-2018).....	210
▪ Figura 102. Esqueleto motor brushless. (fuente: ME-MS1718 official electric motor technical V international competition motostudent 2017-2018).....	210
▪ Figura 103. Imagen conexión en estrella del estator.(fuente: https://www.electronicspoint.com).....	213
▪ Figura 104. Instalación eléctrica general. (fuente: EPS-UJA Team edición 2016/17).....	216
▪ Figura 105. Circuito eléctrico de alta tensión. (fuente: EPS-UJA Team edición 2016/17).....	216
▪ Figura 106. Esquema eléctrico de baja tensión. (fuente: EPS-UJA Team edición 2016/17).....	218
▪ Figura 107. Resultados ensayo1 medidos a la salida de las baterías por DVT. (fuente: elaboración propia).....	221
▪ Figura 108. Resultado medidas vatímetro y formas de onda de tensión e intensidad. Después del controlador. Ensayo 1. (fuente: elaboración propia).....	222
▪ Figura 109. Resultados vatímetro y ondas de potencia.Ensayo1. (fuente: elaboración propia).....	222
▪ Figura 110. Resultados ensayo2 medidos a la salida de las baterías por DVT. (fuente: elaboración propia).....	223
▪ Figura 111. Resultados medidas vatímetro y formas de ondas de tensión e intensidad medidas después del controlador.Ensayo2. (fuente: elaboración propia).....	224
▪ Figura 112. Resultados vatímetro y ondas de potencia.Ensayo2. (fuente: elaboración propia).....	225
▪ Figura 113. Resultados ensayo3 medidos a la salida de las baterías por DVT. (fuente: elaboración propia).....	226

▪ Figura 114. Resultados medidas vatímetro y formas de ondas de tensión e intensidad medidas después del controlador. Ensayo3. (fuente: elaboración propia).....	227
▪ Figura 115. Resultados vatímetro y ondas de potencia. Ensayo3. (fuente: elaboración propia).....	228
▪ Figura 116. Resultados ensayo4 medidos a la salida de las baterías por DVT. (fuente: elaboración propia).....	229
▪ Figura 117. Resultados medidas vatímetro y formas de ondas de tensión e intensidad medidas después del controlador. Ensayo4. (fuente: elaboración propia).....	230
▪ Figura 118. Resultados vatímetro y ondas de potencia. Ensayo4. (fuente: elaboración propia).....	232
▪ Figura 119. Resultados ensayo5 medidos a la salida de las baterías por DVT. (fuente: elaboración propia).....	232
▪ Figura 120. Resultados medidas vatímetro y formas de ondas de tensión e intensidad medidas después del controlador. Ensayo5. (fuente: elaboración propia).....	233
▪ Figura 121. Resultados vatímetro y ondas de potencia. Ensayo5. (fuente: elaboración propia).....	234
▪ Figura 122. Resultados ensayo 6 medidos a la salida de las baterías por DVT (fuente: elaboración propia).....	235
▪ Figura 123. Resultados medidas vatímetro y formas de ondas de tensión e intensidad medidas después del controlador. Ensayo7. (fuente: elaboración propia).....	236
▪ Figura 124. Resultados vatímetro y ondas de potencia. Ensayo6. (fuente: elaboración propia).....	237
▪ Figura 125. Resultados ensayo7 medidos a la salida de las baterías por DVT. (fuente: elaboración propia).....	238
▪ Figura 126. Resultados medidas vatímetro y formas de ondas de tensión e intensidad medidas después del controlador. Ensayo7. (fuente: elaboración propia).....	239
▪ Figura 127. Resultados vatímetro y ondas de potencia. Ensayo7. (fuente: elaboración propia).....	240
▪ Figura 128. Resultados ensayo8 medidos a la salida de las baterías por DVT. (fuente: elaboración propia).....	241
▪ Figura 129. Resultados medidas vatímetro y formas de ondas de tensión e intensidad medidas después del controlador. Ensayo8. (fuente: elaboración propia).....	242
▪ Figura 130. Resultados vatímetro y ondas de potencia. Ensayo8. (fuente: elaboración propia).....	243
▪ Figura 131. Resultados ensayo9 medidos a la salida de las baterías por DVT. (fuente: elaboración propia).....	244

0.- RESUMEN DOCUMENTAL

El presente proyecto “Modelado, ensayo y control de un motor eléctrico destinado a tracción” se ha realizado en paralelo a la participación del equipo EPSJaén-UJATeam en la competición internacional Motostudent Electric 2017/2018. En esta competición participarán universidades de todo el mundo, de las cuales sus alumnos han desarrollado y fabricado sus propias motos eléctricas de competición.

Esta motocicleta eléctrica utiliza un motor brushless DC con una potencia de salida continua de 17kw y una potencia máxima de 20kw. La energía proviene de baterías de Litio-Polímero Kokam de 40Ah de capacidad y 96v de tensión nominal.

El controlador Sevcon GEN4 gestiona la energía y regula la velocidad y el par del motor.

Tanto el sistema de gestión de baterías (BMS) como el sistema de adquisición de datos se desarrollan completamente en la universidad. Además se comprueba el funcionamiento del vigilante de aislamiento Bender IR155 y el cargador Zivan NG3 CANbus.



0.- ABSTRACT.

The present project "Modeling, testing and control of an electric motor for traction" has been carried out in parallel to the participation of the EPSJaén-UJATeam team in the Motostudent Electric 2017/2018 international competition. In this competition, universities from all over the world will participate, of which their students have developed and manufactured their own electric racing bikes.

This electric motorcycle uses a brushless DC motor with a continuous output power of 17kw and a maximum power of 20kw. The energy comes from Lithium-Kokam Polymer batteries of 40Ah capacity and 96v of nominal voltage.

The Sevcon GEN4 controller manages the energy and regulates the speed and torque of the motor.

Both the battery management system (BMS) and the data acquisition system are fully developed at the university. In addition, the operation of the Bender IR155 isolation monitor and the Zivan NG3 CANbus charger is checked.



1. BASE HISTORICA

1.1. ASPECTOS HISTÓRICOS DE LOS MOTORES ELÉCTRICOS SINCRONOS.

Los motores de c.a. de tipo síncrono siguieron una evolución similar a la de los alternadores. Hopkinson ya había demostrado en 1883 que un generador de corriente alterna trabajando en paralelo con otro podía hacer que este continuara funcionando como motor si se desconectaba la entrada de su potencia mecánica. El motor síncrono se conoce, por consiguiente, desde esta fecha (aunque algunos textos señalan que fue descubierto por el ingeniero sueco Ernst Danielson, de la compañía ASEA, hoy ABB), pero no se encontró ningún procedimiento eléctrico para accionar su rotor desde el reposo hasta alcanzar la velocidad de sincronismo.

Con el descubrimiento del motor asíncrono por Tesla se desarrollaron los procedimientos de arranque asíncrono de los motores síncronos. Es importante destacar por ello la invención de las jaulas amortiguadoras en los polos de los motores por Maurice Leblanc (1895). Con esta jaula de arranque, ayudada por la conexión en cortocircuito del devanado inductor, se puede arrancar el motor de un modo asíncrono: cuando se ha conseguido un régimen permanente asíncrono, se abre el inductor y se le aplica excitación de c.c. al rotor, en otros casos el arranque de un motor síncrono se hace mediante otro motor de tipo asíncrono con igual o a veces menor número de polos acoplado mecánicamente al síncrono, y entonces se aplica c.c. al rotor. El motor síncrono gira a una velocidad dependiente del número de polos del rotor y de la frecuencia de la tensión de alimentación al estator y tiene la ventaja de poder regular su f.d.p. actuando sobre la excitación de los polos, a este régimen de funcionamiento se le conoce con el nombre de condensador síncrono. Al final del siglo XIX los motores de corriente alterna habían adquirido también un alto grado de perfección constructiva, merced fundamentalmente a los ingenieros Dolivo-Dobrowolsky, de la AEG; C.E.L.

Brown, de talleres Oerlikon (y que fundaría más tarde, en octubre de 1891, la compañía suiza Brown-Boveri), y de Tesla en los EE.UU.

1.2 HISTORIA DEL CONTROL ELECTRÓNICO DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS.

Inicialmente, y hasta hace pocos años, los sistemas de mando de máquinas eléctricas se realizaban con automatismos a base de relés y contactores. Con la llegada del microprocesador el control industrial está cambiando a gran velocidad y se están sustituyendo los relés por autómatas programables. El programa de los automatismos con relés se realizaba con un cableado que unía las conexiones de las bobinas con los contactos de trabajo y reposo de los relés. Los autómatas programables hacen posible la sustitución de este cableado por un teclado que permite una programación muy simple por parte del usuario y que se une a transductores y motores por medio de interfaces adecuados. Este cambio de tecnología hace posible una modificación rápida del funcionamiento de un circuito, utilizando una secuencia de instrucciones (programa o software). Los autómatas programables permiten el control de las máquinas eléctricas (por ejemplo, maniobras de arranque y parada), pero no su regulación (es decir, no permiten un control y una regulación precisa de la velocidad). Para realizar estas operaciones se deben utilizar los componentes electrónicos tipo: tiristores, GTO, triac, IGBT, MCT, etc.

1.2.1. Regulación de velocidad de motores de c.c.

Tradicionalmente el motor de c.c. ha sido el motor por excelencia para accionamientos que requerían y requieren una velocidad regulable. Su regulación primeramente se conseguía con ayuda de reostatos y combinadores que modificaban la resistencia de excitación (control del flujo) y del inducido. Mas adelante Ward-Leonard, represento la regulación. En la que el flujo de campo se mantenía constante (excitación independiente) y se aplicaba a una tensión continua variable al inducido por medio de una combinación: motor de c.a.-dinamo. En la década de 1930 (aparecen tiratrones e ignitrones) en las maquinas pequeñas se sustituyeron los grupos

Ward-Leonard rotativos por sistemas estáticos que regulaban la tensión continua que se aplicaba a los inducidos de los motores.

Con la llegada del tiristor y conseguir un aumento de sus prestaciones se consiguieron regular motores con potencias de hasta 10.000kw. Generalmente, el control de velocidad se realiza en la parte de potencia, por medio de convertidores a tiristores controlados por fase (cuando la alimentación procede de c.a.) y también por medio de troceadores o choppers (cuando la alimentación procede de c.c.). La regulación puede realizarse a par constante o a potencia constante y se emplea, en el caso de que se utilice el control de fase, convertidores de cuatro cuadrantes o duales (formados por dos puentes trifásicos completos que transforman la tensión trifásica de entrada en una tensión continua variable en magnitud y signo), que permiten la operación en sentido directo e inverso, aumentando la capacidad de frenado por recuperación de energía.

Cuando se emplean troceadores, que son convertidores c.c a c.c., la tensión constante de alimentación se conmuta rápidamente por medio de tiristores, consiguiendo una señal de salida que se compone de trozos de la señal de entrada, lo que da lugar a una regulación del valor medio de la tensión de alimentación al motor. Cuando los tiempos de conducción son variables, pero manteniendo constante el periodo total conducción-no conducción, se dice que la regulación se realiza por modulación de la anchura de impulsos (PWM). Cuando el tiempo de conducción es constante y el de no conducción es variable, se dice que la regulación se efectúa por modulación de la frecuencia. Con este sistema de regulación se ha logrado controlar máquinas de hasta 2500kw.

El control de los impulsos de disparo de los tiristores es muy diverso; desde los casos mas simples, que han utilizado UJT, hasta el control digital moderno por microprocesador, pasando por osciladores tipo PLL.

1.2.2. Regulación de velocidad de los motores de c.a.

A lo largo de la historia los ingenieros han intentado buscar procedimientos de regulación fiables y seguros para este tipo de motores al ser mas barato este motor en su construcción que los motores de c.c. y de que apenas requiere de mantenimiento. Los convertidores más empleados son:

- Grupos rectificador-inversor, que transforman primeramente la c.a. de la red en c.c. (módulo rectificador) y que luego cambian la c.c. en una c.a. de amplitud y frecuencia variables (modulo inversor).
- Grupos cicloconvertidores, que son cambiadores directos de frecuencia y que transforman una potencia de c.a. en otra frecuencia diferente, sin

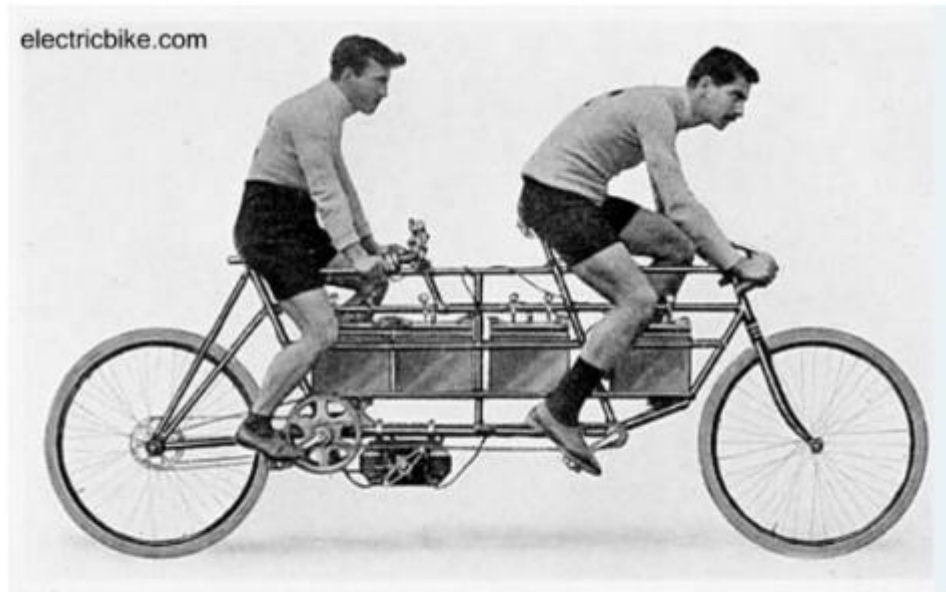
el paso intermedio por c.c. El motor de inducción, al funcionar con c.a.; presenta unas f.m.m.s. de estator y rotor muy acopladas, lo que ha hecho muy difícil la regulación de su velocidad hasta épocas muy recientes. La forma de regular la velocidad consistió inicialmente (en los motores en jaula de ardilla) en variar la tensión de alimentación al estator mediante triacs; este método se caracterizaba por una pobre respuesta tanto estática como dinámica, y se empleaba en el accionamiento de ventiladores y bombas centrífugas que ofrecen un pequeño par resistente en el arranque. Un método mejor era regular la frecuencia de alimentación, ya que la frecuencia de giro es cercana a la de sincronismo, pero tampoco se logaba una respuesta satisfactoria y los equipos eran caros. El mejor método era regular el flujo de la máquina, lo que se conseguía con un control simultáneo de la tensión y la frecuencia de alimentación, era la regulación del cociente tensión/frecuencia, que requería el uso de sistemas de encendido de los tiristores bastante complicado.

La técnica más avanzada en la aplicación de la electrónica de potencia a los motores de inducción la constituye el control vectorial. Este sistema, introducido a comienzos de la década de 1970 por F. Blaschke, ingeniero de la casa Siemens, fue desarrollado en sus bases teóricas por el profesor alemán Leonhard e “implementado” mas tarde con microprocesadores. La idea se basa en el funcionamiento de una máquina de c.c.; en el motor de inducción (de jaula de ardilla), a diferencia con el motor de c.c.; solamente existe un devanado accesible; el del estator, y tanto el campo magnético como la f.m.m. del entrehierro son móviles y no permanecen fijas en el espacio sino que giran a la velocidad de sincronismo, para complicar mas el asunto, el ángulo espacial entre el campo y la f.m.m. no es necesariamente 90° eléctricos como en los motores de c.c.; por analogía con estas máquinas, se puede descomponer la corriente del estator $I(s)$ en dos componentes: una paralela al eje de campo $I(d)$ (eje d) y la otra perpendicular al mismo $I(q)$ (eje q). La componente en el eje d es responsable de la generación de flujo, mientras que la componente en el eje q es la que produce la f.m.m. y por lo tanto el par. La componente $I(d)$ es equivalente a la corriente de excitación de los polos en los motores de c.c.; mientras que la componente $I(q)$ es equivalente a la corriente del inducido. Desgraciadamente, las componentes anteriores no se encuentran en los terminales del motor de inducción, sin embargo, la corriente del estator $I(s)$ se puede descomponer en dos componentes $I(a)$ e $I(b)$ respecto a las coordenadas móviles del flujo giratorio del estator (que forma un ángulo δ con el del campo resultante en el entrehierro). En definitiva, es posible calcular $I(d)$ e $I(q)$ si se conocen $I(a)$, $I(b)$ y el ángulo δ , y este cálculo debe hacerse constantemente en tiempo real, por lo que es necesario el uso de un microprocesador (y de ahí el retraso de aparecer este sistema de control en la ingeniería). Se requiere por ello un bloque funcional que al tomar como parámetros de entrada las corrientes

$I(a)$ e $I(b)$ nos de lugar a las salidas $I(d)$ e $I(q)$ (campo magnético y par). Este bloque funcional representara la transformación de las coordenadas del estator a las coordenadas del campo orientado que tiene lugar en el interior de la máquina. Cualquier cambio en las componentes $I(a)$ e $I(b)$ dará lugar a un cambio en las salidas $I(d)$ e $I(q)$; determinadas por la realimentación del ángulo δ que se incluye en el lazo de control mediante otro bloque funcional, que se obtiene mediante un codificador o detector de posición situado en el eje de la máquina. Para conseguir el control vectorial se necesita también compensar la transformación anterior en el interior de la máquina. Esta descripción simplificada del control vectorial dará una idea al lector de la complejidad cada vez mayor que toman los accionamientos de las máquinas eléctricas, haciendo bien patentes las tecnologías interdisciplinares que se incluyen en ella. En la actualidad se graban programas en memorias tipo PROM o EPROM, es decir, memorias de solo lectura grabadas por el usuario y que pueden borrarse), que incluyen no solamente la definición de las ecuaciones de los bloques funcionales, sino que permiten realizar los arranques de un motor asíncrono controlando la rampa de aceleración y la corriente de arranque. Conforme se reduzcan los precios de estos componentes, irán desapareciendo los arranques tradicionales de los motores asíncronos: estrella-triángulo, resistencias en el rotor, etc.; porque ya no tendrán ningún sentido práctico. El futuro en la técnica de los accionamientos eléctricos se dirigirá a obtener circuitos integrados que incorporen tanto componentes de potencia como de electrónica de control y con funciones adicionales para la vigilancia de la temperatura de los devanados del motor y con protecciones contra sobretensiones y sobrecorrientes. Los microprocesadores incluirán estimaciones de los parámetros de los motores en tiempo real para adaptarse mejor a las condiciones reales de funcionamiento; también se aplicarán las técnicas de la inteligencia artificial y los sistemas expertos para la vigilancia de la dinámica de las máquinas, con el consiguiente autoajuste de los parámetros de control, permitiendo asimismo la diagnosis y la corrección de faltas. En el caso de equipos inversores y cicloconvertidores, para la regulación de motores de c.a.; se seguirán utilizando sistemas PWM, es decir, con modulación de la anchura de impulsos, pero más sofisticados que los actuales, donde se consiga una mejor forma de la onda de tensión de alimentación a los motores, reduciéndose de este modo el número de armónicos y evitar así la “contaminación” que actualmente introducen estos equipos en la red.

1.3. HISTORIA DE LOS MOTORES ELÉCTRICOS DESTINADOS A LA TRACCIÓN DE MOTOCICLETAS.

La historia de las motocicletas eléctricas comienza en 1865 cuando Ogden Bolton Jr de Canton Ohio solicitó la primera patente para una bicicleta eléctrica. En 1897 el fabricante Humber develó al público de la exposición Stanley Cycle Show una bicicleta eléctrica a baterías que tenía el motor delante de la rueda trasera. En 1919 el fabricante Ransomes, Sims & Jefferies desarrolló un prototipo de una moto eléctrica pero no superó al etapa de prueba. Para el año In 1936 los hermanos Limelette fundaron una compañía de motocicletas eléctricas llamada Socovel, sin embargo descontinuaron la producción en 1948, alcanzando las 400 unidades.

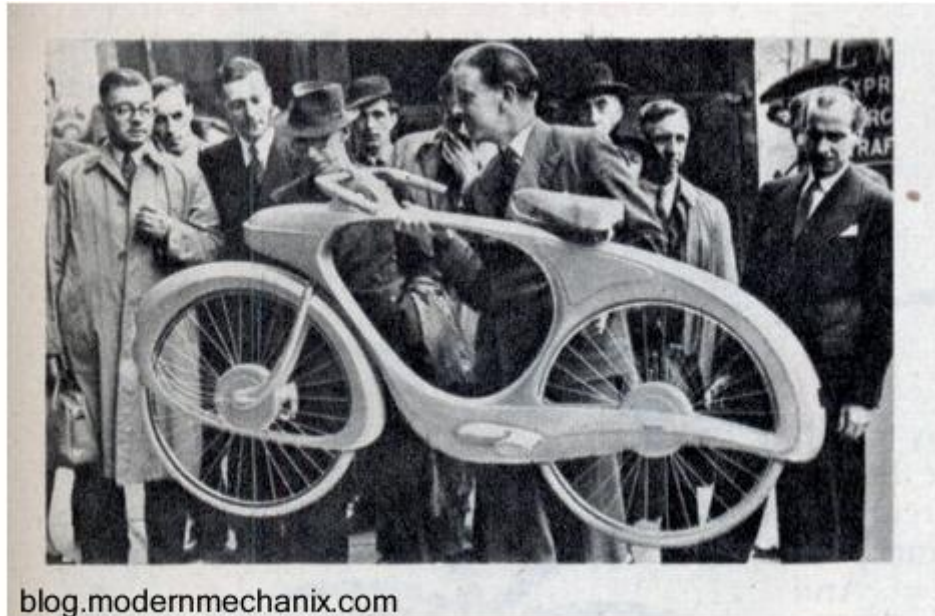


Modelo diseñado por Humber en 1897.

Figura 1: Modelo diseñado por Humber en 1897 (Fuente: Demotosonline).

A inicios de la década de 1940 Earle Williams pudo convertir una motocicleta común en una eléctrica. En 1947 se anuncia el lanzamiento del modelo Electric Bike diseñado por B. G. Bowden.

En 1967 Indian Motorcycle creó el prototipo Papoose bajo la dirección de Floyd Clymer. En 1973 Mike Corbin establece el primer récord de velocidad para una motocicleta eléctrica a alcanzar los 162 km/h. Un año más tarde Corbin-Gentry Inc comienza a vender sus motos eléctricas



Electric bike del año 1947

Figura 2: Bicicleta eléctrica del año 1947. (Fuente: Demotosonline)

En 1978 es construido el prototipo Transitron MK2 por Steven Brooks en Honolulu, Hawái, usando como base una Harley-Davidson Sporster XLH del año 1971.



Transitron MK2 del año 1978

Figura 3: Transitron MK2 del año 1978 (Fuente: Demotosonline)

Diez años más tarde Eyeball Engineering construye la KawaSHOCKi. En 1996 la Peugeot Scoot'Elec fue la primera moto eléctrica en producirse masivamente. A finales de la década de 1990 sale al mercado la EMB Lectra VR24.



Kawashocki del año 1988

Figura4: Kawashocki del año 1988 (Fuente: Demotosonline).

Para el año 2000 Killacycle logra un nuevo récord de velocidad al alcanzar los 245 km/h. Siete años después la A123 Li-Ion supera el récord de velocidad al alcanzar los 270 km/h. En el año 2008 Orlando Tony Parker desarrolla la Electra Green. En el año 2009 se organiza la competencia 24 Hours of Electricross, la primera carrera de dirt bikes eléctricas.



Electra Green de 2008

Figura 5: Electra Green de 2008 (Fuente: Demotosonline).

En el año 2010 la ElectroCat fue la primera motocicleta eléctrica en alcanzar la cima del Pico Pikes, el pico de una cordillera, estableciendo un récord en la antigua y reconocida competencia Pikes Peak International Hill Climb. Cuatro años más tarde Harley-Davidson lanza al mercado la Project Livewire, su motocicleta eléctrica más reciente



Harley-Davidson Project Livewire año 2014

Figura6: Harley-Davidson Project livewire año 2014 (Fuente: Demotosonline).

1.4. HISTORIA DEL PMSM Y SU CONTROL

La disponibilidad de PM moderna con considerable densidad de energía condujo al desarrollo de máquinas de c.c. con excitación de campo PM en 1950. La introducción de PM para reemplazar los polos electromagnéticos con devanados que requerían una fuente de suministro de energía eléctrica dio como resultado máquinas compactas de c.c. Del mismo modo, en máquinas síncronas, los polos de campo electromagnético convencionales en el rotor son reemplazados por los polos PM y al hacerlo se prescinde de los anillos deslizantes y del conjunto de escobillas. Con la llegada del transistor de potencia de conmutación y los dispositivos rectificadores controlados con silicio en la última parte de la década de 1950, se logró la sustitución del conmutador mecánico por un conmutador electrónico en forma de inversor. Estos dos desarrollos contribuyeron al desarrollo de PMSM y brushless DC. La armadura de la máquina de C.C. no necesita estar en el rotor si el conmutador mecánico es reemplazado por su versión electrónica. Por lo tanto, la armadura de la máquina puede estar en el estator, lo que permite una mejor refrigeración y permite obtener mayores voltajes ya que hay espacio libre

significativo disponible para el aislamiento en el estator. El campo de excitación que solía estar en el estator se transfiere al rotor con los polos PM. Estas máquinas no son más que “una máquina de c.c. de adentro hacia afuera” con el campo y la armadura intercambiados del estator al rotor y del rotor al estator respectivamente.

1.4.1. Control de vectores.

El control vectorial, también conocido como desacoplamiento o control orientado al campo, entró en el campo de la investigación de a.c. control a finales de 1960 y se desarrolló prominentemente en la década de 1980 para enfrentar los desafíos del flujo oscilante y las respuestas de torsión en inductores alimentados por inductores y unidades de motor síncronas. El comportamiento dinámico inexplicable de los grandes transitorios de corriente y la falla resultante de los inversores fue una maldición y una barrera para la entrada de accionamientos de c.a. alimentados por inversor en el mercado. En comparación con estos accionamientos de c.a., los accionamientos de motor de c.c. excitados por separado fueron una imagen de la salud con un excelente control dinámico de flujo y par. La clave para los variadores de motor de c.c. es controlado solo por la corriente de campo y esta corriente puede denominarse para un uso posterior, como corriente generadora de flujo. Constante en cualquier instante de tiempo y, por lo tanto, la constante de flujo, el par es controlado independientemente por la corriente de armadura sola, y luego, esta corriente de armadura puede verse como la corriente que produce par. Controlando las magnitudes de corriente de campo y de armadura, ya que son variables de c.c., el flujo y el par electromagnético se controlan con precisión en un variador de excitación de motor de c.c. independiente. Solo si dichos controles de flujo y par son independientes, el problema del control dinámico se minimiza. La clave para ello radica en encontrar una corriente generadora de flujo equivalente y una corriente generadora de par (es decir, la corriente del inducido) en las máquinas de c.a. que conducen al control de los canales de flujo y par en ellas. La clave para eso, para unidades, vino en 2 formas:

1. El modelo de la máquina en forma de fasor espacial, que redujo una máquina trifásica a una máquina con un devanado cada uno en el estator y el rotor, convirtiéndolo así en una máquina de c.c. equivalente.
2. La capacidad del inversor para producir un fasor de corriente con control absoluto de su magnitud, frecuencia y fase. Ambas características se explotan para hacer que el sistema de accionamiento PMSM sea un sistema de accionamiento de alto rendimiento con control independiente de su flujo mutuo y par electromagnético.

2. FUNDAMENTOS DE LAS MÁQUINAS SÍNCRONAS.

2.1 CONFIGURACIÓN DE LA MÁQUINA

El PMSM puede clasificarse ampliamente sobre la base de la dirección del flujo de campo de la siguiente manera:

- Campo radial: la dirección del flujo está a lo largo del radio de la máquina.
- Campo axial: la dirección del flujo es paralela al eje del rotor.

Las máquinas de campo radial PM son comunes, mientras que las máquinas de campo axial están adquiriendo importancia en un pequeño número de aplicaciones debido a su mayor densidad de potencia y capacidad de aceleración que su contraparte. Tenga en cuenta que estas son características muy deseables en aplicaciones de alto rendimiento. Los imanes se pueden colocar de muchas maneras en el rotor. Las versiones de campo radial se muestran en la figura 7. Las máquinas síncronas de alta densidad de potencia tienen superficie PM con orientación radial, mientras que la versión interior de imán está diseñada para aplicaciones de alta velocidad. Independientemente de la manera de montar el PM en el rotor, el principio básico de funcionamiento de la máquina es el mismo. Una consecuencia importante del método de montaje de los imanes del rotor es la diferencia entre los valores de inductancia de los ejes directos y en cuadratura. Se explica a continuación. El eje magnético del rotor se denomina eje directo y la ruta principal del flujo es a través de los imanes, esto da como resultado que el espesor del imán se convierta en una extensión del espacio de aire en esa cantidad. La inductancia del estator cuando el eje directo y los imanes están alineados con el devanado del estator se conoce como inductancia de eje directo. Al girar los imanes desde la posición alineada en 90° , el flujo del estator ve el área interpolar del rotor que contiene solo la trayectoria del hierro y la inductancia medida en esta posición se denomina inductancia del eje en cuadratura.

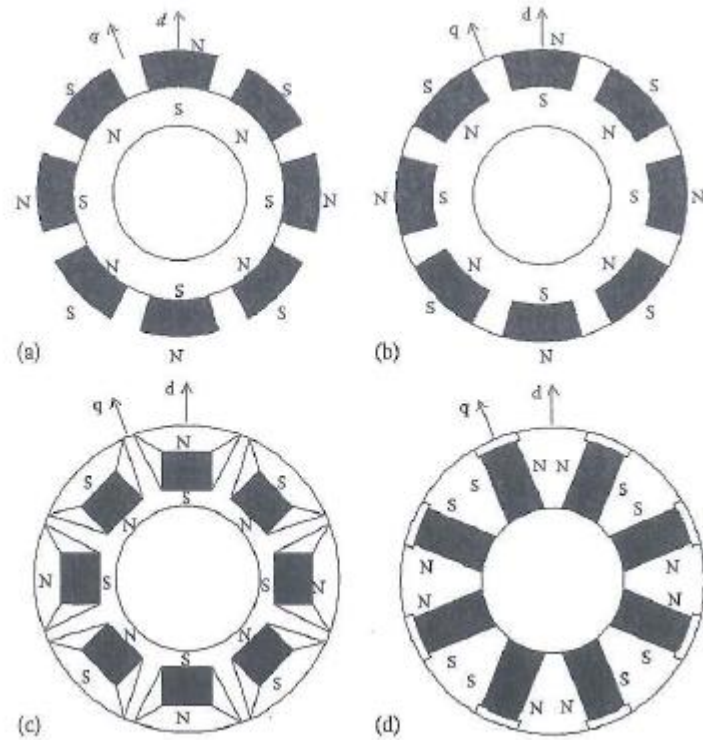


Figura 7: (a) máquina síncrona de superficie PM (SPM). (b) máquina síncrona de inserción de superficie PM (SIPM). (c) Máquina síncrona interior PM (IPM). (d) Máquina síncrona de PM interior con orientación circunferencial. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

La inductancia se deriva de las dimensiones del dispositivo, espacio de aire, longitud y número de vueltas como:

$$L = \frac{\lambda}{I} = \frac{T_{ph} \Phi}{I} = \frac{T_{ph} F}{I \mathcal{R}} = \frac{T_{ph} T_{ph} I}{I \mathcal{R}} = \frac{T_{ph}^2}{\mathcal{R}} \quad (\text{Fórmula 2.1})$$

Donde:

- T_{ph} es el número de vueltas.
- Φ es el flujo.
- F es la f.m.m.
- I es la corriente en la bobina.
- $\mathcal{R}$ es la reluctancia dada por:

$$\mathcal{R} = \frac{l}{\mu_0 \mu_r A} \quad (\text{Fórmula 2.2})$$

Donde:

- L es la longitud de la línea de flujo.
- A es el área de sección transversal.

- μ_r permeabilidad relativa de las láminas.

Considerando solo el espacio de aire y la reluctancia del imán dominante (ya que la permeabilidad relativa del aire es una y la del PM de alto grado es aproximadamente uno) e ignorando la reluctancia del hierro (ya que su permeabilidad relativa es muy alta, por ejemplo, en miles, reduciendo así la renuencia a un valor insignificante en comparación con el del entrehierro), la relación de las reluctancias de eje directo y del eje en cuadratura se deriva como:

$$\frac{\mathcal{R}_d}{\mathcal{R}_q} = \frac{l_g + l_m}{l_g} \quad (\text{Fórmula 2.3})$$

Donde:

- L_g es la longitud del entrehierro.
- L_m es el grosor del imán.
- $\mathcal{R}_d$ es la reluctancia de la ruta de flujo de eje directo.
- $\mathcal{R}_q$ es la reluctancia de la ruta del eje de cuadratura del flujo.

De la relación anterior, se deduce que con el espesor del imán generalmente mayor que la longitud del entrehierro muchas veces, la renuencia del eje directo es mucho más alta que la reticencia del eje de cuadratura. O en otras palabras, se puede afirmar que el espacio de aire efectivo del eje directo es múltiplo del espacio de aire efectivo del eje de cuadratura. La consecuencia de tal desigualdad se refleja en las inductancias desiguales en los ejes. La inductancia es inversamente proporcional a la renuencia y la aplica a la fórmula 2.3 la relación entre la cuadratura y las inductancias de eje directo se obtiene como:

$$L_q > L_d \quad (\text{Fórmula 2.4})$$

Donde:

- L_d es la inductancia a lo largo del eje del imán (es decir, eje directo) generalmente denominada eje directo.
- L_q que es la inductancia a lo largo de un eje de cuadratura eléctrica (ó perpendicular) al eje del imán y denominada inductancia del eje de cuadratura.

La inductancia del eje de cuadratura es siempre mayor que la de la inductancia del eje directo en PMSM. Esto es bastante contrario a la máquina sincrónica de polos salientes del rotor enrollado. Esto se debe a que en la máquina sincrónica de polos salientes del rotor bobinado, eje directo tiene la excitación o bobina de campo y

generalmente esta incrustada en las ranuras del rotor con un espacio de aire uniforme a lo largo del eje directo con polos salientes que tienen un pequeño espacio de aire mientras que a lo largo del eje de cuadratura el espacio de aire es mucho mayor en comparación con el eje directo.

La diferencia constructiva particular con mas longitud del entrehierro en el eje de cuadratura mucho más grande que la del eje directo hace que la inductancia en cuadratura sea mucho más pequeña que la inductancia del eje directo en la máquina síncrona de polo saliente del rotor enrollado. Tal desigualdad en inductancias tiene una consecuencia directa sobre el funcionamiento de la máquina porque, además del par síncrono, se genera otro par de componente conocido como par de reluctancia en la máquina.

2.2 TIPOS DE PMSMs

Los PMSM se clasifican en función de la forma de onda de su f.e.m. inducida, es decir; sinusoidal y trapezoidal. El tipo sinusoidal se conoce como PMSM y el tipo trapezoidal se llama máquina PM brushless dc.

A pesar de que el tipo trapezoidal de f.e.m. inducida tiene una magnitud constante para los 120° eléctricos tanto en los semiciclos positivos como negativos; la potencia de salida puede ser uniforme excitando las fases del rotor con corrientes de 120° (eléctricas) de ancho. Las corrientes no pueden subir y bajar en los devanados del motor en tiempo cero y, por lo tanto, en la operación real, hay pulsaciones de potencia durante el encendido y apagado de las corrientes para cada medio ciclo. La gravedad de tales pulsaciones está ausente en los motores del tipo de f.e.m. sinusoidal ya que sus corrientes son sinusoidales sin cambios de pasos.

Las máquinas PM brushless dc tienen un 15% más de densidad de potencia que el PMSM. se puede atribuir al hecho de que la relación entre el valor rms y el valor máximo de la densidad de flujo en la máquina PM brushless dc es mayor que la de la máquina PM sinusoidal. La relación de las salidas de potencia de estas dos máquinas se deriva a continuación, basándose en pérdidas iguales de cobre en sus estatores. Dejar I_{ps} e I_p ser los valores pico de las corrientes del estator en la máquina síncrona y brushless, respectivamente. los valores rms de estas corrientes son:

$$I_{sy} = \frac{I_p s}{\sqrt{2}} \quad (\text{Fórmula 2.5})$$

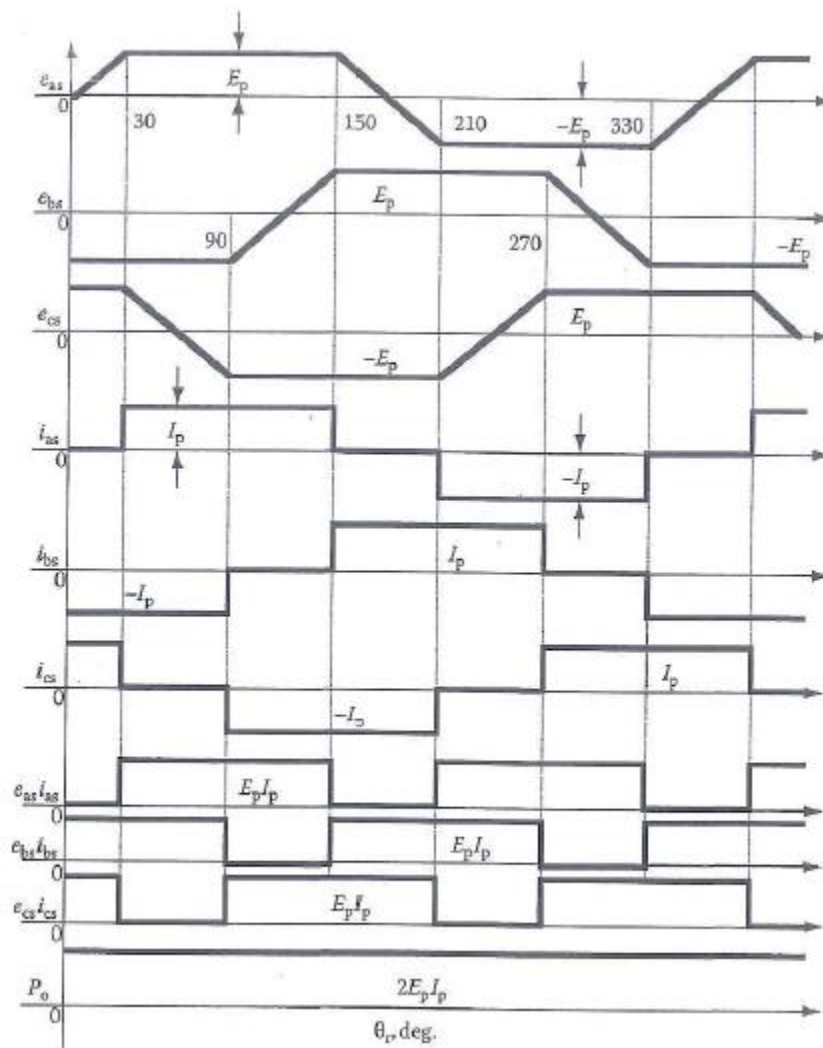


Figura 8: Formas de onda del motor brushless dc. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Equiparando las pérdidas de cobre y sustituyendo las corrientes en términos de sus corrientes máximas como:

$$I_d = I_p \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (\text{Fórmula 2.6})$$

Los valores máximos de las f.e.m. inducidas en ambas máquinas son iguales y denotados por E_p , de las formas de onda de excitación de la máquina de PM brushless dc, se ve que solo dos fases conducen la corriente en cualquier momento y, por lo tanto, la potencia en un momento dado. Por el contrario, el PMSM tiene corrientes en todas sus fases, y luego la potencia producida es aportada por las tres fases.

La relación de su potencia de salida se obtiene de estas relaciones de la siguiente manera:

$$3I_{sy}^2 R_a = 3I_d^2 R_a \quad (\text{Fórmula 2.7})$$

Sustituyendo las corrientes de rms en términos de las corrientes de la máquina brushless de CC síncrona.

$$3\left(\frac{I_{ps}}{\sqrt{2}}\right)^2 R_a = 3\left(\sqrt{\frac{2}{3}} I_p\right)^2 R_a \quad (\text{Fórmula 2.8})$$

De la fórmula 2.8, la relación entre las corrientes máximas de los PMSM y la máquina brushless de CC se obtiene como:

$$I_p = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{ps} \quad (\text{Fórmula 2.9})$$

Relación de potencia de salida = $\frac{\text{Potencia PM brushless dc}}{\text{Potencia síncrona de PM}}$

$$= \frac{2 \times E_p \times I_p}{3 \times \frac{E_p}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{ps}}{\sqrt{2}}} = \frac{2 \times E_p \times \frac{\sqrt{3}}{2} \times I_{ps}}{3 \times \frac{E_p \times I_{ps}}{2}} = 1.1547 \quad (\text{Fórmula 2.10})$$

Tenga en cuenta que la relación de salida de potencia se ha derivado suponiendo que el factor de potencia del motor síncrono PM es la unidad.

De las formas de onda de los PM brushless dc, se ve que su control es simple si se conoce la posición absoluta del rotor. Saber la posición del rotor equivale a cierto conocimiento del campo del rotor y la f.e.m. inducida y por lo tanto instancias de aplicar el estator apropiado corrientes de control.

Las características principales de esta máquina se resumen de la siguiente manera:

1. Para pérdidas resistivas iguales, tiene una densidad de potencia 15.4% mayor que los PMSM.
2. El ciclo de trabajo de las corrientes de fase es solo dos tercios en comparación con el de los PMSM. esta propiedad tiene fuertes implicaciones ya que solo dos transistores en un inversor conducen contra tres en el sistema de accionamiento PMSM. Las pérdidas de conducción y conmutación son menores para este variador de frecuencia en comparación con el sistema de accionamiento PMSM. Hay suficiente tiempo disponible para la refrigeración de los dispositivos en el inversor, ya que este motor es un factor importante que mejora la fiabilidad térmica del inversor.
3. Las corrientes son de forma rectangular con frecuencia variable y, por lo tanto, son más fáciles de sintetizar en comparación con las corrientes sinusoidales de frecuencia variable con una complejidad de implementación de control mínima.
4. La conmutación de corriente, que tiene una magnitud constante en cada medio ciclo, se requiere en cada sexta parte del período de tiempo con el resultado de que la señal de conmutación debe generarse solo seis veces en un ciclo eléctrico. Las señales de conmutación se derivan desde un sensor de posición cuya resolución debe ser solo seis veces la frecuencia fundamental del motor. por el contrario, el sistema de accionamiento PMSM sinusoidal tiene que tener información de posición continuamente para construir los comandos de corriente sinusoidal y la resolución del comando actual determina la resolución del sensor de posición. Por lo general, en la práctica, asciende a 8,10 y 12 (bits) posición por revolución, con el efecto de que el costo del sensor de posición es alto para PMSM, en comparación con un costo muy bajo para el sistema de accionamiento del motor del PM brushless dc.
5. La complejidad de la instalación de los sensores de posición, es decir; normalmente los sensores de efecto hall en el caso de los sistemas de motor PM brushless son muy bajos en comparación con la instalación de codificadores de posición para PMSM, que es bastante alto.
6. La ondulación del par debido a la conmutación de las corrientes es alta en estas máquinas en comparación con las PMSM sinusoidales. Las desviaciones en las ondas de f.e.m. inducidas desde un trapecioide verdadero con un período de constancia de magnitud de 120° en cada semiciclo y sus interacciones con una corriente constante producen una gran fluctuación de par en estos sistemas de accionamiento del motor. En aplicaciones de bajo rendimiento, la ondulación del par apenas importa en aplicaciones de alto rendimiento, se vuelve inaceptable.

2.3. FUNDAMENTOS DE LAS MÁQUINAS SÍNCRONAS.

Se requiere un análisis de campo mediante un método de elementos finitos bidimensional y tridimensional o un método analítico convencional con dos dimensiones para el análisis detallado y el diseño de la máquina. Tal enfoque está fuera del alcance de este proyecto. La predicción de rendimiento de las máquinas de PM se puede lograr suponiendo una cierta distribución de campo, que se prueba con el tiempo y se considera razonable. En ella, los problemas secundarios, como el entrehierro desigual debido a la fabricación, saturación, flujo difuso y sus trayectorias, fuerza de campo desigual en imanes, etc. son ignorados. Este método se deriva de los primeros principios y no proporciona la precisión de los enfoques de análisis de campo bidimensional y tridimensional. Sin embargo, relaciona explícitamente la relación entre las dimensiones de la máquina, las características de los materiales y las variables de excitación con el rendimiento de la máquina y sus parámetros equivalentes. Permite a los ingenieros derivar algoritmos de control y desarrollar la optimización del diseño para el sistema de accionamiento del motor. Tal enfoque se persigue aquí.

2.3.1. Principio de operación.

Para producir par electromagnético, en general, debe estar presente un flujo de rotor y un estator f.m.m. que sean estacionarios uno con respecto al otro pero que tengan un desplazamiento de fase distinto de cero entre ellos. En un PMSM, el flujo de rotor necesario está presente debido a los PM del rotor. Las corrientes en los devanados del estator generan la f.m.m. del estator. La velocidad relativa cero entre la f.m.m. del estator y el flujo del rotor se logra si la f.m.m. del estator se está resolviendo a la misma velocidad que el flujo del rotor, es decir; velocidad del rotor y también en la misma dirección. La f.m.m. resolución del estator es el resultado de inyectar un conjunto de corrientes polifásicas desplazadas entre sí en la misma cantidad de desplazamiento de fase entre los devanados polifásicos. Por ejemplo, una máquina trifásica con tres bobinados desplazados en el espacio por 120° eléctricos entre sí e inyectados con corrientes desplazadas por la misma cantidad de 120° eléctricos entre ellos produce un campo magnético rotativo constante en magnitud y que viaja a la frecuencia angular de la corrientes como se explicará en la sección siguiente. El concepto básico de f.m.m., distribución de bobinado para lograr f.m.m. sinusoidal y campo magnético de resolución en máquinas polifásicas se presenta más adelante.

2.3.2. F.M.M. de una bobina.

Considere un estator con una vuelta de bobina, espacio de aire y rotor mostrado en la figura 9 para ilustrar el concepto de f.m.m. del devanado. El flujo magnético producido por la bobina tiene una distribución, lo que da como resultado un polo norte y un polo sur. El eje f.m.m. está conduciendo el eje de la bobina física aa' por 90° eléctrico. Suponiendo que el rotor y el hierro del estator tienen una permeabilidad infinita, entonces es fácil darse cuenta de que la f.m.m. producido por la bobina se gasta por completo para superar la renuencia de los dos espacios de aire en el camino del flujo. En lugar de un solo turno, si la bobina tiene T_{ph} gira, entonces la f.m.m. total es $T_{ph} I$ (en unidades de amplitud-vuelta) donde I es la corriente en la bobina. La f.m.m. frente al ángulo del rotor se puede dibujar con la convención de que se requiere f.m.m. positiva para producir un polo norte y una f.m.m. negativa para el polo sur. Solo la mitad de la f.m.m. de bobina se utiliza para producir un polo. Con este entendimiento, la posición espacial de la f.m.m. de bobina frente al estator se muestra en la figura 10.

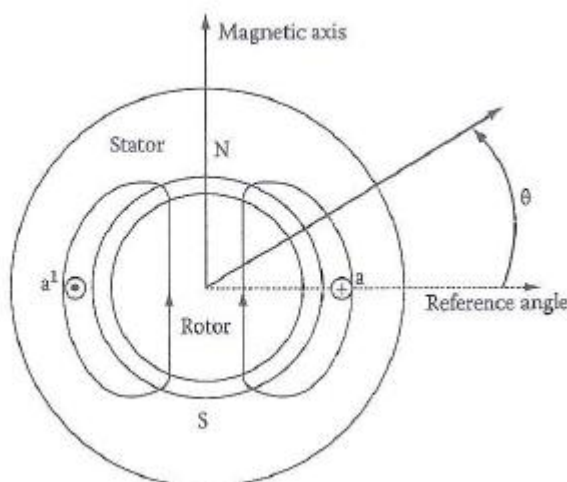


Figura 9: máquina simplificada con una bobina y su ruta de flujo. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

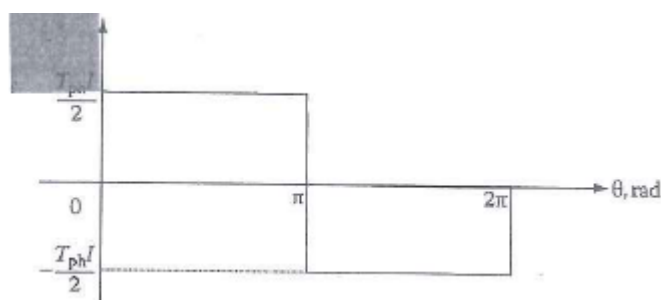


Figura 10: F.M.M. frente a la posición de espacio de aire para una sola bobina. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

2.3.3. Distribución de la F.M.M. sinusoidal.

La f.m.m. producida por una bobina tiene una distribución rectangular con un componente fundamental dominante. Pero también es rico en armónicos que son significativos en comparación con el componente fundamental. Los armónicos no contribuyen al par útil y, además, producen solo pérdidas. Por lo tanto, es importante minimizar los armónicos en la f.m.m. del estator. Hay dos formas de lograrlo y son:

- Enrollamiento concéntrico.- una distribución de f.m.m. sinusoidal se puede lograr mediante una distribución sinusoidal de los devanados en las ranuras pero con diferentes pasos de bobina dentro de un paso polar. Tal disposición de bobina se conoce como bobina concéntrica.
- Bobina distribuida.- En esta forma de bobinado, el número de conductores en cada ranura es el mismo y también el paso de la bobina es constante para todas las bobinas.

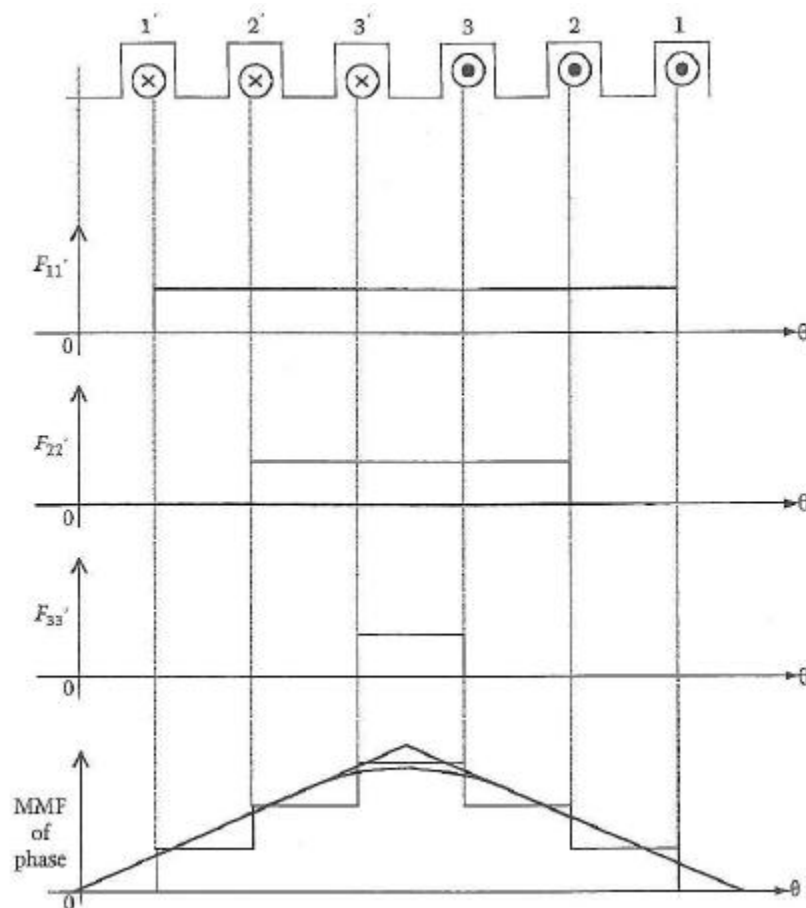


Figura11: devanado concéntrico de una fase y su f.m.m. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

2.3.4. F.E.M. inducido.

A medida que las bobinas en el estator experimentan un cambio de los enlaces de flujo causados por los imanes en movimiento, hay una f.e.m. inducida en los devanados.

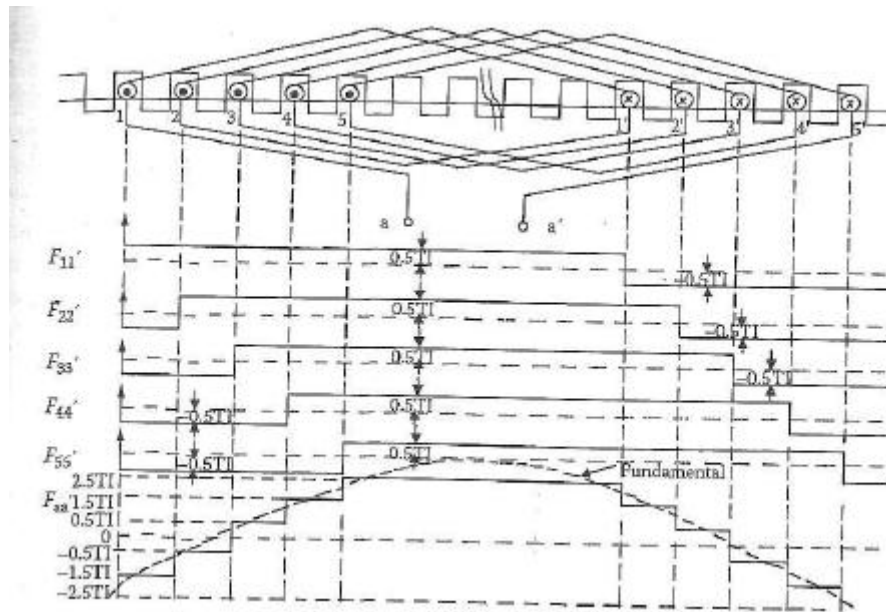


Figura 12: Distribución f.m.m. con cinco bobinas en ranuras adyacentes. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

La forma de onda de la f.e.m. inducida es muy dependiente de la forma de onda de los enlaces de flujo. Los enlaces de flujo son el producto del flujo en el entrehierro y el número de vueltas asociadas con las líneas de flujo. El flujo del entrehierro está directamente influenciado por la densidad de flujo del imán del rotor y la configuración del estator, espacio de aire y el rotor construcción. Si la velocidad de rotación de la máquina en radianes eléctricos es (ω_r) y el flujo del entrehierro es sinusoidal.

$$\Phi = \Phi_m \sin(\omega_r t) \quad (\text{Fórmula 2.10b})$$

Dado que el número de vueltas por fase es T_{ph} , entonces los enlaces de flujo son iguales al producto $T_{ph} \Phi$. La f.e.m. inducida es igual a la tasa de enlaces de flujo y se deriva como:

$$e = -\frac{d\lambda}{dt} = -T_{ph} \frac{d\Phi}{dt} = -T_{ph} \Phi_m \omega_r \cos(\omega_r t) = -2\pi T_{ph} \Phi_m f_r \cos(\omega_r t) \quad (\text{Fórmula 2.11})$$

El valor rms de la f.e.m. inducida viene dado por:

$$E = \frac{2\pi T_{ph} \Phi_m f_r}{\sqrt{2}} = 4.44 T_{ph} \Phi_m f_r \quad (\text{Fórmula 2.12})$$

Donde f_r es la frecuencia de la f.e.m. o la frecuencia de rotación.

Se realizan varias observaciones basadas en la f.e.m.. Se dan a continuación:

1. La f.e.m. es proporcional al producto de la frecuencia de rotación y del entrehierro (o flujo mutuo, suponiendo que todo el flujo del entrehierro está uniendo el estator), ya que el número de espiras es constante. Esta ecuación también proporciona el concepto básico detrás del control de la máquina. Suponiendo que el flujo de espacio de aire sea constante, se ve que la f.e.m. se ve influenciada solo por la frecuencia de rotación de la máquina síncrona. Por lo tanto, la frecuencia de excitación de la tensión controla directamente la velocidad de la máquina y también se presta a un control de velocidad muy preciso ya que la frecuencia de excitación en el estator puede regularse de forma minuciosa. Más allá de una cierta velocidad conocida como velocidad base, un aumento en la frecuencia del estator implicará una demanda de voltaje que excede la capacidad de suministro. Durante esa operación, mantener el voltaje constante y aumentar la frecuencia de excitación reduce el flujo de espacio de aire, lo que permite ir a mayor velocidad y por encima de la velocidad base. Este funcionamiento se conoce como debilitamiento del flujo.
2. Para obtener una tensión sinusoidal, es importante tener una distribución de flujo sinusoidal en el espacio de aire. Esto se logra con la conformación del polo del imán del rotor. Si el flujo de aire contiene componentes armónicos, distorsionando así el flujo del entrehierro desde la senoide fundamental, entonces la calidad de la onda de f.e.m. inducida es deficiente. Las ranuras de satélites contribuyen a estos armónicos.

Se supone en la derivación que el número de vueltas por fase es T_{ph} y en la expresión final debe modificarse para tener en cuenta la distribución del conductor en un número de ranuras, para tener un paso de bobina distinto del paso polar y para sesgar el estator para mitigar algunos armónicos en el espacio de aire f.m.m. Se incorpora modificando el número real de vueltas con giros efectivos con la ayuda de un factor conocido como factor de enrollamiento. La derivación de este factor de liquidación en detalle se proporciona en una sección posterior.

Por ejemplo, una máquina trifásica con una bobina por fase y dos polos del rotor se muestra en la figura 13a para ilustrar la inducción de la f.e.m.. Los devanados

trifásicos se desplazan espacialmente entre sí mediante 120° eléctricos. Si el flujo mutuo, es decir; el flujo del entrehierro descuidando el flujo de fuga, se traza para la posición actual, luego produce un enlace de flujo máximo con el devanado de fase a. Suponiendo que el flujo mutuo es sinusoidal, la densidad de flujo de espacio de aire, Bgs y enlaces de flujo mutuo para los tres las fases se trazan. Tenga en cuenta que el desplazamiento de fase entre los enlaces de flujo es el mismo que el cambio de fase de devanado. Las f.e.m.s inducidas se obtienen tomando las derivadas de los enlaces de flujo mutuo y sus formas de onda ilustrativas se muestran en la figura 13b. Son un conjunto de tensiones sinusoidales equilibradas trifásicas y corresponden a los PMSM. Supongamos que la densidad de flujo mutuo es rectangular, entonces las formas de onda de las variables de la máquina se derivan por un razonamiento similar al del caso anterior y se muestran en la figura 14. Tenga en cuenta que este caso corresponde a las máquinas PM brushless dc.

Los enlaces de flujo mutuo son triangulares y, por lo tanto, las f.e.m.s inducidas son rectangulares, se asemejan a la forma de la densidad de flujo. Si el bobinado de fase ocupa más de una ranura por polo, digamos dos ranuras, entonces las f.e.m.s inducidas rectangulares de las bobinas en las ranuras adyacentes se conectarán en serie para proporcionar la tensión de fase final. En ese caso, los voltajes tendrán cero amplitud para el período de solapamiento que cubre el ángulo de la ranura, pero el doble de magnitud para el resto de la duración. Este tipo de devanado prevalece en máquinas PM brushless dc.

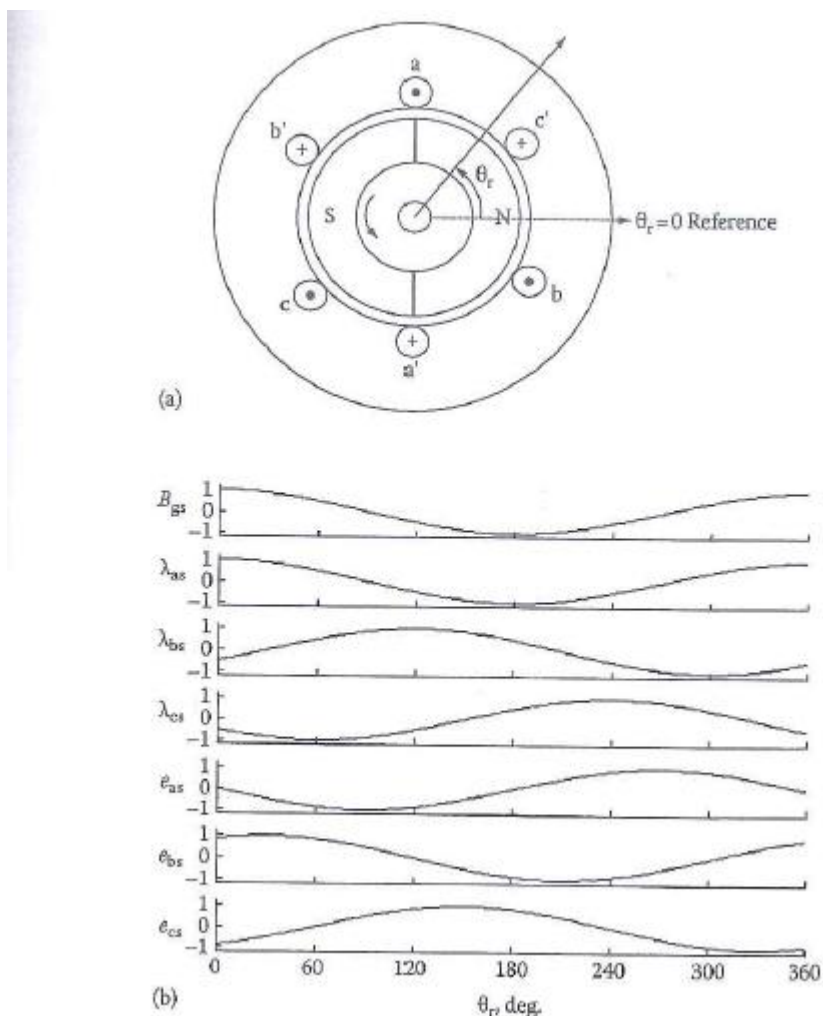


FIGURA 13: (a) máquina trifásica simple con densidad de flujo sinusoidal. (b) variables simples de máquina trifásica. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

2.3.4.1 Factor de distribución de bobinado.

Para obtener una distribución f.m.m. deseada, tal como una distribución sinusoidal, se ha visto que el bobinado se extiende o se distribuye en varias ranuras y este caso se ilustra y analiza en secciones anteriores. Tal distribución de bobinas en varias ranuras para obtener un solo bobinado tiene consecuencias directas sobre la f.e.m. inducida, así como f.m.m. Los voltajes inducidos son sinusoidales en cada conductor en las ranuras, pero la f.e.m. inducida en las bobinas adyacentes entre sí está desplazada en fase por el ángulo eléctrico del paso de la ranura eléctrica. El paso de la ranura es el ángulo mecánico entre dos ranuras multiplicado por pares de polos para expresar el paso de la ranura en grados eléctricos. Considere una fase de liquidación con tres bobinas distribuidas en tres ranuras debajo de cada polo norte y sur, y se considera que están conectadas en serie.

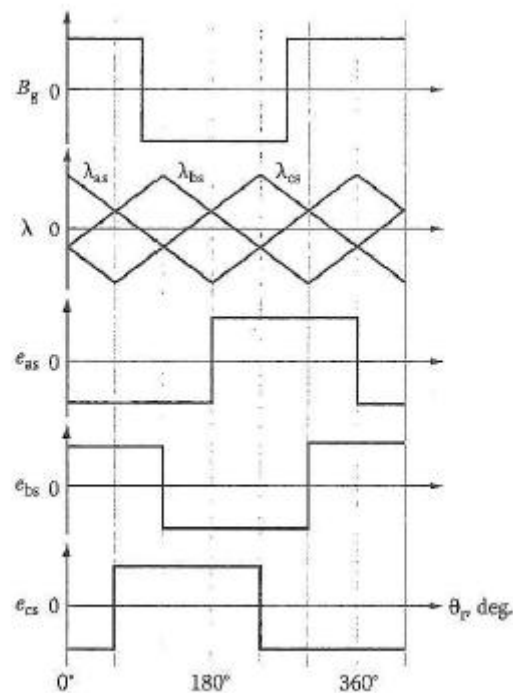


Figura 14: F.E.M.s trifásicas inducidas por la máquina y enlaces de flujo para la distribución de densidad de flujo rectangular. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Cuando se agregan voltajes inducidos en dos bobinas de ranura adyacentes, que son dos fasores con un desplazamiento de fase del paso de ranura para obtener su voltaje resultante, tenga en cuenta que es menor que la suma algebraica de sus magnitudes individuales. Lo mismo se aplica a cualquier número de bobinas distribuidas en una serie de ranuras, como tres en nuestra ilustración. Considere que el ángulo de paso de la ranura es γ en grados eléctricos y las f.e.m.s inducidas en los tres lados de la bobina con bobinas conectadas en serie como E_1 , E_2 y E_3 y tenga en cuenta que estos voltajes son iguales en magnitud. Tenga en cuenta que estas f.e.m. se desplazan entre sí por el ángulo de paso de la ranura. Su voltaje resultante se obtiene mediante la suma de fasores que se muestra en la figura 15. La tensión resultante es menor que su suma aritmética de los voltajes laterales de la bobina, lo cual es obvio a partir de la figura.

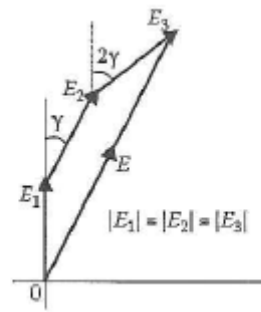


Figura 15: Efecto de la distribución de bobinas. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Este factor de atenuación se deriva en el caso general con las bobinas distribuidas en ranuras q bajo un polo una bobina de fase. Las bobinas en una ranura bajo el polo norte están conectadas en serie con las bobinas debajo del polo sur que están separadas por un paso polar, es decir, 180° eléctrico, que luego constituye un giro para cada conductor en la ranura. Si hay más conductores en una ranura, entonces hay tantos giros con una f.e.m. positiva y negativa de las bobinas bajo los polos norte y sur que se sumarán para formar la suma algebraica dado que el cambio de fase es eléctrico de 180° . Deje que la f.e.m. inducida para las vueltas de ranura del devanado sea E_1 y del mismo modo para el segundo juego de ranura sea E_2 y para el tercer juego de ranura sea E_3 . Tal giro (o vueltas) en la ranura se conecta en serie con las vueltas en la ranura adyacente y así sucesivamente para esa fase de bobinado. Entonces el factor de atenuación denominado factor de distribución o ancho se puede derivar como la relación entre la suma del fasor y la suma algebraica de los voltajes de la bobina:

$$K_d = \frac{\text{sen}\left(\frac{q\gamma}{2}\right)}{q \text{sen}\left(\frac{\gamma}{2}\right)} \quad (\text{Fórmula 2.13})$$

Donde:

- q es el número de ranuras por polo por fase.
- El producto $q\gamma$ representa la amplitud total de la bobina de una fase debajo de un polo en el caso ilustrado aquí, $q = 3$.

La distribución de los devanados se transfiere a las componentes armónicas de la f.m.m. e inducen f.e.m. y, en ese caso, el ángulo de distribución se vuelve proporcional al armónico de la frecuencia fundamental. En consecuencia, el factor de distribución para el armónico de orden n puede derivarse del factor de distribución fundamental como:

$$K_{dn} = \frac{\sin(n\frac{q\gamma}{2})}{q \sin(n\frac{\gamma}{2})} \quad (\text{Fórmula 2.14})$$

La tabla 1 muestra los factores de distribución para varias ranuras por polo por fase, incluidos los armónicos. Cuanto menor es el número de ranuras por polo por fase, mayor es el factor de distribución armónico, lo que resulta en muy pocas atenuaciones armónicas. Para una buena distribución de f.m.m. sinusoidal y generación de f.e.m. inducida, es crítico que las ranuras por polo y fase se mantengan lo más altas posible. Existen otras limitaciones de diseño para lograr esto para una dimensión de máquina determinada, así como otros factores, como los costos de fabricación del devanado de la bobina y su inserción.

2.3.4.2. Factor de paso de bobinado.

Hasta el momento en la discusión, se asumió que las bobinas están conectadas en series separadas espacialmente por 180° eléctricos, lo mismo que el paso del polo.

Harmonic	Slots per Pole per Phase			
	1	2	3	4
1	1	0.9659	0.9598	0.9577
3	1	0.7071	0.6677	0.6533
5	1	0.2588	0.2176	0.2053
7	1	-0.2588	-0.1774	-0.1576
9	1	-0.7071	-0.3333	-0.2706
11	1	-0.9659	-0.1774	-0.1261

Tabla 1: Factores de distribución para varias ranuras por polo por fase. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

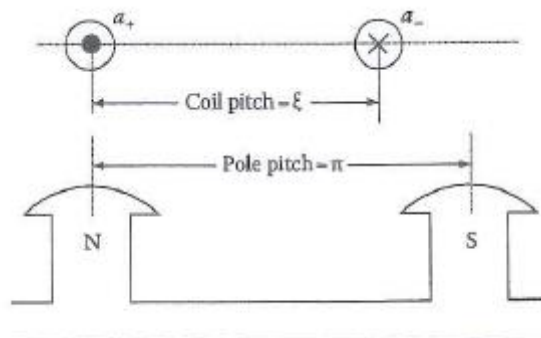


Figura 16: ajuste corto de la bobina. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

El resultado deseable de tal disposición es que los lados de la bobina generan tensiones de polaridad opuesta bajo un polo norte y sur, que cuando se conectan en serie da como resultado el doble de f.e.m. inducida por el conductor ya que la diferencia de fase entre las f.e.m. inducidas es de 180° . Si por alguna razón los conductores que están conectados en serie no están espacialmente separados por una separación de polo como se muestra en la figura 16, entonces la f.e.m. inducida tiene un desplazamiento de fase distinto del paso polar, lo que conduce a un resultado menor que su suma algebraica. Esto se explica por un factor de atenuación conocido como factor de tono. Se hace de la siguiente manera.

Si las bobinas no están separadas por 180 grados eléctricos sino por ξ , que es el paso de la bobina, entonces la tensión inducida en la bobina bajo el polo sur se desplazará en fase por $(180-\xi)$ y es el ángulo por el cual la bobina tiene un cortocircuito, es decir, por la cantidad, su desplazamiento se reduce desde 180° . Esto se muestra en la figura 17 para un giro bajo polos norte y sur con un paso de bobina más corto que el paso polar. La atenuación debida al factor de tono se deriva como:

$$K_p = \sin\left(\frac{\xi}{2}\right) \quad (\text{Fórmula 2.15})$$

El arreglo de bobinado en discusión se conoce como bobinado de paso fraccional.

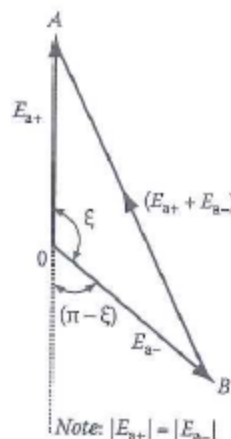


Figura 17: Tensión resultante en un corto turno de bobinado mostrado en la figura anterior.
(Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

El ajuste corto se utiliza para reducir o eliminar armónicos en la f.e.m. inducida y también para minimizar la longitud de los giros finales requeridos para conectar las bobinas en serie entre los polos norte y sur. La minimización de la longitud de giro final también reduce la cantidad de pérdidas resistivas de cobre y devanado.

El tono de la bobina para el armónico n-ésimo es igual a n veces el tono de la bobina real y, por lo tanto, el factor de tono para el armónico n-ésimo está dado por:

$$K_{pn} = \sin\left(n \frac{\xi}{2}\right) \quad (\text{Fórmula 2.16})$$

La eliminación de un armónico particular se logra eligiendo el tono de la bobina de manera que el factor de afinación para ese armónico sea igual a cero. Por ejemplo, considere un paso de la bobina de 120°, que puede expresarse como 2/3 del paso del polo o simplemente como 2/3 del paso de la bobina, elimina todos los armónicos triples como 3,6,9,12, ... etc. Pero en el proceso, el fundamental es solo el 86.6% y los armónicos quinto, séptimo y undécimo tienen los mismos factores de tono que el fundamental. Del mismo modo, el paso de bobina 4/5 quita el quinto armónico y sus múltiplos, el tono de bobina 6/7 elimina el séptimo armónico y el paso 11/11 de la bobina elimina el 11° armónico se muestra en la tabla 2. Los armónicos triples pueden no ser preocupantes ya que los voltajes de línea a línea no tendrán esos armónicos en un bobinado conectado en estrella.

2.3.4.3. Factor de distorsión.

Los devanados del estator se colocan en ranuras que están desviadas por la mitad de una ranura o un paso de ranura sobre su longitud axial. Para acomodar eso, las laminaciones del estator se apilan progresivamente con un desplazamiento de fase entre sí mediante una pequeña medida de modo que el ángulo entre la ranura de la primera laminación y su ranura correspondiente en la última laminación a lo largo de la dirección axial es el ángulo de inclinación deseado, θ_{sk} se muestra en la figura 18. El devanado está distorsionado, por lo que se eliminan ciertos armónicos en la f.e.m. inducida y, principalmente, la atenuación del par de fricción que se genera en la máquina debido a los efectos de la ranura. En ese proceso, también reduce la tensión fundamental resultante y otros armónicos.

Harmonic	Coil Pitch			
	$\frac{2}{3}$	$\frac{4}{5}$	$\frac{6}{7}$	$\frac{10}{11}$
1	0.866	0.951	0.974	0.989
3	0.000	-0.587	-0.781	-0.909
5	-0.866	0.000	0.433	0.755
7	0.866	0.5878	0.000	-0.541
9	0.000	-0.951	-0.433	0.282
11	-0.866	0.951	0.781	0.000

Tabla 2: factores de inclinación para varios tonos de bobina. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

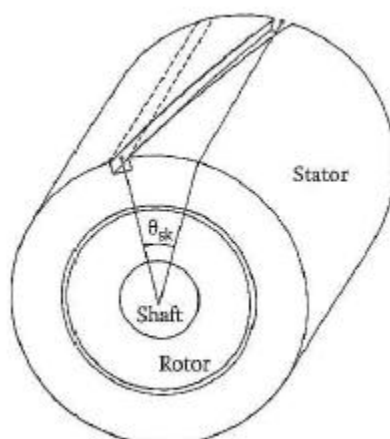


Figura 18: inclinación del estator. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Si bien el sesgo del estator no es frecuente en los PMSM, no es inusual encontrarlo en la práctica. El efecto de la distorsión progresiva a lo largo de la longitud axial del lado de la bobina se puede determinar de la siguiente manera. Si la longitud del lado de la bobina se divide en segmentos muy pequeños, los voltajes inducidos en estos segmentos se desplazan de cada uno mediante un pequeño cambio de fase correspondiente al ángulo de inclinación dividido por el número de segmentos. Los voltajes de segmento en el lado de la bobina están en el arco del círculo sustentado con el ángulo de desplazamiento de fase y la tensión resultante E_r se ve entonces como la del cordón, como se muestra en la figura 19 y, en consecuencia, el factor de atenuación asociado con el sesgo se da como:

$$K_{sk} = \frac{2 \sin\left(\frac{\theta_{sk}}{2}\right)}{\theta_{sk}} = \frac{\sin\left(\frac{\theta_{sk}}{2}\right)}{\frac{\theta_{sk}}{2}} \quad (\text{Fórmula 2.17})$$

El factor de inclinación para armónicos se puede derivar de manera similar a la distribución armónica y los factores de tono.

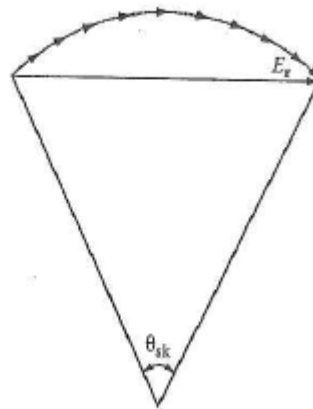


Figura 19: tensión resultante en un lado de la bobina en el estator torcido. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

2.3.4.4. Factor de enrollamiento.

Los factores de distribución, inclinación y desviación reducen el voltaje disponible en un devanado de fase. El efecto de distribución se derivó suponiendo que el paso de la bobina es igual al paso del polo, mientras que el efecto del tono de la bobina que es diferente del paso del polo se considera con el factor de paso y finalmente se toma en cuenta el desvío del bobinado. un cortocircuito corto y una inclinación en un devanado reducirá tanto la f.e.m. inducida como la f.m.m. En general, el efecto sobre el voltaje inducido y f.m.m. es como se muestra en la figura 20 en la forma de un diagrama de flujo de señal. Los efectos debidos a los factores de sesgo, inclinación y distribución se combinan en una única variable llamada factor de devanado y esto viene dado por:

$$K_w = k_d k_p k_{sk} \quad (\text{Fórmula 2.18})$$

De manera equivalente, se puede pensar que el número efectivo de vueltas en el devanado de fase está atenuado por el factor de devanado y que los giros efectivos se sustituyen en la ecuación de f.e.m. Por lo tanto, la f.e.m. inducida para los giros reales de T_{ph} por fase está dada por:

$$E = 4.44 K_w T_{ph} \Phi_m f_s = (4.44T) \Phi_m f_s \quad (\text{Fórmula 2.19})$$

Donde los giros efectivos por fase, T , se dan como:

$$T = k_w T_{ph} \quad (\text{Fórmula 2.20a})$$

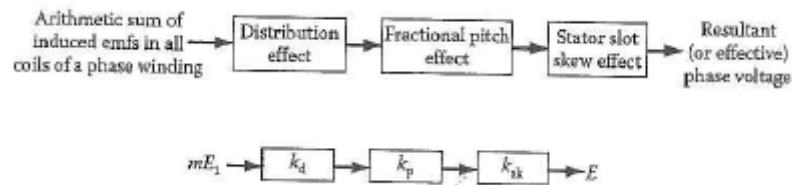


Figura 20: Efectos de tono, distribución y factores sesgados. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Como lo fundamental es solo de interés en este momento y suponiendo que no hay desviación, los factores de tono y distribución se calculan para fundamental y luego se usan para obtener el factor de arrollamiento para el fundamental. Las f.e.m inducidas por armónicos se calculan sustituyendo el armónico respectivo por ese armónico como:

$$K_{wn} = k_{dn} k_{pn} \quad (\text{Fórmula 2.20b})$$

Asimismo, los giros efectivos para los armónicos se calculan multiplicando el factor de devanado armónico por los giros por fase. Tenga en cuenta que el flujo armónico máximo para el orden armónico deseado se sustituye en el lugar del flujo máximo fundamental en la ecuación de f.e.m. para el cálculo de f.e.m. inducida y en el lugar de la frecuencia, las frecuencias armónicas.

2.3.5. Tipos de bobinado.

Habiendo visto las implicaciones de la distribución y la variación del paso de la bobina de los devanados, es apropiado en esta etapa familiarizarse con algunos tipos de devanados comúnmente encontrados en la práctica en los PMSM. El aceite perteneciente a diferentes fases puede compartir parte del estator. Los devanados de una sola capa tienen solo una bobina de fase en cualquier ranura y no comparten la ranura con ninguna otra bobina de fase. Si las bobinas de dos fases comparten una ranura, entonces es un devanado de dos capas. También se pueden encontrar bobinados de tres capas con bobinas trifásicas que comparten ranuras. Los

devanados de una y varias capas pueden tener bobinas de paso fraccional y completo. A continuación se presentan ilustraciones de bobinas de tono de paso único y fraccional de una capa y bobinados de dos capas.

2.3.5.1. Devanado de una sola capa.

La figura 21 muestra una máquina simple de dos polos, seis ranuras y tres fases con bobinado de una capa completa con su pantalla de fase y diagrama de bobinado. El intervalo de ranura es 60° y la distribución de fase es la misma que se muestra en la figura 21a de forma esquemática. La figura 21b muestra solo un conductor por ranura y la figura 21c muestra la ranura con múltiples conductores y su conexión. Tenga en cuenta que el subíndice "s" indica el terminal de inicio de una fase y el subíndice "f" indica el terminal final de una fase. Las flechas indican la dirección EMF inducida. Tenga en cuenta que el factor de distribución para este devanado es uno y también para todos los armónicos. Esa es la desventaja de esta máquina y, por lo tanto, rara vez se usa en PMSM, pero se usa muy ventajosamente en máquinas DC sin escobillas PM de bajo costo para generar la suspensión inducida trapezoidal.

Una máquina con 2 polos, 12 ranuras y 3 fases se considera con un paso completo. Su diagrama esquemático del estator y el rotor se muestra en la figura 22a con su diagrama de bobinado en la figura 22b. La extensión de fase es de 60° y el paso de la ranura es de 30° . Como las bobinas de cada fase se extienden en dos ranuras, existe el efecto de la distribución con la consecuencia de que la f.e.m. inducida se atenúa. El factor de distribución puede calcularse fácilmente de modo que el fundamental en este caso sea 0,966 o también se pueda obtener de la tabla 1 también.

2.3.5.2. Bobinado de doble capa.

La misma ilustración considerada en el estuche de bobina de una sola capa se toma como ilustración aquí, es decir, una máquina de dos polos, seis ranuras y tres fases con bobinas de paso completo.

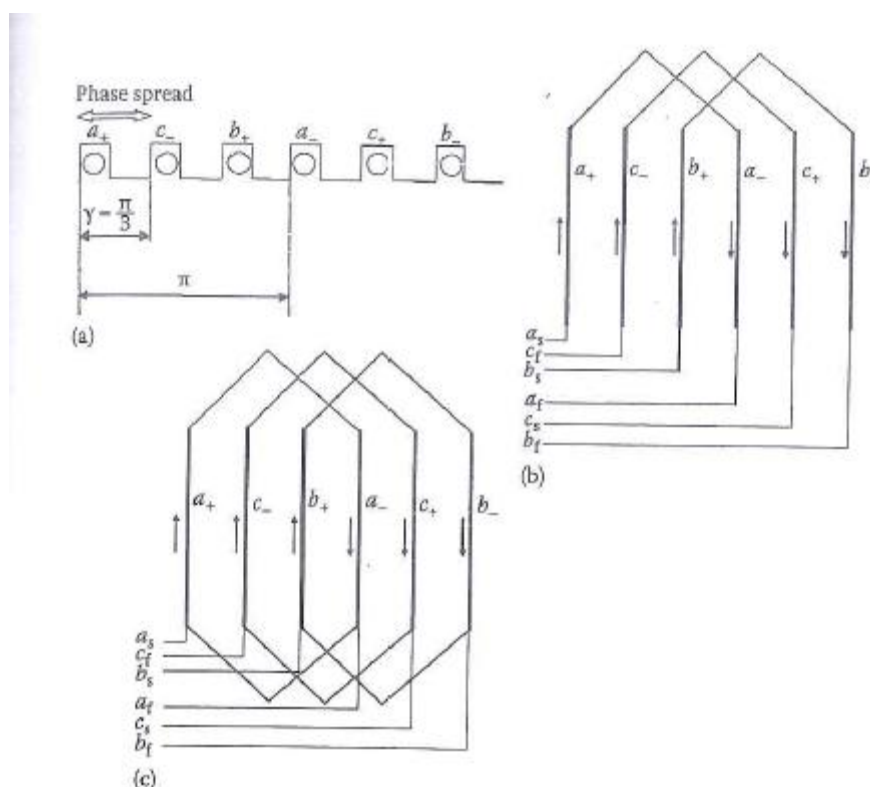


Figura 21: devanado de una sola capa con bobinas de paso total para una máquina trifásica: (a) disposición esquemática, (b) diagrama de bobinado con un solo conductor por ranura; y (c) diagrama de bobinado con múltiples conductores por ranura. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

El esquema de las bobinas en la laminación del estator y el diagrama de bobinado se muestran en la figura 23 (a) y (b), respectivamente. Las líneas en negrita indican el lado superior de la bobina y las líneas dobles indican el lado inferior de la bobina en una ranura y se supone que cada lado de la bobina tiene múltiples conductores. Tenga en cuenta que la dispersión de fase es de 120° y el ángulo de la ranura es de 60° . El factor de distribución para esta máquina es 0.866 mientras que los factores de distribución de armónicos triplete se han vuelto cero.

Considere la misma máquina para un devanado de paso fraccional con un paso de bobina de 120° y la dispersión de fase igual que el paso de la bobina. El diseño esquemático y el diagrama de devanado para este caso se muestran en la figura 24 a y b, respectivamente. El factor de distribución para esto es 0.866 y el factor de paso también es el mismo con el resultado de que el factor de bobinado se reduce a 0.75, mientras que la máquina con bobinas de paso completo de doble capa tiene un factor de bobinado de 0.866. Los factores armónicos de devanado se vuelven diferentes y todos se atenúan considerablemente en el presente caso. Es inusual tener un bajo número de ranuras por polo por fase en máquinas síncronas (pero no en máquinas de CC sin escobillas), como en los casos ilustrados, pero los conceptos

básicos que aquí se tratan se extienden fácilmente a ranuras tan altas por polos por fase. Los lectores interesados pueden consultar los libros sobre máquinas eléctricas que figuran en la referencia para leer más sobre los tipos de devanado y su papel en el diseño de máquinas.

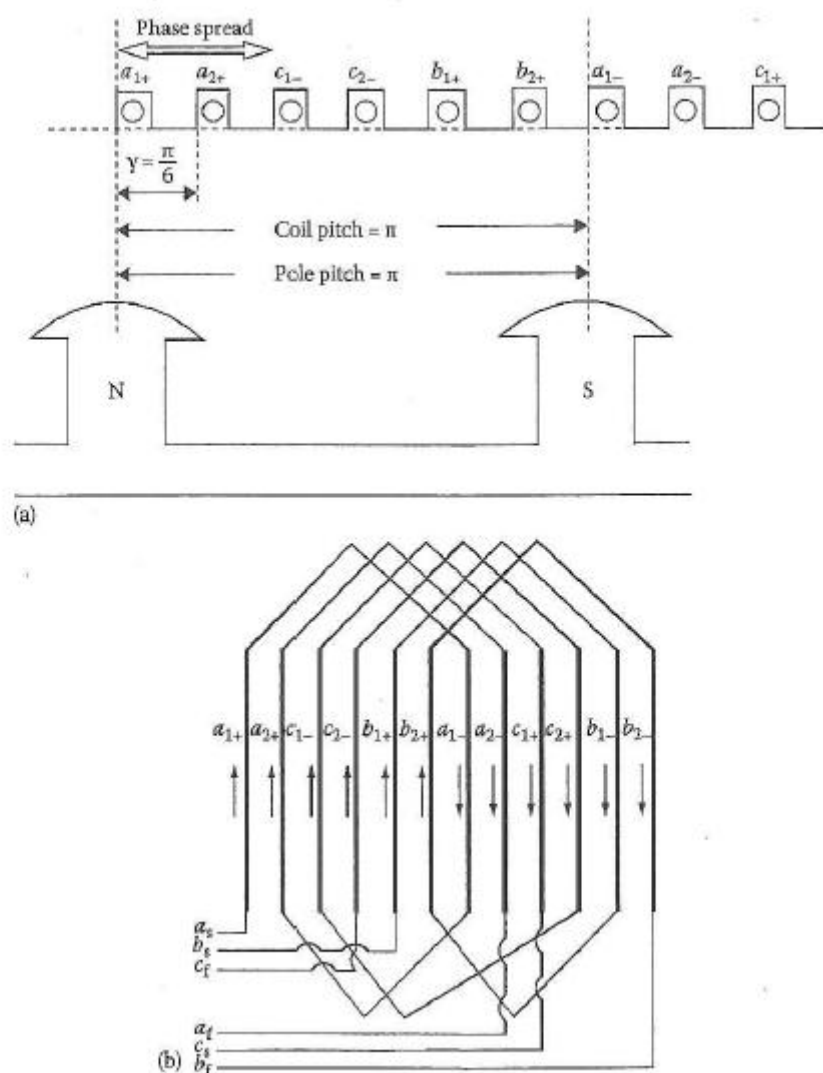


Figura 22: devanado de una sola capa con distribución de los devanados en dos ranuras: (a) esquema, (b) diagrama de devanado. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

2.3.6. Campo magnético giratorio.

Se produce un campo magnético giratorio en una máquina con bobinado polifásico equilibrado cuando se inyecta con una corriente polifásica equilibrada. Las corrientes de bobina polifásicas equilibradas significan que su suma es cero y cada corriente de fase se desplaza entre sí en la misma fase que las bobinas. Desplazados uno del

otro espacialmente. Prueba de esto se deriva en esta sección considerando un caso especial de máquinas trifásicas, ya que son las más comunes en la práctica, pero la prueba es extensible a cualquier máquina polifásica balanceada con corrientes polifásicas balanceadas. En el proceso, también se obtienen la magnitud y la fase del campo magnético rotativo, que son de suma importancia para derivar relaciones fundamentales en la máquina.

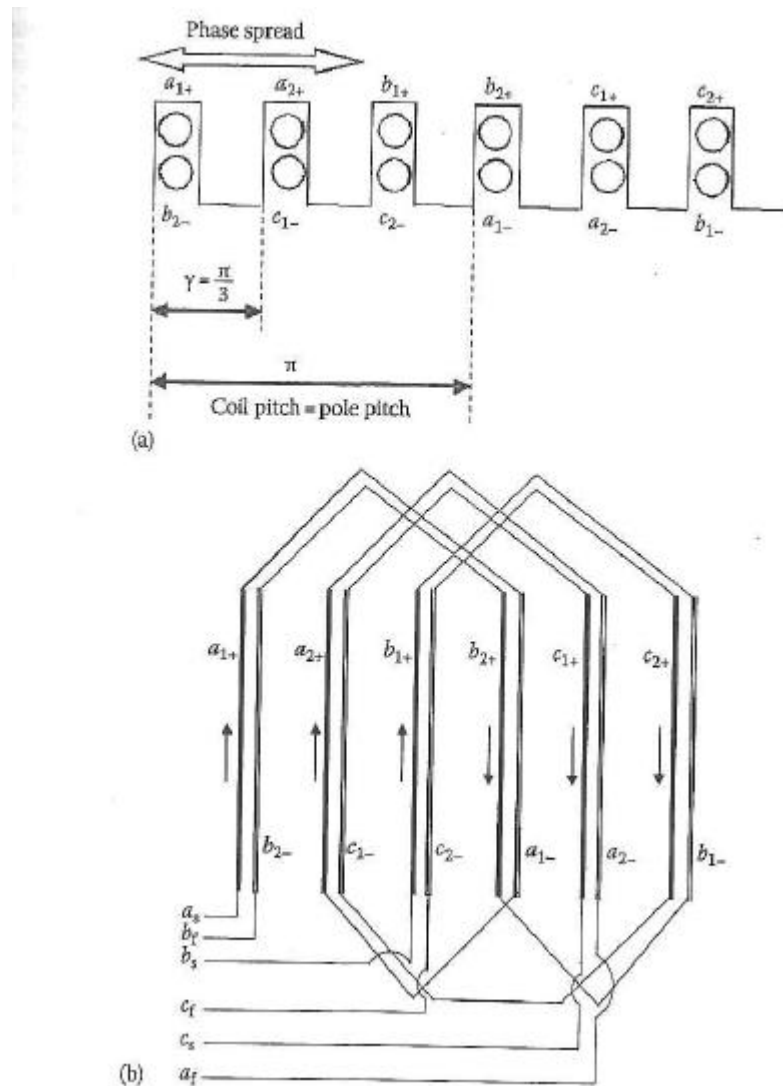


Figura 23: bobinado de doble capa con bobinas de paso completo en una máquina trifásica: (a) disposición esquemática, (b) diagrama de bobinado. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Se consideran dos casos de distribución de fase f.m.m. y son sinusoidales y rectangulares ya que ambos se encuentran en los PMSM.

2.3.6.1. Distribución sinusoidal de F.M.M.

Considere un devanado trifásico equilibrado sinusoidalmente distribuido en el espacio. Un devanado trifásico equilibrado tiene el mismo número de vueltas en cada fase y tiene un desplazamiento espacial de 120° eléctrico entre devanados de fase sucesivos. Deje que estas corrientes de fase también se equilibren, ya que tienen picos iguales, I_m , tienen una frecuencia angular ω_s y se desplazan en fase una de la otra por 120° eléctricos.

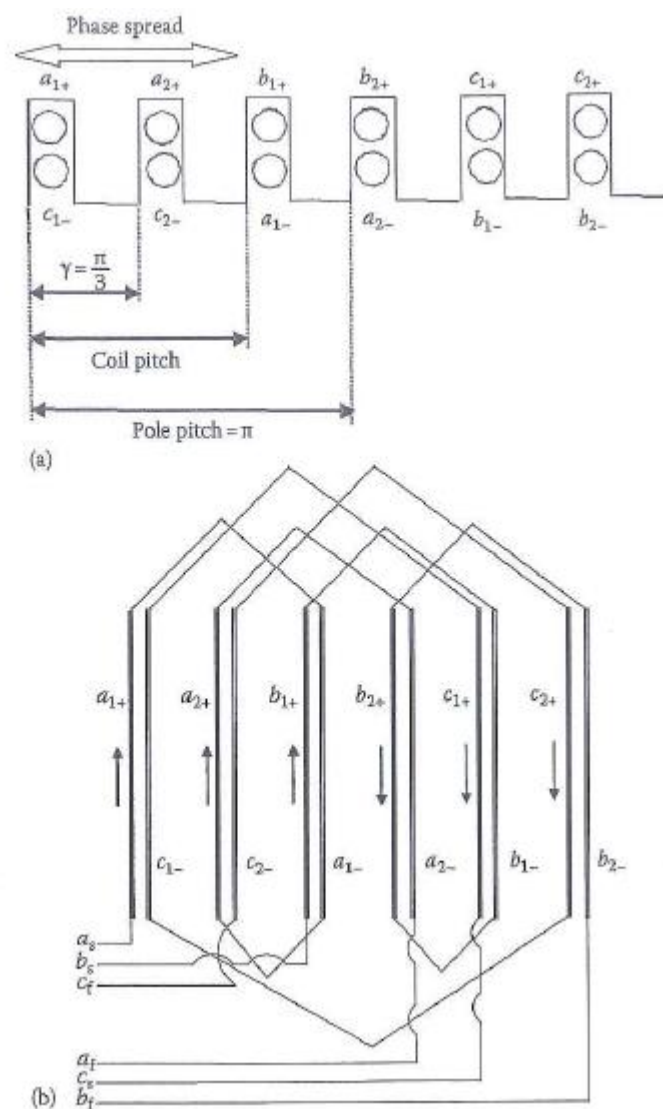


Figura 24: devanado de doble capa con paso fraccional: (a) esquema esquemático, (b) diagrama devanado. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Entonces estas corrientes del estator se escriben como:

$$i_{as} = I_m \sin(\omega s t) \quad (\text{Fórmula 2.21a})$$

$$i_{bs} = I_m \sin\left(\omega s t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{Fórmula 2.21b})$$

$$i_{cs} = I_m \sin\left(\omega s t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{Fórmula 2.21c})$$

Si T_{ph} es el número efectivo de giros en cada fase, incluidos los efectos de los factores de inclinación, distribución y inclinación, entonces la fase individual f.m.m.s por polo correspondiente a la posición espacial θ viene dada por:

$$F_{as} = \frac{T_{ph} I_m}{P} \sin(\theta) \sin(\omega s t) \quad (\text{Fórmula 2.22a})$$

$$F_{bs} = \frac{T_{ph} I_m}{P} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega s t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{Fórmula 2.22b})$$

$$F_{cs} = \frac{T_{ph} I_m}{P} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega s t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{Fórmula 2.22c})$$

Tenga en cuenta que teniendo en cuenta una máquina de dos polos y hierro infinitamente permeable en el estator y el rotor, el f.m.m., $T_{ph} I_m$ supera la renuencia de dos espacios de aire, uno debajo de cada polo, para configurar el flujo magnético. Por lo tanto, la mitad de la magnitud del f.m.m. soporta el flujo en cada espacio de aire, que es igual al f.m.m. por polo. Extendiendo este caso a la máquina P-pole, la magnitud f.m.m. por polo se obtiene como $T_{ph} I_m / P$. La fase f.m.m.s se muestra en la figura 25 y se dirigen a lo largo del eje magnético de las fases respectivas. Es a partir de la dirección de las corrientes en las bobinas de las fases y la distribución del flujo que se derivan tanto el eje magnético como la dirección de la f.m.m. Se derivan

en base a la comprensión obtenida de una sección anterior sobre el f.m.m. generado a partir de una única bobina.

El estator resultante f.m.m. viene dado por la suma de la fase individual f.m.m.s. Antes de eso, los f.m.m.s de la fase individual se descomponen en componentes de rotación hacia delante y hacia atrás como:

$$F_{as} = \frac{T_{ph} I_m}{P} \sin(\theta) \sin(\omega_s t) = \frac{1}{2} \frac{T_{ph} I_m}{P} [\cos(\theta - \omega_s t) - \cos(\theta + \omega_s t)] \quad (\text{Fórmula 2.23a})$$

$$F_{bs} = \frac{T_{ph} I_m}{P} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{1}{2} \frac{T_{ph} I_m}{P} \left[\cos(\theta - \omega_s t) - \cos\left(\theta + \omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right) \right]$$

(Fórmula 2.23b)

$$F_{cs} = \frac{T_{ph} I_m}{P} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{1}{2} \frac{T_{ph} I_m}{P} [\cos(\theta - \omega_s t) - \cos(\theta + \omega_s t - \frac{2\pi}{3})]$$

(Fórmula 2.23c)

Cuando estos f.m.m.s de fase se suman para obtener el f.m.m. resultante de la máquina, los componentes que giran hacia atrás se suman a cero y la suma de los componentes rotativos hacia adelante da como resultado:

$$F_s = F_{as} + F_{bs} + F_{cs} = \frac{3}{2} \frac{T_{ph} I_m}{P} \cos(\theta - \omega_s t) \quad (\text{Fórmula 2.24})$$

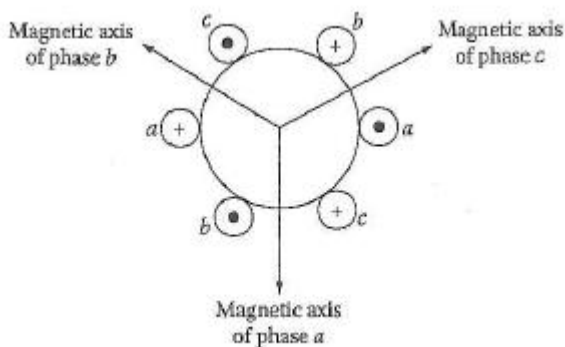


Figura 25: devanados trifásicos con corrientes y sus ejes magnéticos. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

El estator resultante f.m.m. tiene una magnitud constante pero varía cosenoidalmente. Es máximo cuando la posición del estator y la posición angular del fasor de corriente coinciden. Es decir, la velocidad del campo resultante es igual a la velocidad angular de las corrientes del estator. Si el rotor también está girando, por ejemplo a la velocidad angular de la excitación del estator, entonces la velocidad relativa entre el estator f.m.m. y el flujo del rotor es cero. Esto satisface una condición necesaria para la generación de par electromagnético. En la figura 26 se muestra una ilustración gráfica de la producción del campo magnético giratorio y la f.m.m. graficada es para todos los polos y no por polo. Para obtener el f.m.m. por polo de esta figura, el f.m.m. resultante se divide por el número de polos, P . También se ve en la figura que la variación del ángulo de fasor de corriente de estator en 90° también ha movido el estator f.m.m. en el mismo ángulo en el sentido de las agujas del reloj. La secuencia de fase es abc para los fasores de corriente y la dirección de rotación de los fasores de corriente es en el sentido de las agujas del reloj tal como se define en las ecuaciones para las corrientes. Debido a la rotación f.m.m.s resultante a una velocidad igual a la frecuencia angular de las corrientes de entrada, el campo se denomina campo magnético giratorio o giratorio en la literatura.

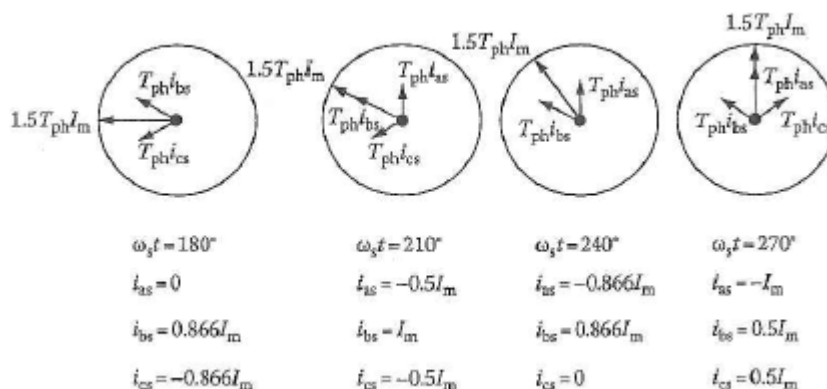


Figura 26: Ilustración gráfica del campo magnético giratorio en una máquina trifásica. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

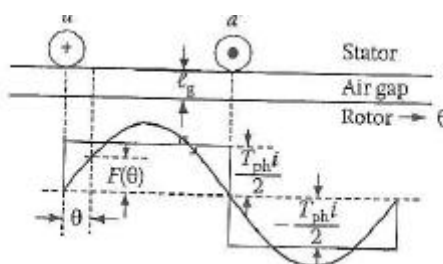


Figura 27: Diagrama f.m.m. con su fundamental para un devanado del estator con T_{ph} gira llevando una corriente i . (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

2.3.6.2. Distribución rectangular de F.M.M.

Hasta ahora, el tratamiento se basa en la distribución sinusoidal de los devanados de fase. Este no es el caso en las máquinas brushless dc PM donde las bobinas se concentran en una o dos ranuras por polo por fase, con la consecuencia de que la fase f.m.m. es rectangular como se muestra en la figura 27. Bajo tal circunstancia, la magnitud máxima del campo magnético rotativo no es la misma que la derivada en lo anterior. Se deriva de la siguiente manera al considerar solo el campo fundamental. Considere el f.m.m. rectangular de magnitud $T_{ph} I_m / P$ y su componente fundamental es igual a $(4 / \pi) (T_{ph} I_m / P)$ para cada fase obtenida a partir de la descomposición en serie de Fourier de rectangular f.m.m. Cuando esto se sustituye en el desarrollo del cálculo de f.m.m. resultante descrito en el desarrollo para la caja de bobinado distribuida sinusoidalmente, se encuentra que la f.m.m. resultante por polo es igual a $1.909 T_{ph} I_m / P$. Comparando esto con la intensidad de campo magnético distribuido sinusoidalmente $1.5 T_{ph} I_m / P$, se encuentra que para el mismo número de vueltas y corriente, el campo magnético distribuido f.m.m. rectangular resultante es un 27% más alto. Observando este impresionante resultado de otra manera, los devanados sinusoidales requieren un 27% más de giros efectivos en comparación con los de los devanados concéntricos o f.m.m. rectangulares.

La derivación de f.m.m. resultante estrictamente para cualquier distribución de devanado se puede calcular calculando primero el f.m.m. para cada fase y luego encontrando su componente fundamental mediante el análisis de series de Fourier para la derivación final de la f.m.m. resultante. Tal enfoque es particularmente deseable en máquinas que están diseñadas para aplicaciones de velocidad variable impulsadas desde un suministro de inversor que aporta armónicos considerables, que pueden tener consecuencias en las pérdidas y el calentamiento con la inevitable reducción de la capacidad de la máquina. La derivación y la explicación solo se refieren al f.m.m. fundamental debido a los devanados concentrados. Los f.m.m.s

armónicos se pueden determinar a partir de los componentes de Fourier. No se investigan por el presente aquí.

3. SISTEMAS DE CONTROL DE LAS MÁQUINAS SINCRONAS DE IMANES PERMANENTES.

La conmutación del inversor se controla para proporcionar el voltaje de salida deseado a cierta frecuencia. La velocidad de la máquina es directamente proporcional a la frecuencia de la máquina, lo cual establece que la relación entre la velocidad de la máquina y la frecuencia del estator y para operación de velocidad variable, la necesidad de variar la frecuencia del estator en máquinas de c.a. Pero esto solo no es suficiente para el control de la velocidad de la máquina ya que no se relaciona con el flujo mutuo, por ejemplo, el cual es crucial para maximizar el par y para proporcionar un par más grande frente a la velocidad operacional desarrollada. En toda máquina eléctrica, la base del control de velocidad se obtiene de la f.e.m. inducida.

Esto establece que la f.e.m. inducida es directamente proporcional a la frecuencia, la cual podría escribirse en términos de la velocidad del rotor. Para variar la velocidad tenga en cuenta que la frecuencia debe ser variada también, lo cual implica una proporcional variación en la f.e.m. inducida mientras que el flujo mutuo se mantiene constante. Ignorando las caídas de voltage debido a la resistencia de fase y las derivaciones de reactancia de fuga conducen a que la f.e.m. inducida se iguale a la tensión de fase aplicada. Eso equivale al hecho de que una variación de frecuencia implica una variación en el voltage aplicado para mantener el flujo mutuo constante, ya que para el PMSM la f.e.m. inducida es dada como:

$$E = 4.44 \cdot T_{ph} \phi_m f_s \quad \text{(Fórmula 3.1)}$$

Donde:

- T_{ph} es el número de vueltas por fase.
- ϕ_m es el máximo flujo mutuo.
- E es la f.e.m. inducida por fase.

La relación entre la f.e.m. inducida y la frecuencia es proporcional al flujo mutuo y esta relación no puede cambiar arbitrariamente sin afectar a la generación del par. Nunca se permite exceder el valor del flujo máximo permitido en la máquina debido a las características de limitación del material. Variando de cero a la tensión nominal

aplicada en proporción a la frecuencia del estator, el flujo mutuo se mantiene constante y de este modo par constante para estimar la corriente nominal o nominal del estator se obtiene y este modo de operación se denota como operación de par constante. La velocidad máxima en este modo de operación se conoce como velocidad base o velocidad nominal. Cuando la f.e.m. inducida iguala o excede el voltaje aplicado disponible, la transferencia de energía entre el enlace de c.c. y la máquina a través del inversor se vuelve imposible. Por lo tanto el flujo mutuo puede ser en proporción inversa para controlar la f.e.m. inducida y hacer que la magnitud sea igual o menor que el voltaje máximo aplicado disponible a la fase. Esto se conoce como debilitamiento del flujo y este modo de operación habilita a la máquina a ir más allá de la velocidad base para conseguir una cierta velocidad máxima. Tenga en cuenta que la relación entre un voltaje aplicado constante y frecuencia creciente en este modo resulta un flujo mutuo decreciente. Pero valores casi iguales de f.e.m. inducida y voltaje aplicado no permitirá transferir energía desde el inversor a la máquina y por lo tanto, el control se ejerce en la forma de desplazamiento de fase del voltaje aplicado con respecto a la f.e.m. inducida de modo que la energía puede fluir desde el enlace de CC a la máquina a través del inversor. De este modo de control de par requiere una variación suave del voltaje aplicado a la máquina junto con control fin de frecuencia. La operación de debilitamiento de flujo requiere control de fase de voltaje / corriente aplicada y control de frecuencia. Por lo tanto, el inversor tiene que actuar sobre los comandos de magnitud, fase, y frecuencia de los voltajes y corrientes de salida. Los métodos para lograr el control del inversor son:

- PWM
- Control de histéresis.
- Modulación del vector espacial.

3.1. PULSO CON MODULACIÓN (PWM)

El control de armónicos y variación de la componente fundamental puede ser logrado variando la duración de la tensión de entrada aplicada a la máquina. Eso es realizado cambiando el ancho de pulso de la señal de la puerta del inversor y se le conoce como PWM. Todos los esquemas del PWM en general tienen el objetivo de maximizar los armónicos fundamentales y selectivamente eliminar los armónicos más bajos. En la figura 28 muestra las formas de onda de muestra de la fase (a) y su voltaje medio para el inversor. Las intersecciones de la señal portadora v_c y la referencia de tensión fundamental ordenada v^* proporciona señales de

conmutación para la unidad base a los interruptores del inversor. La lógica de conmutación para una fase se resume como:

$$V_{am} = \frac{1}{2} v_{dc}, \quad v_c < v_a^* \quad (\text{Fórmula 3.2a})$$

$$= -\frac{1}{2} v_{dc}, \quad v_c > v_a^* \quad (\text{Fórmula 3.2b})$$

El fundamental de este voltaje de punto medio es:

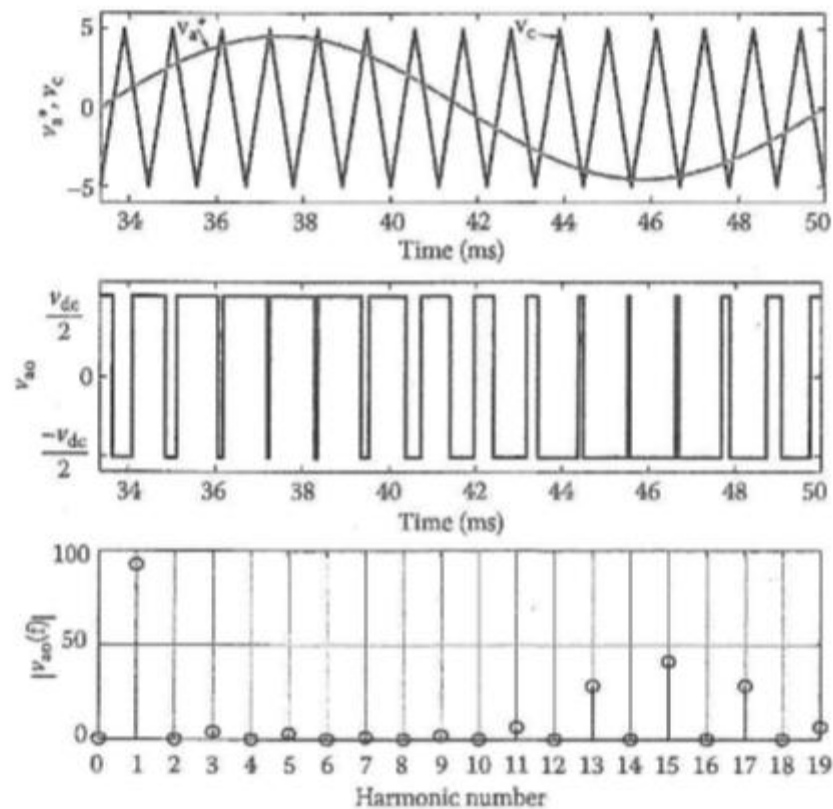


Figura 28: sinusoidal PWM. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

$$V_{am1} = \frac{V_{dc}}{2} \times \frac{V_{a^*}}{V_{cp}} \quad (\text{Fórmula 3.3})$$

Donde:

- V_{a^*} es el valor máximo de la referencia de fase o señal de comando.
- V_{cp} es el valor máximo de la señal de portadora triangular.

La salida resultante sigue la frecuencia y fase de la señal de referencia. El índice o proporción de modulación está definido por:

$$m = \frac{V_{a^*}}{V_{cp}} \quad (\text{Fórmula 3.4a})$$

Que sustituyó en la fórmula 3.4b da:

$$V_{am1} = m \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{Fórmula 3.4b})$$

Variando el índice de modulación cambia la amplitud fundamental y variando la frecuencia de referencia v_{a^*} cambia la frecuencia de salida. La relación entre el portador y las frecuencias de referencia, f_c/f_s , cambia los armónicos. Para eliminar un gran número de bajos armónicos, f_c tiene que ser muy alto. Tenga en cuenta que esto implicara altas pérdidas de conmutación y una reducción considerable de la tensión de alimentación debido a que muchos activan y desactivan los intervalos, cortan el área de voltios por segundo desde la salida máxima disponible de voltios por segundo y luego disminuyen el voltaje de salida disponible. Eso es usual para tener un valor fijo para f_c , digamos 9 hasta la frecuencia base de la máquina de c.a. y luego los valores reducidos de f_c porque las pulsaciones de par armónicas más altas no afectan significativamente el rendimiento del variador a alta velocidad. Las portadoras y señales de referencia tienen que estar sincronizadas para eliminar la frecuencia de pulsación que aparece en la salida.

La relación típica entre portador y frecuencia de referencia es mostrada en la figura 29, la cual relaciona la frecuencia de estator fundamental y la portadora.

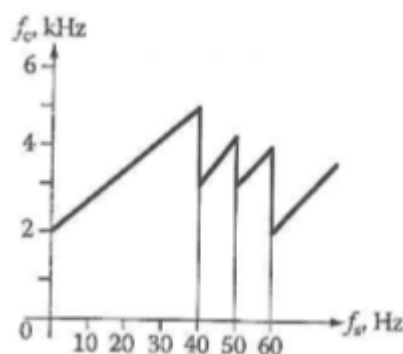


Figura 29: relación entre el portador y la frecuencia fundamental del estator. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

A bajas frecuencias, menos de 40Hz, la frecuencia portadora puede ser fija o una variable para tener la función de sincronización. El número de pasos en la variación de las frecuencias de la portadora depende del espectro de armónico de salida especificado en varias frecuencias del estator.

Cuando la señal de modulación se eleva por encima de la magnitud del pico de la señal portadora el modo de operación se conoce como sobremodulación. La ganancia del inversor se vuelve no lineal bajo tales condiciones de operación y la magnitud de la tensión de salida fundamental no aumenta en proporción a la señal de modulación. Es crucial tener un nivel fundamental más alto y al mismo tiempo, modular la señal para tener un inversor altamente receptivo para aplicaciones de control. Las formas de onda operacionales en la región de sobremodulación se dan en la figura 30. Tenga en cuenta la magnitud fundamental del espectro. Eso podría ser mejorado por muchos métodos. Una estrategia de PWM sinusoidal alternativa se muestra en la figura 31 para impulsar la magnitud fundamental. La señal de referencia contiene la fundamental y su tercer armónico con más baja magnitud para el tercer armónico comparado a el fundamental. Como el tercer armónico es anulado en los voltajes de línea a línea de un sistema conectado en estrella, la fundamental se enriquece de esta estrategia. Muchas variaciones de esto son posibles con las ventajas que ello conlleva mayor voltaje fundamental y menor número de conmutaciones. El mismo comando de referencia de pico o señal de modulación que se da para el caso de sobremodulación y que se muestra en el ejemplo anterior y la fuerza se considera para el ejemplo de inyección de tercer armónico. Tenga en cuenta que el fundamental se ha incrementado y la señal de modulación se modifica para que sea más baja que la magnitud máxima de la señal portadora. El espectro armónico superior ha cambiado pero no mucho. Tenga en cuenta también que variando la magnitud del tercer armónico la forma de señal de comando o modulación se modifica para parecerse a la de un trapecio

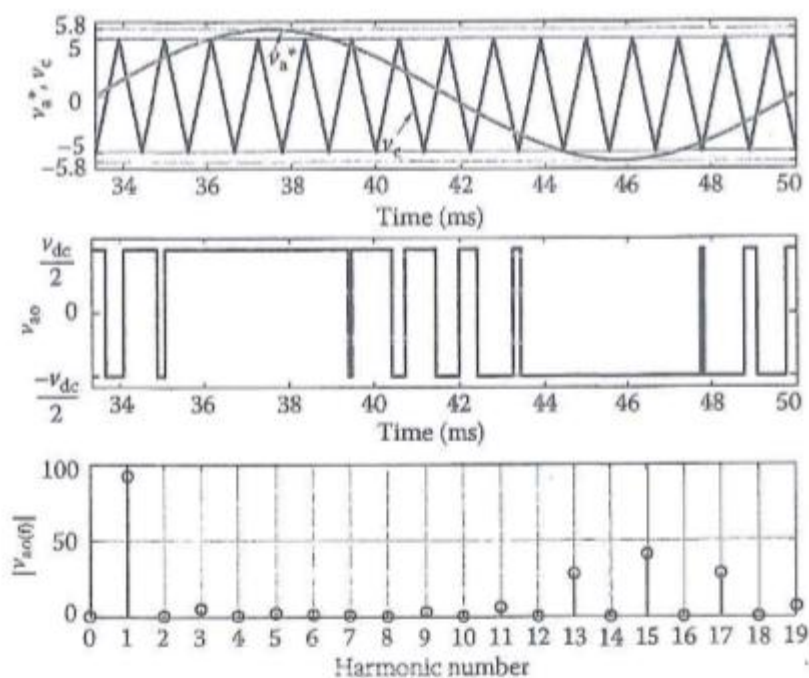


Figura 30: Operación de sobremodulación del inversor. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

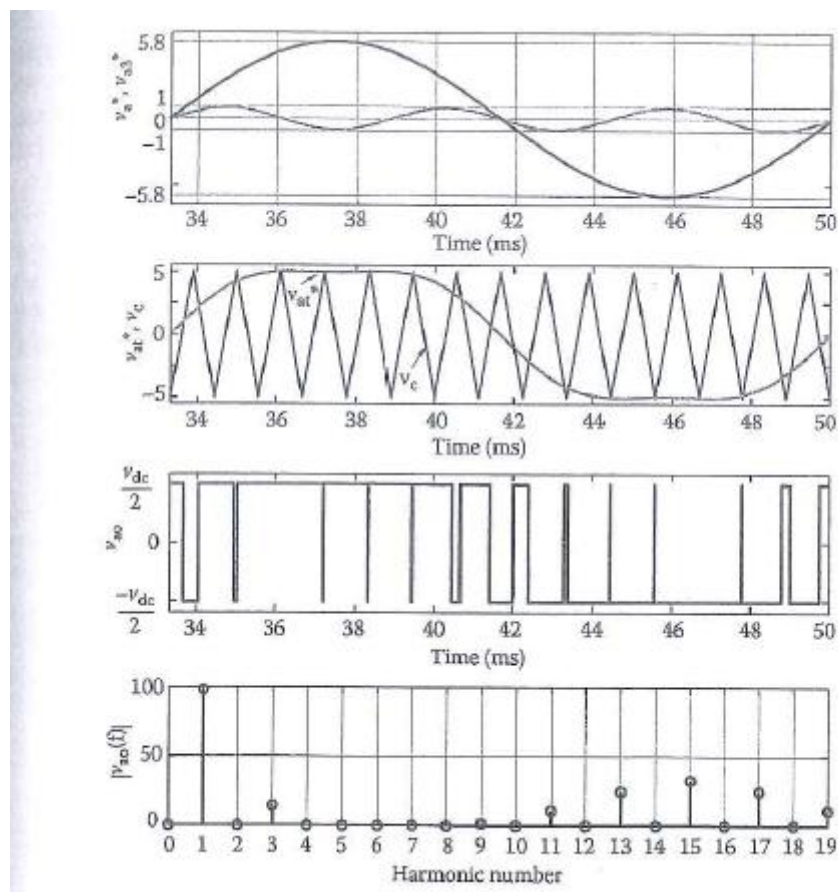


Figura 31: Estrategia de PWM sinusoidal alternativa. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Este es el básico para el uso de voltajes de referencia trapezoidales para maximizar los voltajes de salida fundamentales en el pasado en aplicaciones de accionamiento de motor. Más importante aún, se puede observar que las partes inicial y final de la señal de modulación aumentan y disminuyen bruscamente, respectivamente, en comparación con una senoide. Debido a esto el tiempo de duración del punto medio resultante es más largo, y por tanto, se empaqueta un mayor voltaje secundario dando paso a una mayor magnitud fundamental. En la figura 32 se muestra un conjunto de muestra de voltajes centrales, de línea, de fase y de control controlados por PWM en unidades normalizadas para ilustrar formas de onda comúnmente encontradas en PWM con operaciones de control del motor.

3.1.1 Implementación PWM.

La implementación de pwm adopta muchas formas, pero hay ciertos factores subyacentes que son comunes a todos los esquemas de PWM. Hay generación de señales de comando para la interacción con las señales portadoras PWM y el muestreo de los comandos para generar los ciclos de trabajo PWM. Se consideran en esta sección.

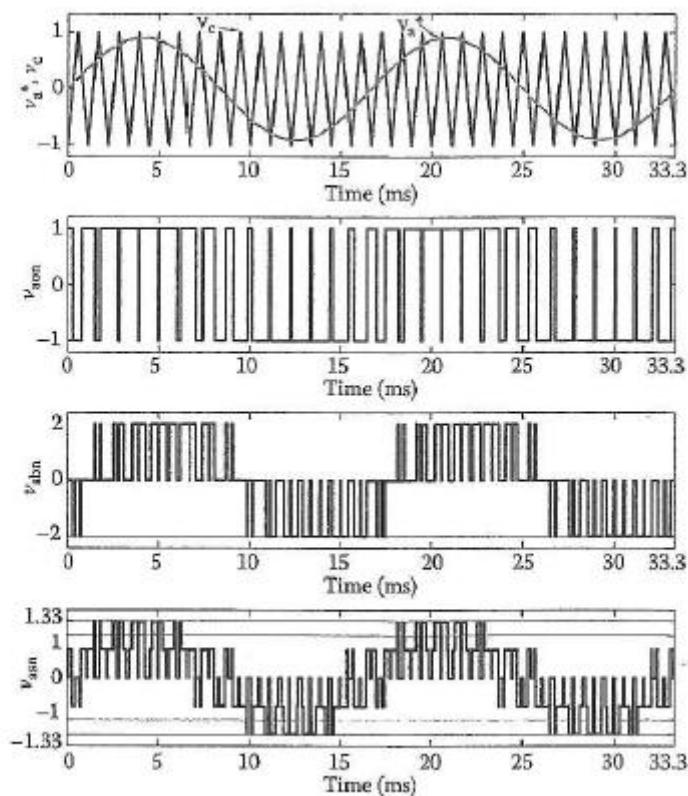


Figura 32: Un conjunto de muestra de formas de onda de voltaje en unidades normalizadas. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

3.1.1.1 Generación de la señal de referencia.

Las señales de referencia para actuar sobre las señales de frecuencia de portadora triangulares bidireccionales se derivan de acuerdo con la naturaleza del sistema de accionamiento. En unidades de motor PMSM y PM brushless, el control de los accionamientos del motor se realiza a través de las corrientes del estator y

apenas en forma de voltajes del estator. Es porque el par es directamente proporcional a las corrientes en los bastidores del estator o en los bastidores del rotor y el control del par proporciona el control en velocidad y posición. Apenas los voltajes de fase son los comandos en estas unidades de motor, pero ese puede ser el caso en algunas unidades de motores de inducción. Siendo ese el caso, el caso pertinente a las unidades PMSM se ilustra en la siguiente discusión. Considerando un par de accionamiento PMSM controlado por par desde la referencia de par se descompone en referencias de corriente del estator y por el momento, se supone que así es el caso. Para amplificar estas referencias de corriente del estator a través del inversor, las corrientes de fase son detectadas y comparadas con sus respectivas referencias para generar errores en las corrientes de fase. Estos errores actuales se fuerzan a cero a través de un controlador proporcional más integral (PI) en cada una de las fases. El PI controlado se toma como ilustración pero muchos otros controladores como la variable de estado y los controladores inteligentes son factibles y están todos disponibles en la literatura. Independientemente de la naturaleza del controlador, el resultado del controlador actual es una señal que exigirá que la tensión de fase siga, de forma tal que el error actual en esa fase se reduzca a cero. Por lo tanto, la salida del controlador actual es una señal de voltage y variará muy rápido y esta es la señal de referencia para interactuar con la señal de portadora PWM para generar impulsos de puerta con ciclos de trabajo variables para los dispositivos en un tramo de fase del inversor. Similar es el caso para todas y cada una de las fases del accionamiento del motor. El accionamiento del motor resultante esta controlado por corriente desde una fuente de tensión y puede considerarse como una fuente de corriente. Si la velocidad de respuesta del control de realimentación actual es rápido, puede parecerse a una fuente de corriente suave y si esta estacionaria, se asemeja a la de una fuente de corriente permanente. Hay algunas ventajas asociadas con la fuente actual que alimenta un motor de accionamiento. Un cortocircuito en las líneas de salida del inversor no tendrá consecuencias perjudiciales en el inversor. Mientras esta es la mayor ventaja, el inconveniente es que un circuito abierto repentino es peligroso para ello, ya que se generará una gran tensión debido a las inductancias en la máquina se aplicará a través de los dispositivos, lo que provocará su destrucción. Pequeñas cargas simuladas pueden superar dicha dificultad con muy poco costo asociado al sistema de accionamiento. El esquema de accionamiento del motor con circuitos de retroalimentación de corriente interna y controladores es mostrada en la figura 33.

Solo se detectan las corrientes bifásicas y en un sistema trifásico de tres hilos, la suma de las corrientes de fase es cero, la tercera corriente de fase se construye usando este hecho. El circuito de procesamiento proporciona esta opción y está destinado a incluir los filtros para todas las corrientes de fase individuales también.

3.1.1.2 Muestreo de señales de referencia.

El ancho de pulso de señal de entrada es generada por la intersección del voltage de referencia y la señal de portadora PWM se muestra como forma de onda triangular bidireccional en la figura 34. Las intersecciones de estas dos señales se pueden encontrar con precisión si la referencia se monitorea continuamente, lo que equivale a que se muestrea infinitamente. Solo es posible en la implementación analógica. Actualmente la mayoría de las implementaciones están basadas en procesadores digitales y es imposible tener un muestreo infinito, incluso una gran muestra de las señales de referencia dado el hecho de que el mismo procesador también se usa para el control del sistema de control del motor.

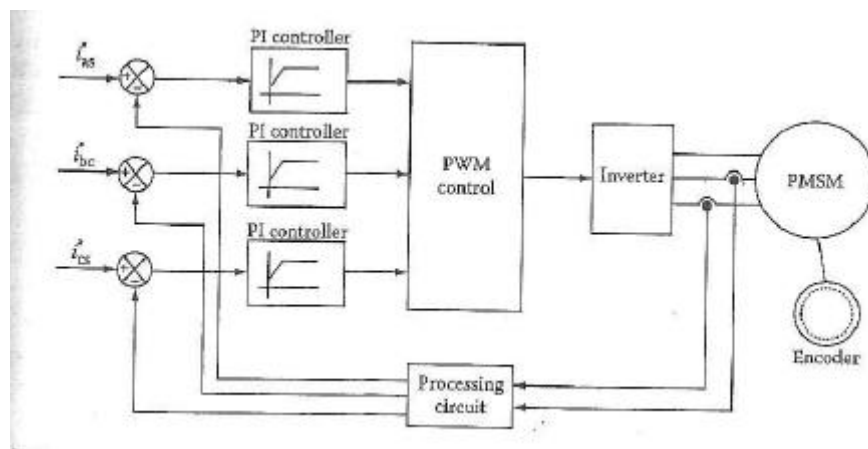


Figura 33: Control de corriente basado en PWM de una unidad PMSM. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

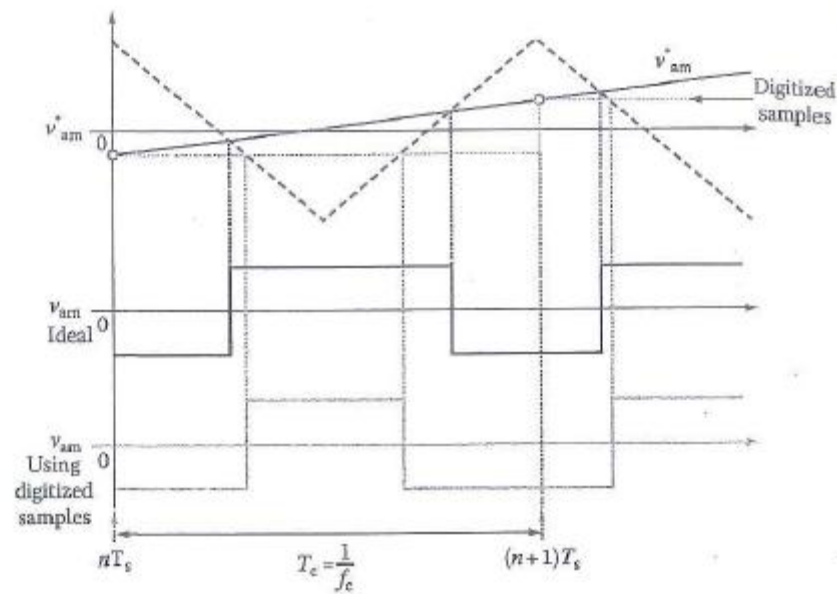


Figura 34: Caso de muestreo simétrico. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

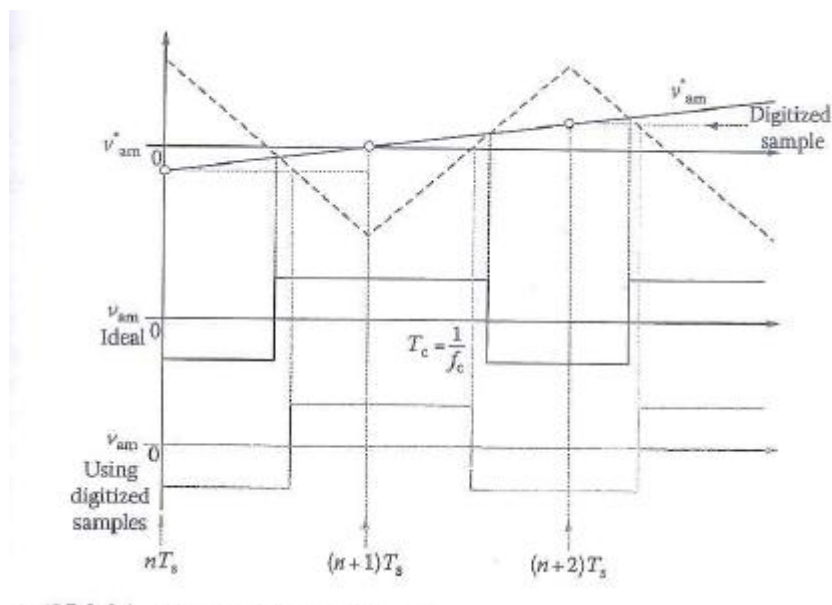


Figura 35: Caso de muestreo asimétrico. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Dos casos de muestreo son prevalentes y se encuentran en la frecuencia portadora de PWM denotada como muestreo simétrico y muestreo al doble de la frecuencia de portadora conocida como muestreo asimétrico. Son discutidos con respecto a su implementación a continuación.

1.- MUESTREO SIMÉTRICO:

El muestreo se realiza a la frecuencia del portador de la frecuencia PWM y se supone que está hecho en el instante de pico positivo de la señal portadora de PWM que se muestra en la figura 34. Se ve que las muestras actuales y digitalizadas que se cruzan con la señal portadora PWM proporcionan dos impulsos de entrada de diferentes anchuras. Existe una discrepancia significativa en la duración del pulso de compuerta que se traducirá en la pérdida de voltios por segundo en el caso que utilice la señal muestreada, lo que resulta un gran tiempo de establecimiento para que el voltaje de salida promedio coincida con la referencia. El error puede ser grande en el caso de modulación de señales con variaciones rápidas, por ejemplo, en el caso de controladores que tienen altas ganancias y máquinas con inductancias muy pequeñas. Tenga en cuenta que el pulso de entrada que surge del uso de la muestra digitalizada es simétrico con respecto al pico negativo de la señal portadora PWM y de ahí su nombre.

2.- MUESTREO ASIMÉTRICO:

Cuando el muestreo duplica a la frecuencia PWM del portador y se realiza en instantes de pico positivo y negativo de la señal al portador, la corrección en el ancho de pulso de las señales de control de compuertas es más rápida lo que resulta en la reducción de errores. Los impulsos de la señal de entrada no son simétricos con respecto al centro de la señal portadora como se muestra en la figura 35 y, de ahí, el nombre. Siempre habrá un error entre esto y los métodos analógicos ideales y la clave es encontrar formas de minimizar estos errores. Las próximas implementaciones de arreglos de puertas programables de campo tienen tasas de muestreo de 100mHz con el resultado de que casi se parece a la implementación analógica. Para muchos controladores autónomos de accionamiento por motor, el costo de usar FPGA no es justificable pero muchas aplicaciones críticas y de alto rendimiento pueden incorporar los controladores FPGA en el futuro.

3.1.1.3. Características de transferencia de los inversores controlados por PWM.

Las características de transferencia se basan en PWM con senoide como la señal de modulación y se computan para todo el ciclo de la señal de modulación. Se visualiza fácilmente que como el pico de la senoide excede el pico de la portadora PWM, no hay ninguna conmutación involucrada en la pata del inversor con el resultado de que la tensión del polo medio permanezca en su máximo (positivo o negativo). Queda un voltaje de salida de línea a línea mayor de lo que normalmente se puede obtener con el pico de la señal de modulación que es menor o igual que el

pico de la señal portadora PWM. La relación se deriva a continuación. La tensión de salida fundamental está determinada por la relación de modulación y es independiente de la frecuencia. La relación es crucial para el control del inversor. La tensión rms línea a línea se deriva de la tensión de medio polo.

$$V_l = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_{am1} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} m \frac{V_{dc}}{2} = 0.612 m V_{dc} \quad (\text{Fórmula 3.5a})$$

Donde:

- m es la relación de modulación.
- V_{dc} es la tensión del enlace CC o la tensión de entrada al inversor.

La relación de modulación de la fórmula 29(a) se puede escribir como:

$$m = \frac{\frac{\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_l}{\frac{V_{dc}}{2}}}{\frac{V_{dc}}{2}} = \frac{\frac{\sqrt{2} V_{ph}}{\frac{V_{dc}}{2}}}{\frac{V_{dc}}{2}} = \frac{V_p}{\frac{V_{dc}}{2}} \quad (\text{Fórmula 3.5 b})$$

A partir de esta ecuación se ve que la relación de modulación es la relación entre la tensión de fase máxima fundamental y la tensión de polo medio con respecto a la entrada del punto medio de fuente de c.c.

La salida de tensión de línea a línea es lineal para la relación de modulación de cero a 1. Más allá de este rango, la tensión de salida aumenta pero no linealmente y se conoce como región de sobremodulación. Esta región abarca desde este valor hasta la máxima línea a línea el valor de tensión se divide en 2 subregiones. En la subregión donde la relación de modulación está entre 1 y 1.154, es cuasilineal y la tensión rms línea a línea con $m=1.154$ es:

$$V_l = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} m \frac{V_{dc}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (1.154 \frac{V_{dc}}{2}) = 0.707 V_{dc} \quad (\text{Fórmula 3.6a})$$

Y corresponde a una tensión de fase pico dada por:

$$V_{am1} = \frac{2}{3} V_{dc} \sin 60^\circ = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} = 0.577 V_{dc} \quad (\text{Fórmula 3.6b})$$

Para relaciones de modulación superiores a 1.154, la tensión de salida entra en la región de saturación con la tensión máxima de línea a línea correspondiente a la operación de 6 pasos dada en una relación de modulación de 3.24 con una tensión rms línea a línea de 0.78. Con los puntos de ruptura derivados de la relación de modulación de 1,1.54 y 3.24 se muestra la tensión rms línea a línea en términos de la relación de tensión de c.c. frente a modulación.

Dicha relación se puede lograr con una relación de frecuencia entre la portadora y las señales de modulación, conocida como relación de frecuencia de modulación, mayor o igual que 15. La relación no lineal entre la relación de línea de salida a la relación de modulación indica claramente que es altamente indeseable en aplicaciones de control de alto rendimiento y sus efectos particularmente en el rango de sobremodulación en forma de corrientes lentas y comportamiento correspondiente en la generación de par con el rendimiento dinámico resultante.

3.1.1.4. Desconectado optimizado PWM.

Las unidades de motor de alta potencia en el rango de 0.5Mw y más tienen requisitos muy diferentes. Las unidades de menor potencia están moduladas por ancho de pulso en el rango de 2-20hz, las frecuencias más altas en el extremo más bajo de la clasificación de potencia y las más bajas en la clasificación de potencia media. 2KHz PWM no es una solución factible en muchos motores de alta potencia. Las pérdidas de conmutación son significativas en ellas ya que la tensión es de nivel medio y también la EMI resultante al conmutar a altas frecuencias que son inaceptables en muchas fuentes, incluida su capacidad para interferir con redes de conmutación alrededor y fuera de la planta a larga distancia. La solución se debe encontrar en la conmutación de baja PWM en el rango de 360-600Hz del inversor. Luego la eliminación selectiva de armónicos junto con la maximización de los recursos fundamentales requiere la optimización de la conmutación PWM. Eso usualmente no es factible con el método de intersección del triángulo sinusoidal. En este caso se requiere PWM optimizado e incorporado en la memoria, y es casi universal en unidades de motor de alta potencia. Tales unidades de motor PM de alta frecuencia no son frecuentes en el campo y, por tanto, su control de inversor no se está considerando aquí.

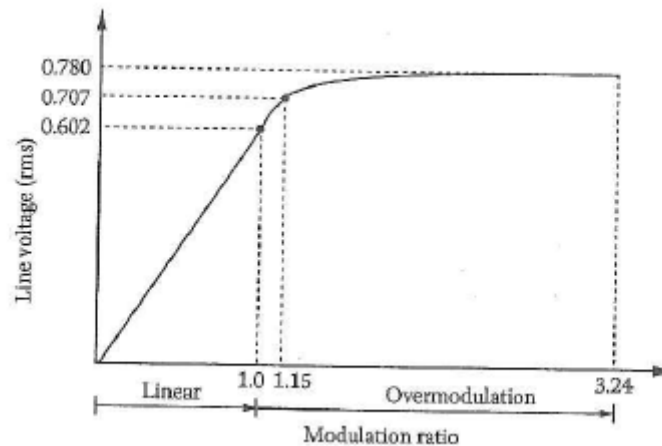


Figura 36: Voltaje de línea frente a la relación de modulación del inversor trifásico. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

3.2. CONTROL DE CORRIENTE DE HISTÉRESIS.

El controlador de corriente PWM al muestrear la tensión de control de entrada (ó modulación) determina el ciclo de trabajo una vez en un ciclo de portadora. Este es el caso de todos los sistemas de control basados en procesador. Entre 2 conmutaciones consecutivas, tenga en cuenta que la tensión de control puede exceder el límite máximo y si el controlador PWM se muestrea y mantiene una vez un ciclo de conmutación, entonces la tensión (ó corriente) se controla en promedio pero no instantáneamente. El muestreo continuo que conduce a la variación continua del ciclo de trabajo es posible en los controladores analógicos PWM pero esto puede conducir a mas de una conmutación por ciclo de portadora y, por lo tanto, no es deseable desde el punto de vista de las voltaje/corriente no se ejerce en el controlador de corriente PWM. El controlador de histéresis supera este inconveniente convirtiendo una fuente de tensión en una fuente de corriente de acción rápida. La corriente real se controla dentro de una banda estrecha de excursión desde su valor deseado en el controlador de histéresis. La ventana de histéresis determina la desviación permitida o preestablecida de la corriente Δi . Corriente actual y ordenada se muestra en figura 37.

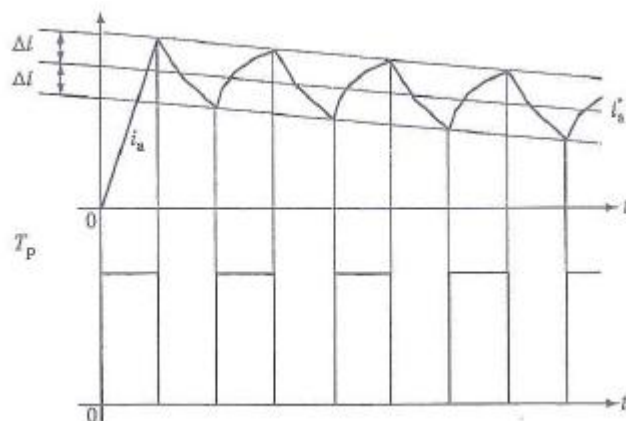


Figura 37: Ilustración de acción de control de histéresis. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

El voltaje aplicado a la carga está determinado por la siguiente lógica:

$$i_a \leq i_a^* - \Delta I, \text{ set } V_0 = V_s \quad (\text{Fórmula 3.7a})$$

$$i_a \geq i_a^* + \Delta I, \text{ reset } V_0 = 0 \quad (\text{Fórmula 3.7b})$$

La ventana de histéresis se puede establecer externamente como una constante o como una fracción de la corriente del estator mediante una programación adecuada. La frecuencia de conmutación es una cantidad variable a diferencia de la frecuencia constante en el controlador PWM. Eso tiene la desventaja de mayores pérdidas de conmutación en los dispositivos con mayor frecuencia de conmutación. El control se considera simple, ya que depende de la magnitud del pico de corriente instantánea y de la ventana actual configurada solamente. Debido a su respuesta instantánea y la simplicidad de la realización de control, los controladores de corriente de histéresis son el elemento básico de los laboratorios de investigación académica, pero rara vez se encuentran en productos industriales.

El rendimiento del controlador de corriente de histéresis con ventanas de corriente de histéresis variables se muestra en la figura 38. Las ventanas actuales son 0.02, 0.04, 0.1, 0.12, 0.15 y 0.2 veces la del pico de la referencia de corriente de fase. Con ventanas de corriente de histéresis decrecientes la frecuencia de conmutación aumenta según lo esperado. El seguimiento de la referencia de corriente es instantáneo, pero la corriente de fase se desvía de la referencia por la ventana de corriente de histéresis en ambos lados del valor de referencia.

Una comparación cualitativa de los controladores PWM e histéresis se resume en la tabla 3. Las desventajas del controlador de histéresis puede superarse por ejemplo,

limitando la frecuencia de conmutación, variando la ventana de histéresis de forma adaptativa a las condiciones cambiantes de carga y como una función de la magnitud de corriente de fase ordenada.

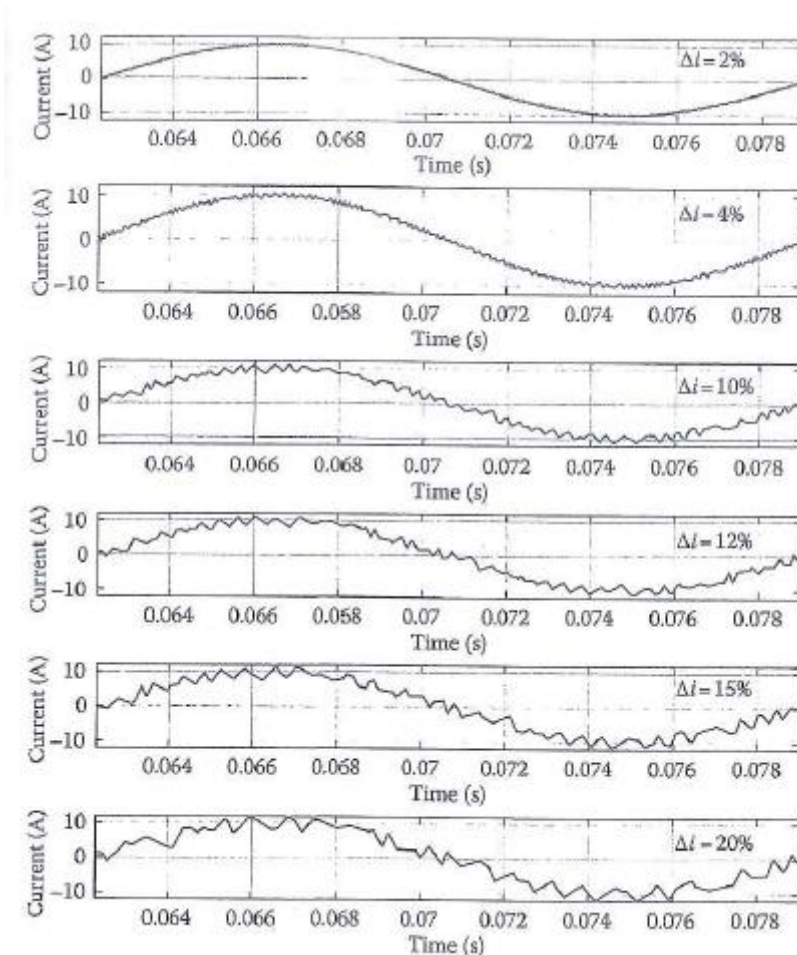


Figura 38: Fase una corriente para variar las ventanas actuales de histéresis. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Characteristics	Current Controllers	
	Hysteresis	PWM
Switching frequency	Varying	Fixed at carrier frequency
Speed of response	Fastest	Fast
Ripple current	Adjustable	Fixed
Filter size	Dependent on Δi	Usually small
Switching losses	Usually high	Low

Tabla 3: comparación de controladores actuales. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Una pregunta natural que puede surgir en esta coyuntura es porque no combinar las mejores características del esquema de control de histéresis para proporcionar una respuesta instantánea con la conmutación constante de conmutadores PWM basados en portadoras. Se informó de un esquema de control de corriente híbrido que usa la combinación de esquemas de control de corriente PWM y histéresis para explotar las mejores características de ellos en unidades de motor de reluctancia conmutada. La respuesta rápida con control de corriente de histéresis se usó para elevar la corriente a su valor deseado y después se mantiene mediante conmutación PWM con conmutación de portadora fija para minimizar las pérdidas de conmutación. El esquema de conmutación híbrida puede no ser aplicable en accionamientos de motor de c .a.

3.3. MODULACIÓN DE VECTOR ESPACIAL.

Todo comenzó bajo la premisa de que el control independiente del flujo y el par es la característica distintiva de la unidad de motor de c.c. excitada por separado que proporciona un rendimiento dinámico y en estado estable muy elevado. Un control equivalente de los accionamientos de motor de c .a., si se encuentra, puede superar por completo los problemas asociados con los transitorios dinámicos del accionamiento del motor. La clave de este paso radicaba en la comprensión de las máquinas de c .a. como una máquina de c.c. excitada por separado equivalente. Esto requirió que el modelo de la máquina de c .a. se redujera a un conjunto de bobinas de estator y rotor individuales, liberando así el modelado convencional y la realidad del estator trifásico y los devanados del rotor. Kovac y Racz desarrollaron un modelo de máquina trifásica para proporcionar un resultado conocido como modelo de fasor espacial (spm) de la máquina.

Considere bobinados trifásicos suministrados con corrientes trifásicas equilibradas y tenga en cuenta que solo 2 corrientes son independientes ya que la suma de las 3 corrientes es cero.

Las corrientes trifásicas y, por lo tanto, las fuerzas magnetomotrices (f.m.m.) de los devanados trifásicos pueden resolverse a lo largo de 2 ejes ficticios que son perpendiculares entre sí y designados como cuadratura y ejes directos, conocidos popularmente como ejes d y q en la literatura.

Resolviendo la resultante de las corrientes de ejes q y d (f.m.m.s) da un fasor de corriente y un fasor (f.m.m.) que están girando a velocidad angular sincronía con magnitud constante. Asimismo, las corrientes del rotor también se pueden transformar en un fasor de corriente de rotor así como su (f.m.m.).

En el análisis final, las corrientes trifásicas del estator y el rotor, así como su estator (f.m.m.) y el rotor (f.m.m.) se han transformado en una corriente de estator y un fasor de corriente de rotor y un fasor (f.m.m.) resultante respectivamente, con el resultado de que pueden verse como si fueran producidos por un estator y un rotor devanado.

Si la máquina toma un solo fasor de espacio de corriente de estator, entonces el inversor que suministra la corriente debe generarlo como un fasor espacial, pero no simplemente como un conjunto de corrientes trifásicas.

Por lo tanto, el inversor puede verse como un generador de fasores de voltaje y/o de corriente, pero no como un generador de voltaje o corriente trifásico como lo era el entendimiento anterior a 1980 que obligaba a pensar en su control como un conjunto de 3 PWM o histéresis monofásicas de sistema de control.

Esta comprensión del inversor como generador de fasores tensión/corriente importa aún más la noción de que el inversor no solo controla la magnitud y la velocidad angular, sino también la posición angular del fasor de tensión y corriente como el mero hecho de que un fasor espacial es de hecho consiste en 3 de estas variables.

La variable de posición sobre la que el inversor ejerce control tiene el impacto más dramático en la dinámica del accionamiento del motor.

Esta nueva comprensión del inversor gracias a Holtz surgió de la comprensión del modelo de la máquina y su dinámica en la comprensión del inversor y su control.

Esta invención individual y singularmente tuvo uno de los efectos más poderosos en la obtención del más alto rendimiento estable y dinámico de las máquinas de c.a., particularmente máquinas de inducción, y en llevar el control del inversor a nuevas alturas en términos de reducción de armónicos y pérdidas, y por lo que es un amplificador lineal para obtener un alto rendimiento dinámico, incluso en casos sin un sensor de posición del rotor en los sistemas de control de retroalimentación.

Tenga en cuenta que cualquier fasor espacial de tensión puede sintetizarse con el control de la conmutación del inversor considerando la magnitud y posición del fasor de tensión solicitado.

Este enfoque no utiliza moduladores de ancho de pulso individuales para cada fase de la máquina.

3.3.1. Estados de conmutación del inversor.

Considere el inversor que se muestra en la figura 39. Se considera la tensión del terminal de la fase a, V_a , con respecto al negativo del suministro de cc, y está

determinada por un conjunto de interruptores, S_a , que consta de T1 y T4, como se muestra en la tabla 4.

Cuando los dispositivos de conmutación T1 y T4 y sus diodos antiparalelos están apagados, V_a es indeterminado. Tal situación no se encuentra en la práctica y por lo tanto no se ha considerado. El cambio de S_b y S_c establece para la línea b y c pueda ser derivado de manera similar. El número total de estados de conmutación posibles con S_a , S_b y S_c son 8 y ellos están elaborados en la tabla 5 usando las relaciones que contiene los voltajes de fase y de línea a línea, así como los voltajes de los ejes q y d, derivados de los voltajes de fase que figuran a continuación:

$$V_{qs} = V_{as} \quad (\text{Fórmula 3.8a})$$

$$V_{ds} = \frac{1}{\sqrt{3}}(V_{cs} - V_{bs}) = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{cb} \quad (\text{Fórmula 3.8b})$$

Los voltajes q y d del estator para cada estado son mostrados en la figura 40. El fasor de tensión, V_s , es la resultante de los voltajes de los ejes q y d. Los estados limitados del inversor crean un movimiento diferenciado del fasor de voltaje del estator, V_s . Una generación de fasores de voltaje casi continua y uniforme es factible con el siguiente algoritmo.

3.3.2. Principio de la modulación de vectores espaciales.

Considere que se ordena un fasor de voltaje V_s . Su posición está entre 2 vectores de conmutación, digamos V_1 y V_6 y tiene una fase relativa de θ_s a partir de V_1 como muestra la figura 41.

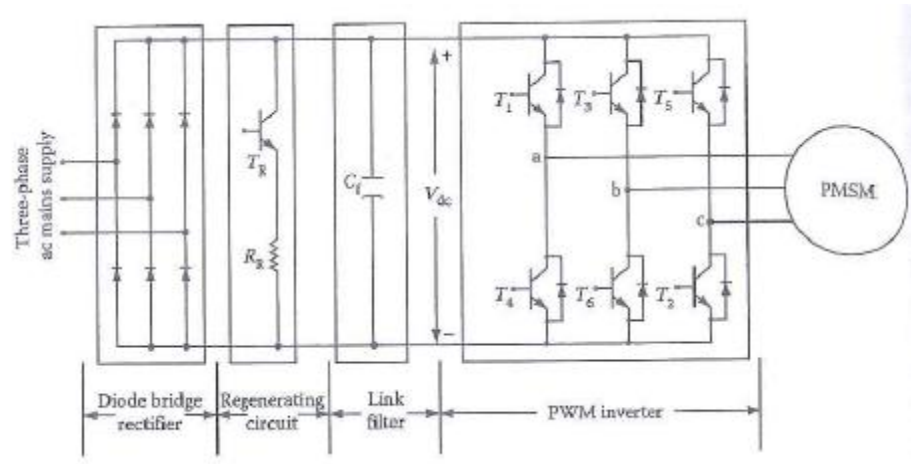


Figura 39: Configuración del circuito de potencia de la unidad PMSM. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

T_1	T_4	S_2	V_a
On	Off	1	V_{dc}
Off	On	0	0

Tabla 4: Estados de conmutación de la fase del inversor para a. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

El fasor de tensión ordenado solo puede realizarse con el uso de los vectores de tensión de conmutación vecinos y, en este caso, V_1 y V_6 . Tomar estos vectores de conmutación durante una fracción de tiempo, ya que no es posible tomar la fracción de ellos, y luego combinarlos a través de la carga da el fasor de voltaje del espacio de comando deseado. En consecuencia, V_s se puede sintetizar como la suma vectorial de aV_1 y bV_6 , donde (a) y (b) son constantes fraccionarias. Entonces, el fasor de voltaje, V_6 se deriva tomando proyecciones geométricas dadas por:

$$V_s = aV_1 + bV_6 \quad (\text{Fórmula 3.9a})$$

$$a = \frac{V_s}{V_1} \left[\cos \theta_s - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \theta_s \right] \quad (\text{Fórmula 3.9b})$$

$$b = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{V_6} \sin \theta_s \quad (\text{Fórmula 3.9c})$$

$$V_1 = V_6 = \frac{2}{3} V_{dc} \quad (\text{Fórmula 3.9d})$$

States	S_a	S_b	S_c	V_a	V_b	V_c	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}	V_{as}	V_{bs}	V_{cs}	V_{qs}	V_{ds}
I	1	0	0	V_{dc}	0	0	$+V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0
II	1	0	1	V_{dc}	0	V_{dc}	V_{dc}	$-V_{dc}$	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
III	0	0	1	0	0	V_{dc}	0	$-V_{dc}$	V_{dc}	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
IV	0	1	1	0	V_{dc}	V_{dc}	$-V_{dc}$	0	V_{dc}	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	0
V	0	1	0	0	V_{dc}	0	$-V_{dc}$	V_{dc}	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
VI	1	1	0	V_{dc}	V_{dc}	0	0	V_{dc}	$-V_{dc}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
VII	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
VIII	1	1	1	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}	0	0	0	0	0	0	0	0

Tabla 5: Estados de conmutación del inversor y voltajes de la máquina. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

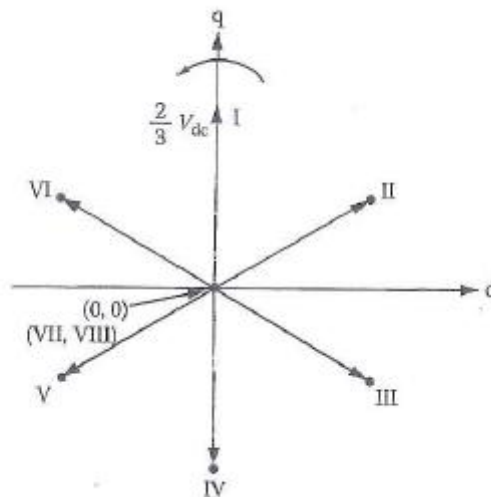


FIGURA 40: Las tensiones de salida del inversor corresponden a estados de conmutación. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

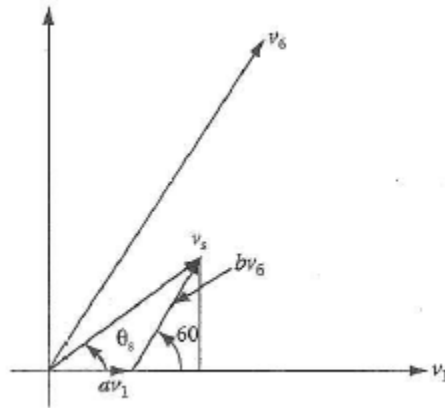


Figura 41: Síntesis de un fasor de voltaje de vectores de voltaje de conmutación adyacentes.
(Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Si la frecuencia portadora es F_c y un periodo PWM (también conocido como periodo de muestreo en la literatura), T_c es dada por:

$$T_c = \frac{1}{F_c} \quad (\text{Fórmula 3.10a})$$

Y está relacionado con el momento de cambiar V_2 y V_1 como:

$$T_c = (a+b+c) T_c \quad (\text{Fórmula 3.10b})$$

Donde CT_c es la duración de la aplicación de vector cero. La interpretación física se obtiene al multiplicar la ecuación:

$$V_s = aV_1 + bV_6 \quad \text{por un periodo de conmutación } T_c. \quad (\text{Fórmula 3.11})$$

Solo un vector de conmutación se activa en un momento dado en cualquier intervalo de tiempo correspondiente a las fracciones aT_c , bT_c y cT_c para la primera mitad del periodo de muestreo y desactivado para la segunda mitad del periodo de muestreo de nuevo correspondiente a las fracciones restantes de aT_c . Intervalos de tiempo bT_c y cT_c minimizando así las pérdidas de conmutación en el inversor. Tenga en cuenta que la activación o desactivación del vector de conmutación significa que un transistor se desconecta (enciende) y el otro transistor complementario se conecta

(desconecta) según el esquema de conmutación y se controla el voltaje o la corriente. Por lo tanto el control implica un apagado (encendido) y puede ser un cambio en la pérdida de conmutación en un tramo de fase del inversor. Habrá 2 instancias en cada tramo de fase y seis en las 3 fases, con el resultado de que hay 6 activadas y puede haber 6 pérdidas de conmutación apagadas de los transistores del inversor en un periodo de muestreo (o portadora). Las últimas 6 conmutaciones no son necesarias si las corrientes están controladas y si son continuas encima de eso. Luego los diodos que se colocan antiparalelos a los diodos que se van a activar transportan la corriente automáticamente, obviando así la necesidad de encender el transistor. Tenga en cuenta que los vectores cero se colocan en el medio para la mitad de cT_c y hay una ventaja al hacerlo. Se demuestra en la figura 43.

Derivando los voltajes de línea a línea y de fase de un sistema trifásico de los vectores de conmutación svm. Tanto los voltajes de línea como los de fase se dividen simétricamente en dos mitades iguales y se colocan en cada mitad del periodo de muestreo con el resultado de que sus frecuencias se han duplicado. Su clara ventaja se demuestra en la ilustración.

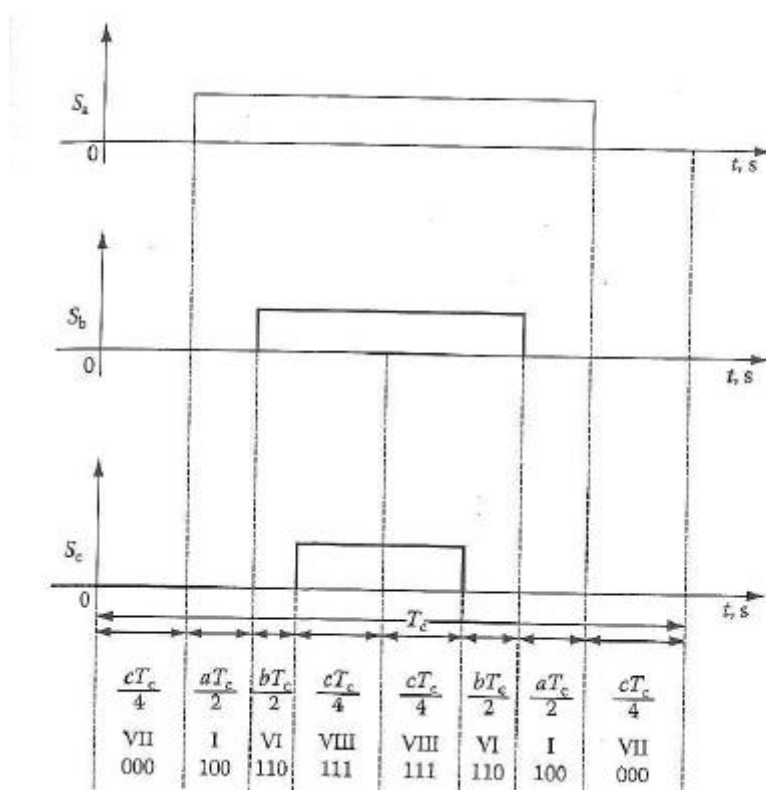


Figura 42: Derivación de la señal de conmutación para un período de los vectores de tensión V1, V6 y V0. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Considere el caso en el que solo hay un pulso por periodo de conmutación y el caso donde el pulso se divide en 2 y se coloca con intervalo de voltaje cero de modo que la duración total del pulso de encendido sea la misma en ambos casos como se muestra en la figura.

El último caso ha duplicado la frecuencia de la tensión aplicada. La onda de corriente se puede derivar como:

$$\Delta i = (V/L) \Delta t \quad (\text{Fórmula 3.12})$$

Dada la misma magnitud de voltaje y un tiempo de encendido en el primer caso y la mitad del tiempo de encendido en el segundo caso, resulta obvio que la ondulación actual es la mitad en el último caso en comparación con la ondulación de la corriente del primer caso. La colocación de intervalos de voltaje cero entre los pulsos de voltaje ha disminuido la ondulación actual. Asimismo, se ve que la libertad dotada por svm para colocar el vector de voltaje cero en el medio ha dividido los voltajes en 2 mitades iguales con cero voltajes en el medio, duplicando así la frecuencia y reduciendo a la mitad la onda actual. Esto es una consecuencia enorme en las unidades de motor de c.a. ya que reduce la ondulación de par y también las pérdidas magnéticas asociadas con las corrientes de ondulación en la máquina. Nótese que el SVM ofrece la libertad de colocar vectores cero tanto en los extremos como en la mitad del periodo de conmutación.

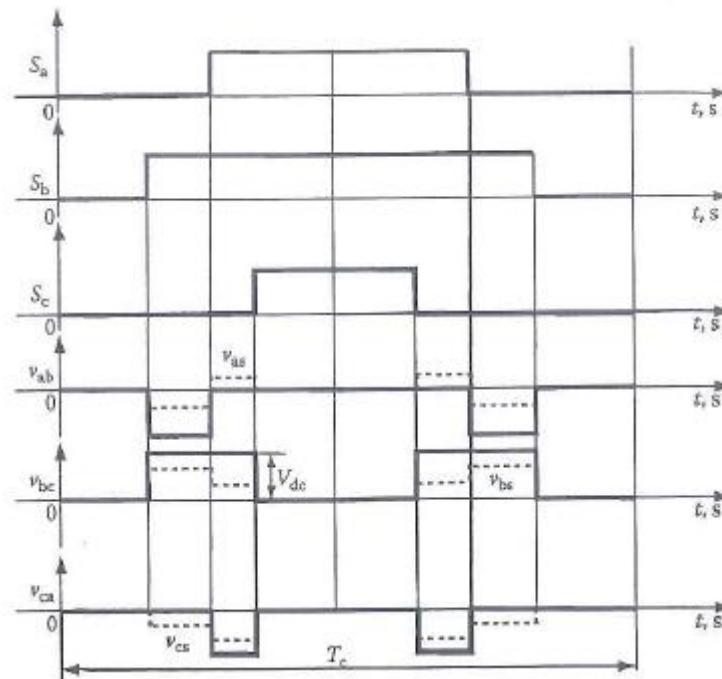


Figura 43: Derivación de voltajes de línea y fase de SVM con cero vectores en el medio. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

La colocación de cero vectores en el medio del ciclo de conmutación puede eliminarse tomando esa cantidad de duración de vector de tensión cero al comienzo y al final de los ciclos de conmutación manteniendo, por ejemplo, uno de los vectores de conmutación de un tramo de fase en estado cero o en un estado como se muestra en la figura.

El vector de voltaje cero total en el medio de la carga del ciclo de conmutación también. El número de conmutaciones se ha reducido a 4 en ambos casos, con el resultado de que las pérdidas de conmutación en los dispositivos del inversor se ha reducido a $2/3$ de la caja con un vector de tensión cero en el medio del periodo de conmutación. Pero esta ventaja se obtiene a expensas de una mayor magnitud de ondulación de corriente como se muestra mirando línea a línea y la tensión de fase para un caso de conmutación reducida en la figura 46.

Los voltajes de línea a línea y de fase son pulsos únicos en todo el ciclo de conmutación y no hay 2 mitades iguales, como en el caso del svm con vector de voltaje en el medio del periodo de conmutación. No hay una duplicación de la frecuencia de los voltajes y, por lo tanto, la ondulación actual no se reduce a la mitad como es el caso anterior.

A pesar de que la fluctuación de corriente se duplica, este svm se puede emplear ventajosamente a velocidades más altas donde la fluctuación de par no es de gran preocupación en los variadores de motor de velocidad variable.

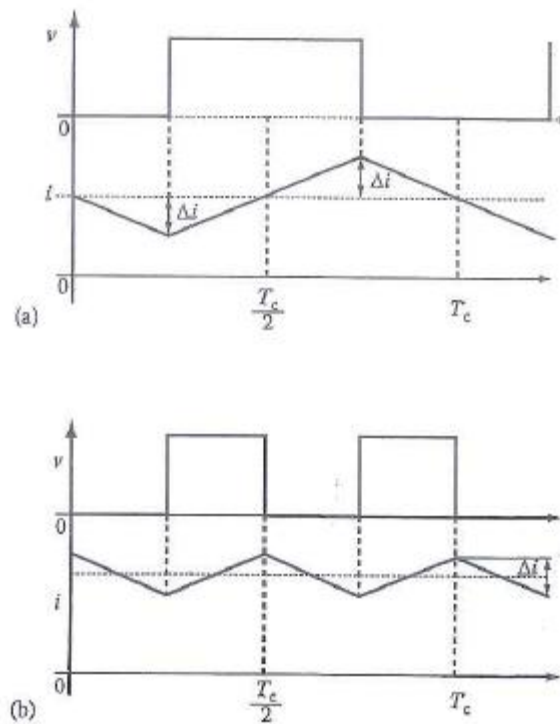


Figura 44: Efecto de la colocación de voltaje cero en la ondulación actual para dos casos: (a) pulso único por período; (b) dos pulsos por período. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

A bajas velocidades y para aplicaciones tales como los servos de posicionamiento, se puede recurrir al svm con vector de voltaje cero al principio, medio y final del ciclo de portadora para minimizar la corriente y, por lo tanto, la fluctuación de par.

La modulación vectorial espacial evita los conflictos generados por 3 moduladores de ancho de pulso individuales o controladores de histéresis.

Dado 6 vectores de conmutación discretos y de distritos distintos de cero y dos cero, la mejor opción de conmutación se está realizando con este enfoque.

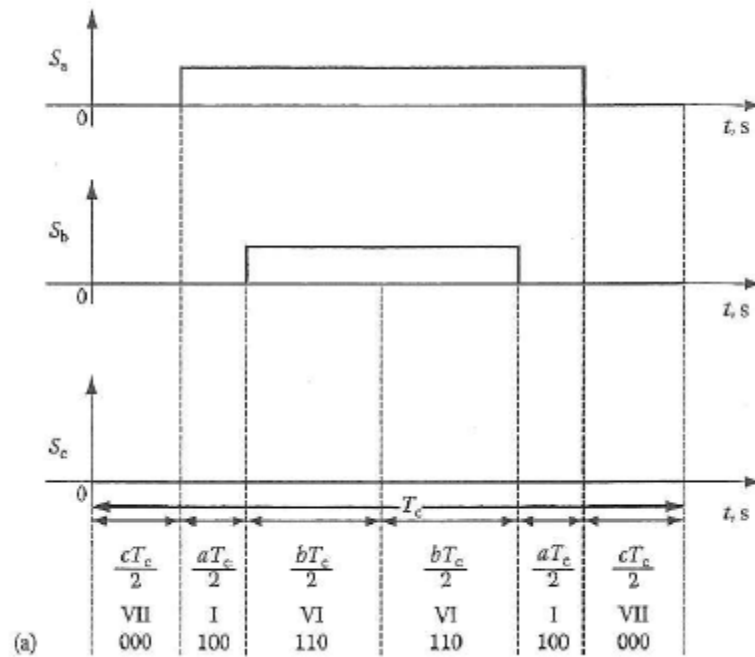
Las variaciones de la modulación del vector espacial con sobremodulación y otras estrategias de conmutación óptimas se pueden consultar en la literatura.

3.3.2.1. Características de transferencia de los inversores controlados por SVM.

Las relaciones de transferencia se encuentran entre el voltaje rms línea a línea y el índice de modulación y se nota que esto es diferente de la relación de modulación del controlador pwm. El índice de modulación, m , se define como la

relación entre el valor de pico del fasor de tensión fundamental y la tensión de fase fundamental máxima factible en un inversor y se da como:

$$m_i = \frac{V_s}{\frac{2}{\pi} V_{dc}} \quad (\text{Fórmula 3.13})$$



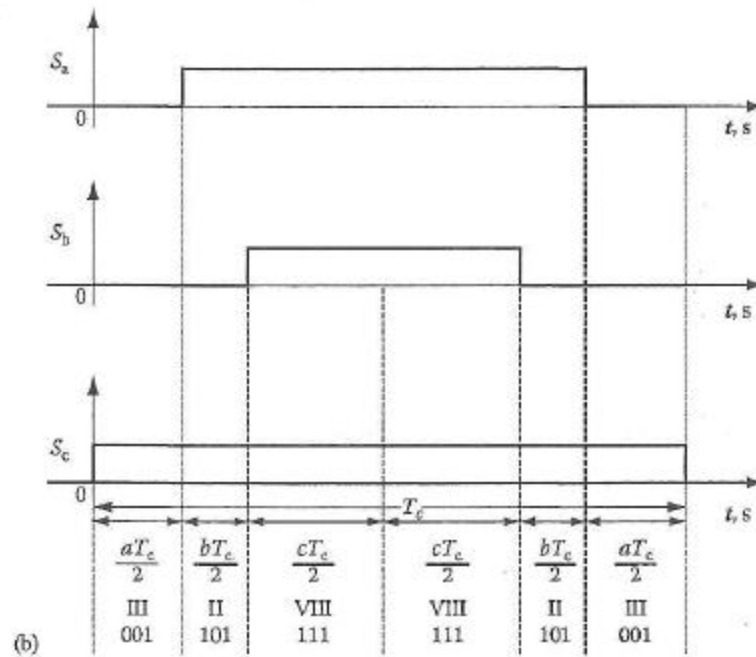


Figura 45: Cajas de vectores de conmutación constantes de cero o uno en SVM. (A) Un vector de conmutación siempre es cero. (b) Un vector de conmutación siempre uno. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

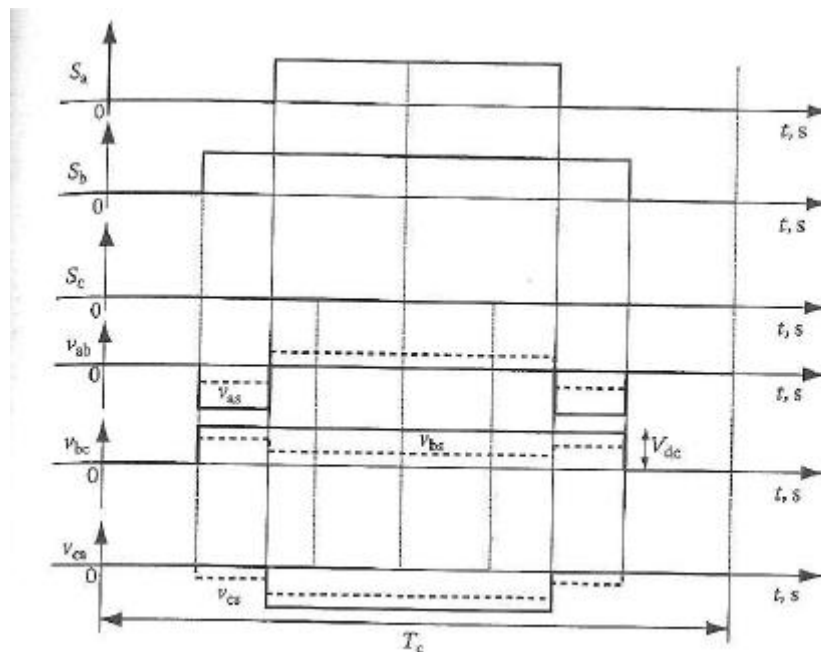


Figura 46: VSM de conmutación reducida y sus voltajes de línea a línea y fase. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

La relación entre la salida del fasor de tensión y la magnitud del vector de conmutación contiene el índice de modulación como:

$$\frac{V_s}{\frac{2}{3}V_{dc}} = \frac{V_s}{\frac{\pi}{3}(\frac{2}{\pi}V_{dc})} = \frac{3}{\pi} m_i \quad (\text{Fórmula 3.14})$$

Está atenuado por el factor $3/\pi$. Debido a este factor, por ejemplo, el fasor de la tensión de salida en términos de los vectores de conmutación se representa como se muestra a continuación:

$$V_s = \frac{3}{\pi} m_i \left(\frac{2}{3} V_{dc} \right) = \frac{3}{\pi} m_i V_k \quad k = 1, 2, \dots, 6 \quad (\text{Fórmula 3.15})$$

Donde V_k representa cualquiera de los vectores de conmutación. Esto tiene sentido porque el fasor de la tensión de salida es el resultado de los vectores de conmutación multiplicados por su índice de modulación, pero consistentemente atenuado por un factor $3/\pi$.

Para varios valores de voltajes de fase, el índice de modulación y los correspondientes voltajes de salida línea a línea se evalúan y dan en la tabla 6.

V_s	Modulation Index	Rms Line-to-Line Voltage
$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{\frac{V_{dc}}{2}}{\frac{2}{\pi}V_{dc}} = 0.785$	$0.612V_{dc}$
$\frac{2}{3}V_{dc} \sin 60^\circ = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$	$\frac{\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}}{\frac{2}{\pi}V_{dc}} = 0.907$	$0.707V_{dc}$
$\frac{2}{\pi}V_{dc}$	$\frac{\frac{2}{\pi}V_{dc}}{\frac{2}{\pi}V_{dc}} = 1$	$0.78V_{dc}$

Tabla 6: relación entre el índice fundamental de fase y el índice de modulación. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

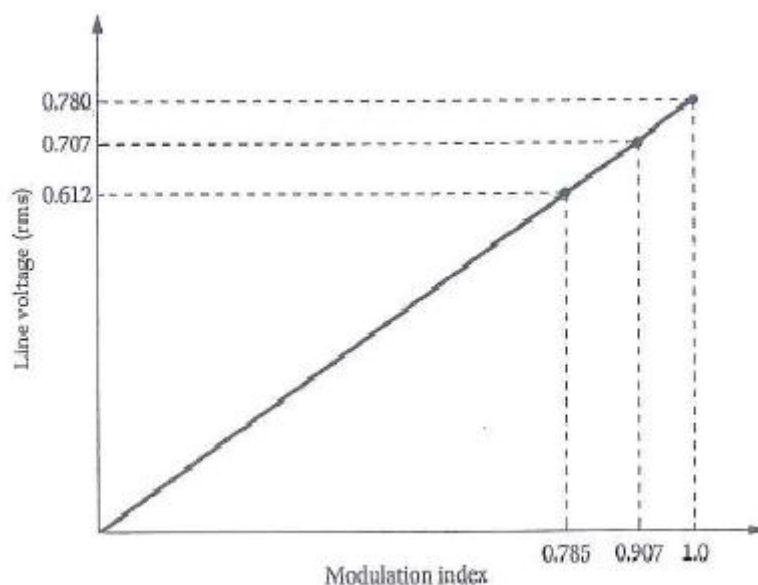


Figura 47: Característica de transferencia del inversor controlado por SVM. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

La relación entre el fasor de tensión de salida y el índice de modulación es altamente lineal en este caso en comparación con la relación de transferencia en el inversor controlado por PWM en todo el rango del índice de modulación. Esta característica particular del inversor controlado por SVM es atractiva en aplicaciones de control donde la relación lineal garantiza una ganancia constante frente a una ganancia variable del inversor. La ganancia variable del inversor en aplicaciones de control deteriora el rendimiento del control en términos de ancho de banda y las respuestas lentas. La relación de transferencia se muestra en la figura 47.

También se puede representar mejor en el diagrama de vectores de conmutación como se muestra en la figura 48. El locus de fasores de voltaje máximo se deriva suponiendo que la conmutación de vector cero no se utiliza para dar la suma de (a) y (b) de vectores adyacentes es igual a 1 y a la figura 51 para obtener la definición de (a) y (b). Entonces se deriva una relación entre (a) y fasor de tensión de salida como en el siguiente:

$$Av_1 + bv_6 = V_s \quad (\text{Fórmula 3.16})$$

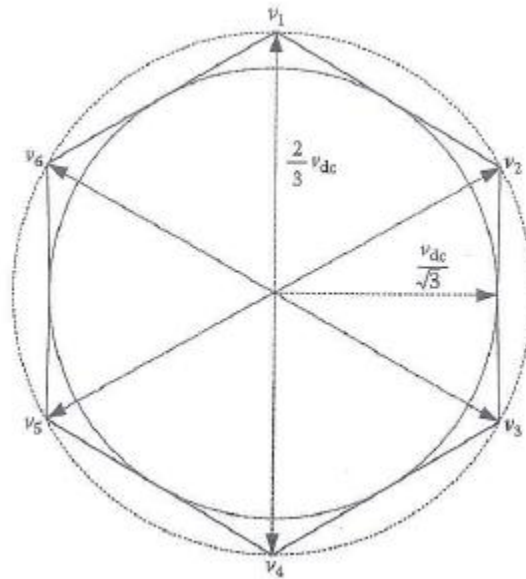


Figura 48: El fasor de tensión de salida máxima del inversor controlado por SVM sin conmutación de vector cero. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Y los vectores de conmutación se pueden representar como:

$$V_1 = V_1 + j0 = \frac{2}{3} V_{dc} \quad (\text{Fórmula 3.17a})$$

$$V_6 = V_1(\cos 60^\circ + j\sin 60^\circ) = V_1(0.5 + j0.866) \quad (\text{Fórmula 3.17b})$$

Por lo tanto, a partir de estas relaciones, el fasor de la tensión de salida está dado por:

$$(a + 0.5b) + j0.866b = \frac{V_s}{V_1} \quad (\text{Fórmula 3.18})$$

Y dada la restricción de $a + b = 1$, el fasor de voltaje de salida se puede derivar como:

$$\left(\frac{V_s}{V_1}\right) = \sqrt{a^2 - a + 1} \quad (\text{Fórmula 3.19})$$

A partir de esta relación, el locus de fasor de tensión de salida se deriva y traza en la figura. El círculo interno corresponde al voltaje de línea a línea de 0.707vdc, que da el índice de modulación de 0.907 y que también se deriva en la tabla 6.

El fasor de tensión de salida es una superficie curva con el mínimo en el índice de modulación de 0.907. Después, el voltaje de la línea de salida varía a 0.78 vdc que corresponde a la magnitud del vector de conmutación de $2/3$ vdc, dando un índice de modulación de 1.

De la figura es evidente que el voltaje de línea 0.78vdc es inalcanzable en todas las posiciones de favores espaciales, pero solo en posiciones de vectores de conmutación de cada 60° comenzando desde 0.

Entre las proporciones de modulación de 0.907 y 1, las magnitudes de voltaje de línea de 0.707vdc a 0.78vdc se pueden obtener para posiciones espaciales limitadas y eso tampoco es muy lineal.

Se puede observar una ligera no linealidad en esa región y, en consecuencia, se mostró en la figura de la relación de transferencia. A pesar de la ligera no linealidad para los índices de modulación de 0.907 y superiores, el controlador SVM proporciona la relación más lineal entre la tensión de salida de línea a línea y el índice de modulación en el inversor.

3.3.3. Implementación del modulador de vector espacial.

Se muestra la implementación del modulador de vector espacial en un esquema de unidad PMSM en forma genérica. Se muestra en la figura 49.

Los comandos de tensión de los ejes d y q en los marcos de referencia del estator dan la magnitud del fasor de tensión, su ángulo y el sector en el que reside el fasor ordenado en un instante dado.

A partir de esta información, las duraciones de los vectores de conmutación V1, V2 y vector cero V0 dados respectivamente por a, b y c se recuperan de una tabla de memoria. Las señales de la unidad de puerta se extraen de este conjunto de información otra vez utilizando otra tabla almacenada.

Se puede observar una ligera no linealidad en esa región y, en consecuencia, se mostró en la figura de la relación de transferencia. A pesar de la ligera no linealidad para los índices de modulación 0.907 y superiores, el controlador svm proporciona la relación mas lineal entre la tensión de salida de línea a línea y el índice de modulación en el inversor.

3.3.4. Cambio de ondulación en SVM.

Las corrientes de ondulación de conmutación en el control SVM se pueden derivar del diagrama fasorial de conmutación suponiendo que se conoce la inductancia L . Descuidando las caídas de tensión resistiva en comparación con las caídas de tensión inductiva, la velocidad de cambio de corriente puede escribirse a partir de la ecuación de caída de tensión inductiva como:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_k - V_s}{L} \quad (\text{Fórmula 44})$$

Donde V_k es uno de los vectores de conmutación en el momento dado con valores de:

$$\begin{aligned} V_k &= \frac{2}{3} V_{dc} && \text{para } k = 1, 2, \dots, 6 \\ &= 0 && \text{para } k = 7 \text{ y } 8 \end{aligned} \quad (\text{Fórmula 3.20})$$

Se puede suponer que el valor ordenado o deseado del fasor de voltaje, V_s es un promedio dentro de un ciclo de conmutación. Tomar valores incrementales solo de las corrientes de ondulación sobre tiempos incrementales con los vectores de conmutación aplicados dentro de un ciclo de conmutación. Entonces las corrientes para cada aplicación de vector de conmutación se escriben como:

$$\Delta I_1 = \frac{V_1 - V_s}{L} a T_c \quad (\text{Fórmula 3.21})$$

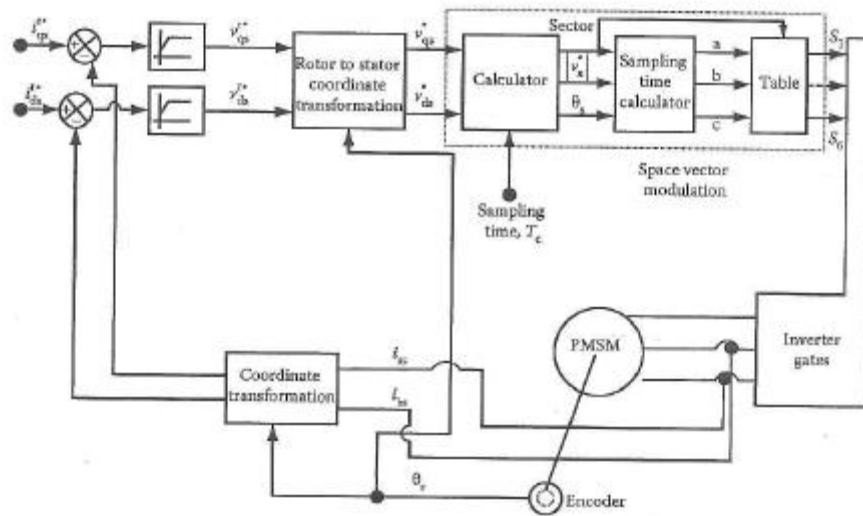


Figura 49: Implementación genérica del controlador svm en un sistema de accionamiento PMSM. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

$$\Delta I_2 = \frac{V_2 - V_s}{L} bT_c \quad (\text{Fórmula 3.22a})$$

$$\Delta I_0 = \frac{V_7 - V_s}{L} aT_c = \frac{0 - V_s}{L} aT_c = -\frac{V_s}{L} aT_c \quad (\text{Fórmula 3.22b})$$

Donde los vectores de conmutación V_1 , V_2 y V_7 (Como puede ser el caso para vector cero) se aplican para duraciones de tiempo de aT_c , bT_c y cT_c . Tenga en cuenta que la ondulación de corriente debida al vector cero es contraria a la dirección del fasor de comando de voltaje y las otras corrientes de ondulación están a lo largo de la diferencia de vector entre el vector de conmutación aplicado y el fasor de comando de voltaje.

Por lo tanto, dados los vectores de conmutación, el fasor de tensión de comando, los vectores V_1 - V_s , V_2 - V_s pueden derivarse y, por consiguiente, las corrientes de ondulación pueden calcularse. Considere un ciclo de SVM que se muestra en la figura 50. con vectores de conmutación y sus duraciones. De este diagrama vectorial de conmutación con todos los vectores que van para hacer que las ondas actuales se dibujen como en la figura 51. Luego aplicando los vectores de voltaje apropiados para las duraciones de tiempo indicadas en la figura anterior, las corrientes de ondulación para la aplicación de V_1 - V_s , V_2 - V_s y V_s se derivan de esto y se muestran en la figura 52.

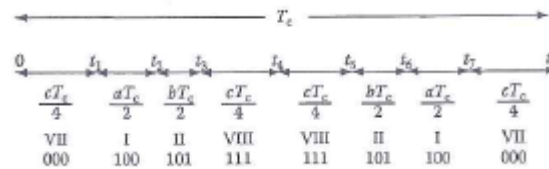


Figura 50: Un ciclo de conmutación de svm típico. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

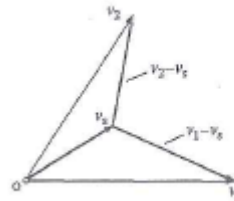


Figura 51: Cambiar el diagrama del vector y los vectores de voltaje diferencial para calcular la ondulación actual. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

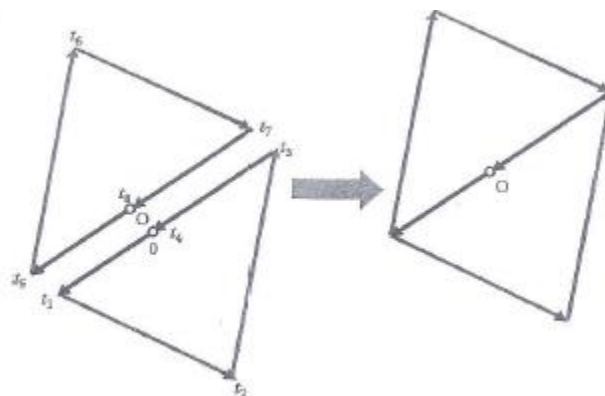


Figura 52: Derivación del vector de corriente de ondulación del diagrama vectorial de conmutación. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Tenga en cuenta que debe el punto de operación de estado estacionario dado por 0, el vector de corriente cero comienza desde él y va $-V_s$ para T1 y luego el vector de conmutación V1 se aplica de T1 a T2 con el resultado de que $V_1 - V_s$ causa la corriente de ondulación durante esta vez y es a lo largo de este vector diferencial. Luego para el intervalo T2 a T3, se aplica el vector2 de conmutación causando una corriente de ondulación debido a $V_2 - V_s$ a lo largo de esta dirección del vector y luego para el tiempo t3 a t4, el vector de conmutación cero se aplica causando que el vector de corriente de ondulación cero se mueva dirección y eso completa el ciclo de media conmutación y el cierre del triángulo. Asimismo, se puede mostrar que el diagrama vectorial de corriente ondulada de t4 a t8 constituye un triángulo similar al triángulo de conmutación de ondulación anterior, que se puede combinar por

simplicidad en un diagrama que fusiona el punto de funcionamiento de estado estacionario. Es importante darse cuenta de que el valor fundamental del fasor de corriente se puede obtener desde el origen O del locus vectorial actual para cada ciclo de conmutación.

La magnitud del vector actual fundamental se puede derivar de esta figura mediante muestreo en este instante, al comienzo de cada ciclo de svm y esto viene sin la necesidad de filtrar la corriente de rizado. Eludiendo el vector de corriente de ondulación y su filtrado que causaría retrasos y desfase de fase en el circuito de control de retroalimentación para aplicaciones de alto rendimiento. Del mismo modo, considere un ciclo de conmutación genérico de la operación reducida de SVM basada en conmutación que se muestra en la figura 53. Su diagrama vectorial de conmutación y el correspondiente diagrama de vector de corriente de ondulación se muestran en la figura 54. Tenga en cuenta que el SVM modificado utiliza solo 4 transiciones por ciclo y, en consecuencia, el diagrama del vector de corriente de onda lo refleja. Para valores más altos del fasor de tensión de comando con índices de modulación más altos, tenga en cuenta que el vector de corriente de ondulación se reduce. Se logra con un número mínimo de conmutaciones en un ciclo de portadora.

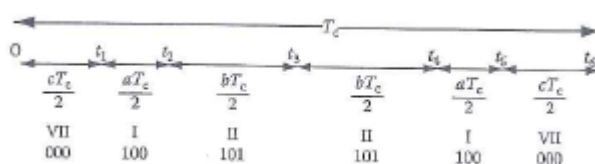


Figura 53: Un ciclo de conmutación genérico de SVM modificada con conmutación reducida. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

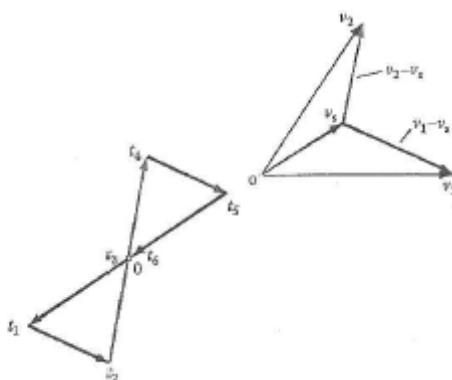


Figura 54: Cambio de diagrama vectorial y diagrama de ondulación actual. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

3.3.4.1. Controlador híbrido PWM.

Los vectores de conmutación se generan en función del comando de tensión fasorial espacial deseado que consta de una magnitud y un ángulo de fase como se ve en las secciones anteriores. Pero también pueden obtenerse mediante la intersección de la señal portadora triangular y las órdenes de tensión de fase como señales moduladoras. Esto es muy similar a la generación tradicional de señales PWM. Para hacer eso una correspondencia entre los vectores de conmutación y el PWM basado en portadora triangular, los vectores de conmutación SVM se proyectan sobre este último como se muestra en la figura 55. En la señal de vector de conmutación SVM S_c , tenga en cuenta que la aplicación del vector de conmutación 8 se aplica durante un periodo de $K_0 T_c$ en lugar de T_c , y por consiguiente, el inicio y el final del ciclo SVM se indican generalmente con los intervalos de tiempo $(1-K_0) T_c/2$.

La introducción de una fracción K_0 durante el periodo medio del SVM generaliza la colocación del vector de conmutación cero 8 a cualquier duración de tiempo no igual a cero del vector de conmutación 8. Tiene la consecuencia de introducir una secuencia cero en las señales de comando de la fase de voltaje del punto medio y eso se demuestra a continuación.

El periodo portador de PWM corresponde al periodo SVM en esta derivación y el portador triángulo portador tiene picos positivos y negativos de $0.5V_{dc}$.

El voltaje que resulta del control PWM por intersección del triángulo portador y una señal de comando con una duración temporal de t desde la mitad del triángulo viene dada por la ecuación del triángulo mismo como:

$$V_m^* = \frac{V_{dc}}{2} \left(\frac{4}{T_c} t - 1 \right) \quad \text{para } 0 \leq t \leq \frac{T_c}{2} \quad (\text{Fórmula 3.23})$$

Al normalizarlo con la mitad de la tensión del enlace de CC, se obtiene el voltaje medio resultante en la unidad normalizada indicada como unidad (p.u.)

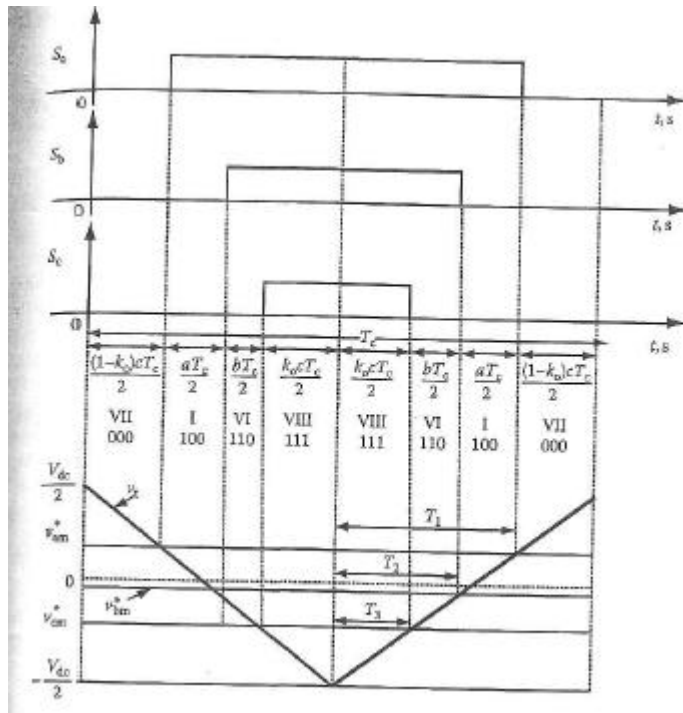


Figura 55: Derivación del control svm a través del método pwm. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

$$\frac{V_m^*}{\frac{V_{dc}}{2}} = V_{mn}^* = \left(\frac{4}{T_c} t - 1 \right) \text{ p.u.} \quad \text{para } 0 \leq t \leq \frac{T_c}{2} \quad (\text{Fórmula 3.24})$$

Los comandos de tensión de punto medio de voltaje de abc se deducen a partir de esta ecuación al sustituir los tiempos de sus duraciones del punto medio de la portadora de triángulo dada por T_1 , T_2 y T_3 . Estas duraciones están dadas por las duraciones de tiempo del vector de conmutación SVM de:

$$T_1 = (k_0 c + b + a) \frac{T_c}{2} \quad (\text{Fórmula 3.25a})$$

$$T_2 = (k_0 c + b) \frac{T_c}{2} \quad (\text{Fórmula 3.25b})$$

$$T_3 = k_0 c \frac{T_c}{2} \quad (\text{Fórmula 3.25c})$$

Por ejemplo, el comando de tensión de punto medio de fase en la unidad normalizada viene dado por:

$$\frac{V_{am}^*}{\frac{V_{dc}}{2}} = V_{am}^* \left(\frac{4}{T_c} t - 1 \right) = \left(\frac{4}{T_c} \{k_0 c + b + a\} \frac{T_c}{2} - 1 \right) = 2 (k_0 c + b + a) - 1 \quad (\text{Fórmula 3.26})$$

Se ve en la figura que el voltaje de la línea de comando entre a y b aplicado durante aT_c se da al igualar el voltaje secundario durante el periodo de portadora como:

$$a \frac{T_c}{2} V_{dc} = V_{abm}^* \frac{T_c}{2} \quad (\text{Fórmula 3.27})$$

En la normalización y la simplificación rinde:

$$a = \frac{V_{abm}^*}{2 \left(\frac{V_{dc}}{2} \right)} = \frac{V_{abmn}^*}{2} = \frac{1}{2} (V_{am}^* - V_{bm}^*) \quad (\text{Fórmula 3.28})$$

Tenga en cuenta que V_{am}^* y V_{bm}^* son comandos de voltaje de punto medio normalizados que consisten en el voltaje de punto medio deseado y un componente de secuencia 0. De la misma manera las otras fracciones de tiempo de las aplicaciones de los vectores de conmutación se derivan como:

$$b = \frac{V_{bcmn}^*}{2} = \frac{1}{2} (V_{bm}^* - V_{cm}^*) \quad (\text{Fórmula 3.29})$$

Igualando la suma de las duraciones de la aplicación del vector de conmutación con el periodo del operador, una relación entre las fracciones a, b y c es obtenida como:

$$a + b + c = 1 \quad (\text{Fórmula 3.30})$$

De esta ecuación c, puede evaluarse en términos de los voltajes de fase de las 2 ecuaciones anteriores. La suma de los voltajes de punto medio del comando se

deriva en términos de las secuencias cero y los voltajes de punto medio del comando real como:

$$V_{am}^* + V_{bm}^* + V_{cm}^* = (V_{an}^* + V_{zs}) + (V_{bn}^* + V_{zs}) + (V_{cn}^* + V_{zs}) = (V_{an}^* + V_{bn}^* + V_{cn}^*) + 3V_{zs}.$$

(Fórmula 3.31a)

Y nada que la suma de los comandos de voltaje de punto medio real sea cero, la suma de los voltajes de punto medio de comando es igual a 3 veces los voltajes de secuencia cero dados por:

$$V_{am}^* + V_{bm}^* + V_{cm}^* = 3V_{zs} \quad \text{(Fórmula 3.31b)}$$

Sustituyendo los valores de comando en términos de a, b, c y luego en términos de los comandos de voltajes de punto medio produce el voltaje de secuencia cero como:

$$V_{zs} = -[(1-2k_0) + k_0 V_{an}^* + (1-k_0) V_{cn}^*] \quad \text{(Fórmula 3.32)}$$

Para el SVM estándar que se muestra en la figura 42, $k_0=0.5$ dando la entrada de voltaje de secuencia cero como:

$$V_{zs} = \frac{1}{2} V_{bn}^* \quad \text{(Fórmula 3.33)}$$

Las derivaciones se realizan para la operación del sector 1 y, en consecuencia para los otros 5 sectores, las ecuaciones se pueden derivar de manera similar para la entrada de voltaje de secuencia cero y se generalizan.

Una vez que se obtienen, se puede estudiar el efecto de la variación de K_0 y la variación resultante de las entradas de voltaje de secuencia cero en el índice de modulación así como lo relación de modulación. Algunos ejemplos de variación de K_0 en las formas de onda del comando de voltaje se muestran en la figura 56 con la primera parte que tiene valores constantes para todo el ciclo, mientras que la segunda parte tiene valores constantes solo para uno-seis de un ciclo. Para $K_0=0.5$,

se ve claramente que la entrada de secuencia cero es un tercer armónico del fundamental y, además, ese armónico es simétrico de medio ciclo a diferencia de otros casos para valores de K_0 constantes. Eso reduce el pico de voltaje de comando de 1.15 a menos de o igual a 1, extendiendo así el rango de operación lineal como en PWM regulado con terceros armónicos inyectados.

Corriente de ondulación: La corriente de ondulación para el inversor controlado por PWM se puede derivar de sus vectores de estado de conmutación y su duración similar a la derivada para el controlador de inversor basado en SVM. Considere el diagrama de tiempos para los vectores de conmutación derivando del controlador híbrido PWM igualando la ubicación de cero vectores de igual duración en cada extremo y en el medio para que sea igual a $cT_c/3$ haciendo $K_0=1/3$ en el esquema híbrido PWM. El diagrama de corriente de ondulación se deriva de los vectores de conmutación y sus duraciones y sus diferencias con el voltaje de fasor espacial deseado. La derivación de la onda de corriente es idéntica a las derivaciones hechas en la sección anterior para la corriente de onda del controlador de inversor basado en SVM .

La inferencia de las corrientes de onda del esquema de PWM es que el número de conmutaciones se mantiene en 6 como en el caso de la conmutación completa de SVM. Las 2 mitades del diagrama vectorial actual se desplazan entre sí con el resultado de que las corrientes de ondulación alrededor del ciclo de la media portadora no son simétricas y la onda general podría ser más alta que la del control basado en SVM.

4.- CONTROL DE LA MÁQUINA SINCRONA DE IMANES PERMANENTES.

Las unidades de velocidad variable son alimentadas por convertidor y, por lo tanto, provienen de fuentes finitas debido a las limitaciones de las clasificaciones de los interruptores y los tamaños de los filtros, a diferencia de las fuentes de utilidad infinita. Esto resulta en su incapacidad para suministrar una gran potencia transitoria. Por lo tanto, la necesidad de evaluar la dinámica de las unidades de velocidad variable alimentadas por convertidor para evaluar la idoneidad de las clasificaciones del interruptor del convertidor y los convertidores para una máquina determinada y su iteración para determinar las excursiones de corrientes en el convertidor de la máquina.

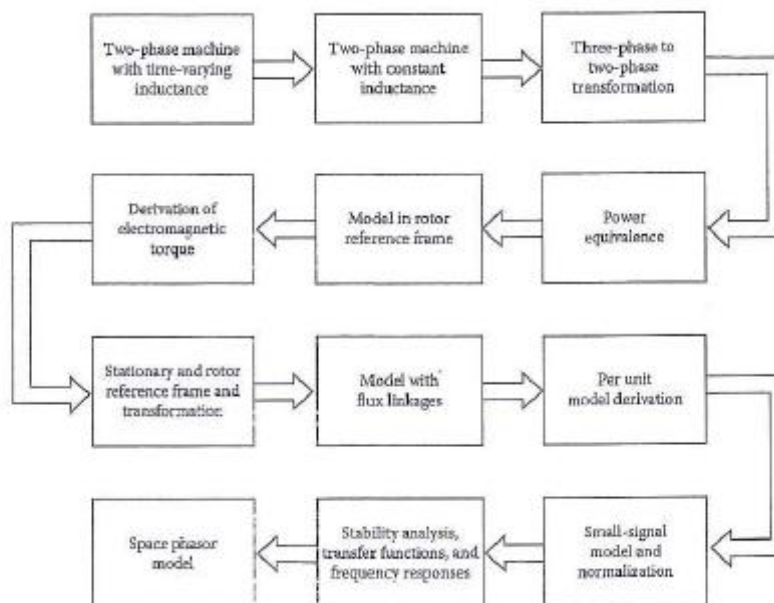
El modelo dinámico podría usarse en el diseño para evaluar los efectos instantáneos de tensiones/corrientes variables, frecuencias de estator y perturbación de par en la máquina y los sistemas de accionamiento.

El modelo dinámico de la máquina síncrona de imanes permanentes se deriva utilizando un motor bifásico en ejes directos y en cuadratura (en lo sucesivo, dq). Este enfoque es deseable debido a la simplicidad conceptual obtenida con un solo conjunto de 2 devanados en el estator. El rotor no tiene devanados, solo imanes. Los imanes se modelan como una fuente de corriente o una fuente de enlace de flujo, concentrando todos sus enlaces de flujo a lo largo de un solo eje. Los enlaces de flujo de los devanados q y d del estator se derivan de los primeros principios. El modelo físico de la máquina se desarrolla a partir del cual se deriva el modelo del circuito. La conexión inherente entre el campo y el modelo del circuito se muestra en el presente enfoque. El modelo derivado en los marcos del estator no es adecuado para su uso en el análisis ya que las inductancias de devanado dependen de la posición del rotor. La inductancia constante de los devanados se obtiene mediante una transformación al rotor reemplazando los devanados del estator con un conjunto ficticio de devanados dq girando a la velocidad eléctrica del rotor. La equivalencia entre la máquina trifásica y su modelo que utiliza un conjunto de devanados bifásicos se deriva de una simple observación y proyecciones gráficas, y este enfoque es adecuado para extenderlo a una máquina de fase (n) en donde (n) es mayor que 2 con una máquina de 2 fases. El concepto de invarianza de potencia se introduce mediante el cual la potencia en la máquina trifásica y su modelo equivalente de 2 fases deben ser igual. La transformación de las variables bifásicas a trifásicas de tensiones, corrientes o enlaces de flujo se derivan de forma generalizada. Se proporcionan derivaciones para el par electromagnético que implica las corrientes y los enlaces de flujo. Las ecuaciones diferenciales que describen el PMSM son no lineales. Para explotar los inmensos tesoros de la teoría de control lineal para estudios de estabilidad y diseño de controladores, es importante linealizar perturbando las ecuaciones de la máquina alrededor de un polo

de operación de estado estable. Las ecuaciones resultantes se conocen como ecuaciones de pequeña señal. El modelo que fluye de este procedimiento es el modelo de pequeña señal del PMSM, y este modelo se derivará más adelante.

Algoritmos y diagramas de flujo se dan para calcular los valores propios, las funciones de transferencia y las respuestas de frecuencia del PMSM. Para completar, un modelo de fasor espacial se deriva del modelo dinámico en ejes directos y en cuadratura. El modelo de fasor espacial es compacto solo en una máquina de rotor no cilíndrico y, por lo tanto, no suele emplearse en máquinas de imanes permanentes interiores (PM), que tienen prominencia del rotor. Debido a que el modelo de fasor espacial evoca poderosamente una similitud y equivalencia entre las máquinas PMSM y de DC desde puntos de vista de modelado y control, se incluyen aquí. Esto lleva a un control de la unidad PMSM que es equivalente al control de las máquinas de DC. Un concepto conocido como control vectorial. Las diversas etapas de modelado dinámico del PMSM trifásico se muestran en la figura 56.

Ejemplos se incluyen a continuación para ilustrar los conceptos fundamentales. Un conjunto limitado de referencias para los modelos dinámicos PMSM, los parámetros del circuito y los circuitos equivalentes, el modelado de pérdidas y los modelos basados en elementos finitos se darán al final.



4.1. MODELO EN TIEMPO REAL DE UN PMSM DE 2 FASES.

Las siguientes suposiciones se hacen para derivar el modelo dinámico:

- Los devanados del estator se equilibran con la fuerza magnetomotriz sinusoidal distribuida (f.m.m.).
- La inductancia frente a la posición del rotor es sinusoidal.
- La saturación y los cambios de parámetros están descuidados.

Figura 56: Pasos de procedimiento en el modelado dinámico y el estudio del PMSM de tres fases.
(Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

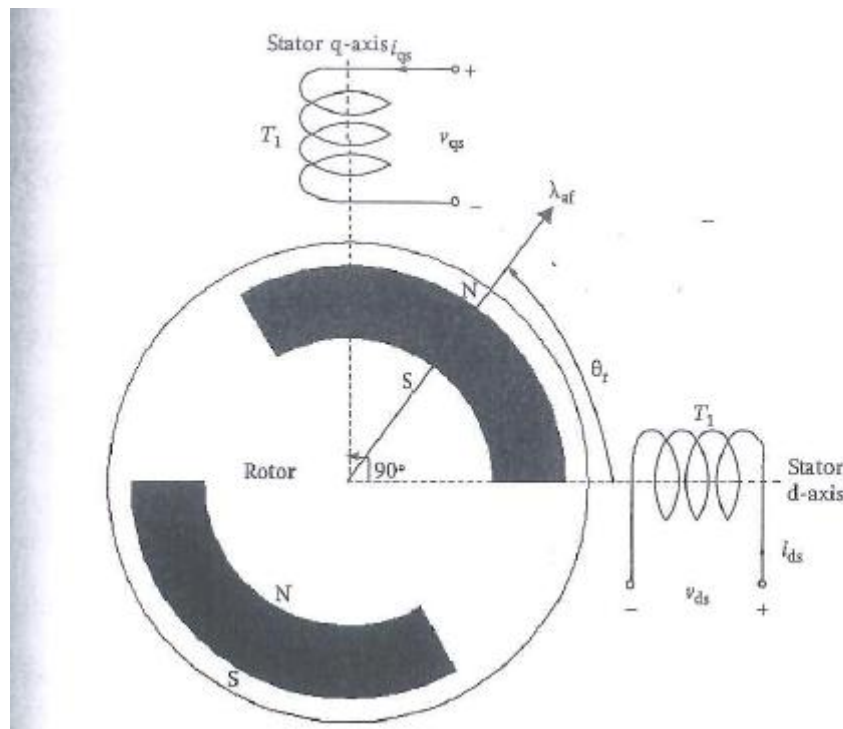


Figura 57: PMSM bifásico. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Se muestra un estator PMSM bifásico con devanados y rotor con PMS en la figura 57.

Los bobinados se desplazan en el espacio 90° eléctricos y el bobinado del rotor está en un ángulo θ_r desde el bobinado del eje d del estator. Se supone que el eje q lleva el eje d a una dirección de rotación en sentido anti horario del rotor. Las corrientes y los voltajes del estator y los devanados del rotor están marcados en la figura 57.

Se asume un par de polos para esta figura, pero es aplicable con una ligera modificación para cualquier número de polos. Nótese que θ_r es la posición del rotor eléctrico en cualquier instante obtenida al multiplicar la posición del rotor mecánico por pares de polos eléctricos.

Los voltajes del estator de los ejes d y q se derivan como la suma del voltaje resistivo y la derivada de los enlaces de flujo en los devanados respectivos como:

$$V_{qs} = R_q I_{qs} + p \lambda_{qs}. \quad (\text{Fórmula 4.1a})$$

$$V_{ds} = R_d I_{ds} + p \lambda_{ds} \quad (\text{Fórmula 4.1b})$$

Donde:

- p es el operador diferencial, d / dt .
- V_{qs} y V_{ds} son los voltajes en los devanados de los ejes q y d.
- I_{qs} y I_{ds} son los ejes q- y d- las corrientes del estator.
- R_q y R_d son las resistencias de los ejes q- y d- del estator.
- λ_{qs} y λ_{ds} son los enlaces de flujo del estator q- y d- ejes del estator.

Los enlaces de flujo de bobinado del estator se pueden escribir como la suma de los enlaces de flujo debido a su propia excitación y enlaces mutuos de flujo resultantes de otras corrientes de corriente y fuentes magnéticas. Nótese que el enlace de flujo del rotor tiene un componente a lo largo de la cuadratura y ejes directos ya que los enlaces de flujo del rotor se supone que se concentran a lo largo de los ejes en la posición instantánea del rotor. Entonces los enlaces de flujo del estator q- d- se describen como:

$$\lambda_{qs} = L_{qq} I_{qs} + L_{qd} I_{ds} + \lambda_{af} \sin \theta_r \quad (\text{Fórmula 4.2a})$$

$$\lambda_{ds} = L_{dq} I_{qs} + L_{dd} I_{ds} + \lambda_{af} \cos \theta_r \quad (\text{Fórmula 4.2b})$$

Donde θ_r es la posición instantánea del rotor. Los devanados se equilibran y por lo tanto sus resistencias son iguales y denominadas como $R_s = R_q = R_d$. Los voltajes del estator d y q pueden escribirse en términos de enlaces de flujo y el voltaje resistivo cae como:

$$V_{qs} = R_s I_{qs} p L_{qd} + L_{qd} p I_{qs} + L_{dd} p I_{ds} + I_{ds} p L_{dd} + \lambda_{af} p \sin \theta_r \quad (\text{Fórmula 4.3a})$$

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + I_{qs} p L_{qd} + L_{qd} p I_{qs} + L_{dd} p I_{ds} + I_{ds} p L_{dd} + \lambda_{af} p \cos \theta_r \quad (\text{Fórmula 4.3b})$$

Las diferentes inductancias se explican así. L_{qq} y L_{dd} son las autoinductancias de los devanados de los ejes q y d respectivamente. Las inductancias mutua entre 2 devanados se denotan como L con 2 subíndices donde el primer subíndice se refiere al devanado con el que se mide la f.e.m. debido a la corriente indicada en el segundo subíndice. Por ejemplo, L_{qd} es la inductancia mutua entre los devanados de los ejes q y d medido en el devanado del eje q con una corriente en el devanado del eje d. La simetría entre los devanados de los ejes q y d asegura que L_{qd} y L_{dq} son iguales. Las inductancias son funciones de la posición del rotor y derivan como dice el PMSM. Considerando el caso de la inductancia en el eje d donde la posición del rotor esta a cero, los imanes se alinean con el devanado del eje d del estator. La longitud del paso de flujo en el aire se incrementa con el grosor de los imanes en esta posición. La permeabilidad relativa de los imanes es casi iguala la permeabilidad relativa del aire y por tanto la reluctancia del flujo en este paso se incrementa y por tanto la inductancia del devanado disminuye. La reluctancia del paso de hierro se desprecia por el concepto de su reluctancia. Esta posición corresponde con la posición mínima de la inductancia y se escribe como L_d . A medida que el rotor se mueve en sentido anti horario, la reluctancia disminuye y por tanto la inductancia se incrementa hasta que la posición del rotor alcanza los 90° eléctricos. En esa posición el paso de flujo en el eje d no encuentra los imanes pero encuentra el hierro en el rotor y el hueco de aire para pasar por los 2 lados. Por tanto en esta posición (posición de cuadratura), la inductancia en el devanado del eje d, es máxima (L_q). Debido a que los devanados están distribuidos para suministrar f.m.m. sinusoidal las autoinductancias se modifican como funciones cosenoidales de las 2 posiciones del eje d del rotor que se corresponden con lo descrito anteriormente.

Por tanto las autoinductancias de los devanados de los ejes q y d se escriben en términos de la inductancia de devanado máxima en las posiciones q y d y en la posición del rotor como:

$$L_{qq} = \frac{1}{2} [(L_q + L_d) + (L_q - L_d) \cos (2\theta_r)] \quad (\text{Fórmula 4.4a})$$

$$L_{dd} = \frac{1}{2} [(L_q + L_d) - (L_q - L_d) \cos (2\theta_r)] \quad (\text{Fórmula 4.4b})$$

Esta representación da, por ejemplo, L_{dd} en $\theta_r=0$ como L_d y $\theta_r= 90^\circ$ como L_q , como se razona en la discusión. Luego están compactamente representados como:

$$L_{qq} = L_1 + L_2 \cos (2\theta_r) \quad (\text{Fórmula 4.5a})$$

$$L_{dd} = L_1 - L_2 \cos(2\theta_r) \quad (\text{Fórmula 4.5b})$$

Donde L_1 y L_2 son dados como:

$$L_1 = \frac{1}{2} (L_q + L_d) \quad (\text{Fórmula 4.5c})$$

$$L_2 = \frac{1}{2} (L_q - L_d) \quad (\text{Fórmula 4.5d})$$

La inductancia mutua entre los devanados de los ejes q y d es 0 si el rotor es cilíndrico y liso ya que el flujo configurado por una corriente en un bobinado no se enlazará con el otro bobinado desplazado en el espacio en 90° . En una máquina de PM que tiene imanes colocados dentro del rotor, hay prominencia y debido a eso una parte del flujo de bobinado del eje d se vinculará con el bobinado del eje q ya que la reluctancia desigual proporciona una ruta para el flujo a través del devanado de eje q. Cuando la posición del rotor es cero y así como 90° el acoplamiento mutuo es cero pero es máximo cuando la posición del rotor es -45° . Desde esta figura se deduce que en esta posición el eje d acopla positivamente la mayor parte de su flujo al bobinado del eje q. Por lo tanto, asumiendo la variación sinusoidal de la inductancia mutua entre los devanados de los ejes q y d es:

$$L_{qd} = \frac{1}{2} (L_d - L_q) \sin(2\theta_r) = -L_2 \sin(2\theta_r) \quad (\text{Fórmula 4.6})$$

Tenga en cuenta que en una estructura de polo saliente rotor enrollado resultado en $L_d > L_q$. En PMSM, $L_q > L_d$ siempre, incluso con estructuras de rotor de imán de montaje en superficie. El eje de inductancia q es mayor que el eje de inductancia d como en las máquinas prácticas, los imanes del rotor siempre tienen un arco de menos de 180° eléctricos con el espacio interpolar de hierro que proporciona un cambio de baja reluctancia para el flujo. Las variaciones en la inductancia del eje q a d son normalmente pequeñas en motores magnéticos montados en superficie y están en el orden de 5%-15%, mientras que en el interior PMSMs pueden ser tanto como 200% y más.

El subtítulo de las inductancias autoinducidas y mutuas en términos de la posición del rotor en las ecuaciones de voltaje del estator dará como resultado una gran cantidad de términos que dependen de la posición del rotor. Las ecuaciones finales de la máquina son entonces:

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 + L_2 \cos 2\theta_r & -L_2 \sin 2\theta_r \\ -L_2 \sin 2\theta_r & L_1 - L_2 \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \quad (\text{Fórmula 4.7a})$$

$$\begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{ds} \end{bmatrix} + 2\omega_r L_2 \begin{bmatrix} -\sin 2\theta_r & -\cos 2\theta_r \\ \cos 2\theta_r & \sin 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{ds} \end{bmatrix} + \lambda_{af} \omega_r \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ -\sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (\text{Fórmula 4.7b})$$

Tenga en cuenta que el tercer término existe debido a la prominencia, es decir, cuando $L_q \neq L_d$. En máquinas de imán de montaje superficial, las inductancias son iguales y, por lo tanto, L_2 es cero y el tercer término en la ecuación anterior desaparece. También desaparecen en el segundo término de la matriz los términos dependientes de la posición, dando como resultado una expresión simple para las máquinas magnéticas montadas en superficie en los marcos de referencia del estator.

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{ds} \end{bmatrix} + \lambda_{af} \omega_r \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ -\sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (\text{Fórmula 4.8})$$

Tenga en cuenta que en el polo saliente PMSM, las inductancias dependen de la posición del rotor. Entonces la solución de dicha ecuación se vuelve engomosa a pesar de la mayor disponibilidad del poder computacional y, además, las ecuaciones en su forma actual no proporcionan una idea de la dinámica de la máquina. Si la dependencia de la posición del rotor se elimina por transformación, entonces las ecuaciones pueden volverse manejables para obtener resultados fundamentales, tales como un circuito equivalente, diagrama de bloques, funciones de transferencia y, sobre todo, las ecuaciones de un estado estacionario y un diagrama fasorial son cruciales para la comprensión de la máquina y su rendimiento tanto en su estado estable como en su funcionamiento dinámico. El próximo paso es obtener mediante una transformación las ecuaciones de voltaje del estator sin los términos dependientes de la posición del rotor. Antes de que se aborde esto, un punto relevante de importancia de los modelos derivados se aborda a continuación. A partir de las ecuaciones anteriores y los enlaces de flujo se escriben de forma compacta como:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{qq} & L_{qd} \\ L_{dq} & L_{dd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{ds} \end{bmatrix} + \lambda_{af} \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (\text{Fórmula 4.9})$$

Las corrientes de estator normalmente consisten en componentes armónicos fundamentales y superiores que están destinados (en el caso de inyecciones de señal para fines de diagnóstico) o no intencionados (en el caso de la modulación por ancho de pulso). Debe hacerse una distinción, luego sobre la relevancia de esta ecuación para varios componentes de las corrientes. En la ecuación anterior es relevante para los componentes fundamentales ya que los enlaces de flujo debido a los imanes del rotor están a una frecuencia fundamental. Cuando se consideran los armónicos, ya sean las clases de conmutación o inyección identificadas como subíndice (i) adicional a las variables, observe que no hay componente armónico debido a los imanes del rotor y por lo tanto ese término no estará allí y lo que queda se da en la siguiente:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qsi} \\ \lambda_{dsi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{qq} & L_{qd} \\ L_{dq} & L_{dd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qsi} \\ I_{dsi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 + L_2 \cos 2\theta_r & -L_2 \sin 2\theta_r \\ -L_2 \sin 2\theta_r & L_1 - L_2 \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qsi} \\ I_{dsi} \end{bmatrix}$$

(Fórmula 4.10)

Esta derivación se basa en la suposición de que la máquina está operando en la región lineal. Si la máquina se encuentra en una condición de funcionamiento saturado, que está en el dominio no lineal, los enlaces de flujo fundamental y armónico no pueden separarse para excitaciones respectivas porque el principio de la superposición ya no es válida. Por lo tanto, para explotar estas expresiones para enlaces de flujo inyectados debido a corrientes inyectadas, el funcionamiento de la máquina se limita al dominio de operación lineal. Esto no es un problema ya que el PMSM tiene una saturación más baja hasta los niveles de corriente nominales, y si cualquier saturación entra, es en pequeña medida debido a la gran brecha de aire y la brecha de aire similar al imán. Tenga en cuenta que la relación entre los enlaces de flujo y corrientes está determinada de manera única por la matriz que contiene los términos de posición del rotor. Desde esta relación, dadas las corrientes inyectadas, la posición del rotor puede ser evaluada si los enlaces de flujo son conocidos. El énfasis en este aspecto de operación con señal inyectada en las correspondientes ecuaciones de enlaces de flujo para extraer la posición del rotor de las mediciones de inductancia, ya sea directa o indirectamente han ganado importancia en los últimos tiempos.

Tal enfoque hace que el sistema de accionamiento del motor sea independiente del sensor de posición del rotor que son caros, menos confiables, requieren espacio

para el montaje y la mano de obra, son una fuente de pérdidas para las operaciones de todo el sistema.

4.2 TRANSFORMACIÓN A MARCOS DE REFERENCIA DEL MOTOR.

Los marcos de referencia se parecen mucho a las plataformas de observación, ya que cada plataforma ofrece una vista única del sistema disponible, así como una simplificación espectacular de las ecuaciones del sistema. Por ejemplo, considere a efectos de control, que es deseable tener las variables del sistema como cantidades de c.c., aunque las variables reales son sinusoidales. Esto puede ser logrado por tener un marco de referencia giratorio a la misma velocidad angular que la de la variable sinusoidal. Como los marcos de referencia se mueven a una velocidad angular igual a la frecuencia angular de la fuente sinusoidal, la velocidad diferencial entre ellas se reduce a cero, lo que hace que la senoide se perciba como una señal de c.c. de los cuadros de referencia. Luego, moviéndose a ese plano, resulta más fácil desarrollar una ecuación de señal pequeña a partir de una ecuación no lineal ya que el punto de reposo o de funcionamiento se describe solo mediante valores de c.c. que luego conducen al sistema linealizado alrededor de un punto de operación.

Por ahora, es más fácil sintetizar un compensador para el sistema usando técnicas de un sistema de control lineal estándar. Tenga en cuenta que la posición del campo de rotor independiente determina la f.e.m. inducida y afecta a las ecuaciones dinámicas del sistema tanto del rotor enrollado como del PMSM. Por lo tanto mirando todo el sistema desde el rotor, es decir, marcos de referencia giratorios la matriz de inductancia del sistema se vuelve independiente de la posición del rotor, lo que conduce a la simplificación y compacidad de las ecuaciones del sistema. Tales ventajas son muchas cuando se usan los marcos de referencia.

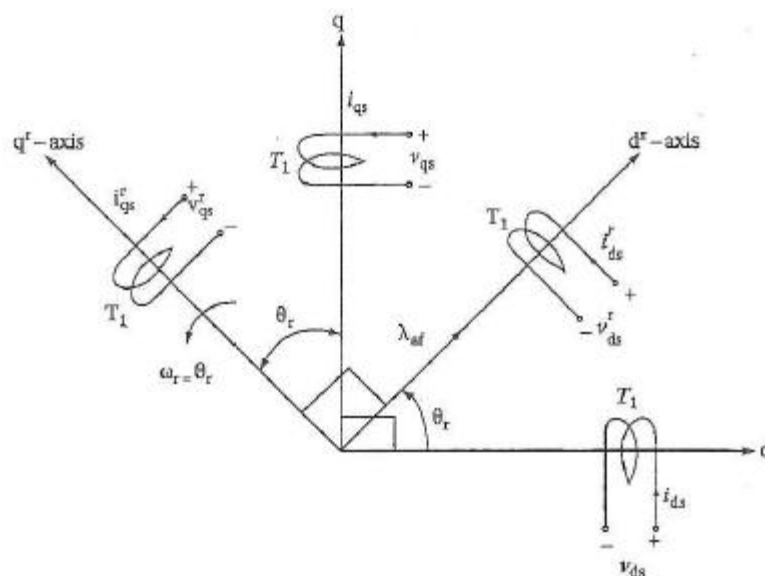


Figura 58: Marcos de referencia estacionarios y de rotor. (Fuente: Krishnan, R. (2010). *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*).

Marcos de referencia que giran a la velocidad del rotor se denominan a continuación marcos de referencia rotor. La relación entre marcos de referencia estacionarios denotados por los ejes d y q y los marcos de referencia del rotor denotados por los ejes $d(r)$ y $q(r)$ son mostrados en la figura 58.

A partir de ahora se supone que la máquina trifásica tiene bobinados equilibrados y entradas balanceadas. La transformación para obtener inductancias constantes se logra reemplazando el estator real y sus devanados con un estator ficticio que tiene devanados en los ejes $q(r)$ y $d(r)$, como se muestra en la figura 58. En este proceso, el estator ficticio tendrá el mismo número de giros para cada fase como el bobinado de fase del estator actual y debe producir la f.m.m. equivalente. La f.m.m. del estator actual en algún eje (q ó d) es el producto del número de vueltas y corriente en los respectivos ejes devanado.

Se equipara, respectivamente con la f.m.m. producida por el devanado del estator ficticio en los ejes q y d . Por ejemplo la f.m.m. del eje real se equiparara a la f.m.m. contribuida por la f.m.m. eje ficticio q y d a lo largo del eje q real. Se ha encontrado que por la proyección de estas f.m.m. de los ejes ficticios d y q sobre el eje q del bobinado real del estator se obtiene la f.m.m. del eje q del bobinado del estator real. Del mismo modo el mismo procedimiento se repite para los ejes d del bobinado del estator real. Esto conduce a una cancelación del número de giros en ambos lados de las ecuaciones f.m.m. del estator q y d , resultando en una relación entre las corrientes de estator reales y las ficticias. La relación entre las corrientes en los marcos de referencia estacionarios es decir, las corrientes de devanado reales y las corrientes de los marcos de referencia del rotor, es decir, las corrientes ficticias se escriben como:

$$I_{qds} = [T^r] I_{qds}^{*r} \quad (\text{Fórmula 4.11a})$$

Donde:

$$I_{qds} = [I_{qs} \quad I_{ds}]^t \quad (\text{Fórmula 4.11b})$$

$$I_{qds}^{*r} = [I_{qs}^{*r} \quad I_{ds}^{*r}]^t \quad (\text{Fórmula 4.11c})$$

Y

$$T^r = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (\text{Fórmula 4.11d})$$

La velocidad de los marcos de referencia del rotor es:

$$\dot{\theta}_r = \omega_r \quad (\text{Fórmula 4.12})$$

Donde: $\dot{\theta}_r$ es la derivada en el tiempo de la posición del rotor eléctrico en rad / s.

Del mismo modo, la relación entre los voltajes de los marcos de referencia estacionarios y de rotor se deriva como:

$$V_{qds} = [T^r] V_{qds}^r \quad (\text{Fórmula 4.13a})$$

Donde:

$$V_{qds} = [V_{qs} \quad V_{ds}]^t \quad (\text{Fórmula 4.13b})$$

$$V_{qds}^r = [V_{qs}^r \quad V_{ds}^r]^t \quad (\text{Fórmula 4.13c})$$

Sustituyendo las formulas 69a, a fórmula 71a en las fórmulas 61a y 61b, el modelo PMSM en las tramas de referencia del rotor se obtiene como sigue:

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^r \\ V_{ds}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_q p & \omega_r L_d \\ -\omega_r L_q & R_s + L_d p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs}^r \\ I_{ds}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_r \lambda_{af} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Fórmula 4.14})$$

Donde ω_r es la velocidad del rotor en radianes eléctricos por segundo. Esta ecuación está en una forma donde el vector de voltaje es igual al producto de la matriz de impedancia y el vector actual, con un componente adicional debido a la f.m.m. en movimiento de los enlaces de flujo del rotor.

Tenga en cuenta que la matriz de impedancia tiene términos de inductancia constante y ya no depende de la posición del rotor. Algunos de los elementos de la matriz de impedancia dependen de la velocidad del rotor, y solo cuando son constantes como en un estado estable, el sistema de ecuaciones se vuelve lineal.

En el caso de variar la velocidad del rotor y su variación depende de las corrientes, entonces el sistema de ecuaciones se vuelve no lineal. Posteriormente se deriva que el par electromagnético es una función de las corrientes de devanado, y la velocidad del rotor esta determinada por los pares electromagnéticos y de carga junto con los parámetros de carga tales como la inercia y la fricción.

En este caso, se pueden ver que el sistema PMSM no es lineal porque hay productos de 2 variables de estado, como la velocidad del rotor y una de las corrientes en las ecuaciones de voltaje del estator, y un producto de 2 corrientes en la expresión de par.

La relación entre las corrientes del estator referidas al marco de referencia del rotor y la actual corriente dq del estator es dada por:

$$I_{qds}^r = [T^r]^{-1} I_{qds} \quad (\text{Fórmula 4.15})$$

La siguiente sección contiene la derivación del par electromagnético en términos de las variables actuales en marcos de referencia arbitrarios.

4.3 TRANSFORMACIONES DE 3 FASES A 2 FASES.

El modelo que se ha desarrollado hasta ahora es para un PMSM de 2 fases. PMSM con 3 fases son frecuentes, pero las máquinas bifásicas rara vez se utilizan en aplicaciones industriales. Un modelo dinámico para el PMSM trifásico puede derivarse de la máquina de 2 fases si se establece la equivalencia entre las 3 y las 2 fases. La equivalencia se basa en la igualdad de la f.m.m. producida en los devanados bifásicos y trifásicos y en las magnitudes de corriente iguales. La figura 59 muestra los devanados trifásicos y bifásicos.

Suponiendo que cada uno de los devanados trifásicos tiene t_1 vueltas por fase y magnitudes de corriente iguales, los devanados bifásicos tendrán $3t_1/2$ vueltas por fase para igualar la f.m.m.

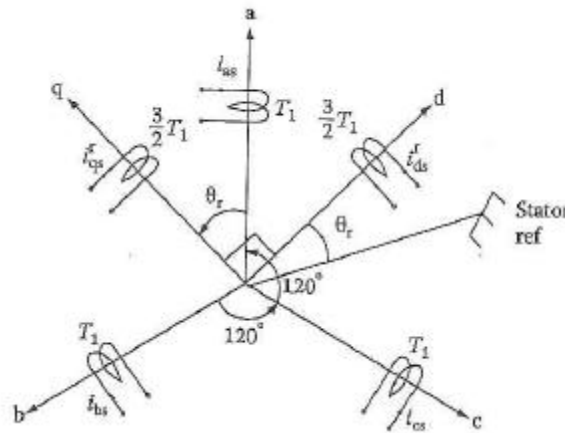


Figura 59: Devanados del estator de dos y tres fases. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Las f.m.m.s de los ejes d y q se encuentran resolviendo las f.m.m. de las 3 fases a lo largo de los ejes d y q.

El término común, es decir, el número de vueltas en el devanado, se cancela en cualquier lado de las ecuaciones, dejando la corriente igual. Aquí se supone que el eje q se regaza detrás del eje a por θ_r . La relación entre las corrientes dq0 y abc es:

$$\begin{bmatrix} I_{qs}^r \\ I_{ds}^r \\ I_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta_r & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{Fórmula 4.16})$$

La corriente i_0 representa los desequilibrios en las corrientes de fase a, b y c y puede reconocerse como la componente de secuencia cero de la corriente. La fórmula 74 puede expresarse en forma compacta:

$$I_{qdo}^r = [Tabc] I_{abc} \quad (\text{Fórmula 4.17a})$$

Donde:

$$I_{qdo}^r = [I_{qdo}^r \quad I_{ds}^r \quad I_0]^t \quad (\text{Fórmula 4.17b})$$

$$I_{abc} = [I_{as} \quad I_{bs} \quad I_{cs}]^t \quad (\text{Fórmula 4.17c})$$

Y la transformación de las variables abc a qd0 es:

$$[T_{abc}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta_r & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{Fórmula 4.18})$$

La corriente de secuencia cero, I_0 , no produce un campo magnético resultante. La transformación de las corrientes del estator bifásico en los cuadros de referencia del rotor en corrientes de estator trifásico se puede obtener como:

$$I_{abc} = [T_{abc}]^{-1} I_{qd0}^r \quad (\text{Fórmula 4.19a})$$

Donde:

$$[T_{abc}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{Fórmula 4.19b})$$

Esta transformación también podría considerarse como un eje de 3 (abc) a una nueva transformación de 3 ejes (qd0) y, por la singularidad de la transformación de un conjunto de ejes a otro conjunto de ejes, incluidos los desequilibrios en las variables abc, existe un requisito de 3 variables como el dq0. La razón de esto es que es fácil convertir tres variables abc en dos variables qd si las variables abc tienen una relación inherente entre ellas, como el desplazamiento de fase igual y la magnitud. Por lo tanto, en tal caso, solo hay 2 variables independientes en abc y la

tercera es la variable dependiente obtenida como la suma negativa de las otras 2 variables. Por lo tanto una transformación qd a abc es única bajo esa circunstancia.

Cuando las variables abc no tienen tal relación inherente, entonces hay 3 variables distintas e independientes y, por lo tanto, la tercera variable no se puede recuperar del conocimiento de las otras 2 variables solamente. También significa que no son recuperables de las 2 variables dq, pero requieren otra variable como el componente de secuencia cero para recuperar las variables abc de las variables dq0.

4.3.1. Operación desequilibrada.

Bajo el voltaje o desequilibrio de corriente en los devanados trifásicos, la relación inherente entre las corrientes trifásicas, que es, que su suma es igual a cero, ya no es válida. Entonces la única forma en que se pueden representar las variables dq es agregando el término de secuencia cero.

Este paso es muy similar al caso del modelado de la máquina de introducción, excepto que aquí solo están involucrados los devanados del estator. La tensión de secuencia cero se escribe como:

$$V_0 = R_s I_0 + p\lambda_0 = R_s I_0 + L_0 pI_0 \quad (\text{Fórmula 4.20})$$

Donde:

- λ_0 es los enlaces de flujo de secuencia cero.
- L_0 es la inductancia de secuencia cero.
- I_0 es la corriente de secuencia cero.

Nótese que la corriente de secuencia cero atraviesa la resistencia del estator. La derivación para la inductancia de secuencia cero, en términos de inductancias autoinducidas y mutuamente de fase, se da en otra parte. Puede derivarse de la matriz de inductancia del estator en los cuadros abc y luego convertirse en marcos dq0 usando la transformación derivada anteriormente. En una máquina trifásica equilibrada, la suma de las corrientes trifásicas es cero y se da como:

$$I_{as} + I_{bs} + I_{cs} = 0 \quad (\text{Fórmula 4.21})$$

Conduciendo a una corriente de secuencia cero de valor cero.

$$I_0 = \frac{1}{3}(I_{as} + I_{bs} + I_{cs}) = 0 \quad (\text{Fórmula 4.22})$$

Con las fórmulas 4.16 y 4.17a se establece la equivalencia entre el PMSM bifásico y trifásico. Es instructivo saber que la transformación derivada es aplicable a corrientes, voltajes y enlaces de flujo.

4.4. DERIVACIÓN DE INDUCTANCIA DE SECUENCIA CERO.

La inductancia de secuencia cero se deriva como se requiere en estudios de fallas que crean desequilibrio en los voltajes y corrientes. La derivación puede realizarse de 2 maneras:

- Comenzando desde los enlaces de flujo de los devanados de la máquina trifásica y utilizando la transformación de abc a qd0 para obtener los enlaces de flujo en los ejes qd0 y luego extrayendo la inductancia de secuencia cero de la secuencia cero de enlaces de flujo.
- Inversamente, se puede suponer la inductancia de secuencia cero y por tanto los enlaces de flujo de secuencia cero y junto con los enlaces de flujo de los ejes q y d, los enlaces de flujo de bobinado trifásico se pueden obtener mediante la transformación de ejes qd0 a abc y luego las fases pueden derivarse inductancias a partir de las cuales se puede establecer la relación entre la inductancia de secuencia cero y las inductancias mutuas autoinducibles y mutuas.

La segunda opción se elige aquí ya que no requiere la derivación de inductancias de fase de la máquina física, sino que hace uso de las relaciones de enlaces de flujo dq existentes para mostrar que no se requiere nada más para derivar la unión e inductancia de flujo de secuencia cero.

Tenga en cuenta que con este enfoque, la fase derivada autoinducida y las inductancias mutuas, y la derivada mediante el uso del razonamiento físico son idénticas.

Es suficiente derivar los enlaces de flujo de fase(a) desde los enlaces de flujo qd0. Se supone que los enlaces de flujo de secuencia cero se dan y se definen como en la fórmula 4.17c. Los enlaces de flujo de fase (a) se dan utilizando la transformación $[T_{abc}]^{-1}$ como:

$$\lambda_{as} = \lambda_{qs}^r \cos \theta_r + \lambda_{ds}^r \sin \theta_r + \lambda_0 \quad (\text{Fórmula 4.23a})$$

Donde los enlaces de flujo λ_{d0} se dan en otro lugar por:

$$\lambda_{qs}^r = L_q I_{qs}^r \quad (\text{Fórmula 4.23b})$$

$$\lambda_{ds}^r = L_d I_{ds}^r + \lambda_{af} \quad (\text{Fórmula 4.23c})$$

$$\lambda_0 = L_0 I_0 \quad (\text{Fórmula 4.23d})$$

Después de substituir estos enlaces de flujo en la expresión de enlaces de flujo de fase a, las corrientes de ejes $qd0$ en los cuadros de referencia rotor pueden escribirse en términos de las corrientes de fase abc usando la transformación [Tabc] y la simplificación de la expresión produce el flujo de fase (a) enlaces como:

$$\begin{aligned} \lambda_{as} = & I_{as} \left[\frac{2}{3} \left\{ \frac{L_0}{2} + \frac{L_q + L_d}{2} + \frac{L_q - L_d}{2} \cos 2\theta^r \right\} \right] + I_{bs} \left[\frac{2}{3} \left\{ -\frac{L_0}{2} + \frac{L_q + L_d}{4} + \right. \right. \\ & \left. \left. \frac{L_q - L_d}{2} \cos 2\theta^r + 30^\circ \right\} \right] + I_{cs} \left[\frac{2}{3} \left\{ -\frac{L_0}{2} + \frac{L_q + L_d}{4} + \frac{L_q - L_d}{2} \cos 2\theta^r + 150^\circ \right\} \right] + \lambda_{af} \sin \theta^r \end{aligned}$$

(Fórmula 4.24)

Los enlaces de flujo de fase (a) se pueden escribir en términos de los enlaces de flujo mutuo y uno mismo y las inductancias y corrientes correspondientes como:

$$\lambda_{as} = L_{aa} I_{as} + L_{ab} I_{bs} + L_{ac} I_{cs} + \lambda_{af} \sin \theta^r \quad (\text{Fórmula 4.25})$$

Al ver las fórmulas 81a y 81b, se encuentra que las autoinducciones y las inductancias mutuas son las siguientes:

$$L_{aa} = \frac{2}{3} \left\{ \frac{L_0}{2} + \frac{L_q + L_d}{2} + \frac{L_q - L_d}{2} \cos 2\theta^r \right\} = L_{a1} + L_{a2} \cos 2\theta^r \quad (\text{Fórmula 4.26})$$

$$L_{ab} = -\frac{2}{3} \left\{ -\frac{L_0}{2} + \frac{L_q + L_d}{4} + \frac{L_q - L_d}{2} \cos 2(\theta_r + 30^\circ) \right\} = \{L_{m1} + L_{a2} \cos 2(\theta_r + 30^\circ)\}$$

(Fórmula 4.26b)

$$L_{ac} = -\frac{2}{3} \left\{ -\frac{L_0}{2} + \frac{L_q + L_d}{4} + \frac{L_q - L_d}{2} \cos 2(\theta_r + 150^\circ) \right\} = -\{L_{m1} + L_{a2} \cos 2(\theta_r + 150^\circ)\}$$

(Fórmula 4.26c)

Donde:

- L_{aa} es la autoinductancia de la fase a.
- L_{ab} es la inductancia mutua entre las fases a y b.
- L_{ac} es la inductancia mutua entre las fases a y c y también

$$L_{a1} = \frac{L_0}{3} + \frac{L_q + L_d}{3} \quad (\text{Fórmula 4.27a})$$

$$L_{a2} = \frac{L_q - L_d}{3} \quad (\text{Fórmula 4.27b})$$

$$L_{m1} = -\frac{L_0}{3} + \frac{L_q + L_d}{6} \quad (\text{Fórmula 4.27c})$$

De los cuales L_q , L_d y L_0 se derivan de los componentes de inductancia mutua y mutua de fase como:

$$L_q = L_{a1} + L_{m1} + \frac{3}{2} L_{a2} \quad (\text{Fórmula 4.28a})$$

$$L_d = L_{a1} + L_{m1} - \frac{3}{2} L_{a2} \quad (\text{Fórmula 4.28b})$$

$$L_0 = L_{a1} - 2L_{m1} \quad (\text{Fórmula 4.28c})$$

Es importante observar que la inductancia de secuencia cero es parte del término constante en las inductancias de fase, mientras que las inductancias de eje directo y q no contienen la inductancia de secuencia cero. Por tanto, la inductancia de secuencia cero solo puede derivarse de inductancias mutuas de auto y mutua fase, y por tanto sus mediciones son necesarias para obtenerla.

4.5. POTENCIA EQUIVALENTE.

La entrada de potencia a la máquina trifásica debe ser igual a la entrada de potencia a la máquina bifásica para tener una interpretación significativa en el modelado, el análisis y la simulación. Esta identidad se deriva en esta sección. El sistema de 3 fases instantáneo la entrada de energía es:

$$P_i = V_{abc}^t i_{abc} = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c \quad (\text{Fórmula 4.29})$$

De las fórmulas 75a y 77a, las corrientes y tensiones de fase abc se transforman en sus corrientes y tensiones de dos ejes equivalentes.

$$i_{abc} = [T_{abc}]^{-1} i_{qd0} \quad (\text{Fórmula 4.30a})$$

$$V_{abc} = [T_{abc}]^{-1} V_{dq0^r} \quad (\text{Fórmula 4.30b})$$

sustituyendo las fórmulas 88a y 88b en la fórmula 87, la entrada de potencia se obtiene como:

$$P_i = (V_{qdo})^r{}^t ([T_{abc}])^{-1^t} [T_{abc}]^{-1} I_{qdo}{}^r \quad (\text{Fórmula 4.31})$$

Al expandir el lado derecho de la ecuación 3.56, la entrada de poder en las variables dq0 es:

$$P_i = \frac{3}{2} [(V_{qs}{}^r I_{qs}{}^r + V_{ds}{}^r I_{ds}{}^r) + 2V_0 I_0] \quad (\text{Fórmula 4.32})$$

Para una máquina trifásica equilibrada, la corriente de secuencia cero no existe y, por lo tanto, la entrada de potencia está representada de forma compacta por:

$$P_i = \frac{3}{2} [V_{qs}{}^r I_{qs}{}^r + V_{ds}{}^r I_{ds}{}^r] \quad (\text{Fórmula 4.33})$$

La potencia de entrada dada por la fórmula 91 sigue siendo válida para todos los cuadros de referencia, siempre que los voltajes y las corrientes correspondan a los cuadros considerados.

4.6. PAR ELECTROMAGNÉTICO.

El par electromagnético es la variable de salida más importante que determina la dinámica mecánica de la máquina, como la posición y la velocidad del rotor. Por lo tanto, su importancia no puede exagerarse en todos los estudios de simulación. Se deriva de la ecuación matricial de la máquina al observar la potencia de entrada y sus diversos componentes, como las pérdidas resistivas, la potencia mecánica y la tasa de cambio de la energía magnética almacenada. El razonamiento elemental

lleva al hecho de que no puede haber un componente de potencia debido a la introducción de marcos de referencia.

De manera similar, la velocidad de cambio de la energía magnética almacenada solo podría ser cero en estado estacionario. Por lo tanto, la potencia de salida es la diferencia entre la potencia de entrada y las pérdidas resistivas en un estado estable. Tenga en cuenta que dinámicamente, la tasa de cambio de la energía magnética almacenada no necesita ser cero. En base a estas observaciones, la derivación del par electromagnético se realiza de la siguiente manera. Las ecuaciones dinámicas del PMSM se pueden escribir como:

$$\mathbf{V} = [\mathbf{R}] \mathbf{I} + [\mathbf{L}] \frac{d\mathbf{I}}{dt} + [\mathbf{G}] \omega_r \mathbf{I} \quad (\text{Fórmula 4.34})$$

Donde los vectores y las matrices se identifican por observación. Al premultiplicar la fórmula 88b por la transposición del vector actual, la potencia de entrada instantánea es:

$$P_i = \mathbf{I}^t \mathbf{V} = \mathbf{I}^t [\mathbf{R}] \mathbf{I} + \mathbf{I}^t [\mathbf{L}] \frac{d\mathbf{I}}{dt} + \mathbf{I}^t [\mathbf{G}] \omega_r \mathbf{I} \quad (\text{Fórmula 4.35})$$

Donde:

$[\mathbf{R}]$ matriz consta de elementos resistivos.

$[\mathbf{L}]$ matriz consiste en los coeficientes del operador derivado p

$[\mathbf{G}]$ la matriz tiene elementos que son los coeficientes de la velocidad del rotor eléctrico, ω_r .

El término $\mathbf{I}^t [\mathbf{R}] \mathbf{I}$ da pérdidas resistivas al estator y al rotor. El término $\mathbf{I}^t [\mathbf{L}] \frac{d\mathbf{I}}{dt}$ denota la tasa de cambio de la energía magnética almacenada. Por lo tanto, lo que queda del componente de potencia debe ser igual a la potencia del espacio de aire, dada por el término $\mathbf{I}^t [\mathbf{G}] \omega_r \mathbf{I}$.

A partir de los fundamentos, se sabe que la potencia del entrehierro debe asociarse con la velocidad del rotor. La potencia del entrehierro es el producto de la velocidad mecánica del rotor y del entrehierro o par electromagnético. Por lo tanto, el espacio

de aire, T_e , se deriva de los términos que implica la velocidad del rotor, ω_m , en mecánica rad/s, como:

$$\Omega_m T_e = P a = I^t [G] l \times \omega_r = I^t [G] l \frac{P}{2} \omega_m \quad (\text{Fórmula 4.36})$$

Donde P es el número de polos. Al cancelar la velocidad en ambos lados de la ecuación, se genera un par electromagnético que es:

$$T_e = \frac{P}{2} I^t [G] l \quad (\text{Fórmula 4.37})$$

Sustituyendo $[G]$ en la fórmula 4.37 con la observación de la fórmula 4.14, el par electromagnético se obtiene como:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda_{af} + (L_d - L_q) I_{ds}^r] I_{qs}^r \quad (\text{N m}) \quad (\text{Fórmula 4.38})$$

El factor $3/2$ de la condición de equivalencia de potencia se introduce en el lado derecho de la fórmula 4.38 entre los PMSM trifásicos y bifásicos.

Alternativamente, el par de espacio de aire también puede derivarse multiplicando las tensiones del estator de los ejes q y d con las corrientes del estator de los ejes q y d , respectivamente. Entonces representan la potencia de entrada instantánea de la máquina:

$$P_i = \frac{3}{2} [V_{qs}^r I_{qs}^r + V_{ds}^r I_{ds}^r] \quad (\text{Fórmula 4.39a})$$

$$= \frac{3}{2} [R_s [(I_{qs}^r)^2 + (I_{ds}^r)^2] + \{L_q I_{qs}^r P_{iqs}^r + L_d I_{ds}^r P_{ids}^r \omega_r \{ \lambda_{af} + (L_d - L_q) I_{ds}^r \} I_{qs}^r]$$

$$(\text{Fórmula 4.39b})$$

Mirando el lado derecho de la ecuación para la potencia de entrada, los términos que representan las pérdidas resistivas del estator, la tasa de cambio de la energía magnética almacenada y la potencia del espacio de aire se hacen obviar. Dividiendo

la potencia del espacio de aire sobre la velocidad del rotor mecánico da como resultado un par de espacio de aire que es idéntico a la ecuación anterior.

El factor $3/2$ se ha introducido para tener en cuenta la equivalencia de potencia de la máquina trifásica obtenida de la potencia de la máquina bifásica según lo discutido previamente.

4.7. CARACTERÍSTICAS DEL PAR DE ESTADO ESTACIONARIO.

Se considera un polo saliente PMSM para generalizar las características de estado estacionario de la máquina. Se asume que un conjunto de corrientes polifásicas balanceadas ingresa a los devanados del estator y esta dado por:

$$I_{qs} = I_m \sin(\omega t + \delta) \quad (\text{Fórmula 4.40a})$$

$$I_{ds} = I_m \cos(\omega t + \delta) \quad (\text{Fórmula 4.40b})$$

Al usar el inverso de la matriz de transformación T^r , las corrientes de estator en los cuadros de referencia del rotor se obtienen como:

$$I_{qs}^r = I_m \sin \delta \quad (\text{Fórmula 4.41a})$$

$$I_{ds}^r = I_m \cos \delta \quad (\text{Fórmula 4.41b})$$

Y al sustituirlos en la expresión de par, el par de espacio de aire se obtiene como:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda a f + (L_d - L_q) I_{ds}^r] I_{qs}^r = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda a f + (L_d - L_q) I_m \cos \delta] I_m \sin \delta = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda a f I_m \sin \delta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) I_m^2 \sin 2\delta]$$

(Fórmula 4.42)

Donde δ se denomina ángulo de par ya que influye directamente en el par de espacio de aire. Tenga en cuenta que el par de torsión tiene 2 términos. El primer término da el par como resultado de la interacción del imán del rotor y la corriente del estator del eje q en los cuadros de referencia del rotor y se conoce generalmente como el par síncrono, T_e . El segundo término contiene la variación de reluctancia y el par debido a eso, se conoce como el par de reluctancia, T_r . Estos 2 términos se escriben por separado y el par de espacio de aire en función de estos 2 como:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda a f I_m \sin \delta \quad (\text{Fórmula 4.43a})$$

$$T_r = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[\frac{1}{2} (L_d - L_q) \right] I_m^2 \sin 2\delta \quad (\text{Fórmula 4.43b})$$

$$T_e = T_e + T_r \quad (\text{Fórmula 4.43c})$$

Para una máquina típica, el par de espacio de aire y sus componentes individuales se muestran en la figura 60 como una función de ángulo de par cuando el fasor de la corriente del estator se mantiene en 1.29 p.u. El fasor de la corriente del estator es la resultante de la cuadratura y las corrientes de los ejes directos y su magnitud está dada por el valor máximo de las corrientes d y q, I_m . La suma de los pares síncronos y de reluctancia produce el par de espacio libre y observa que su pico está en un ángulo de par mayor que 90° . El par de reluctancia es el único contribuyente a este efecto, que afecta el pico del par de espacio de aire y el ángulo de par al que se produce. El par de reluctancia mejora el par de espacio de aire en la región de ángulo de par entre 90° y 180° y reduce el par de 0° a 90° de ángulo de par. Por lo tanto, no se intenta una operación en los primeros 90° en estas máquinas y el ángulo de torsión preferido es entre 90° y 180° .

Nótese que el par máximo que se puede obtener con una magnitud de corriente es el punto correspondiente a la línea punteada. Se puede ver en la figura 61 que el

ángulo al que ocurre el par máximo cambia para varias magnitudes de la corriente del estator. Los lugares del ángulo de par versus el par máximo como función de la magnitud de la corriente del estator son importantes en el par óptimo por unidad de operación actual de la máquina. El par máximo por unidad de corriente es uno de los muchos índices de rendimiento para la operación óptima de la máquina.

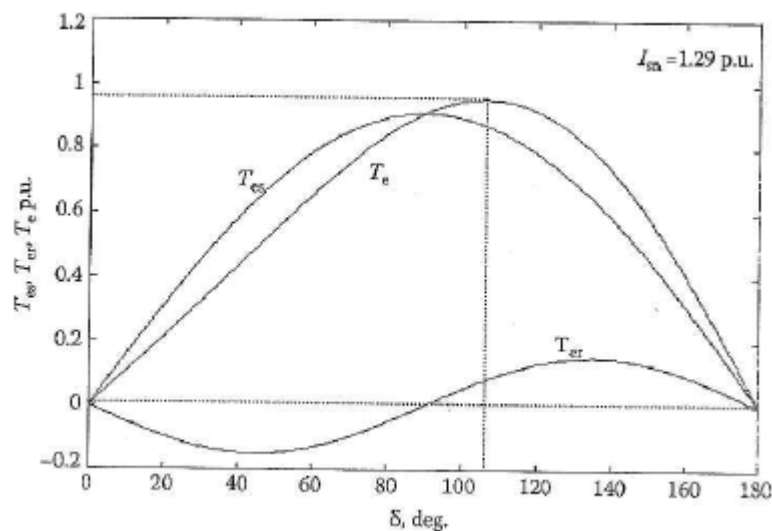


Figura 60: Pares de reluctancia, síncronos y de espacio de aire en función del ángulo de par para la magnitud de la corriente del estator de 1.29 p.u. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

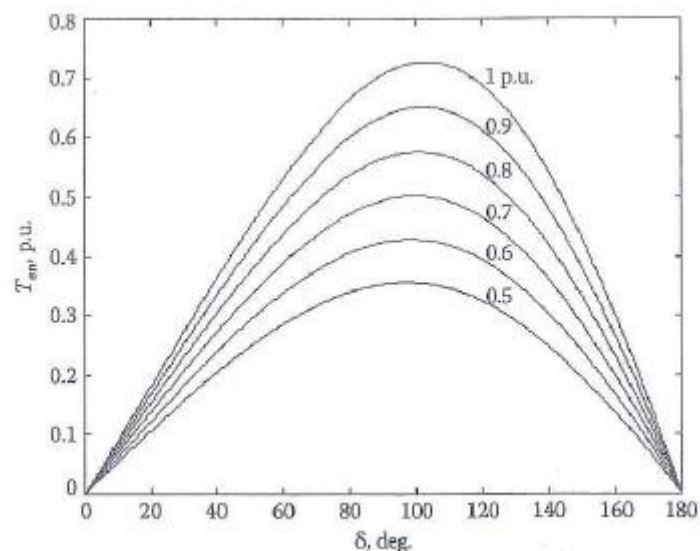


Figura 61: Par de espacio de aire versus ángulo de par para varios estatores. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Pero satisfacer el par máximo por unidad de índice de rendimiento actual no significa necesariamente que la máquina cumpla con otros índices de rendimiento, como la máxima eficiencia, factor de potencia máximo y clasificaciones de voltamperios del convertidor de potencia máximo. De hecho podría estar funcionando mal en uno o todos estos aspectos. Más sobre este aspecto se presenta en el capítulo sobre el control de PMSM. El código de matlab para calcular el par de espacio de aire versus el ángulo de par para variar magnitudes de corriente del estator se da a continuación. Los lectores interesados pueden separar el par de espacio de aire en sus momentos síncronos y la reluctancia de componentes de este programa trazando esas variables solo o en todas ellas en la misma figura que se muestra en la figura 60.

Los voltajes sinusoidales en los marcos de referencia del rotor aparecen como constantes ya que la velocidad angular del rotor y la frecuencia angular de los voltajes de suministro son iguales y , por lo tanto, su velocidad relativa es cero entre sí. Las tensiones c.c. dq del estator producen las corrientes de c.c. dq, que al recuperarse en los marcos abc aparecen como sinusoidales. El par electromagnético es negativo, lo que indica que la máquina está generando y, por lo tanto, suministrando potencia a la fuente.

4.8. MODELOS DE ENLACES DE FLUJO.

Las ecuaciones dinámicas del PMSM en los cuadros de referencia del rotor se pueden representar utilizando enlaces de flujo como variables. Incluso cuando los voltajes y las corrientes son discontinuos, los enlaces de flujo son continuos. Esto ofrece la ventaja de diferenciar estas variables con la estabilidad numérica, además, la representación de enlaces de flujo se utiliza en accionamientos de motores para resaltar el proceso de desacoplamiento de los canales de flujo y par en el PMSM. El estator y los enlaces de flujo del rotor en los cuadros de referencia del rotor se definen como:

$$\lambda_{qs}^r = L_q I_{qs}^r \quad (\text{Fórmula 4.44a})$$

$$\lambda_{ds}^r = L_d I_{ds}^r + \lambda_{af} \quad (\text{Fórmula 4.44b})$$

A partir de estas ecuaciones, las corrientes de estator en los cuadros de referencia del rotor se pueden representar en términos de los enlaces de flujo y las inductancias. Entonces los voltajes del estator de los ejes q y d en términos de estos enlaces de flujo en los cuadros de referencia del rotor son los siguientes:

$$V_{qs}^r = \frac{R_s}{L_q} \lambda_{qs}^r + p\lambda_{qs}^r + \omega_r \lambda_{ds}^r \quad (\text{Fórmula 4.45a})$$

$$V_{ds}^r = \frac{R_s}{L_d} (\lambda_{ds}^r - \lambda_{af}) + p\lambda_{ds}^r - \omega_r \lambda_{qs}^r \quad (\text{Fórmula 4.45b})$$

Estas ecuaciones se pueden representar en forma de circuitos equivalentes y también en forma de diagrama de bloques. Ambos se consideraran en las siguientes secciones. El par electromagnético en función de los enlaces de flujo se obtiene sustituyendo las corrientes de estator en términos de los enlaces de flujo y se deriva como:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{1}{L_q} [p\lambda_{af} + (1-p)\lambda_{af}^r] \lambda_{qs}^r = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda_{ds}^r I_{qs}^r - \lambda_{qs}^r I_{ds}^r] \quad (\text{Fórmula 4.46a})$$

Donde la relación de prominencia se define como:

$$\rho = \frac{L_q}{L_d} \quad (\text{Fórmula 4.46b})$$

La segunda parte de la expresión de par transmite una mejor comprensión de la máquina ya que el par de espacio de aire es el resultado de la interacción entre los enlaces de flujo de eje d y la corriente del eje q en los devanados y viceversa. El signo negativo asociado con el producto de los enlaces de flujo del eje q y la corriente del eje d es porque produce un contrapar al del otro componente de par debido a los enlaces de flujo del eje d y la corriente del eje q.

4.9 CIRCUITO EQUIVALENTE.

El circuito equivalente del PMSM puede derivarse de las ecuaciones del estator y se muestra en la figura 62. Los circuitos equivalentes son:

- Circuito equivalente del eje q dinámico del estator.
- Circuito equivalente dinámico del eje d del estator.
- Circuito equivalente secuencia cero.

Los circuitos equivalentes son útiles en estudios de sistemas, particularmente con respecto a fallas. Los circuitos equivalentes se pueden modificar para tener en cuenta las pérdidas del núcleo. Las pérdidas del núcleo se producen por la histéresis y las pérdidas por corrientes parásitas en las laminaciones de hierro. Aunque estas pérdidas se rigen comúnmente por la densidad de flujo, la frecuencia de excitación y las características del material de laminación, y el estator de laminación en el caso de pérdidas por corrientes parásitas solamente, se observa que cada una de estas variables afecta el componente de pérdida de núcleo de forma muy diferente. Además, hay pérdidas en la cara polar y pérdidas armónicas generadas en los devanados y las laminaciones del estator y el rotor. Tal modelo de pérdidas para todos y cada uno de los componentes puede no integrarse fácilmente en circuitos equivalentes simples. Pero un modelo simple para tener en cuenta las pérdidas del núcleo debido a la excitación fundamental es posible por una resistencia equivalente, aunque en este modelo se excluyan otras pérdidas secundarias, como las pérdidas de polos y las pérdidas armónicas.

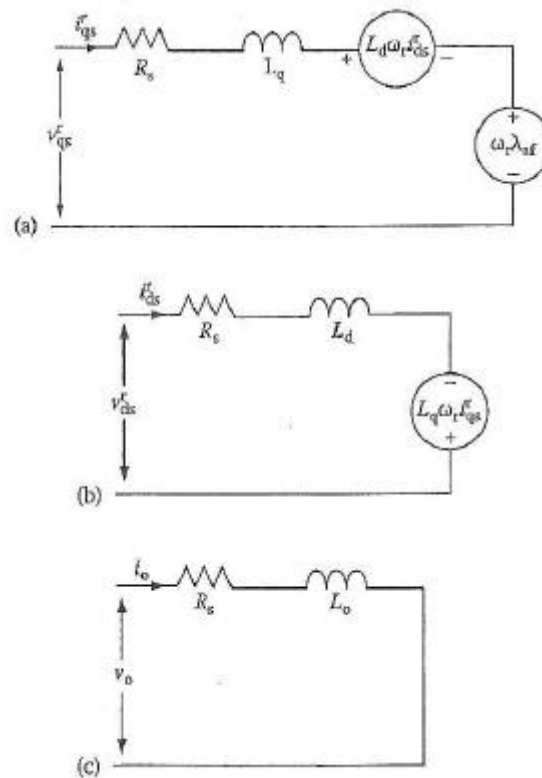


Figura 62: Los circuitos equivalentes dinámicos de PMSM no tienen en cuenta las pérdidas del núcleo. (A) Circuito equivalente del eje q del estator dinámico. (b) Circuito equivalente dinámico del eje d del estator. (c) Circuito equivalente de secuencia cero. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

El modelo entonces, es muy útil en estudios de eficiencia para el funcionamiento óptimo de par de la máquina, y lo más importante para determinar el límite de par frente a la velocidad para la utilización óptima y la operación segura de la máquina.

Las estrategias de control relevantes que usan el circuito equivalente basado en pérdidas de núcleo se dan más adelante. Para consolidar las pérdidas de núcleo como debidas a un único elemento resistivo en los circuitos d y q equivalentes, se supone que las pérdidas de núcleo son proporcionales al cuadrado del producto de la frecuencia y el flujo. Tal suposición lleva al hecho de que las pérdidas del núcleo son proporcionales a las f.e.m. inducidas en cada eje del estator ya que las f.e.m. inducidas son el resultado del producto de la frecuencia y el flujo y también, las pérdidas del núcleo finalmente emergen como proporcionales a su cuadrado de producto.

Por lo tanto, las pérdidas del núcleo se modelan con resistencias equivalentes en todo el estator. Los ejes q y d inducen f.e.m.s en los circuitos equivalentes. Las pérdidas del núcleo son una preocupación predominante durante la operación de estado estacionario y , por lo tanto, solo se muestra en la figura 63 circuitos equivalentes de estado estacionario con modelado de pérdida de núcleo.

La inclusión de pérdidas en el núcleo en la operación dinámica es directa.

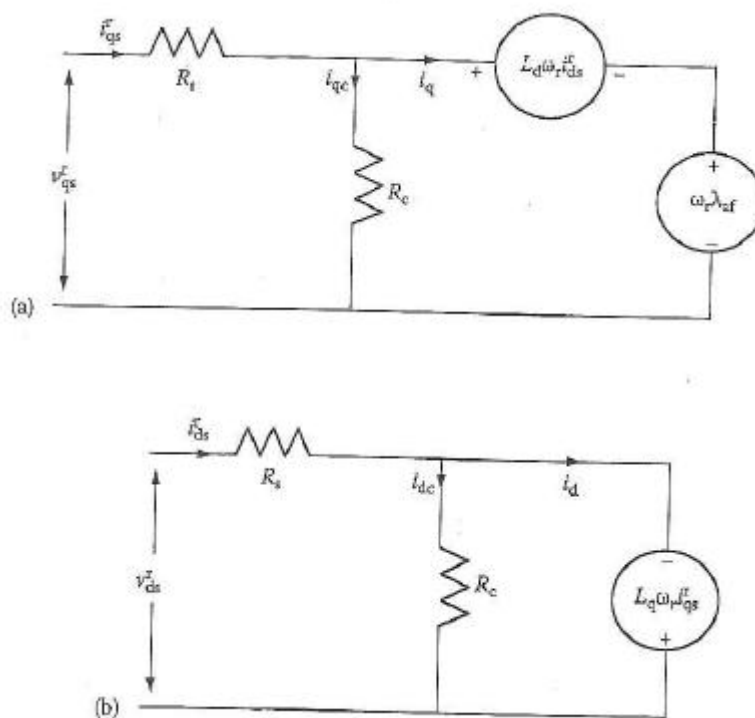


Figura 63: circuitos equivalentes de estado estacionario de PMSM con pérdidas de núcleo. (a) Circuito equivalente de eje q de estado estacionario y (b) Circuito equivalente de eje d de estado estable. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

La inserción de las resistencias de pérdida de núcleo en los circuitos equivalentes de los ejes q y d demuestra que las corrientes consumidas por ellas se pierden para la generación de par en la máquina y, por lo tanto, una pérdida de eficacia. Más que eso, las pérdidas reducen la capacidad térmica de la máquina, no es raro que en máquinas de baja cilindrada se encuentren pérdidas de núcleo que son tanto como pérdidas resistivas del estator a corriente nominal. Por lo tanto, un descuido de las pérdidas del núcleo conducirá a una predicción de eficiencia optimista y también a un sobreajuste de la máquina al no considerar reducción del poder térmico que debería contabilizarse justo con estas pérdidas adicionales.

De forma similar, el diagrama de bloques del PMSM puede derivarse en términos de los enlaces de flujo y se muestra en la figura 64. El par electromagnético se obtiene en términos de los enlaces de flujo o en términos del producto de los enlaces de flujo y las corrientes como se muestra en la fórmula 4.46a. Las corrientes pueden deducirse nuevamente de los enlaces de flujo y no se muestran aquí en aras de la simplicidad conceptual. La cuadratura y la constante de tiempo del estator del eje directo se dan como τ_q y τ_d , respectivamente y son iguales a L_q/R_s y L_d/R_s . El diagrama de bloques no se presta a la simplicidad computacional matemática ya que

los enlaces de flujo de los ejes d y q están acoplados, pero pueden ser útiles para formular estrategias de control ya que las trayectorias de la señal son trazables para analizar visualmente y muy elegantemente la causa. Relaciones de efecto de una retroalimentación particular o control de una señal y su impacto en el rendimiento dinámico del sistema. Tal enfoque por extensión, al modelo de fasor espacial es formulado y explotado poderosamente en motores de inducción para estudiar el impacto de las estrategias de conmutación, estructuras de control, algoritmos de control sin sensores, y para la compensación de sensibilidad de parámetros.

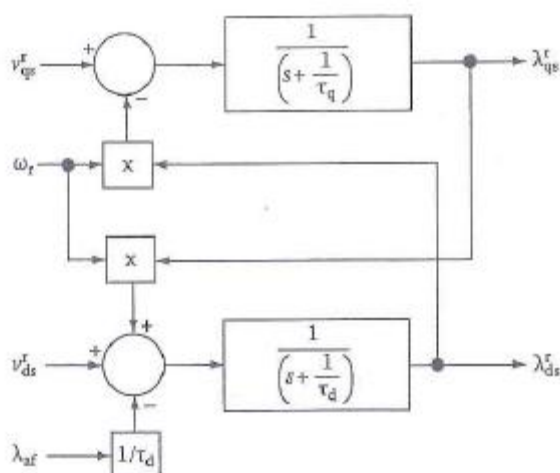


Figura 64: diagrama de bloques del PMSM. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Similarmente existe una posibilidad con estos diagramas de bloques para el estudio de las unidades de PMSM a pesar de que aún está por surgir.

4.10. MODELO POR UNIDAD.

El modelo normalizado del PMSM se obtiene definiendo las variables base tanto en variables abc como dq0. En los marcos abc, los valores rms del voltaje y la corriente de fase nominal forman las cantidades base, dado como:

$$\text{Potencia base} = P_b = 3V_{b3} I_{b3} \quad (\text{Fórmula 4.47})$$

Donde V_{b3} e I_{b3} son la tensión y la corriente de la base trifásica, respectivamente. Al seleccionar las cantidades base en los cuadros dq indicados por V_b y I_b para que

sean iguales al valor máximo de la tensión de fase y la corriente en cuadros abc, se obtiene:

$$V_b = \sqrt{2} V_{b3} \quad (\text{Fórmula 4.48a})$$

$$I_b = \sqrt{2} I_{b3} \quad (\text{Fórmula 4.48b})$$

Por lo tanto, la potencia base se define como:

$$P_b = 3 V_{b3} I_{b3} = 3 \frac{V_b I_b}{\sqrt{2} \sqrt{2}} = \frac{3}{2} V_b I_b \quad (\text{Fórmula 4.48c})$$

El modelo de marco de referencia del rotor se elige para ilustrar el proceso de normalización. Para empezar, considere la tensión del estator del eje q, que se proporciona a continuación:

$$V_{qs}^r = (R_s + L_q p) I_{qs}^r + \omega_r (L_d I_{ds}^r + \lambda_{af}) \quad (\text{Fórmula 4.49})$$

Se normaliza dividiéndolo con el voltaje base, V_b como:

$$V_{qsn}^r = \frac{V_{qs}^r}{V_b} = \frac{R_s}{V_b} I_{qs}^r + \frac{L_q}{V_b} p I_{qs}^r + \frac{\omega_r (L_d I_{ds}^r + \lambda_{af})}{V_b} \text{ (p.u.)} \quad (\text{Fórmula 4.50})$$

Sustituyendo la tensión de base en términos de corriente de base, I_b , e impedancia de base, Z_b , o velocidad de base y enlaces de flujo base como:

$$V_b = I_b Z_b = \omega_b \lambda_b = \omega_b L_b I_b \quad (V) \quad (\text{Fórmula 4.51})$$

En la fórmula 4.50 rendimientos:

$$V_{qsn^r} = \left(\frac{R_s}{Z_b}\right)\left(\frac{I_{qs^r}}{I_b}\right) + \frac{1}{\omega_b}\left(\frac{L_q}{L_b}\right) p \left(\frac{I_{qr^r}}{I_b}\right) + \left(\frac{\omega_r}{\omega_b}\right)\left[\left(\frac{L_d}{L_b}\right)\left(\frac{I_{ds^r}}{I_b}\right) + \frac{\lambda_{af}}{\lambda_b}\right] \text{ (p.u.)} \quad (\text{Fórmula 4.52})$$

Definir los parámetros y variables normalizados de la siguiente manera:

$$R_{sn} = \frac{R_s}{Z_b} \text{ (p.u.)}, \quad L_{qn} = \frac{L_q}{L_b} \text{ (p.u.)}, \quad L_{dn} = \frac{L_d}{L_b} \text{ (p.u.)}, \quad \omega_n = \frac{\omega_r}{\omega_b} \text{ (p.u.)}$$

$$I_{qsn^r} = \frac{I_{qs^r}}{I_b} \text{ (p.u.)}, \quad I_{dsn^r} = \frac{I_{ds^r}}{I_b} \text{ (p.u.)}, \quad V_{qsn^r} = \frac{V_{qs^r}}{V_b} \text{ (p.u.)}, \quad V_{dsn^r} = \frac{V_{ds^r}}{V_b} \text{ (p.u.)}$$

(Fórmula 4.53)

y sustituyendo la fórmula 4.53 en la fórmula 4.52, V_{qsn^r} se obtiene como:

$$V_{qsn^r} = \left(R_{sn} + \frac{L_{qn}}{\omega_b} p\right) I_{qsn^r} + \omega_n (L_{dn} I_{dsn^r} + \lambda_{afn}) \text{ (p.u.)}$$

(Fórmula 4.54)

De forma similar, la ecuación de tensión del estator del eje d se normaliza y se indica a continuación:

$$V_{dsn^r} = -\omega_n L_{qn} I_{dsn^r} + \left(R_{sn} + \frac{L_{dn}}{\omega_b} p\right) I_{dsn^r} \text{ (p.u.)}$$

(Fórmula 4.55)

el par electromagnético se ha derivado como:

$$T_e = \frac{3P}{2} [\lambda_{af} + (L_d - L_q) I_{qs}^r] \text{ (N.m)} \quad (\text{Fórmula 4.56})$$

Dividir esto por el par de base normaliza el par de espacio de aire. Para la normalización, se requiere una definición del torque de base y se da como:

$$T_b = \frac{P_b}{\frac{\omega_b}{P/2}} = \frac{P}{2} \frac{P_b}{\omega_b} = \frac{P}{2} \frac{3}{2} \frac{\omega_b \lambda_b I_b}{\omega_b} = \frac{3P}{2} \lambda_b I_b \text{ (N.m)} \quad (\text{Fórmula 4.57})$$

De la cual el par electromagnético normalizado se obtiene como:

$$T_{en} = \frac{T_e}{T_b} = \left(\frac{I_{qs}^r}{I_b} \right) \left[\left(\frac{\lambda_{af}}{I_b} \right) - \left(\frac{I_{ds}^c}{I_b} \right) \left(\frac{L_d - L_q}{L_b} \right) \right] = I_{qs} n^r [\lambda_{af} n - (L_d n - L_q n) I_{ds} n^r] \text{ (p.u.)} \quad (\text{Fórmula 4.58})$$

Donde:

$$\lambda_{af} n = \frac{\lambda_{af}}{\lambda_b} \text{ (p.u.)} \quad (\text{Fórmula 4.59})$$

La ecuación dinámica electromecánica está dada por:

$$T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + T_1 + B\omega_m \quad (\text{Fórmula 4.60})$$

Donde:

ω_m es la velocidad mecánica del rotor.

J es el momento de inercia de la carga y la máquina combinadas.

B es el coeficiente de fricción de la carga y la máquina, y T1 es el par de carga

normalizando esta ecuación como:

$$T_{en} = \frac{T_e}{T_b} = \frac{J \frac{d\omega_m}{dt}}{\frac{P_b \times \frac{P}{2}}{\omega_b}} + \frac{T_1}{T_b} + \frac{B \omega_n}{\frac{P}{2} \times P_b} = \frac{J \omega_b \omega_b}{\left(\frac{P}{2}\right)^2 P_b} \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega_r}{\omega_b} \right) + T_1 n + \frac{B \omega_b \omega_b \omega_r}{\left(\frac{P}{2}\right)^2 P_b \omega_b} = \frac{J \omega_b^2}{\left(\frac{P}{2}\right)^2 p_b}$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} + T_1 n + \frac{B \omega_b^2}{\left(\frac{P}{2}\right)^2 p_b} \omega_m = 2 H p \omega_m + T_1 n + B_n \omega_m$$

(Fórmula 4.61)

Donde:

$$H = \frac{1}{2} \frac{J \omega_b^2}{P_b \left(\frac{P}{2}\right)^2} \text{ (S)} \quad \text{(Fórmula 4.62)}$$

Se conoce como la constante de inercia y la constante de fricción normalizada es:

$$B_n = \frac{B \omega_b^2}{P_b \left(\frac{P}{2}\right)^2} \quad \text{(Fórmula 4.63)}$$

Las ecuaciones normalizadas del PMSM en los cuadros de referencia del rotor están dadas por las formulas 4.54, 4.55, 4.58 y 4.61.

4.11. SIMULACIÓN DINÁMICA.

La simulación dinámica del PMSM se explica en esta sección. Las ecuaciones del PMSM en los marcos de referencia del rotor en unidades normalizadas se ensamblan y en una forma que facilita la solución de la computadora como:

$$P_{iqsn^r} = \omega_b \left(-\frac{R_{sn}}{L_{qn}} I_{qsn^r} - \frac{L_{dn}}{L_{qn}} \omega_m I_{dsn^r} - \frac{\lambda_{afn}}{L_{qn}} \omega_m + \frac{1}{L_{qn}} V_{qsn^r} \right) \quad (\text{Fórmula 4.64a})$$

$$P_{idsn^r} = \omega_b \left(\frac{L_{qn}}{L_{dn}} \omega_m I_{qsn^r} - \frac{R_{sn}}{L_{dn}} I_{dsn^r} + \frac{1}{L_{dn}} V_{dsn^r} \right) \quad (\text{Fórmula 4.64b})$$

$$P_{\omega m} = \frac{1}{2H} (\lambda_{afn} I_{qsn^r} - (L_{dn} - L_{qn}) I_{dsn^r} I_{qsn^r} - B_n \omega_m - T_{ln}) \quad (\text{Fórmula 4.64c})$$

$$P_{\theta r} = \omega_r = \omega_m \omega_b \quad (\text{Fórmula 4.64d})$$

La última ecuación se agrega para encontrar la posición del rotor, ya que es de crucial importancia para determinar el voltaje y la corriente en cada fase de la máquina. La posición del rotor está en radianes y no en unidades normalizadas para permitir la generación instantánea de comandos de corriente o tensión en función del tiempo. Se ve que estas ecuaciones del sistema no son lineales ya que se trata de productos variables. Por lo tanto, la única forma de obtener la solución del sistema es mediante una solución numérica. La solución del sistema se obtiene integrando las ecuaciones diferenciales. El método de la rama Runge-kutta se puede utilizar para la integración numérica o en el caso ilustrado en el programa matlab, se puede obtener una solución simple por discretización.

Las entradas son voltajes de estator de los ejes $q \exp(r)$ y $d \exp(r)$ que se obtienen a partir de los voltajes del estator abc mediante la transformación de T_{abc} . La transformación requiere una posición del rotor que se obtiene en cada paso de la solución. Luego la solución de la ecuación conduce a la solución de las corrientes del estator en los marcos de referencia del rotor, la velocidad y la posición del rotor.

Las corrientes de fase abc se pueden obtener de las corrientes dq en los marcos de referencia del rotor utilizando la matriz de transformación inversa. A partir de las corrientes del estator dq, se obtiene el par electromagnético para el trazado. Esto se actualiza para cada etapa de integración hasta que se alcanza el tiempo final deseado. En la iteración, el paso involucrado en la solución se muestra en el diagrama de flujo que se muestra en la figura 65.

Utilizando el diagrama de flujo y los parámetros de máquina dados en ejemplos anteriores, la simulación de un inicio de línea directo del PMSM se ilustra en el programa matlab que lo acompaña. El rendimiento bajo la condición de simulación se muestra en la figura 66. No hay control impuesto sobre el PMSM basado en su posición del rotor en esta simulación. Debido a esto, las corrientes del estator alcanzan valores altos con la correspondiente oscilación en el par de espacio de aire, dando como resultado una oscilación significativa del rotor. Tal operación es indeseable para esta simulación, el par de carga se considera cero y los voltajes de fase aplicados son iguales a la tensión base en magnitud y un conjunto de voltajes trifásicos equilibrados se imprime a 60hz.

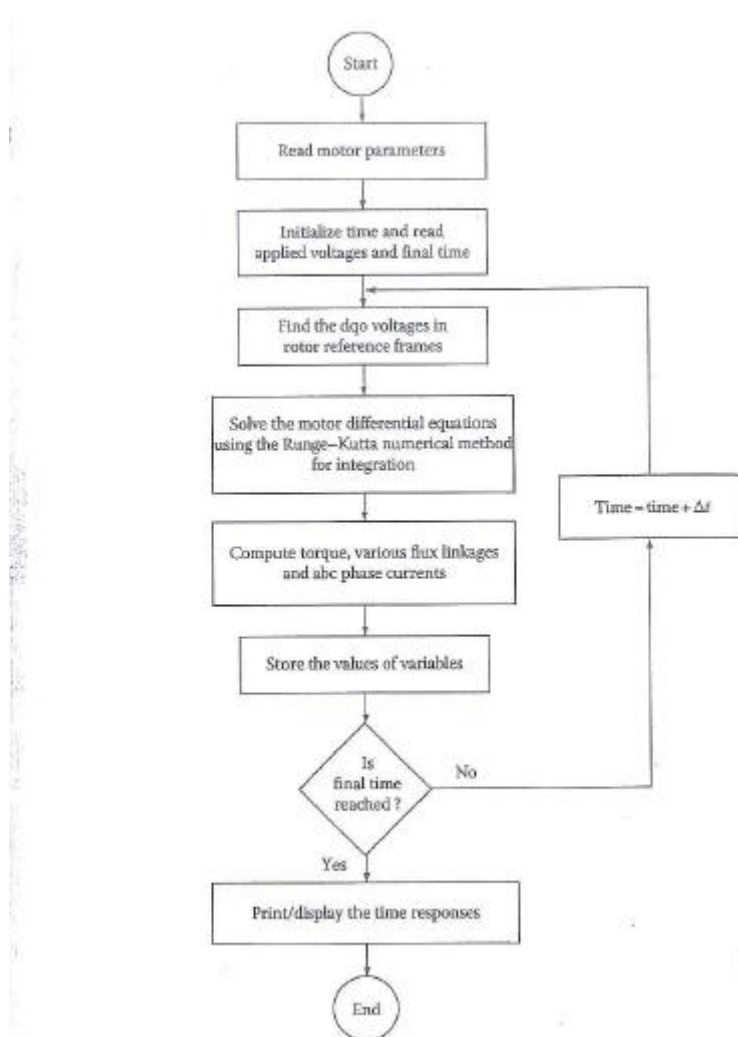


Figura 65: diagrama de flujo para la simulación dinámica del PMSM. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Los voltajes del estator q y d en las tramas de referencia del rotor no son constantes sino oscilatorias en este ejemplo. Esto es porque la posición del rotor deriva de la velocidad del rotor es oscilatoria. La posición oscilatoria del rotor influye en las

corrientes del estator en los cuadros de referencia del rotor. La matriz de transformación es únicamente una función de la posición del rotor.

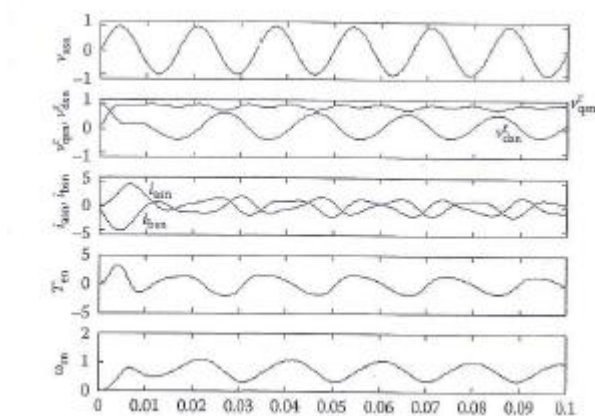


Figura 66: La simulación dinámica da como resultado unidades normalizadas con inicio de línea del PMSM. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Para un mejor funcionamiento del PMSM, considere un control simple del circuito cerrado mediante el cual se utiliza la posición del rotor para la fase una tensión como una senoide de la posición del rotor y un ángulo fijo α . Los voltajes de fase b y c se derivan de manera similar. El ángulo α se conoce como ángulo de fasor de voltaje del estator. Más adelante se encontrará en la sección de estrategias de control para unidades de disco PMSM. La magnitud de los voltajes de fase se da en función de la velocidad del rotor más un voltaje de compensación como:

$$V_m = K_b \omega_r + 1 \text{ (v)} \quad (\text{Fórmula 4.65})$$

Donde:

ω_r es la velocidad del rotor.

K_b es la proporcionalidad o fem constante.

La tensión Offset de compensación supera la caída de tensión de resistencia del estator para que sea factible generar una corriente en el momento de iniciarse desde parado. Los lectores familiarizados con accionamientos de motor de inducción accionados por inversor pueden darse cuenta de que la tensión de compensación Offset cumpla la misma función en el control de voltios/hercios. Suponiendo que el voltaje base V_b , es el voltaje de fase normalizado se escribe como:

$$V_{asn} = \frac{V_m}{V_b} \sin(\omega_r t + \alpha) \text{ (p.u.)} \quad (\text{Fórmula 4.66})$$

El par de carga se mantiene en cero, pero hay un par de fricción en el sistema de accionamiento. Estas modificaciones se pueden introducir en el programa matlab anterior en 2 líneas y se pueden obtener resultados para varios pares de torsión y otras condiciones de funcionamiento. Para obtener más información sobre la operación de la máquina, una correlación analítica con los resultados de la simulación es importante. El rendimiento del sistema de accionamiento bajo esta condición en unidades normalizadas se muestra en la figura 66.

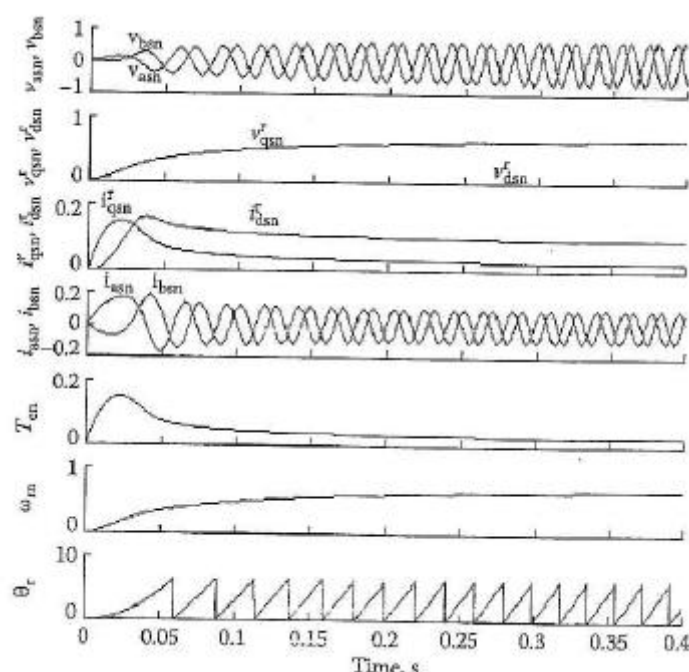


Figura 67: Rendimiento dinámico PMSM en unidades normalizadas con retroalimentación de posición del rotor con el fasor de voltaje que guía los enlaces de flujo del rotor en 90 grados eléctricos y voltaje como función o velocidad del rotor. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

La tensión aumenta en proporción a la velocidad. El ángulo entre los enlaces de flujo del rotor y las tensiones se mantiene a 90°, es decir, $\alpha=90^\circ$.

El par de espacio de aire no es oscilatorio y disminuye a medida que las corrientes descienden en magnitud debido a que las f.e.m.s inducidas aumentan con la velocidad creciente. Se supone que el voltaje y la frecuencia de los voltajes y sus fases se pueden programar desde las señales de control. Se debe tener en cuenta que un control de realimentación muy básico estabiliza este accionamiento del motor en comparación con el caso anterior en el que no había ningún control de realimentación.

4.12. ECUACIONES DE PEQUEÑA SEÑAL DEL PMSM.

4.12.1. Derivación.

Las ecuaciones eléctricas del PMSM y los subsistemas electromagnéticos dados en las fórmulas 4.64a,b,c,d se combinan para dar las ecuaciones dinámicas del sistema de carga del motor. Estas ecuaciones dinámicas son no lineales ya que algunos de los términos son producto de 2 variables de corriente o una variable actual y una velocidad del rotor. Para un diseño de controlador con técnicas de diseño de sistema de control lineal, las ecuaciones dinámicas no lineales no se pueden utilizar directamente. Deben linealizarse alrededor de un punto de funcionamiento utilizando técnicas de perturbación. Para entradas o perturbaciones de señales pequeñas, las ecuaciones linealizadas son válidas. El modelo ideal de perturbación para obtener el modelo linealizado es el que tiene variables de estado operativo de estado estacionario como valores c.c. Esto solo es posible con el modelo de marcos de referencia del rotor el PMSM. Las ecuaciones linealizadas se obtienen de la siguiente manera:

Los voltajes, las corrientes, el par, la frecuencia del estator y la velocidad del rotor en sus estados estacionarios se designan mediante un subíndice adicional con “o” en las variables y en mayúsculas, y los incrementos perturbados designados con un δ que precede a las variables. En consecuencia, las variables en las unidades SI después de la perturbación son:

$$V_{qs}^r = V_{qs0}^r + \delta V_{qs}^r \quad (\text{Fórmula 4.67a})$$

$$V_{ds}^r = V_{ds0}^r + \delta V_{ds}^r \quad (\text{Fórmula 4.67b})$$

$$I_{qs}^r = I_{qs0}^r + \delta I_{qs}^r \quad (\text{Fórmula 4.67c})$$

$$I_{ds}^r = I_{ds0}^r + \delta I_{ds}^r \quad (\text{Fórmula 4.67d})$$

$$T_e = T_{e0} + \delta T_e \quad (\text{Fórmula 4.67e})$$

$$T_1 = T_{10} + \delta T_1 \quad (\text{Fórmula 4.67f})$$

$$\omega_r = \omega_{r0} + \delta \omega_r \quad (\text{Fórmula 4.67g})$$

Donde:

$$T_{e0} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{af} - (L_d - L_q) I_{ds0}^r) I_{qs0}^r \quad (\text{Fórmula 4.67h})$$

Sustituyendo las fórmulas 4.67 a,b,c,d,e,f,g,h por las ecuaciones del sistema y descuidando los términos de segundo orden, y cancelando los términos de estado estacionario en los lados derecho e izquierdo de las ecuaciones, se obtienen las ecuaciones dinámicas de señal pequeña. Las ecuaciones de pequeña señal son:

$$\delta V_{qs}^r = (R_s + L_s p) \delta I_{qs}^r + \omega_{r0} L_d \delta I_{ds}^r + (L_d I_{ds0}^r + \lambda_{af}) \delta \omega_r \quad (\text{Fórmula 4.68})$$

$$\delta V_{ds}^r = -\omega_{r0} L_q \delta I_{qs}^e + (R_s + L_d p) \delta I_{ds}^r - L_q I_{qs0}^r \delta \omega_r \quad (\text{Fórmula 4.68})$$

$$Jp\delta\omega_r + B\delta\omega_r = \frac{P}{2}(\delta T_e - \delta T_1) \quad (\text{Fórmula 4.68})$$

$$P\delta\theta_r = \delta\omega_r \quad (\text{Fórmula 4.68})$$

$$\delta T_e = \frac{3P}{2}(\lambda_{af} \delta I_{qs}^r + (L_d - L_q)\{I_{ds0}^r \delta I_{qs}^r + I_{qs0}^r \delta I_{ds}^r\}) \quad (\text{Fórmula 4.68})$$

Acuñando las fórmulas 4.68 a,b,c,d,e, y fundiéndolas en una forma de espacio de estado da:

$$p X = AX + BU \quad (\text{Fórmula 4.69a})$$

Donde:

$$X = [\delta I_{qs}^r \ \delta I_{ds}^r \ \delta\omega_r \ \delta\theta_r]^t \quad (\text{Fórmula 4.69b})$$

$$U = [\delta V_{qs}^r \ \delta V_{ds}^r \ \delta T_l]^t \quad (\text{Fórmula 4.69c})$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_q} & \frac{-L_d}{L_q} \omega r_0 & -(\lambda a f + L_d I_{ds0} r) & 0 \\ \frac{L_q}{L_d} \omega r_0 & \frac{-R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} I_{qs0} r & 0 \\ k_1 \{\lambda a f + (L_d - L_q) I_{ds0} r & k_1 (L_d - L_q) I_{ds0} r & \frac{-B}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

(Fórmula 4.69d)

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-P}{2J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{(Fórmula 4.69e)}$$

$$K_1 = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right)^2 \frac{1}{J} \quad \text{(Fórmula 4.69f)}$$

El resultado de interés puede ser una función de las variables de estado y las entradas y se expresa como:

$$y = CX + DU \quad \text{(Fórmula 4.70)}$$

Donde C y D son ahora vectores de dimensiones apropiadas. El sistema y su salida se describen en las ecuaciones 4.70 a,b,c,d,e,f y 4.71, respectivamente. En aras de la compacidad en la formulación, el par de carga, que es una perturbación, se ha absorbido como una entrada.

4.13. EVALUACIÓN DE LAS CARACTERÍSTICAS DE CONTROL DE PMSM.

Las características de control del PMSM consisten en la estabilidad y las respuestas de frecuencia y tiempo. Requieren la evaluación de varias funciones de transferencia. La estabilidad se evalúa al encontrar los valores propios de la matriz A del sistema en la fórmula 4.69c. Se puede encontrar utilizando subrutinas estándar disponibles en una biblioteca de software. La evaluación de las funciones de transferencia, la frecuencia y las respuestas temporales están disponibles en las bibliotecas de simulación del sistema de control.

En esta sección se proporcionan simples algoritmos para desarrollar lo anterior para las implementaciones de control en línea en el sistema de accionamiento.

4.13.1. Función de transferencia y respuestas de frecuencia.

Tomando la transformada de Laplace de las fórmulas 4.69 a,b,c,d,e,f y 4.70 con el supuesto de cero condiciones iniciales da:

$$s X(s) = A X(s) + B_1 u(s) \quad (\text{Fórmula 4.71a})$$

$$y(s) = C X(s) + D u(s) \quad (\text{Fórmula 4.71b})$$

Donde s es el operador de Laplace.

Manipulando las fórmulas 4.69 d y e, el resultado se expresa como:

$$y(s) = [C(sI - A)^{-1} B_1 + D] u(s) \quad (\text{Fórmula 4.71c})$$

Donde I es una matriz de identidad de dimensiones apropiadas. Como la función de transferencia implica una entrada, el producto de la matriz de entrada se escribe como sigue:

$$B1 u(s)=b_i u_i(s) \quad (\text{Fórmula 4.72})$$

Donde b_i es el i -ésimo vector de la columna de la matriz B e i corresponde al número del elemento en el vector de entrada. Entonces, correspondientemente,

$$D u(s)=d_i u_i(s) \quad (\text{Fórmula 4.73a})$$

Y las ecuaciones resultantes son:

$$s X(s)= A X(s)+b_i u_i(s) \quad (\text{Fórmula 4.73b})$$

$$y(s)= C X(s)+ d_i u_i(s) \quad (\text{Fórmula 4.73c})$$

La evaluación de las funciones de transferencia se simplifica si se encuentra la forma canónica o de fase variable de la ecuación de estado dada en la ecuación 4.59. Suponiendo que se vea afectado por la siguiente transformación:

$$X= T_p X_p \quad (\text{Fórmula 4.75a})$$

Las ecuaciones de estado y salida se transforman en:

$$pX_p=A_p X_p+B_p u_i \quad (\text{Fórmula 4.75b})$$

$$y = C_p X_p + d_i u_i \quad (\text{Fórmula 4.75c})$$

Donde:

$$A_p = T p^{-1} A T_p \quad (\text{Fórmula 4.75d})$$

$$B_p = T p^{-1} b_i \quad (\text{Fórmula 4.75e})$$

$$C_p = C T_p \quad (\text{Fórmula 4.75f})$$

Estas matrices y vectores son de la forma:

$$A_p = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -m_1 & -m_2 & -m_3 \end{bmatrix} \quad (\text{Fórmula 4.75g})$$

$$B_p = [0 \quad 0 \quad 1]^t \quad (\text{Fórmula 4.75h})$$

$$C_p = [n_1 \quad n_2 \quad n_3] \quad (\text{Fórmula 4.75i})$$

Y la función de transferencia por observación se escribe como:

$$\frac{y(s)}{u_j(s)} = \frac{n_1 + n_2 s + n_3 s^2}{m_1 + m_2 s + m_3 s^2 + s^3} + d_i \quad (\text{Fórmula 4.76})$$

El problema radica en encontrar la matriz de transformación, T_p . Un algoritmo para construir T_p se da a continuación:

$$T_p = [t_1 \quad t_2 \quad t_3] \quad (\text{Fórmula 4.77a})$$

$$T_3 = b_i \quad (\text{Fórmula 4.77b})$$

$$T(3-k) = A t_{3-k+1} + m_{3-k+1} b_i; \quad k=1,2 \quad (\text{Fórmula 4.77c})$$

Donde t_1 , t_2 , and t_3 son los vectores de columna. La última ecuación necesita los coeficientes de la ecuación característica y se calcula de antemano utilizando el algoritmo Leverrier. El algoritmo Leverrier se proporciona a continuación:

$$m_3 = -\text{trace}(A); \quad (\text{Fórmula 4.78a})$$

$$H_3 = A + m_3 I \quad (\text{Fórmula 4.78b})$$

$$m_2 = -\frac{1}{2} \text{trace}(A H_3); \quad (\text{Fórmula 4.78c})$$

$$H_2 = A H_3 + m_2 I \quad (\text{Fórmula 4.78d})$$

$$m_1 = -\frac{1}{5} \text{trace}(A H_2) \quad (\text{Fórmula 4.78e})$$

Donde la traza de una matriz es igual a la suma de sus elementos diagonales. La respuesta de frecuencia se evalúa a partir de la fórmula 4.71 sustituyendo, $(j\omega)$ donde ocurre s . Los gráficos de magnitud y fase se pueden dibujar sobre el rango de frecuencia deseado para la evaluación de las propiedades de control. El cálculo de las respuestas temporales se considera a continuación.

4.14. CÁLCULO DEL TIEMPO DE RESPUESTA.

Si la ecuación de estado dada en la fórmula 4.69a se transforma en la forma diagonal:

$$X = T d^{-1} Z \quad (\text{Fórmula 4.79a})$$

Entonces las ecuaciones transformadas son:

$$\dot{Z} = T d^{-1} A T d^{-1} Z + T d^{-1} B U = M Z + H U \quad (\text{Fórmula 4.79b})$$

Donde M es una matriz diagonal con valores propios distintos y

$$M = T d^{-1} A T d \quad (\text{Fórmula 4.79c})$$

$$H = T d^{-1} B \quad (\text{Fórmula 4.79d})$$

Resolviendo $z_1, \dots, z_n$ de la fórmula 4.79d:

$$Z_n(t) = \left(\sum_{j=1}^m H_{nj} U_j \right) \frac{(-1 + e^{\lambda_n t})}{\lambda_n} \quad (\text{Fórmula 4.79e})$$

Donde:

λ_n es el enésimo valor propio.

m es la cantidad de entradas.

Una vez que el vector Z se evalúa mediante la fórmula 4.79a, la salida y se obtiene de lo siguiente:

$$y = CX + DU = C^T d Z + DU \quad (\text{Fórmula 4.80})$$

Con la ayuda de software estándar como MATLAB, los pasos mencionados anteriormente no necesitan programarse, ya que están disponibles con comandos simples. Una ilustración de las capacidades elementales de MATLAB se da en el siguiente ejemplo. Es necesario mencionar que las capacidades de MATLAB son múltiples en comparación con lo que se ilustra en el problema.

4.15. MODELO DE FASOR ESPACIAL.

4.15.1. Principio.

El fasor de los enlaces de flujo del estator es el resultado de los enlaces de flujo del estator que se encuentran al tomar la suma del vector de las respectivas componentes d y q de los enlaces de flujo. Nótese que el fasor de los enlaces de flujo describe su distribución espacial. En lugar de utilizar dos ejes como el d y q para una máquina polifásica equilibrada, se puede pensar que el fasor de enlace de flujo esta producido por un devanado de estator monofásico equivalente. Tiene muchas ventajas, pero sólo en máquinas simétricas como el PMSM con imanes montados en superficie:

- El sistema de ecuaciones podría ser compacto y reducido 2 a 1.
- El sistema se reduce a un solo sistema de devanado como la máquina de c.c. y, por lo tanto, su aparente similitud con el consiguiente control analógico para obtener un control de par y flujo independiente desacoplado como en la máquina de c.c.
- Una clara conceptualización de la dinámica de la máquina ya que es más fácil visualizar la interacción de un bobinado y el flujo del imán del rotor en lugar de 2 bobinas y el rotor del imán, lo que resulta en una comprensión profunda de los procesos dinámicos, que se utilizan desarrollando estrategias de control de alto rendimiento.
- Una solución analítica más sencilla de los transitorios dinámicos de la máquina, ya que solo implica la solución de una ecuación diferencial con coeficientes complejos. Tal solución analítica mejora la comprensión del comportamiento de la máquina en términos de parámetros de máquina que conducen a la formulación de los requisitos de diseño de la máquina. Para aplicaciones de velocidad variable. Este modelo de fasor espacial se deriva en esta sección.

4.15.2. Derivación del modelo.

El PMSM con imanes de montaje en superficie se considera a partir de esta sección en adelante. La simetría del rotor junto con y suponiendo que las inductancias de bobinado del eje directo y de cuadratura son iguales a un valor dado como L_s y dan las ecuaciones de tensión del estator con muy pocos cambios, excepto sustituyendo las inductancias de los ejes q y d por L_s . Los enlaces de flujo de voltaje, corriente y estator en las tramas de referencia del rotor como resultado de sus componentes d y q se definen como:

$$V_s^r = V_{qs}^r - jV_{ds}^r \quad (\text{Fórmula 4.81a})$$

$$I_s^r = I_{qs}^r - jI_{ds}^r \quad (\text{Fórmula 4.81b})$$

$$\lambda_s^r = \lambda_{qs}^r - j\lambda_{ds}^r \quad (\text{Fórmula 4.81c})$$

Usando esta definición para el fasor de corriente y voltaje, el fasor de voltaje del estator para el PMSM con imanes de montaje en superficie se deriva como:

$$V_s^r = (R_s + L_s p)I_s^r + j\omega_r \lambda_s^r \quad (\text{Fórmula 4.82})$$

Los componentes q- y d- de los ejes de los enlaces de flujo se definen como en el anterior y de la siguiente manera:

$$\lambda_{qs}^r = L_s I_{qs}^r \quad (\text{Fórmula 4.83a})$$

$$\lambda_{ds}^r = L_s I_{ds}^r + \lambda_{af} \quad (\text{Fórmula 4.83b})$$

Estos dos se combinan para obtener un fasor de enlaces de flujo a partir del cual se deriva el fasor de corriente del estator de la siguiente manera:

$$I_s^r = \frac{\lambda_s^r + j\lambda_{af}}{L_s} \quad (\text{Fórmula 4.84})$$

Sustituyendo esto en la ecuación fasorial de tensión y suponiendo que la variación en los enlaces de flujo del rotor con el tiempo debe ser cero, que en realidad en el caso de un motor de PM, el fasor de tensión del estator resultante es:

$$V_s^r = \left(p + \frac{1}{\tau_s} + j\omega_r\right) \lambda_s^r + j \frac{\lambda_a f}{\tau_s} \quad (\text{Fórmula 4.85})$$

Luego se ve que el estator de la máquina está representado por una ecuación compleja con una constante de tiempo compleja. La parte real de la raíz del sistema está dada por la constante de tiempo inverso del estator y la parte imaginaria de la raíz está dada por la velocidad del rotor eléctrico del sistema.

La primera parte contribuye al término de respuesta de naturaleza exponencial y la segunda parte contribuye a la fase. Esta parte ha entrado porque el modelo está en marcos de referencia de rotor obtenidos por la rotación de fase añadida al modelo de marcos de referencia estacionarios. El valor propio tiene una interpretación física en este modelo debido a los hechos explicados anteriormente.

El diagrama de bloques del PMSM en favores espaciales se deriva de la ecuación del fasor de voltaje del estator.

En los 2 modelos de devanados del estator, los valores propios vienen dados por la raíz del modelo de fasor espacial y su conjugado complejo. Aunque las frecuencias propias son diferentes, es decir, una es positiva y la otra negativa, se observa que la amortiguación se conserva como los términos reales son los mismos independientemente del modelo.

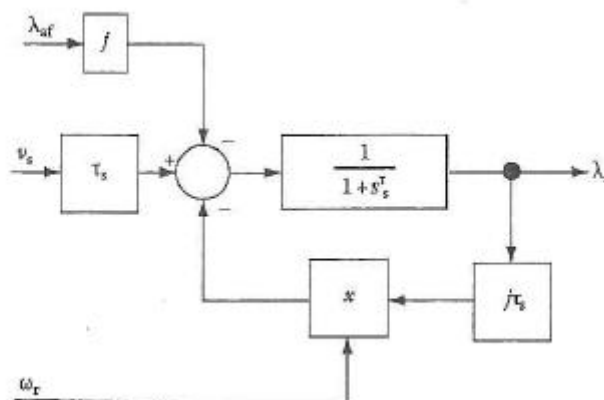


Figura 68: Modelo de fasor espacial de la parte eléctrica del PMSM. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

De manera importante, un valor propio único y una constante de tiempo única evocan poderosamente la similitud de esta máquina con la armadura de la máquina de c.c. y su campo PM con el campo de la máquina de c.c.

Dado que la dinámica del campo PM se ignora ya que se supone que es una constante, no entra en la imagen excepto en forma de f.e.m. motional generada en la máquina. Como la similitud con la máquina de c.c. se ve a través del fasor espacial modelo, del mismo modo la similitud de control de velocidad entre la c.c. controlada por armadura y el PMSM se hace evidente. Por lo tanto, también se puede obtener un control desacoplado de sus enlaces de flujo mutuo y par electromagnético en el PMSM.

En la máquina de c.c. excitada por separado, tanto la armadura como las corrientes de campo se controlan independientemente a través de sus bobinados. Mantener la corriente de campo constante, y luego variar la corriente de la armadura solamente, varía el par electromagnético. Sin embargo, tanto el flujo de campo como el par de aire se controlan sin ningún acoplamiento entre los 2 devanados y solo con el control de magnitud de la armadura y las corrientes de campo.

La relación de fase entre el campo principal y el campo de armadura se fija especialmente mediante el conmutador y las escobillas en la máquina de c.c., realizando así la tarea de inversor con esta disposición. En el caso del PMSM, la corriente de armadura se puede considerar como el fasor de corriente del estator y el campo del rotor como campo principal. La relación espacial entre ellos se mantiene moviendo el fasor de corriente del estator en sincronismo con el rotor, manteniendo así la fase entre ellos una constante bajo carga constante o una variable bajo condiciones dinámicas.

Por lo tanto, el fasor de corriente del estator tanto en su magnitud como en su fase debe controlarse para mantener el sincronismo entre su campo de rotor y su campo de armadura. Esto se logra a través del inversor y su control. Casi esencialmente, la posición del campo del rotor, es decir, la posición absoluta del rotor debe ser conocida para imponer este control a diferencia de la máquina de c.c. Este requisito de la posición instantánea del rotor supone una carga de costes mayor incluso para las operaciones básicas de este motor a diferencia de las unidades de c.c. e inducción. La posición puede detectarse con un sensor o estimarse a partir de las variables de la máquina o medirse mediante una inyección adicional de señales en la máquina.

Hasta el momento, no existe una clara ventaja en el cálculo al usar el modelo de fasor espacial en comparación con el modelo dq, ya que la solución de autovalores en el modelo dq involucra solo un sistema de segundo orden que es analíticamente alcanzable. El mérito real estará cuando se tome la representación del espaciador espacial PMSM y se una a la carga a través de la ecuación de carga como se muestra a continuación. El par electromagnético se deriva como:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \text{Im} [\lambda_s^{r*} I_s^r] \quad (\text{Fórmula 4.86})$$

Donde (Im) indica la parte imaginaria y el asterisco (*), el conjugado de esa variable. Sustituyendo esto en la ecuación de carga y tomando la transformada de Laplace da:

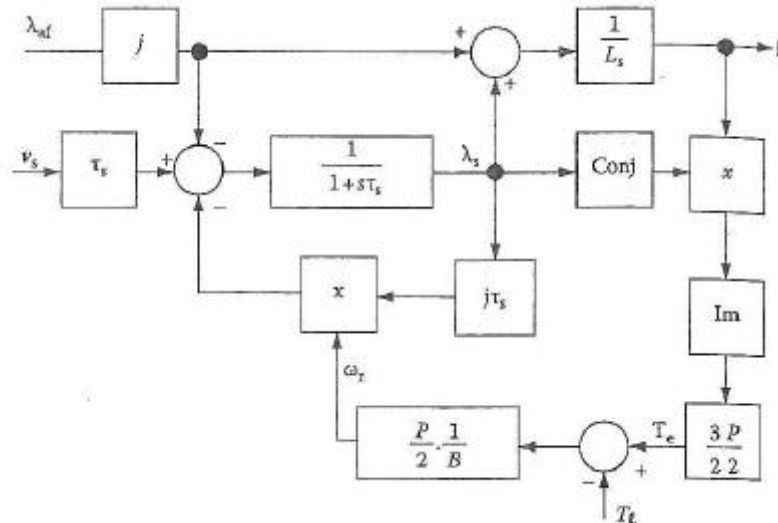


Figura 69: modelo de fasor espacial del PMSM con carga. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

$$\omega_r(s) = \frac{1}{(1+s\tau_m)} \frac{P}{2} \frac{1}{B} \left[\frac{3P}{2} \text{Im}\{\lambda_s^{r*} I_s^r\} - T_l \right] \quad (\text{Fórmula 4.87})$$

Después de sustituirlo por el fasor de corriente del estator en esta expresión, se muestra el diagrama de bloques completo del PMSM que incorpora la dinámica de la carga mostrado en la figura 68. El flujo de señal de uno a otro punto es muy claro en este diagrama con mucha menos complejidad que con el diagrama de bloques del modelo dq. Debido a esto, es bastante sencillo analizar estrategias de control, esquemas de control sin sensores y efectos de sensibilidad de parámetros y sus esquemas de compensación. Además, los autovalores de pequeña señal del sistema total son solo dos contra 3 en el diagrama de bloques basado en el modelo dq. Esto tiene la clara ventaja de una solución analítica cuando se compara con la solución numérica requerida con el modelo dq.

El PMSM interior con prominencia del rotor se puede modelar en variables complejas. Tal formulación es difícil de conciliar con la definición del fasor espacial. De este modo, se pierde la elegancia y la perspicacia que conlleva la representación del fasor espacial, pero se lograra la representación compacta en variables complejas.

4.16. ESTRATEGIAS DE CONTROL PARA UNA MÁQUINA SINCRONA DE IMANES PERMANENTES.

La libertad de cambiar y controlar las corrientes del estator en una máquina sincronía de imanes permanentes (PMSM), no solo en magnitud y frecuencia, sino también en fase, otorga un control de par y flujo mutuo entre sí, denominado desacoplamiento o control vectorial. Las medidas del rendimiento adicionales como el ángulo de par constante, factor de potencia unitario (fdpu), control de ángulo entre el flujo y favores de corriente, par óptimo por unidad de corriente, pérdida de potencia constante y máxima eficiencia pueden superponerse al control vectorial. Las estrategias de control se ilustran con características de estado estacionario y se derivan e incluyen ecuaciones relevantes para la predicción del rendimiento.

4.16.1. Derivación del control vectorial.

El control vectorial separa los canales de par y flujo en la máquina a través de sus entradas de excitación del estator. El control vectorial para PMSM es muy similar al control vectorial de las unidades de motor de inducción. Muchas variaciones del control vectorial pero similares a las de una máquina de inducción son posible. En esta sección, el vector de control del PMSM trifásico se deriva de su modelo dinámico.

Considerando las corrientes como entradas, las corrientes trifásicas son:

$$i_{as} = I_s \sin(\omega t + \delta) \quad (\text{Fórmula 4.88a})$$

$$i_{bs} = I_s \sin(\omega t + \delta - \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{Fórmula 4.88b})$$

$$i_{cs} = I_s \sin(\omega t + \delta + \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{Fórmula 4.88c})$$

Donde:

- ω_r es la velocidad del rotor electric.
- δ es el ángulo entre el campo del rotor y el fasor de corriente del estator y se conoce como el ángulo de par.

Se ha aprendido el control del inversor de la magnitud, frecuencia y fase del fasor de tensión/corriente y, a partir de ahora, se supone que el fasor ordenado se obtiene idealmente a través del inversor para derivar el control vectorial. El campo del rotor se desplaza a una velocidad de ω_r rad/s eléctrico que es igual a la velocidad del rotor en rad/s eléctricos. Las corrientes del estator y los ejes d y q en los marcos de referencia del rotor se obtienen a través de la matriz de transformación.

$$\begin{bmatrix} I_{qs}^r \\ I_{ds}^r \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega_r t & \cos(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \omega_r t & \sin(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{Fórmula 4.89})$$

Sustituyendo las fórmulas 4.88a,b y c en la fórmula 4.89, las corrientes del estator en los cuadros de referencia del rotor se obtienen como:

$$\begin{bmatrix} I_{qs}^r \\ I_{ds}^r \end{bmatrix} = I_s \begin{bmatrix} \sin \delta \\ \cos \delta \end{bmatrix} \quad (\text{Fórmula 4.90})$$

Que las corrientes de los ejes d y q sean constantes en los cuadros de referencia del rotor se debe notar que, el ángulo de par δ es una constante para un par de carga dado. En este momento, es muy útil dibujar el diagrama fasorial de la máquina a partir de lo que se conoce y se puede suponer. El flujo del rotor y sus enlaces están en el eje d de la máquina, que está justo en el rotor y gira a la velocidad angular de ω_r rad/s eléctricos medidos desde un punto de referencia estacionario (también denominado como el marco de referencia del estator) por su posición instantánea de θ_r radianes, que puede obtenerse del producto de la velocidad angular y el tiempo, suponiendo que la posición inicial del rotor es cero. El fasor de las corrientes del estator, que es el resultado de la cuadratura y las corrientes de los ejes directos en todos los marcos de referencia (los marcos de referencia del rotor se usan predominantemente en el control de máquinas síncronas), se suministra a una frecuencia angular de velocidad eléctrica del rotor, es decir, ω_r rad/s eléctricos con

una fase de δ radianes del fasor de enlaces de flujo del rotor. La velocidad diferencial entre el fasor de corriente y el rotor (es decir, el eje d giratorio) es cero. Pero tiene una diferencia de fase de δ radianes, que es una constante para un par dado y se programa en las corrientes del estator. Del fasor de la corriente del estator en los ejes giratorios directos y en cuadratura (conocidos como marcos de referencia del rotor) da $I_{ds} \exp r$ y $I_{qs} \exp r$ respectivamente y corresponden a los componentes actuales que son constantes para un fasor de corriente de estator y un ángulo de par. La componente de corriente del estator a lo largo del eje de flujo del rotor, es decir, a lo largo del eje d giratorio, solo puede producir un flujo y por lo tanto puede ser aproximadamente nombrado como el componente productor de flujo de corriente de estator y denotado como I_p . Esta corriente solo contribuye parcialmente al flujo del eje d y la parte restante del flujo del rotor es contribuida por los imanes permanentes (PM). El flujo PM puede considerarse producido por una fuente de corriente equivalente.

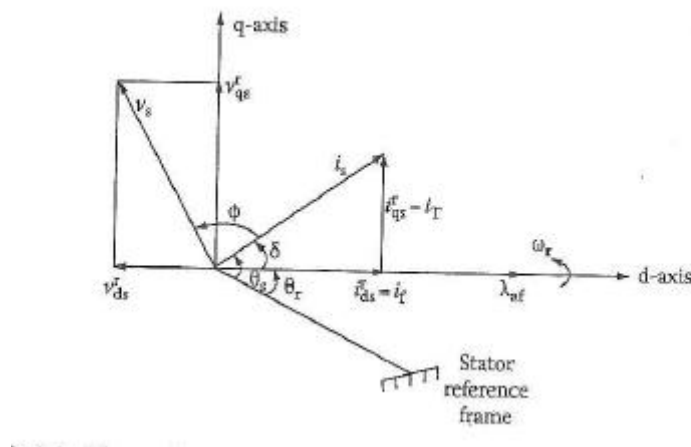


Figura 70: diagrama fasorial del PMSM. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

El componente del estator que está en cuadratura con respecto al flujo del rotor puede producir un par en interacción con el flujo del rotor y, por lo tanto, puede denominarse apropiadamente como la corriente generadora de par, I_T , muy similar a la corriente del inducido de motor de c.c. separado. Ellos pueden ser representados en términos de las corrientes del estator de los ejes q y d.

$$I_{qs}^r = I_T \quad (\text{Fórmula 4.91a})$$

$$I_{ds}^r = I_f \quad (\text{Fórmula 4.91b})$$

Para completar el diagrama fasorial, se puede suponer que el fasor de tensión lidera el fasor de corriente del estator en el ángulo, θ , cuyo coseno es el factor de potencia de la máquina, y que puede recuperarse de los elementos fundamentales. Sus componentes a lo largo de los ejes d y q son $V_{ds} \exp r$ y $V_{qs} \exp r$, respectivamente.

4.16.1.1. Par electromagnético.

La expresión de par electromagnético está dada por:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda_{af} I_{qs}^r + (L_d - L_q) I_{qs}^r I_{ds}^r] \text{ (N.m)} \quad (\text{Fórmula 4.92})$$

Por el momento, suponiendo que la componente de corriente de flujo del estator es cero haciendo que el ángulo de torque sea cero, es decir, $I_{ds}^r = 0$, obtenemos el par electromagnético como:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_{af} I_{qs}^r = k_1 \lambda_{af} I_s \quad (\text{N.m)} \quad (\text{Fórmula 4.93a})$$

Donde:

$$k_1 = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \quad (\text{Fórmula 4.93b})$$

Tenga en cuenta que la componente de producción de par del fasor de corriente del estator es igual a la magnitud del fasor de la corriente del estator, ya que el ángulo de paridad es igual a 90° . Bajo esta condición, el PMSM es exactamente análogo a una máquina de c.c. excitada por separado como se ve en la expresión de par, donde el par es producido por la interacción del flujo del rotor y la corriente del estator, mientras que en la máquina de c.c. es producido por la interacción del flujo del estator y la corriente del rotor (conocida como armadura). El producto $k_1 \lambda_{af}$ es la constante de par expresada en $\text{N} \cdot \text{m/A}$ para enlaces de flujo de rotor constante. Esto no suele ser una constante ya que los enlaces de flujo del rotor del imán no son constantes debido a la sensibilidad de los imanes a las fluctuaciones de temperatura en el rotor. Sustituyendo la cuadratura y las corrientes del estator del eje directo en los marcos de referencia del rotor en la expresión del par, el par se expresa en términos de la magnitud de la corriente del estator y el ángulo de par como:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda_{af} I_s \sin \delta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) I_s^2 \sin 2\delta] \quad (\text{N.m}) \quad (\text{Fórmula 4.94})$$

Es fácil reconocer que la primera parte de la expresión en el lado derecho denota el par síncrono, producido por la interacción del campo PM y la corriente del estator y el segundo término da el par debido a una variación de reluctancia conocida como la renuencia. Esta expresión demuestra claramente que las variables de control de la magnitud de la corriente del estator y el ángulo de par determinan el par electromagnético proporcionado, las inductancias de la máquina y los enlaces de flujo del rotor son constantes.

4.16.1.2. Corrientes de los ejes d y q del estator en los marcos de referencia del estator.

Resolviendo el fasor de corriente del estator a lo largo de los marcos de referencia del estator (que es el eje d en ese marco) y agregarle una cuadratura del eje (eje q del estator). Los ejes d y q las corrientes de marco de referencia del estator se pueden derivar directamente.

$$\begin{matrix} I_{qs} \\ I_{ds} \end{matrix} = I_s \begin{bmatrix} \sin(\omega r t + \delta) \\ \cos(\omega r t + \delta) \end{bmatrix} \quad (\text{Fórmula 4.95})$$

Cuando se transforman en ejes a, b y c, las corrientes de fase derivadas son las mismas que las dadas en la fórmula 4.88a. Suponiendo los ejes de fase abc en el diagrama fasorial, y luego colocando la proyección del fasor de corriente del estator sobre ellos da las corrientes de fase instantáneas directamente eliminando así el paso intermedio a través de la transformación de los ejes d y q y luego de allí a la transformación de los ejes a, b, y c.

4.16.1.3. Enlaces de flujo mutuo.

Los enlaces de flujo mutuo, que se encuentran en el entrehierro, son el resultado de los enlaces de flujo del rotor y los enlaces de flujo del estator. Se requiere control para debilitar el flujo en el espacio de aire similar a la operación de debilitamiento de flujo realizada por separado motor excitado c.c. Los enlaces de flujo del motor se encuentran en el eje d del motor (por ejemplo, a lo largo del polo

norte de un rotor PM de 2 polos) y su componente de eje en cuadratura es cero. Pero los enlaces de flujo del estator tienen 2 componentes distintos de cero, uno a lo largo de su eje directo y el otro a lo largo de su eje de cuadratura y son, $L_d \times I_{ds}$ y $L_q \times I_{qs}$ exp r respectivamente, donde L_d y L_q son reactancias de ejes directos y en cuadratura, respectivamente. A continuación, estos enlaces de flujo se combinan con los enlaces de flujo del rotor a lo largo de los respectivos ejes directos y en cuadratura para dar lugar al resultado de entrehierro o enlaces de flujo mutuo. El resultado de los enlaces mutuo de flujo directo y en cuadratura se obtiene por su suma de favores cuya magnitud se da como:

$$\lambda_m = \sqrt{(\lambda_{af} + L_d I_{ds}^r)^2 + (L_q I_{qs}^r)^2} \quad (\text{Wb-Turn}) \quad (\text{Fórmula 4.96})$$

La fase de los enlaces mutuos de flujo está dada por el arctg de la relación entre la cuadratura y los enlaces de flujo mutuo de eje directo.

4.16.1.4. Papel de un ángulo de par en las operaciones de la máquina.

Es instructivo observar el rendimiento de la máquina bajo ciertas condiciones. Si δ es mayor que $\pi/2$, el componente del estator productor de flujo de la corriente I_{ds} exp r , se vuelve negativo. Por lo tanto, los enlaces de flujo mutuo resultantes disminuyen. Esta es la clave del debilitamiento del flujo en las unidades de motor síncronas de PM. Si δ es negativo con respecto al fasor de enlace de flujo del rotor, el componente de corriente del estator productor de par es negativo, resultando un par negativo. Para la dirección de rotación asumida en el diagrama fasorial, que es positiva, los generadores de par positivo y, por lo tanto, el par negativo genera (a veces este modo de operación se conoce como el modo de regeneración). Durante ese tiempo, la potencia de espacio de aire de la máquina es negativa, lo que implica que la máquina genera.

4.16.1.5. Resultado clave.

Los resultados clave de esta sección forman la columna vertebral del control de la unidad de motor síncrono PM y sus diversas implementaciones. Vale la pena hacer un resumen para su referencia fácil aquí.

1. Control de fase, δ , (también llamado ángulo de par), y la magnitud de fasor de corriente, I_s , logrando a través del inversor determinar el par y su control exclusivamente.
2. El control de la frecuencia angular de fasor de corriente determina la velocidad del rotor, ω_r rad/s eléctricos.
3. El accionamiento síncrono del motor PM es análogo al accionamiento del motor c.c. excitado por separado. Se consigue encontrando el equivalente del campo de la máquina de c.c. y las corrientes de armadura, en el PMSM, I_f e I_t , respectivamente. Son componentes de la corriente del estator.
4. El control independiente del par electromagnético y el flujo mutuo se ejerce a través de los componentes de la corriente del estator que producen par y flujo, similar a la del caso en el accionamiento de motor de c.c. excitado por separado con su control independiente de su armadura y corrientes de campo.

4.16.2 .Esquema del sistema de accionamiento.

La implementación del motor síncrono PM controlado por vector se deriva en esta sección en base a la comprensión obtenida en la sección previa sobre control vectorial. Ambos sistemas controlados por par y velocidad se ilustran a continuación.

4.16.2.1 Sistema de accionamiento controlado por par.

Considere una unidad PMSM con entradas externas de par y combinaciones de flujo mutuo (conocidas como referencias en la literatura de control). Pueden ser entradas independientes como en el caso de un accionamiento de motor controlado por par en una aplicación de propulsión eléctrica o pueden ser parte de una variable interna dependiente del control de velocidad. Dada la referencia de par, T_e^* , las referencias para la corriente del estator, I_s^* , y el ángulo de par δ^* , se obtienen a partir de las ecuaciones conocidas de par y enlaces de flujo mutuo, excepto que, las variables de referencia se introducen en lugar de las variables reales, y son:

$$T_e^* = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda a f I_s^* \sin \delta^* + \frac{1}{2} (L_d - L_q) (I_s^*)^2 \sin 2\delta^*] \quad (\text{N.m}) \quad (\text{Fórmula 4.97a})$$

$$\lambda m^* = \sqrt{(\lambda a f + L_d I_s^* \cos \delta^*)^2 + (L_q I_s^* \sin \delta^*)^2} \quad (\text{Fórmula 4.97b})$$

Dadas las entradas externas de la referencia de par y enlaces de flujo mutuo, las referencias de magnitud de corriente de estator y ángulo de par pueden evaluarse a partir de las ecuaciones anteriores suponiendo que los parámetros de máquina son constantes. La complejidad involucrada en la solución de estas ecuaciones es evidente PMSM con prominencia. Requiere alguna forma de solución iterativa con cálculos y tablas fuera de línea en la implementación. Un PMSM montado en superficie, donde las inductancias directas y en cuadratura son iguales, se ilustra para su implementación aquí. Entonces las referencias para el par y los enlaces de flujo mutuo se reducen a:

$$T_e^* = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda a f I_s^* \sin \delta^*] \quad (\text{N.m}) \quad (\text{Fórmula 4.98a})$$

$$\begin{aligned} \lambda m^* &= \sqrt{(\lambda a f + L_d I_s^* \cos \delta^*)^2 + (L_q I_s^* \sin \delta^*)^2} = \sqrt{(\lambda a f + L_d I_s^* \cos \delta^*)^2 + (L_d I_s^* \sin \delta^*)^2} \\ &= \sqrt{\lambda a f^2 + (L_d I_s^*)^2 + 2(\lambda a f L_d I_s^* \cos \delta^*)} \quad (\text{Wb-turn}) \end{aligned}$$

$$(\text{Fórmula 4.98b})$$

La solución para referencia de ángulo de par se obtiene analíticamente con los siguientes pasos:

1. El componente productor de flujo de la corriente del estator $I_s^* \times \cos \delta^*$ se resuelve a partir de la segunda fórmula 4.98b sustituyendo $I_s^* \times \cos \delta^*$ de la fórmula 4.98a que produce:

$$I_s^* \cos \delta^* = \frac{\left[\sqrt{\left((\lambda m^*)^2 - L_d^2 \frac{(T_e^*)^2}{\left(\frac{3P}{2} \lambda a f\right)^2} \right)} - \lambda a f \right]}{L_d} \quad (\text{Fórmula 155})$$

2. La referencia de las corrientes del estator se obtiene de la expresión final de la fórmula 4.98b por subtitulación $I_s^* \times \cos \delta^*$ de la fórmula 4.99 como:

$$I_s^* = \frac{\sqrt{(\lambda m^*)^2 - \lambda a f^2 - 2\lambda a f(I_s^* \cos \delta^*)}}{Ld} \quad (\text{Fórmula 4.100})$$

El ángulo de par de referencia se puede encontrar en las fórmulas 4.99 y 4.100 de las referencias de ángulo de corriente y par, las componentes de corriente de estator que producen flujo y par pueden evaluarse a partir de la fórmula 4.90 ajustada para variables de referencia en lugar de variables reales.

$$\begin{bmatrix} I_t^* \\ I_f^* \end{bmatrix} = I_s^* \begin{bmatrix} \sin \delta \\ \cos \delta \end{bmatrix} \quad (\text{Fórmula 4.101})$$

Aplicando la transformación de las corrientes de referencia del marco del rotor a corrientes abc, las referencias de corriente de fase se obtienen como:

$$\begin{bmatrix} I_{as}^* \\ I_{bs}^* \\ I_{cs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_t^* \\ I_f^* \end{bmatrix} = I_s^* \begin{bmatrix} \sin(\theta_r + \delta^*) \\ \sin(\theta_r + \delta^* - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r + \delta^* + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{Fórmula 4.102})$$

Las referencias de corriente de fase también pueden obtenerse directamente simplemente proyectando la referencia del fasor de corriente del estator en los ejes a,b y c del diagrama de fasor 4.1. Con esto, la derivación del controlador vectorial se completa para el accionamiento PMSM controlado por par. El esquema de control no cambia para las variedades de polos salientes de la unidad de motor síncrona PM, excepto por las ecuaciones que se derivan de las fórmulas 4.98 a y b que son muy similares al PMSM montado en superficie ilustrado en la discusión anterior para calcular las referencias para estator magnitud de fasor actual y ángulo de par. Los cálculos pueden realizarse en línea o almacenarse en tablas calculadas fuera de línea para ahorrar tiempo de cálculo. Para acomodar las variaciones de parámetros, se pueden guardar y recuperar varias tablas para cada variación durante la operación.

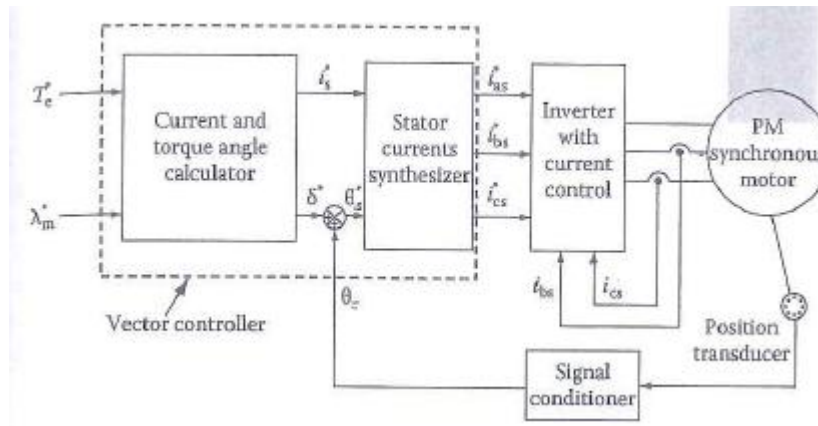


Figura 71: Diagrama esquemático de un accionamiento de par PMSM controlado por vector. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

La fase del fasor de corriente del estator con respecto a los marcos de referencia estacionarios se obtiene sumando la posición del flujo del rotor y el ángulo de par según se ve en el diagrama fasorial dada por:

$$\theta_s^* = \theta_r + \delta^* = \omega_r t + \delta^* \quad (\text{Fórmula 4.103})$$

Utilizando la fórmula 4.102 y 4.103, las referencias de corriente del estator se sintetizan en el segundo bloque del controlador vectorial. El proceso de adquisición de las órdenes de corriente de la fase del estator a partir de las referencias de enlaces de flujo y par es el corazón del controlador vectorial y se muestra en líneas de puntos. Controlado ya que el par y los enlaces de flujo mutuo están directamente controlados por las corrientes. Por lo tanto, el control de corriente involucra el control de la corriente de retroalimentación y estos detalles no se muestran aquí. Solo hay 2 corrientes medidas ya que la suma de las corrientes trifásicas en un sistema trifásico de 3 hilos es cero y, por lo tanto, el tercero la corriente de fase se puede reconstruir a partir de las otras corrientes bifásicas solas. El error entre las corrientes de fase y sus referencias se procesa a través de, por ejemplo, controladores proporcionales e integrales para generar referencias de voltaje de fase. Pueden aplicarse en el inversor a través de histéresis o modulación de ancho de pulso (PWM) o controles de modulación de vector espacial. Los detalles del control actual no se muestran en el diagrama de bloques.

4.16.2.1.1. *Controlador de corriente de histéresis.*

La ventana actual o de histéresis, Δi , se preselecciona en la implementación y se generan 2 variables sumando y restando de la referencia de corriente de la fase del estator para generar la envolvente acotada dentro de la corriente de fase del estator que se debe mantener. Basada en eso y, el valor de la corriente de fase del estator, la lógica de conmutación para el controlador de corriente de fase de histéresis se da como:

$$\text{Si } (i_{as} - i_{as}^*) \text{ Mayor que o igual a } \Delta i, \text{ entonces, } V_{a0} = \frac{V_{dc}}{2}$$

$$\text{Si } (i_{as} - i_{as}^*) \text{ Menos que o igual a } -\Delta i, \text{ entonces, } V_{a0} = -\frac{V_{dc}}{2}$$

Se puede recordar que V_{a0} es la tensión de punto medio de la etapa inversora de la fase A. La implementación para otras fases puede realizarse de manera similar. A partir de los voltajes de punto medio, los voltajes de línea y de fase pueden derivarse y luego, pueden transformarse en voltajes (d) y (q) en los marcos de referencia del rotor como se explica en otra parte para la simulación dinámica del PMSM. La solución de ecuaciones de máquina proporciona a los marcos de referencia del rotor corrientes del estator de los ejes (d) y (q) y por transformación inversa conduce a corrientes de fase del estator. Par y enlaces de flujo mutuo calculado a partir de las corrientes de marco de referencia del rotor.

4.16.2.2. *Simulación y resultados de un sistema de accionamiento controlado por par.*

La velocidad de la máquina se mantiene a una velocidad constante, por ejemplo, mediante un dinamómetro y luego, la referencia de par se pone en el motor. Esto es fácil de probar en un laboratorio, pero no es así como se controla el motor con control de par. En la práctica hay un control de velocidad e una forma u otra, como por ejemplo, un ser humano que cierra el circuito de velocidad en los accionamientos eléctricos del vehículo usando un accionamiento de motor controlado por par.

Se elige una unidad mas simple con referencia de ángulo de par a 90° para obtener toda la corriente del estator para producir un par electromagnético y no hay componente de corriente del estator productor de flujo, con el resultado de

que no hay debilitamiento del flujo a lo largo del eje del imán. Eso no significa que no haya variación en los enlaces de flujo mutuo. Esta ahí, porque los enlaces de flujo del estator del eje q debido al componente de corriente del estator del eje q se unen a los enlaces de flujo de PM del rotor. Con una magnitud de corriente del estator creciente, se puede observar un aumento en los enlaces de flujo mutuo. Para una computación más rápida, se utiliza una integración numérica de ecuaciones diferenciales de máquina usando el método de integración de Euler en lugar del método de integración Runge-kutta de cuarto orden convencionalmente utilizado.

Los resultados de la simulación para un accionamiento de par, manteniendo a una velocidad de 0.5 p.u., se muestran en la figura 71 con un controlador de histéresis en el circuito de control de corriente. La ventana actual esta configurada en 0.1 p.u., un valor grande pero muy útil para ilustrar las pulsaciones de par. Debido a la alta ondulación de corriente en la corriente del eje q, la ondulación de par también es alta en proporción. Los controladores de corriente fuerzan a las corrientes a seguir sus respectivas referencias con muy poco retraso, una clara ventaja con el controlador de corriente de histéresis. Se ve que los enlaces mutuo o flujo de aire crecen con la corriente del estator. El ángulo de par se controla en promedio hasta el valor deseado pero sus desviaciones de valor de referencia se deben principalmente a la desviación en la corriente de su referencia determinada por la calidad del control de corriente en el inversor y los parámetros de la máquina. El componente productor de flujo de la corriente del estator también se mantiene en cero en promedio por la misma razón explicada para el rendimiento del ángulo de par. Las variables trazadas están en unidades normalizadas excepto el ángulo de par, que esta en grados eléctricos y tiempo. En la figura 72 se muestra un rendimiento de torsión con controladores PWM basados en triángulo senoidal para condiciones de funcionamiento idénticas a las del controlador de histéresis.

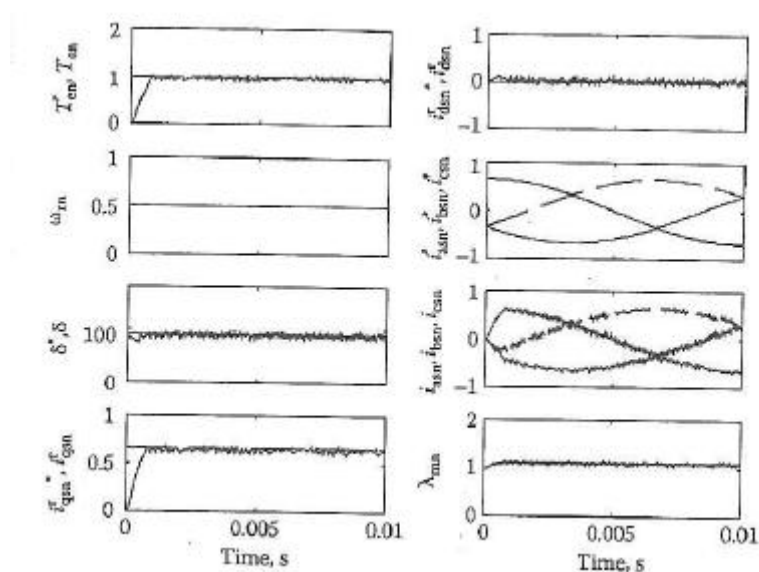


Figura 72: Rendimiento dinámico de un accionamiento controlado por par con control de corriente PWM. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Las ondulaciones de corriente y, por lo tanto, las pulsaciones de par son muy pequeñas con alta frecuencia de conmutación cuando se compara con un control basado en histéresis con una gran ventana de histéresis. Pero, en promedio, las variables de accionamiento, como el par y el flujo de espacio de aire los enlaces, son idénticos en ambos esquemas. La diferencia en el rendimiento esta en las magnitudes de la ondulación actual y la pulsación de par.

4.16.2.3. Sistema de accionamiento controlado por velocidad.

Se obtiene un sistema de accionamiento controlado por velocidad, tomando el sistema de accionamiento controlado por par mostrado en la figura 70 como el núcleo básico y luego, superponiéndolo, un bucle de control de realimentación de velocidad exterior para regular la velocidad del rotor del sistema de accionamiento y como se muestra en la figura 72. El error de velocidad entre la velocidad y su referencia, dado por $(\omega_r^* - \omega_r)$, se procesa a través de un controlador de tipo integral (PI) (en lo sucesivo, el controlador de velocidad) para anular el error de velocidad de estado estable. La salida de este controlador de velocidad constituye la referencia de par electromagnético, T^* , porque el error de velocidad puede anularse y minimizarse solo aumentando o disminuyendo el par electromagnético en la máquina, dependiendo de si el error de velocidad es positivo o negativo, respectivamente. Para una respuesta rápida de la velocidad, es apropiado un controlador de velocidad de deriva proporcional integral (PID).

La referencia de enlaces mutuos de flujo se genera por las demandas de la velocidad del rotor. Siempre que la magnitud f.e.m. inducida de línea a línea no exceda la tensión de alimentación de c.c. al inversor, la relación entre la f.e.m. inducida y la frecuencia del estator permanece constante, lo que da como resultado un flujo mutuo constante y la frecuencia máxima (conocida como (base de frecuencia), dentro de este límite, da una velocidad conocida como velocidad base.

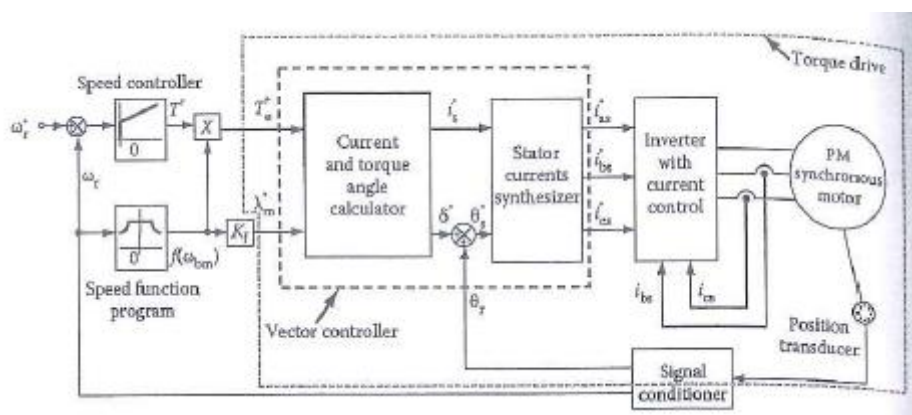


Figura 73: Accionamiento de motor síncrono de PM controlado por velocidad. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Tan pronto como la frecuencia excede su valor base, resulta que la velocidad es conducida mas allá de la velocidad base y consecuentemente la f.e.m. inducida comienza a exceder la magnitud de voltaje de suministro de c.c. Esto hace que el control de las corrientes del estator sea muy difícil y, por lo tanto, también el control de par. El control de variador se vuelve lento en esta región. Para mantener el control de la corriente y mantener el control sobre la magnitud de la f.e.m. inducida, el flujo mutuo se puede programar para que disminuya en proporción inversa a la velocidad, de modo que la f.e.m. inducida se vincule al nivel donde corresponde a la velocidad base aunque la velocidad se supere. Esta operación se conoce como debilitamiento del flujo y, en consecuencia, el modo de operación se llama control de debilitamiento de flujo. Pero no se puede esperar que el par se mantenga en el nivel base que corresponde a la velocidad base cuyo producto proporciona la potencia del entrehierro básico y nunca puede excederse en una máquina en estado estable ya que implica mayores pérdidas que darán lugar a escurrimiento térmico, lo que conduce a fallas de la máquina. Además, requiere corrientes de estator que excedan sus valores base en la máquina. Todos estos problemas se solucionan reduciendo el par, cuando la velocidad esta mas allá de su valor base, programándolo para que disminuya desde su valor base para que la potencia del entrehierro producido es igual a la potencia base. Esto también mantendrá la corriente del estator dentro de su valor base. Este control aparentemente complejo puede implementarse simplemente en los siguientes 2 pasos.

4.16.2.3.1. Programación de flujo mutuo.

Un controlador, que le da a uno p.u. hasta la velocidad base, y más allá de la velocidad, que da una salida inversamente proporcional a la velocidad normalizada, se crea usando un generador de funciones para delinear las regiones de funcionamiento de par constante y debilitamiento de flujo del accionamiento del motor. Esta salida se denomina $F(\omega_{bm})$ y es proporcional a la referencia de enlaces de flujo mutuo. La constante de proporcionalidad, K_f , se introduce aquí para ese propósito. El generador de funciones, $F(\omega_{bm})$, establece la referencia para los enlaces mutuos de flujo resultantes, que implica una constante K_f . Cuando la salida del generador de funciones esta en p.u., el valor de K_f es la unidad.

4.16.2.3.2. Programación de par en la región de debilitamiento de flujo.

Esto implica la reprogramación de la referencia de par producido por el controlador de velocidad, T^* , como una función de la velocidad.

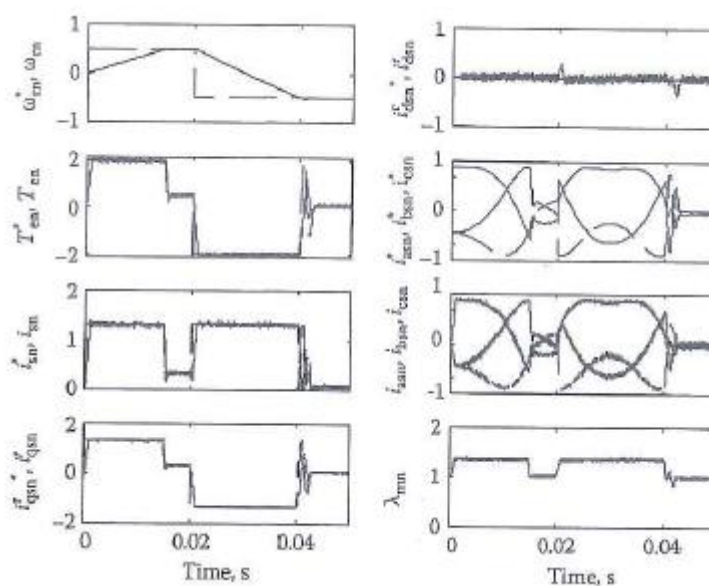


Figura 74: Rendimiento de un disco de cuatro cuadrantes con control de velocidad con control de corriente PWM. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

Del mismo modo que los enlaces de flujo mutuo están programados para ser inversamente proporcionales a la velocidad del rotor, la salida del controlador programado de flujo puede usarse para ajustar la referencia de par T^* para producir una referencia de par utilizable, T_e^* , en el controlador vectorial multiplicando T^* y

$F(\omega_{bm})$ como muestra la figura 73. El motivo de este bloque es ajustar el componente productor de par de la corriente del estator, tanto en el par constante como en las regiones de potencia constante de funcionamiento. Se prueba de la siguiente manera.

$$f(\omega_{bm}) = \frac{\omega_b}{\omega_r}, \quad \pm \omega_b < \omega_r < \pm \omega_{max} \quad (\text{Fórmula 4.104})$$

$$= 1, \quad 0 < \omega_r < \pm \omega_b$$

Donde ω_b es la velocidad base. La potencia del espacio de aire viene dada por:

$$P_a = \omega_m T_e^* = \frac{\omega_r}{P/2} f(\omega_{bm}) T^* \quad (\text{Fórmula 4.105})$$

Sustituyendo la función de la fórmula 4.104 en la fórmula 4.105, la potencia de espacio de aire para la región de par constante se obtiene como:

$$P_a = \frac{\omega_r T^*}{P/2} = \omega_m T^* \quad (\text{Fórmula 4.106})$$

Esta ecuación indica claramente que la potencia de espacio de aire es proporcional a la velocidad cuando el par es constante hasta que la velocidad alcanza su valor base. Tenga en cuenta que la referencia de par del controlador de velocidad, T^* , es una constante para una velocidad de régimen estable. Esto aún no se ha modificado para dar la referencia de par electromagnético final, T_e^* , al controlador de vector. Para la región de operación de potencia constante, la potencia de espacio de aire se obtiene de forma similar y se da como:

$$P_a = \frac{\omega_b T^*}{P/2} \quad (\text{Fórmula 4.107})$$

La velocidad base ω_b y T^* son constantes y por tanto la salida de potencia en el modo de debilitamiento de flujo se mantiene constante en la potencia base. Por lo tanto, los modos de operación de par constante y potencia constante se

implementan con este bloque de generador de función, como se ve en las fórmulas 4.106 y 4.107, respectivamente. Que restando las pérdidas del eje de la potencia de espacio de aire da la potencia de salida del eje.

El sistema de accionamiento del motor controlado por velocidad es el núcleo interno del sistema de accionamiento controlado por posición. La superposición de un circuito de control de retroalimentación de la posición del rotor convierte el sistema de accionamiento del motor controlado por velocidad en un sistema de accionamiento del motor controlado por posición del rotor. Los sistemas de accionamiento pueden encontrarse, por ejemplo, en los servos de herramientas de máquina. Los lectores interesados pueden simular una unidad de este tipo añadiendo unas pocas líneas de códigos de simulación.

4.16.2.4. Simulación y resultados de un sistema de accionamiento controlado por velocidad.

La simulación dada a continuación en matlab incorpora la referencia de corriente de estator generadora de par derivada de la referencia de par. Como enlaces de flujo, la referencia ya no se mantiene como enlaces de flujo mutuo, como se discutió en la sección anterior, pero una manera más fácil es tomado manteniendo la referencia como los enlaces de flujo mutuo del eje directo en los cuadros de referencia del rotor. Es decir, los enlaces de flujo del rotor del eje d mutuo son la suma de los enlaces de flujo del imán del rotor y los enlaces de flujo del eje directo del componente productor de flujo de la corriente del estator. A pesar de estos cambios, el rendimiento dinámico del motor la unidad sigue siendo muy buena, como se ve en los resultados de la simulación. Tenga en cuenta que los enlaces de flujo mutuo de referencia no se implementan de esta manera en la práctica.

El lazo de velocidad en el accionamiento de par está cerrado y se simula una operación de 4 cuadrantes con un par de carga de 0.3 p.u. el resultado se muestra en la figura 73 un controlador de velocidad PI está en su lugar para este accionamiento. El control de corriente PWM continúa para esta simulación. La máquina está detenida al inicio y, con un comando de velocidad positivo, la referencia de par es conducida a un máximo positivo, y se mantiene allí hasta que la velocidad del rotor coincida con el comando de velocidad. Cuando la velocidad del rotor es igual a la velocidad del comando, la referencia de par baja para coincidir con el par de carga y el par de fricción. La referencia de par es conducida a negativo cuando la referencia de velocidad cambia de 0.5 a -0.5 p.u., el rotor reduce la velocidad a velocidad cero. Mantener el par negativo fuerza al rotor a invertir la dirección y alcanzar la referencia de velocidad, 0.5 p.u., a medida que asciende a 0.5 p.u., el par electromagnético se reduce ligeramente más bajo que el par de carga

positiva de 0.3p.u. porque, el par de fricción es negativo, y ,tenga en cuenta que la suma de los pares de fricción y carga da el par de espacio de aire. La importancia del rendimiento del bucle de corriente es evidente en la necesidad de inversiones de fase repentinas en las corrientes de fase durante la inversión de velocidad. Un rendimiento lento por el bucle de corriente tendrá un impacto adverso en la respuesta de velocidad tanto en tiempo de respuesta como posiblemente en oscilaciones de velocidad.

Una operación de debilitamiento de flujo se muestra en los resultados de simulación de la figura 74 a cerca de 0.5 p.u., el debilitamiento del flujo se inicia utilizando el algoritmo dado anteriormente. La referencia de corriente del eje (d) se reduce durante el debilitamiento del flujo, lo que resulta en una reducción de los enlaces de flujo de aire. El rendimiento del variador bajo esta condición es idéntico al rendimiento anterior de cuatro cuadrantes. Nótese que durante el debilitamiento del flujo, el comando de par se reduce para mantener la potencia del entrehierro constante.

En la figura 75 se muestra un sistema de accionamiento del motor síncrono de PM montado en superficie con control de velocidad. Recuerde que el modelo de montaje en superficie no presenta variación de reluctancia entre la cuadratura y los ejes directos. El resultado es que el par de reluctancia no existe en un motor de este tipo, que conduce a una referencia de par más simple por el producto de los enlaces de flujo magnético del rotor y el término constante K_1 , es decir, 1.5 veces el par de polos del rotor para una máquina trifásica. El par se ajusta para el debilitamiento del flujo multiplicando la salida del generador de la función de velocidad con la salida del controlador de velocidad. El debilitamiento del flujo es similar al descrito anteriormente y la corriente que produce flujo puede calcularse o programarse en una tabla que puede almacenarse en una memoria solo de lectura (ROM) para implementación y, el último enfoque se muestra en el diagrama de bloques. Tenga en cuenta que solo los enlaces de flujo de eje directo mutuo están controlados pero no, los enlaces de flujo mutuo que es el resultado del estator y enlaces de flujo del rotor de imán. Esta sutil diferencia tiene que ser notada.

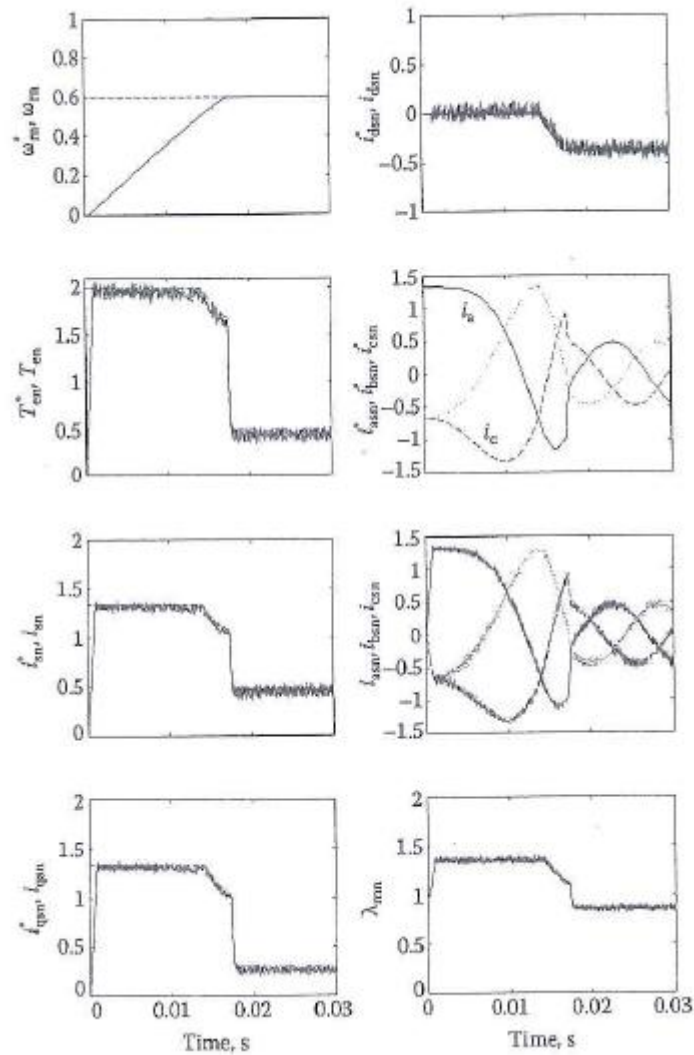


Figura 75: El rendimiento de la unidad de velocidad con control de debilitamiento del flujo. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

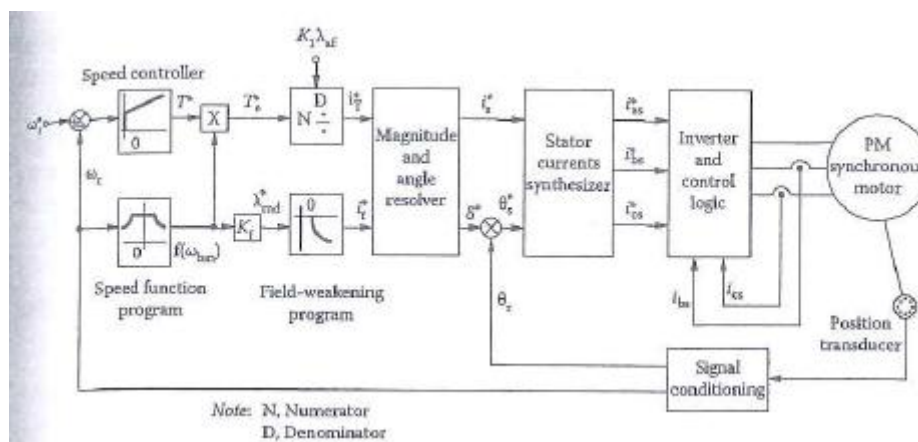


Figura 76: Un accionamiento de motor síncrono de PM controlado por velocidad más simple para la simulación. (Fuente: Krishnan, R. (2010). Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives).

5. MODELADO DE LA MÁQUINA Y DIAGRAMA DE BLOQUES.

5.1. INTRODUCCIÓN.

La tecnología relacionada con las unidades de motor síncrono de imán permanente de velocidad variable es madura. Las aplicaciones de tales accionamientos van desde pocos motores de vataje a 1.1MW a 230 rpm del sistema de propulsión naval. En el rango de unos pocos KW, estos discos se utilizan para control de posición y para un amplio rango de control de velocidad hasta 0.1 revoluciones por hora, mientras tienen la mayor eficiencia y una gran relación torque / volumen entre las unidades de alto rendimiento. Estos accionamientos generalmente se alimentan a través de inversores de fuente de tensión PWM. A menudo se aplican control de voltaje de vector y corriente de vector dq indirecto a máquinas sincrónicas de PM. Las configuraciones prácticas de tales controles se discuten en este capítulo. El control vectorial directo, con estimación del flujo del estator, se aplica al control del vector de par (TCV). Recuerde de capítulos anteriores que TVC es un tipo de flujo de estator y control de histéresis de par realizado mediante el disparo directo de uno (o una combinación de) vector de voltaje discreto disponible en el inversor de fuente de voltaje PWM.

5.2. DIAGRAMA DE BLOQUES Y RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN.

En los últimos años, con la tecnología electrónica de potencia, la nueva teoría de control de motores y el rápido desarrollo de materiales de imán permanente de tierras raras. PMSM se aplican rápidamente. PMSM tiene ventajas de pequeño volumen, baja pérdida y alta eficiencia, el estudio de la misma se vuelve más necesario. En vista de las características del motor síncrono 'no lineal, fuerte acoplamiento y multivariable. Para implementar su control de velocidad de alto rendimiento , excelente respuesta dinámica, los académicos en el hogar y en el extranjero han trabajado durante mucho tiempo, habiendo obtenido muchos resultados. Desde los años 80, la tecnología relacionada obtuvo un desarrollo rápido , los resultados de la investigación del sistema de control de vectores PMSM aparecen constantemente, y ha sentado una base teórica para la aplicación del servosistema PMSM de alto rendimiento.

El diagrama de bloques elegido es el de un motor síncrono de imanes permanentes, del cual obtenemos unos resultados en simulaciones parecidos a los de nuestro ensayo del motor. Aunque los componentes de dicho modelo son los mismos que los que tenemos físicamente, hay pequeñas variaciones debidas a aspectos constructivos e internos que difieren, también es importante señalar que el modelo de fasor espacial es compacto solo en una máquina de rotor no cilíndrico y, por lo tanto, no suele emplearse en máquinas de imanes permanentes interiores (PM), que tienen prominencia del rotor. Debido a que el modelo de fasor espacial evoca poderosamente una similitud y equivalencia entre las máquinas PMSM y de DC desde puntos de vista de modelado y control, se incluyen aquí. Esto lleva a un control de la unidad PMSM que es equivalente al control de las máquinas DC.

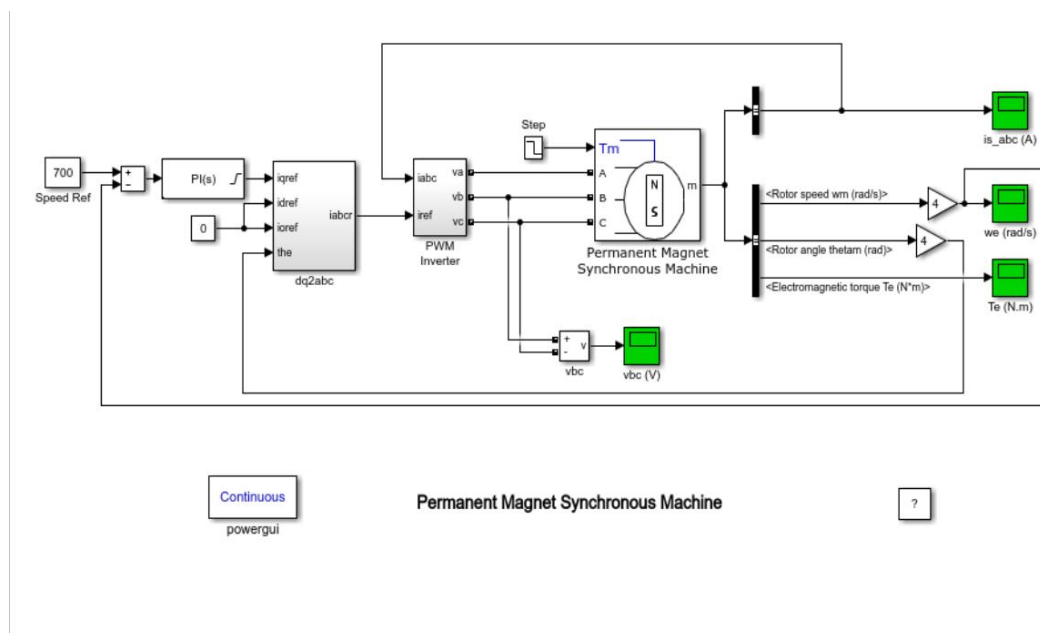


Figura 76b: Diagrama de bloques de un motor síncrono de imanes permanentes. (fuente: Mathworks).

Código matlab del modelo.

```
% PMSM simulation constant torque angle

% PWM controller

% Four quadrant speed drive


clear all; close all;


%% Parámetros de la máquina

P = 6;

Rs =1.4;

Ld = 0.0056;

Lq = 0.009;

lamaf = 0.1546;

B=0.01;

J = 0.0012;

vdc = 285;

wr_ref=314.3;


%% Converter and controller parameters


fc=20000;

Kpi=10;

Kp=2;

Ki=1;


%% Valores de base

Tb=5.5631;    % Par base

Ib=12;        % Intensidad base

wb=628.6;    % Velocidad base
```

```
Vb=97.138;    % Voltaje base

Lb=0.0129;    % Inductancia base


%% Inicialización de parámetros


ias=0; ibs=0; ics=0;

t1=0; vax1=0; vbx1=0; vcx1=0; y=0;


theta_r = 0;    % posición inicial

wr = 0;    % velocidad inicial

t = 0;    % tiempo inicial

dt=1e-6;    % paso de tiempo

tfinal=0.05;    % tiempo final

if_ref=-1e-16;    % en lugar de cero, damos un valor muy pequeño negativo a
la componente productora de flujo idr

iqs=0; ids=0;    % inicializa valores de las corrientes q y d

vqs=0; vds=0;    % inicializa valores de voltajes q y d

Tl=0.3*Tb;    % Par resistente de la carga

n=1;

x=1;

signe=1;

ramp=-1;

ias=0; ibs=0; ics=0;    % inicializa corrientes de fase

zia=0; zib=0; zic=0;


%% Comienza simulación

while (t<tfinal)


%% Se impone una velocidad negativa después de 0.02s

    if t>0.02

        wr_ref=-314.3;
```

```
end

wr_err=wr_ref-wr;    % error de la velocidad
y=y+wr_err*dt;      % velocidad controlador PI
Te_ref=Kp*wr_err+Ki*y;

%% Limitador
if Te_ref>2*Tb
    Te_ref=2*Tb;
end

if Te_ref<-2*Tb
    Te_ref=-2*Tb;
end

%% Calcula las corrientes q y d de referencia
it_ref=Te_ref*(2/3)*(2/P)/((Ld-Lq)*if_ref+lamafe);
is_ref=sqrt(it_ref^2+if_ref^2);
if it_ref>=0
    delta_ref=pi/2;
elseif it_ref<0
    delta_ref=-pi/2;
end

%% Calcula corrientes de fase de referencia
ias_ref=is_ref*sin(theta_r+delta_ref);
ibs_ref=is_ref*sin(theta_r+delta_ref-2*pi/3);
ics_ref=is_ref*sin(theta_r+delta_ref+2*pi/3);

%% Cálculo de voltajes de control de PWM
vax = Kpi*(ias_ref-ias);
```

```
if vax>1
    vax=1;
elseif vax<-1
    vax=-1;
end

vbx = Kpi*(ibs_ref-ibs);
if vbx>1
    vbx=1;
elseif vbx<-1
    vbx=-1;
end

vcx = Kpi*(ics_ref-ics);
if vcx>1
    vcx=1;
elseif vcx<-1
    vcx=-1;
end

%% Sample and hold

if t1>1/fc
    vax1=vax;
    vbx1=vbx;
    vcx1=vcx;
    t1=0;
end

%% Control PWM
if vax1>=ramp
    vao=vdc/2;
elseif vax1<ramp
```

```
vao=-vdc/2;

end

if vbx1>=ramp
    vbo=vdc/2;
elseif vbx1<ramp
    vbo=-vdc/2;
end

if vcx1>=ramp
    vco=vdc/2;
elseif vcx1<ramp
    vco=-vdc/2;
end

%% Cálculo de los voltajes de línea

vab = vao - vbo;
vbc = vbo - vco;
vca = vco - vao;

%% Cálculo de los voltajes de fase

vas = (vab-vca)/3;
vbs = (vbc-vab)/3;
vcs = (vca-vbc)/3;

%% Cálculo de los voltajes en los ejes qr y dr

vqs = (2/3)*(cos(theta_r)*vas + cos(theta_r-2*pi/3)*vbs +
cos(theta_r+2*pi/3)*vcs);

vds = (2/3)*(sin(theta_r)*vas + sin(theta_r-2*pi/3)*vbs +
sin(theta_r+2*pi/3)*vcs);

%% Ecuaciones de la máquina (Cálculo del siguiente paso de tiempo)
```

```

d_iqs = (vqs - Rs*iqs - wr*Ld*ids - wr*lamaf)*dt/Lq;

iqs = iqs + d_iqs;

d_ids = (vds+wr*Lq*iqs-Rs*ids)*dt/Ld;

ids = ids + d_ids;

%% Cálculo de la corriente del estator y el ángulo de par

is = sqrt(iqs^2+ids^2);

delta=atan(iqs/ids);

%% Cálculo del par

Te = (3/2)*(P/2)*iqs*((Ld-Lq)*ids+lamaf);

%% Ahora la velocidad no es impuesta. Debe ser calculada

d_wr = ((P/2)*(Te-Tl)-B*wr)*dt/J;

wr = wr+d_wr;

d_theta_r=wr*dt;

theta_r=theta_r+d_theta_r;

%% Cálculo de corrientes de fase

ias = iqs*cos(theta_r)+ids*sin(theta_r);

ibs = iqs*cos(theta_r-2*pi/3)+ids*sin(theta_r-2*pi/3);

ics = -(ias+ibs);

%% PWM Ramp

ramp = signe*(2/(1/(2*fc)))*dt+ramp;

if ramp>1
    signe=-1;
end

if ramp <-1
    signe=1;

```



```

end

t=t+dt;

t1=t1+dt;

% guarda vectores para plotear posteriormente, a la vez que los pones
pu
    if x>16 % Esto simplemente lo hace para no plotear tantos
valores.

        % Guarda un valor, cada dieciseis calculados

        rampn(n) = ramp;

        vaxn(n) = vax;

        tn(n)=t;

        Terefn(n)=Te_ref*Tb;

        it_refn(n)=it_ref/Ib;

        is_refn(n)=is_ref/Ib;

        ias_refn(n)=ias_ref/Ib;

        ibs_refn(n)=ibs_ref/Ib;

        ics_refn(n)=ics_ref/Ib;

        iasn(n)=ias/Ib;

        ibsn(n)=ibs/Ib;

        icsn(n)=ics/Ib;

        iqsn(n)=iqs/Ib;

        idsn(n)=ids/Ib;

        isn(n)=is/Ib;

        Ten(n)=Te/Tb;

        wrn(n)=wr/wb;

        wrrefn(n)=wr_ref/wb;

        lammn(n)=sqrt((1+Ld*ids/(Ib*Lb))^2+(Lq*iqs/(Ib*Lb))^2);

        n = n+1;

        x = 1;

    end

```

```

    x = x+1;

end

%% Ploteado

figure(1); orient tall;

xlabel('time (s)')

subplot(4,2,3)

plot(tn,Terefn,'k--',tn,Ten,'k'); axis([0 0.05 -2.1 2.1]);

%set(gca,'xticklabel',[]);

ylabel('T^{*}_{en},T_{en}');

subplot(4,2,5)

plot(tn,is_refn,'k--',tn,isn,'k'); axis([0 0.05 0 2]);

set(gca,'xticklabel',[]);

ylabel('i^{r*}_{sn},i^{r}_{sn}');

subplot(4,2,1)

plot(tn,wrrefn,'k--',tn,wrn,'k'); axis([0 0.05 -1 1]);

%set(gca,'xticklabel',[]);

ylabel('\omega^{*}_{rn},\omega_{rn}');

subplot(4,2,7)

plot(tn,it_refn,'k--',tn,iqsn,'k'); axis([0 0.05 -2 2]);

%set(gca,'xticklabel',[]);

xlabel('time (s)')

ylabel('i^{r*}_{qsn},i^{r}_{qsn}');

subplot(4,2,2)

plot(tn,it_refn,'k--',tn,idsn,'k'); axis([0 0.05 -1 1]);

```

```
%set(gca,'xticklabel',[]);

ylabel('i^{r*}_{dsn},i^{r}_{dsn}');


subplot(4,2,4)

plot(tn,ias_refn,'k',tn,ibs_refn,'k--',tn,ics_refn,'k:');

axis([0 0.05 -1.5 1.5]); %set(gca,'xticklabel',[]);

ylabel('i^{*}_{asn},i^{*}_{bsn},i^{*}_{csn}');


subplot(4,2,6)

plot(tn,iasn,'k',tn,ibsn,'k--',tn,icsn,'k:'); axis([0 0.05 -1.5 1.5]);

%set(gca,'xticklabel',[]);

ylabel('i_{asn},i_{bsn},i_{csn}');


subplot(4,2,8)

plot(tn,lammn,'k');

axis([0 0.05 0 2])

ylabel('\lambda_{mn}');

xlabel('time (s)')
```

Las unidades de velocidad variable son alimentadas por convertidor y, por lo tanto, provienen de fuentes finitas debido a las limitaciones de las clasificaciones de los interruptores y los tamaños de los filtros, a diferencia de las fuentes de utilidad infinita. Esto resulta en su incapacidad para suministrar una gran potencia transitoria. Por lo tanto, la necesidad de evaluar la dinámica de las unidades de velocidad variable alimentadas por convertidor para evaluar la idoneidad de las clasificaciones del interruptor del convertidor y su interacción para determinar las excursiones de corrientes en el convertidor de la máquina. El modelo dinámico podría usarse en el diseño para evaluar los efectos instantáneos de tensiones/ corrientes variables, frecuencias de estator y perturbación de par en la máquina y los sistemas de accionamiento.

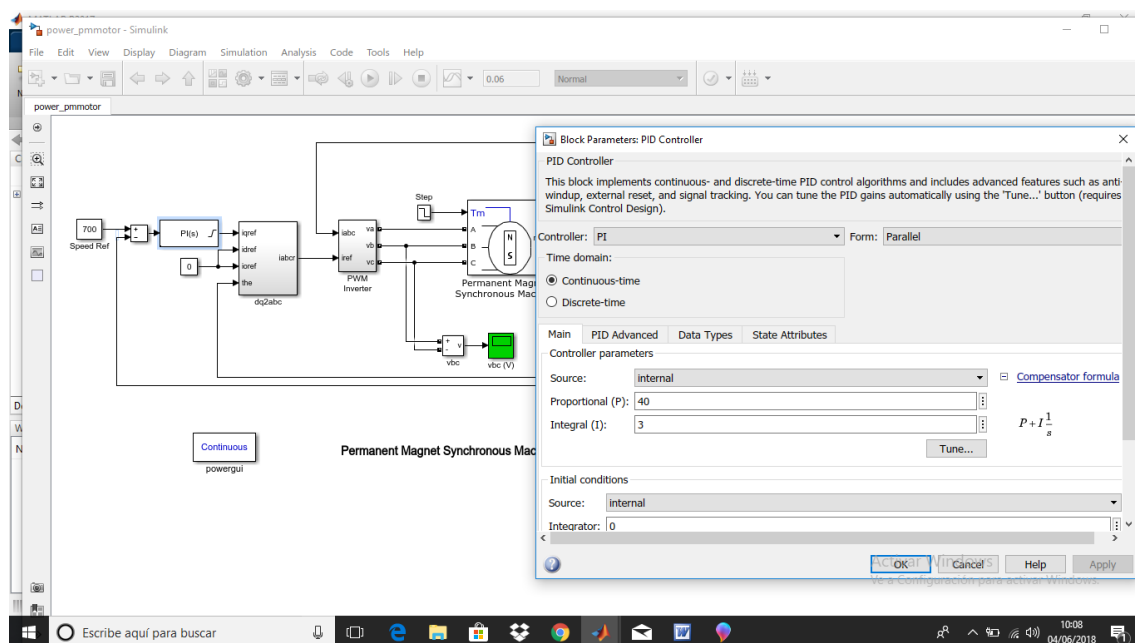


Figura 77: Características del P.I. (Fuente de elaboración propia).

La fuente de suministro que tenemos son unas baterías KOKAM que nos dan una tensión continua de 96v, (seguidamente daremos mas datos sobre este tipo de baterías). Que por medio de un inversor transformaremos en corriente alterna para que pueda ser suministrada al motor brushless dc, que funcionará en un rango de tensiones de entre 96-116v, para dar una potencia nominal de 12kw, las potencias de pico que este podrá generar son de:

- 29kw- 350A con 100v.
- 48 kw - 600 A con 100v.

Por lo tanto el sistema eléctrico debe de estar preparado para soportar dichas cargas. La conmutación del inversor se controla para proporcionar el voltaje de salida deseado a cierta frecuencia. La velocidad de la máquina es directamente proporcional a la frecuencia de la máquina, lo cual establece que la relación entre la velocidad de la máquina y la frecuencia del estator y para operación de velocidad variable, la necesidad de variar la frecuencia del estator. Aunque esto solo no será suficiente para el control de la velocidad de la máquina ya que no se relaciona con el flujo mutuo, el cual será importante para maximizar el par y para proporcionar un par mas grande frente a la velocidad operacional desarrollada. La base del control de velocidad que realiza nuestro controlador sevcon Gen4 se obtiene de la f.e.m.

inducida, por lo tanto, podremos decir que la f.e.m. inducida es directamente proporcional a la frecuencia, la cual podría escribirse en términos de la velocidad del rotor. Tengamos en cuenta que para variar la velocidad, la frecuencia debe ser variada también.

En el PMSM bifásico los bobinados se desplazan en el espacio 90° eléctricos y el bobinado del rotor está en un ángulo θ_r desde el bobinado del eje d del estator. Se supone que el eje q lleva el eje d a una dirección de rotación en sentido antihorario del rotor. Se asume un par de polos para esta figura, pero es aplicable con una ligera modificación para cualquier número de polos.

La posición instantánea del rotor por pequeños errores de precisión en la construcción no está exactamente en el ángulo 0, concretamente en nuestro motor está en -17° .

El inversor funciona como un generador de fasores tensión/corriente, que no solo controla la magnitud y la velocidad angular, sino también la posición angular del fasor de tensión y corriente como el mero hecho de que un fasor espaciales de hecho consiste en 3 de estas variables.

Para detectar la posición de los ejes tenemos el encoder que detecta el ángulo del imán en un rango de 0° a 360° . El sensor gmr en el encoder se implementa mediante integración vertical. Esto significa que las áreas sensibles gmr están integradas por encima de la parte analógica del sensor. Estos elementos gmr cambian su resistencia dependiendo de la dirección del campo magnético.

El modelo dinámico de la máquina síncrona de imanes permanentes se deriva utilizando un motor bifásico en ejes directos y en cuadratura (en lo sucesivo, dq). Este enfoque es deseable debido a la simplicidad conceptual obtenida con un solo conjunto de 2 devanados en el estator. El rotor no tiene devanados, solo imanes. Los imanes se modelan como una fuente de corriente o una fuente de enlace de flujo, concentrando todos sus enlaces de flujo a lo largo de un solo eje. El modelo derivado en los marcos del estator no es adecuado para su uso en el análisis ya que las inductancias de devanado dependen de la posición del rotor. La equivalencia entre la máquina trifásica y su modelo que utiliza un conjunto de devanados

bifásicos se deriva en una simple observación y proyecciones gráficas. El campo de invarianza de potencia se introduce mediante el cual la potencia en la máquina trifásica y su modelo equivalente de 2 fases deben ser igual. La transformación de las variables bifásicas a trifásicas de tensiones, corrientes o enlaces de flujo se derivan de forma generalizada. Se proporcionan derivaciones para el par electromagnético que implica las corrientes y los enlaces de flujo. Las ecuaciones diferenciales que describen el PMSM son no lineales. Para explotar la teoría del control lineal para estudios de estabilidad y diseño de controladores, es importante linealizar perturbando las ecuaciones de la máquina alrededor de un polo de operación de estado estable. Las ecuaciones resultantes se conocen como ecuaciones de pequeña señal. Algoritmos y diagramas de flujo se dan para calcular los valores propios, las funciones de transferencia y las respuestas de frecuencia del PMSM. Para completar, un modelo de fasor espacial se deriva del modelo dinámico en ejes directos y en cuadratura.

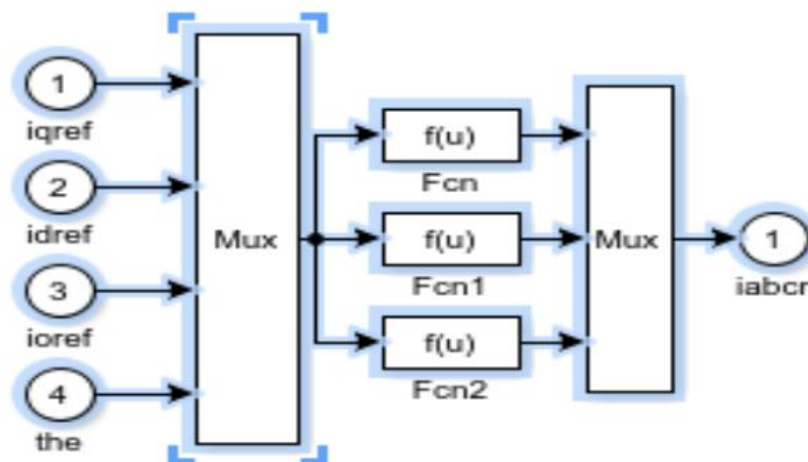


Figura 78: Gráfico ecuaciones dq. (Fuente: Mathworks).

$$u(1)*\cos(u(4)) + u(2)*\sin(u(4)) + u(3)$$

$$u(1)*\cos(u(4)-2*\pi/3) + u(2)*\sin(u(4)-2*\pi/3) + u(3)$$

$$u(1)*\cos(u(4)+2*\pi/3) + u(2)*\sin(u(4)+2*\pi/3) + u(3)$$

PWM

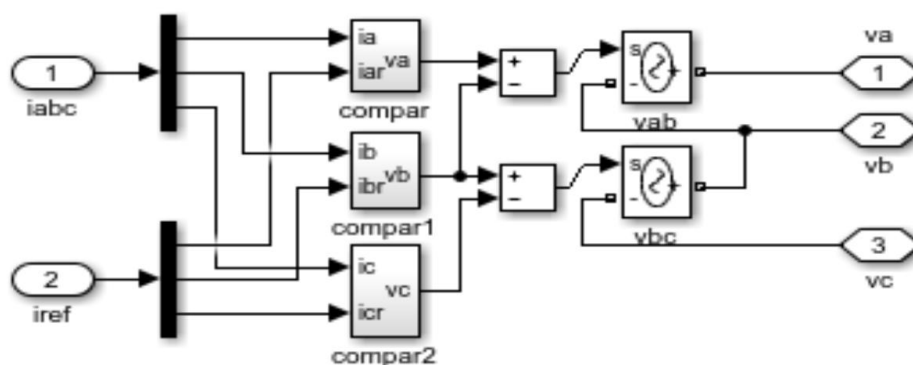


Figura 79: PWM. (Fuente: Mathworks).

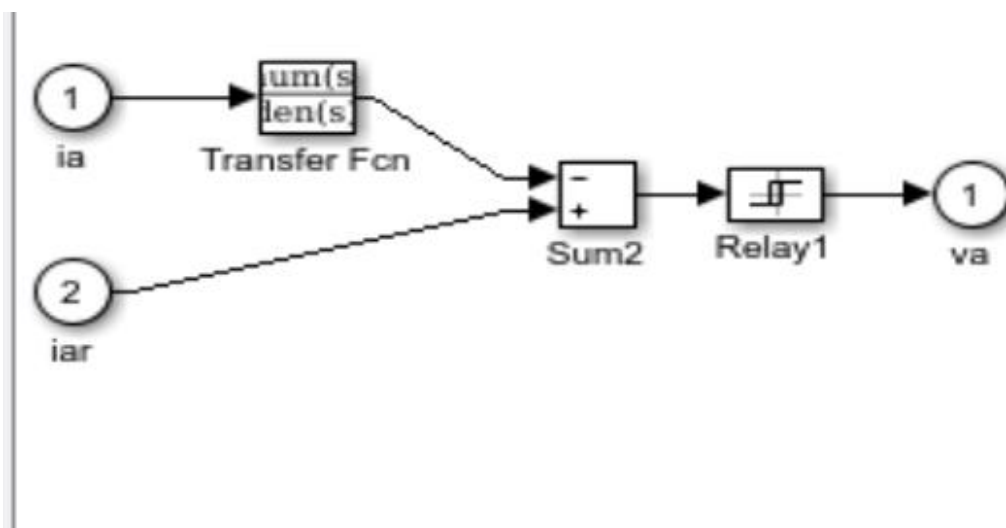


Figura 80: PWM. Fase a (Fuente: Mathworks).

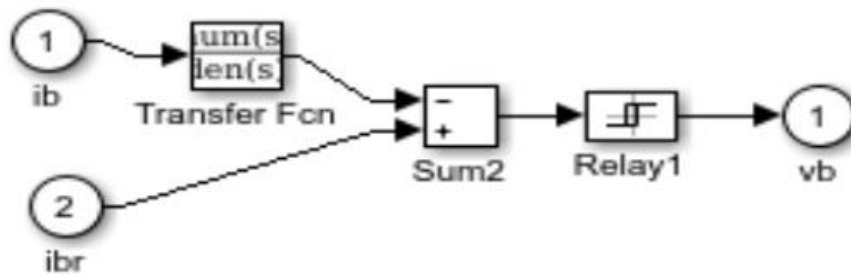


Figura 81: PWM. Fase b (Fuente: Mathworks).

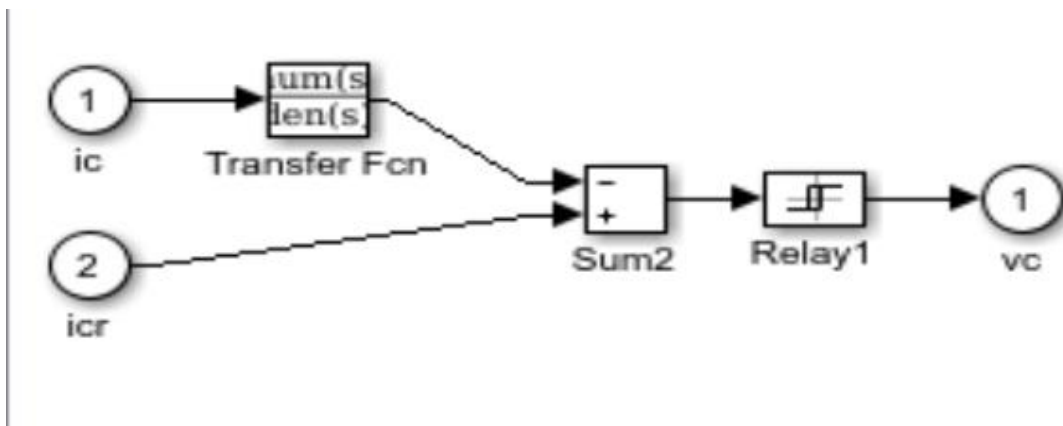


Figura 82: PWM. Fase c (Fuente: Mathworks).

A continuación se muestra otro diagrama de bloques de un motor sincrónico de imanes permanentes de elaboración propia, en el que se ven todos los componentes que forman parte de este diagrama para hacernos una idea del funcionamiento del motor. Como vemos, el diagrama es muy parecido al de la figura 76b. Por lo que he tomado los valores del modelado de el primer diagrama en el cual vemos como la curva de par se ajusta a la curva de par obtenida en los ensayos del motor e igual pasa con la velocidad.

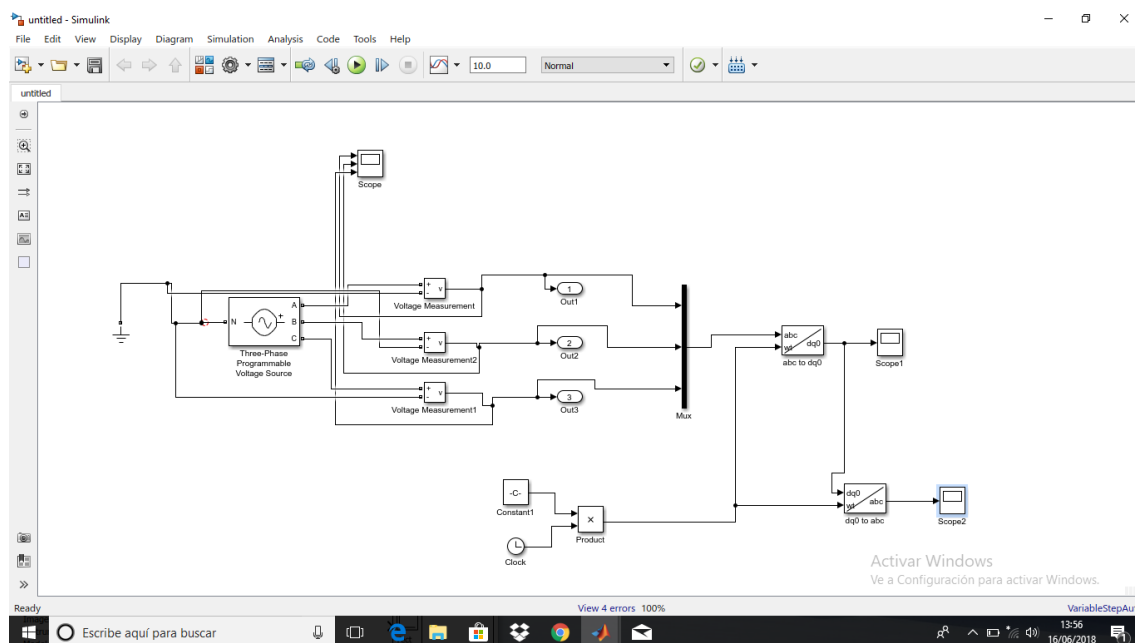


Figura 83: Diagrama de bloques motor síncrono de imanes permanentes.(fuente: elaboración propia)

En el modelo vamos a simular el diagrama de la figura 76b (motor síncrono de imanes permanentes), modificando la velocidad de referencia o entrada y ver como el sistema responde a estos cambios en la entrada. Para detectar la ubicación del eje del rotor, la síntesis del inversor de control del vector de corriente del estator trifásico en el eje q es más simple que el control del vector del motor asíncrono. Debido a la permeabilidad magnética del imán permanente de tierras raras y al aire, la resistencia magnética es muy grande, hay una gran cantidad de espacio de aire equivalente entre el estator equivalente, el método de usar la reacción de la armadura de débil magnética necesita desmagnetización mayor componente de eje recto de la corriente del estator por lo que el PMSM sinusoidal convencional en el efecto de potencia de potencia constante magnética débil es muy pobre, solo en el corto plazo puede aceptarse. Si desea un trabajo magnético débil a largo plazo, debe adoptar un método especial de débil magnético, este es el tema central del diseño PMSM.

700r.p.m.

Par

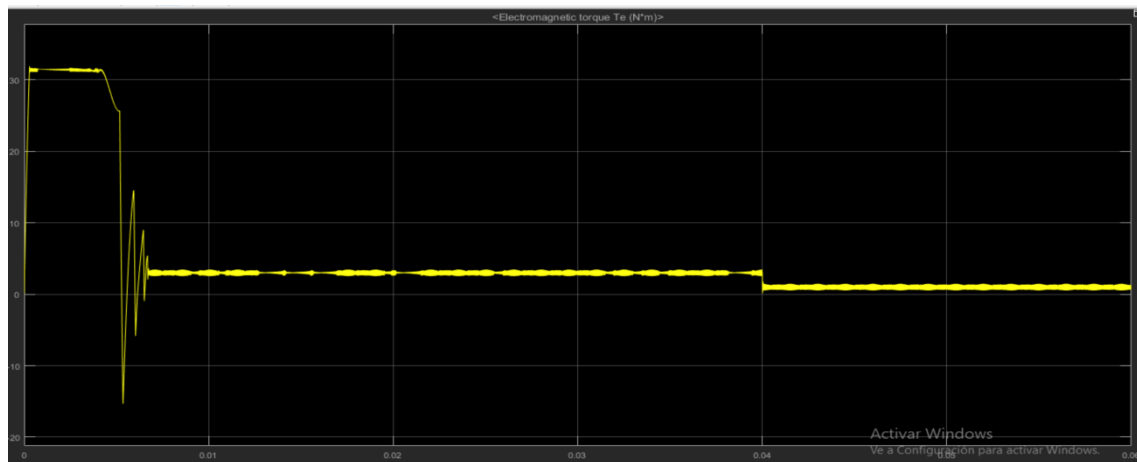


Figura 84: Resultado del par a una velocidad de referencia de 700 r.p.m. (Fuente de elaboración propia).

Velocidad

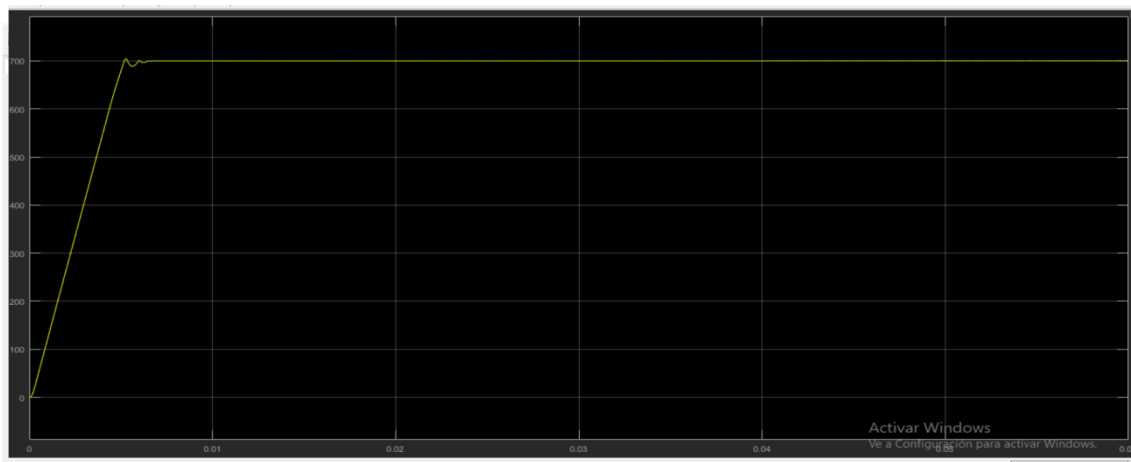


Figura 85: Velocidad medida en el rotor a partir de una velocidad de referencia de 700r.p.m. (Fuente de elaboración propia).

1000r.p.m.

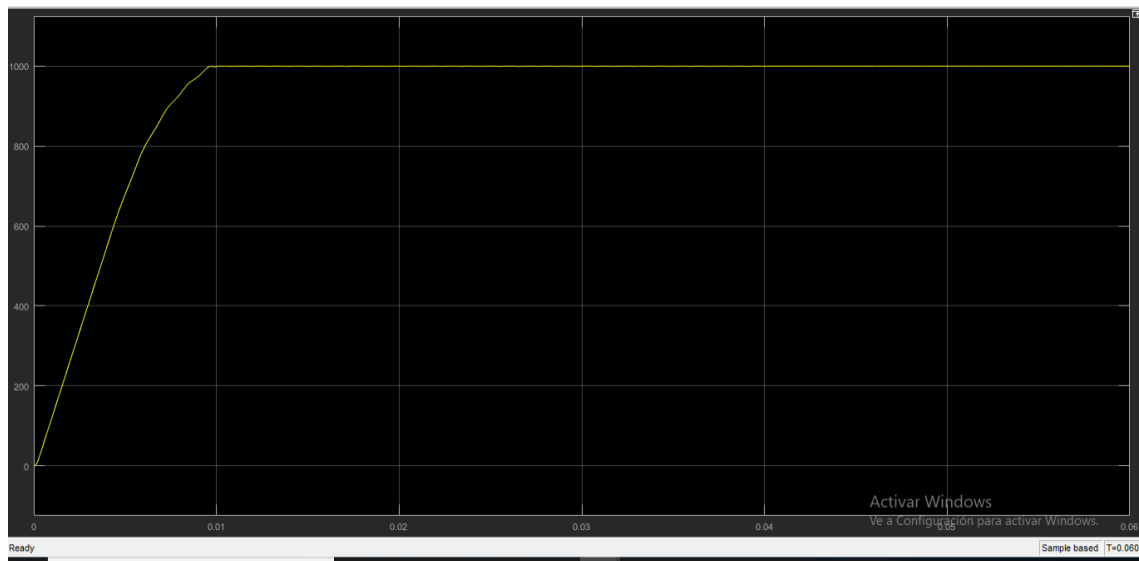


Figura 86: Resultado del par a una velocidad de referencia de 1000 r.p.m. (Fuente de elaboración propia).

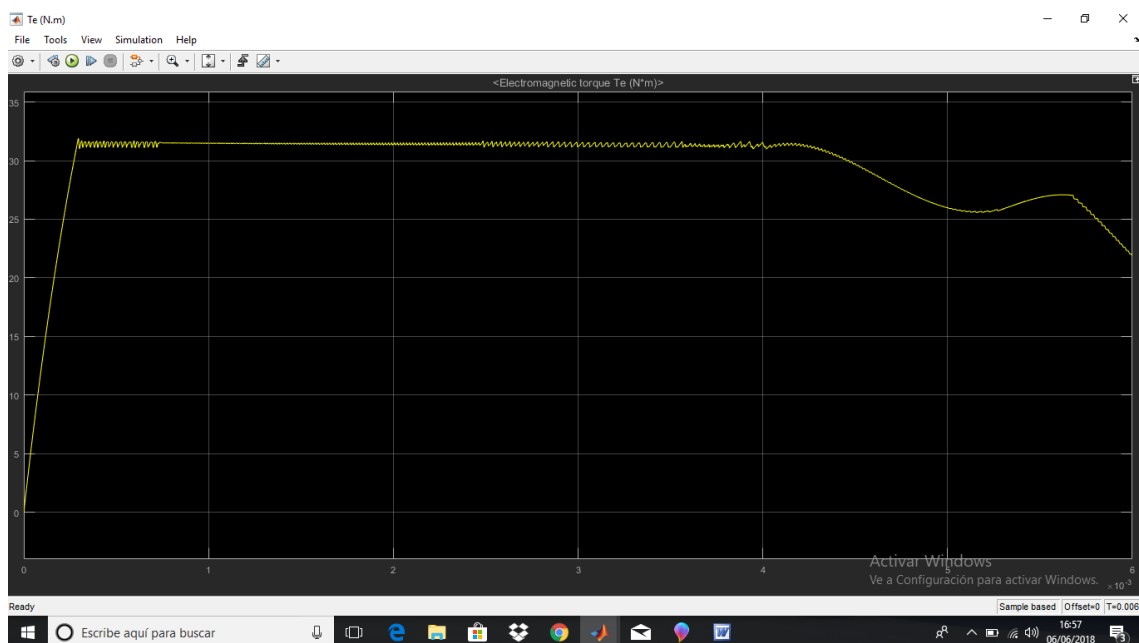


Figura 87: Velocidad medida en el rotor a partir de una velocidad de referencia de 1000r.p.m. (Fuente de elaboración propia).

2000r.p.m.

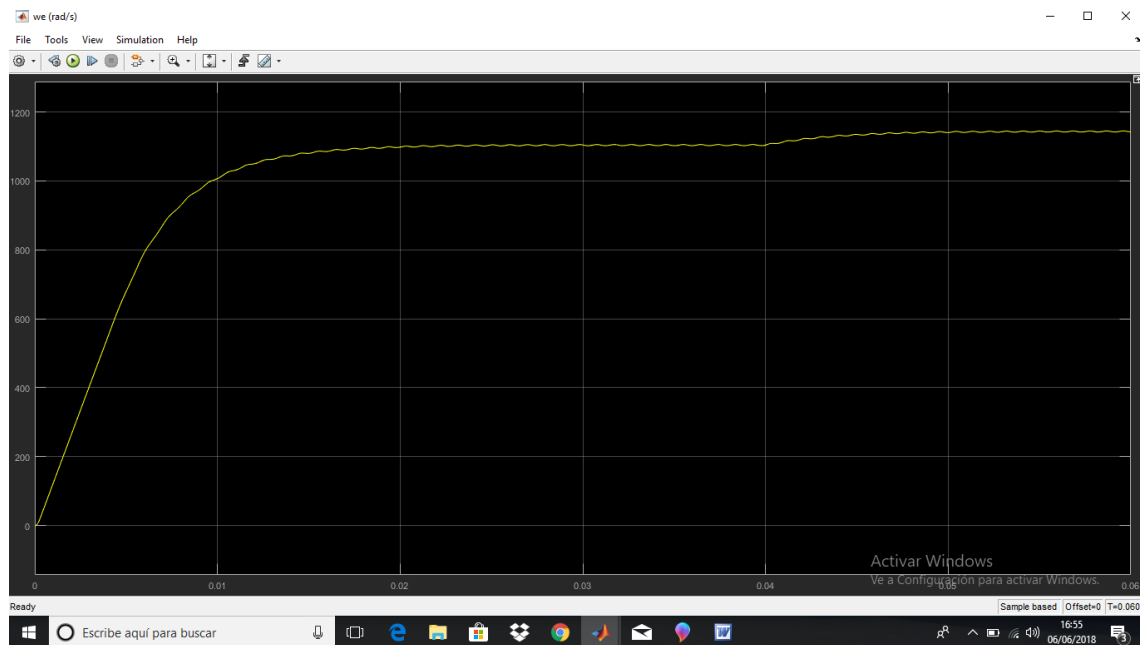


Figura 88: Resultado del par a una velocidad de referencia de 2000 r.p.m. (Fuente de elaboración propia).

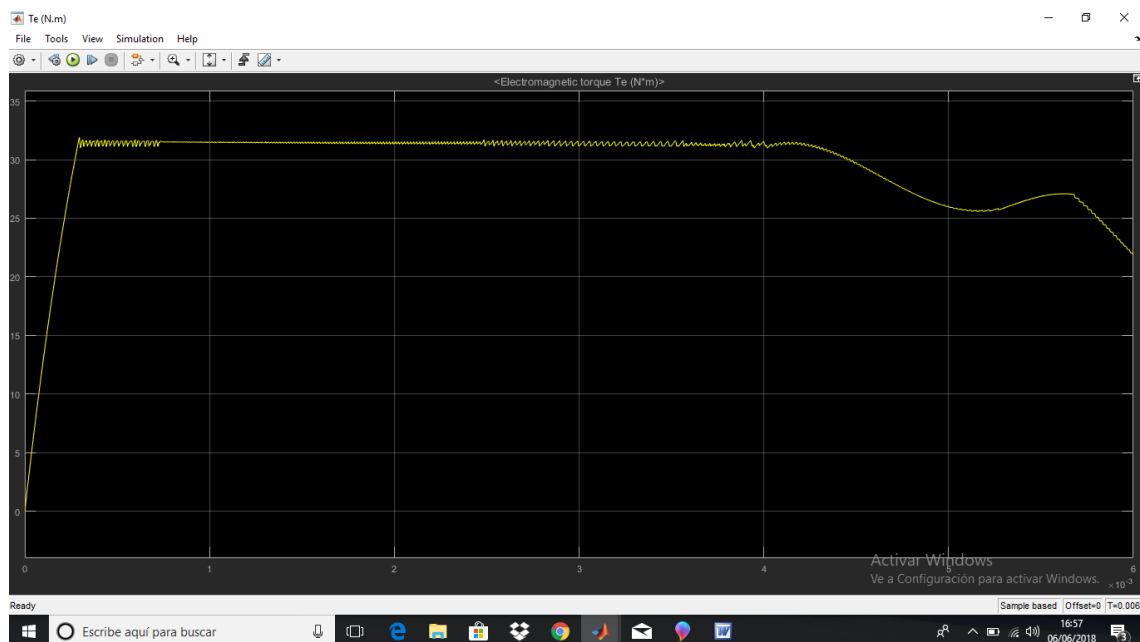


Figura 89: Velocidad medida en el rotor a partir de una velocidad de referencia de 2000r.p.m. (Fuente de elaboración propia).

3000r.p.m.

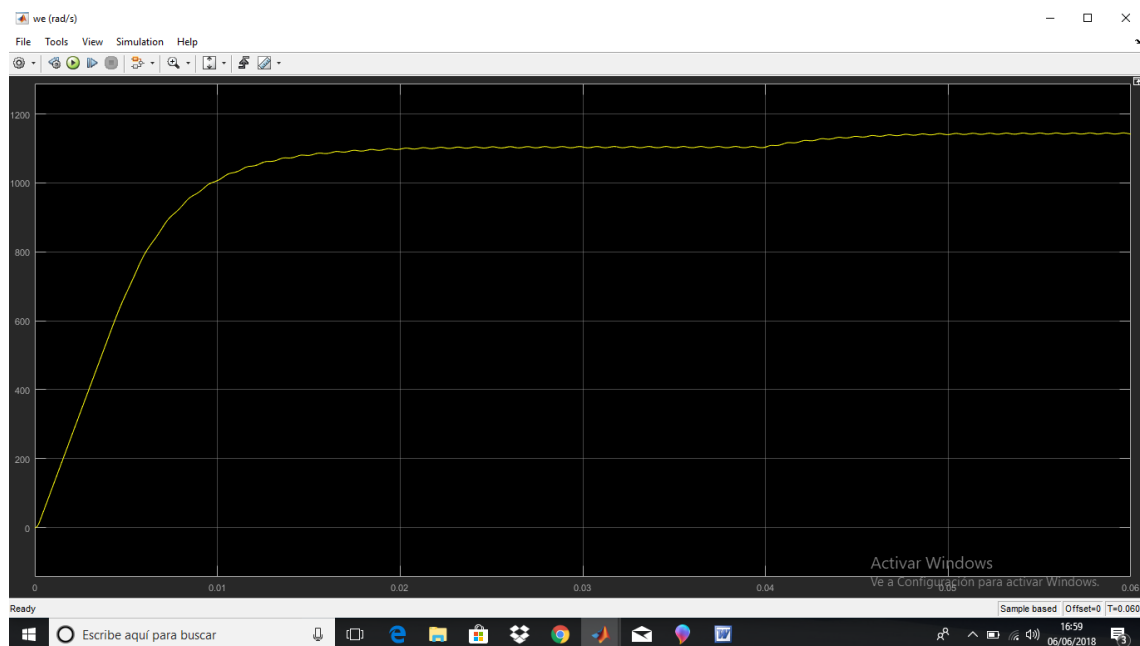


Figura 90: Resultado de par a una velocidad de referencia de 3000r.p.m. (Fuente de elaboración propia).

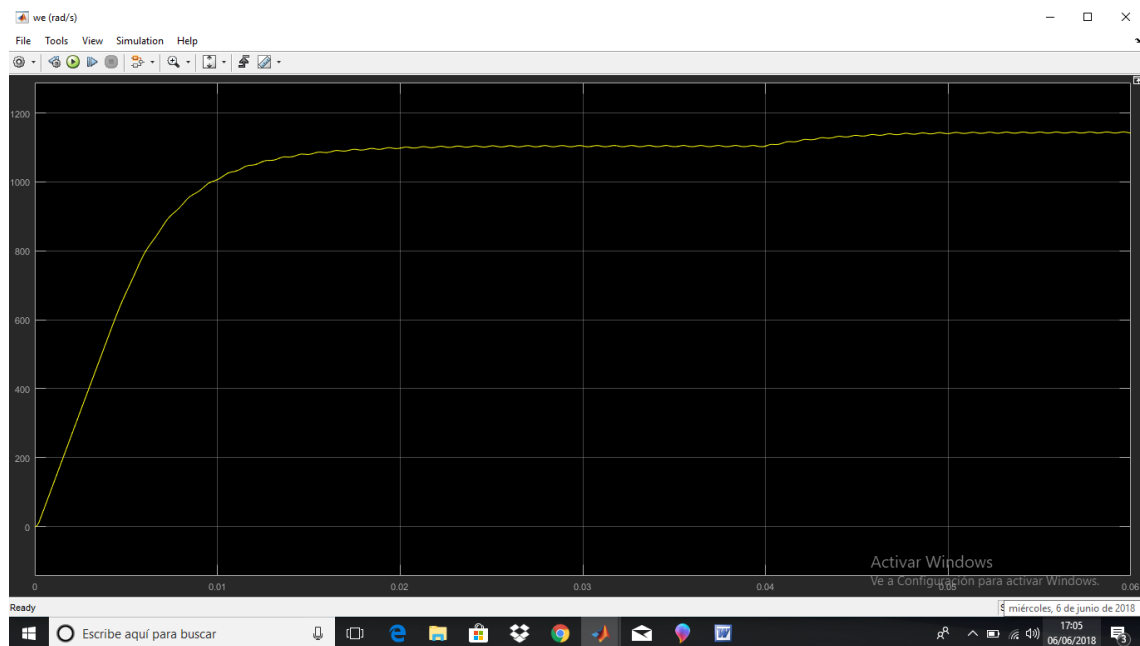


Figura 91: Velocidad medida en el rotor a partir de una velocidad de referencia de 3000r.p.m (Fuente de elaboración propia).

4000r.p.m.

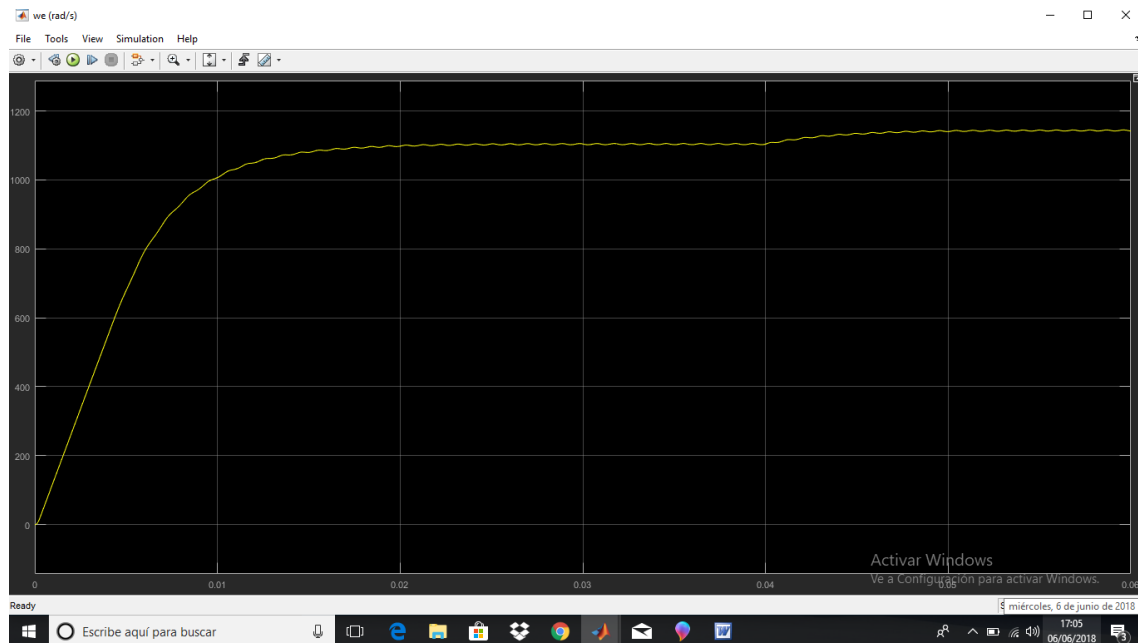


Figura 92a: Velocidad medida en el rotor a partir de una velocidad de referencia de 4000r.p.m. (Fuente de elaboración propia).

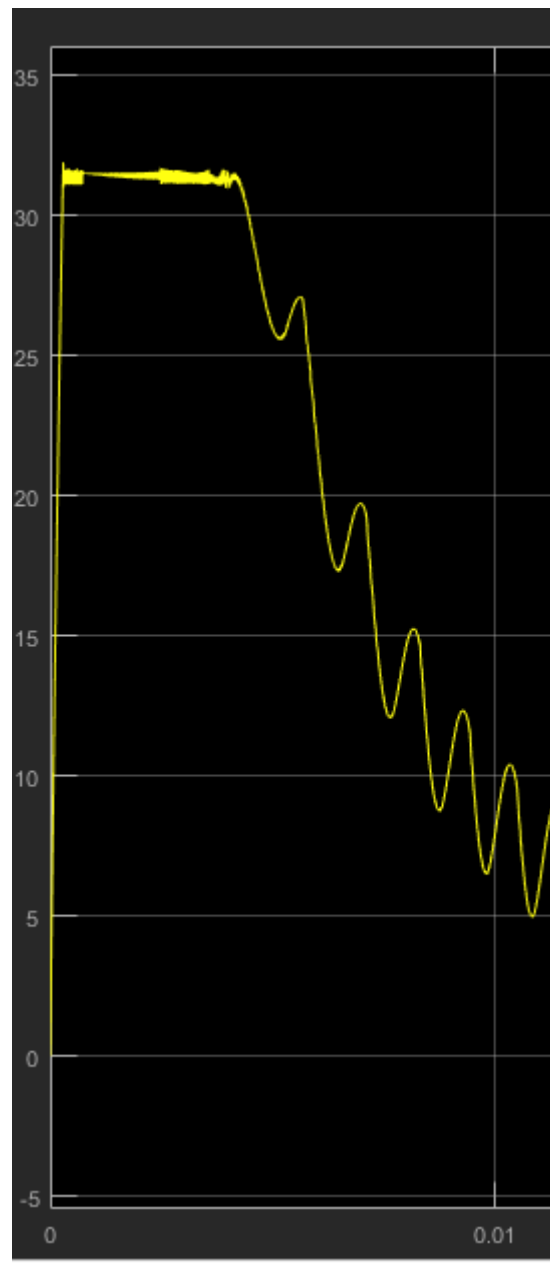


Figura 92b: Resultado del par a una velocidad de referencia de 4000 r.p.m. (Fuente de elaboración propia).

5.3. COMPONENTES DEL DIAGRAMA DE BLOQUES.

5.3.1. *Controlador sevcom gen4.*

5.3.1.1. *Conexiones.*

El controlador Sevcon GEN4 es sugerido por la organización de MotoStudent. Tras evaluar los controladores comerciales actuales, se comprueba que éste es el más adecuado. Se elige el tamaño 6 debido a la potencia del motor.

En el controlador se puede diferenciar claramente el circuito de fuerza y el circuito de mando. El circuito de fuerza se compone por los dos conductores de 35mm² de las baterías y los seis (dos por fase) de 16mm² del motor. El circuito de fuerza se conecta con terminales al controlador mediante tornillos M8. El circuito de mando se conecta al controlador mediante el conector de 35 pines según el siguiente esquema:

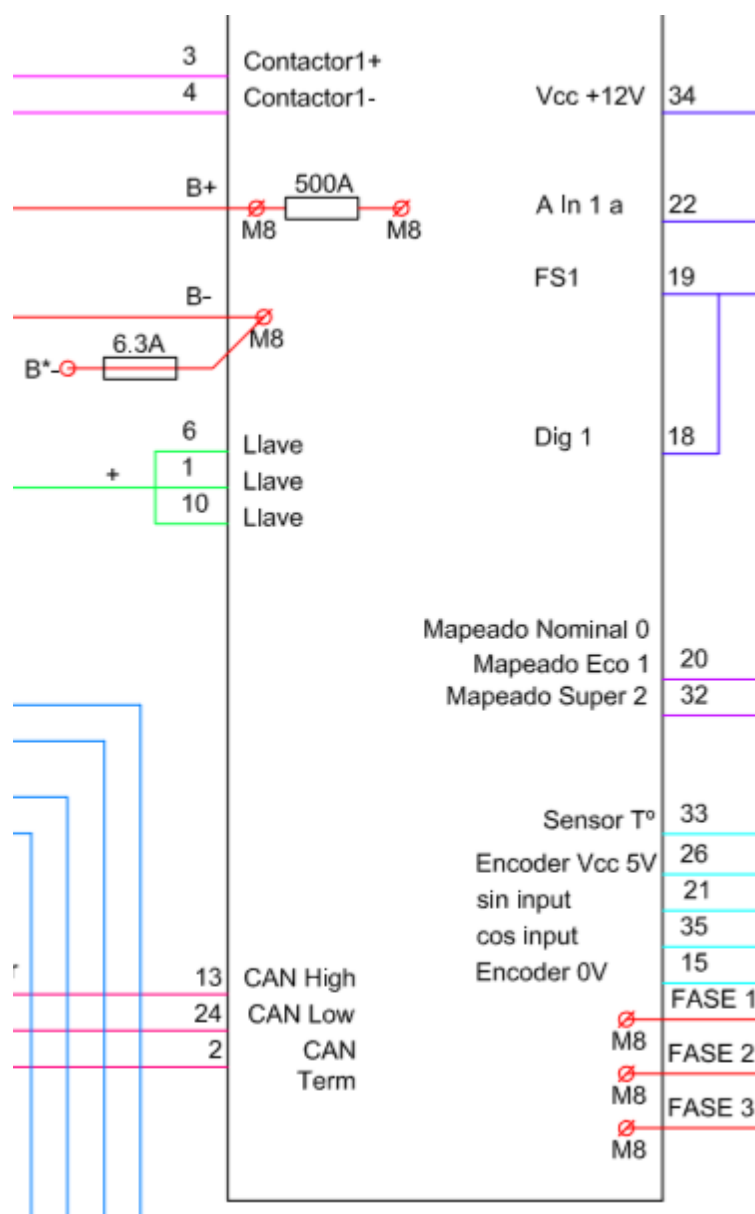


Figura93: Esquema eléctrico de las conexiones al controlador. (Fuente EPS-UJA Team edición 2016/17)

Los pines 18, 19, 22 y 34 se conectan con el acelerador; los números 20 y 32, con el cambio de mapeado; 2,13 y 24 con el dispositivo Bus-to-Can; 1, 6 y 10 con el positivo de la batería; 3 y 4 con el contactor y por último 15, 21, 26, 33 y 35 con el encoder del motor.

Las corrientes que circulan por el circuito de mando del controlador, con excepción del contactor K1 y la llave, son despreciables. Aunque para facilitar el montaje de la instalación, se utilizan conductores de 0.75mm² para el acelerador y el cambio de mapeado y 1.5 mm² para la llave y el contactor.

Los pines 19 y 18 (microswitch y forwardswitch) se unen en un mismo pulsador situado en el puño del acelerador. Cuando se activa el acelerador, este pulsador se cierra poniendo a tierra (negativo de las baterías) ambas entradas y permitiendo la

lectura del acelerador. La razón por la que los dos pines se unen es para simplificar el arranque de la motocicleta ya que no se ha programado la marcha atrás.

5.3.1.2. Descripción y control vectorial.

La misión principal del controlador es hacer rotar el motor de la forma que desee el usuario. Para actuar sobre el movimiento del motor a tiempo real, el usuario tiene dos dispositivos de entrada, el acelerador y el cambio de mapeado. Los efectos que cada dispositivo ejerce sobre el movimiento del motor son determinados previamente por el programador del controlador.

Para programar el acelerador, el controlador puede realizar un control del par (por corriente) o de velocidad (por frecuencia). El control por velocidad es poco utilizado para motocicletas ya que no se tiene control directo sobre la aceleración y podría resultar peligroso.

El control por par es el más utilizado. En este modo, el programador debe determinar un mapa de trabajo par-velocidad. Con este límite par máximo en función de la velocidad del motor, el usuario puede controlar la motocicleta según la abertura del acelerador. Los valores del mapa de trabajo se determinan en función del máximo de corriente y de par introducidos por el programador.

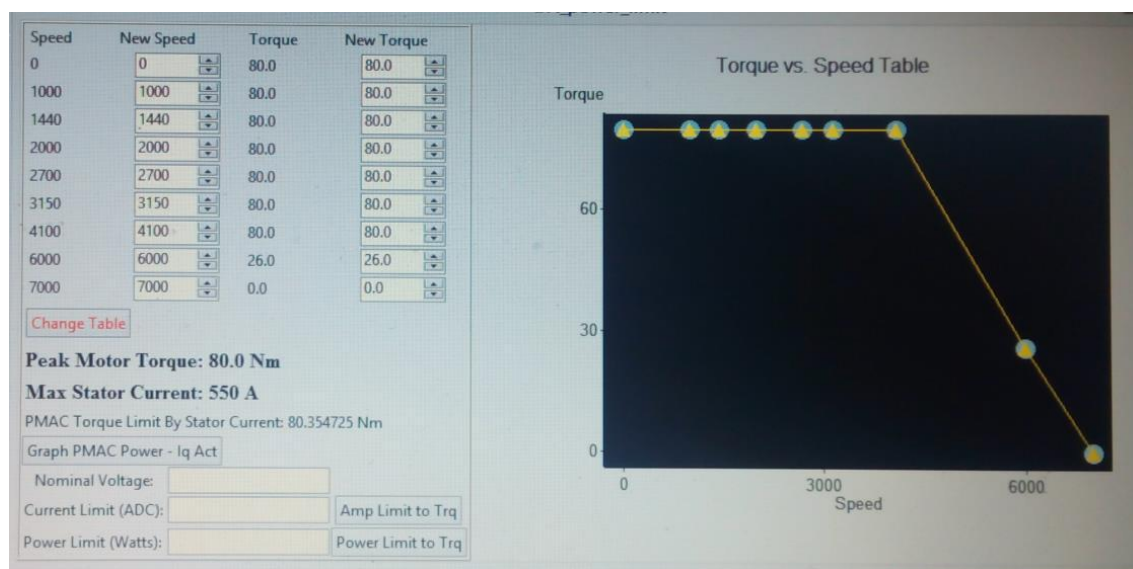


Figura 94: Programación del mapa de trabajo. (Fuente TFM diseño de la instalación, evaluación de consumos y gestión de la energía de una motocicleta eléctrica).

Mediante el cambio de mapeado el usuario puede cambiar algunos parámetros entre 3 opciones distintas de programación previamente determinadas por el programador. Los parámetros que se pueden modificar mediante esta entrada son los límites de par y velocidad del motor así como sus variaciones máximas en función del tiempo.

Driveability Select 1 Profile		
Maximum Torque applied during drive	10.0	%
Maximum Torque applied during a direction change	0.0	%
Maximum Torque applied when neutral braking	0.0	%
Maximum Torque applied when footbraking	0.0	%
Maximum Speed in forward direction	6000.0	rpm
Maximum Speed in reverse direction	6000.0	rpm
Ramp up rate during drive	500.0	%/s
Ramp up rate during direction change braking	1000.0	%/s
Ramp up rate during neutral braking	1000.0	%/s
Ramp up rate during footbraking	1000.0	%/s
Ramp down rate during drive	1000.0	%/s
Ramp down rate during direction change braking	1000.0	%/s
Ramp down rate during neutral braking	200.0	%/s
Ramp down rate during footbraking	1000.0	%/s
Speed limit ramp up rate when in torque mode	10000.0	rpm/s
Speed limit ramp down rate when in torque mode	10000.0	rpm/s

Figura 95: Parámetros programables para el cambio de mapeado. (Fuente TFM diseño de la instalación, evaluación de consumos y gestión de la energía de una motocicleta eléctrica).

Aunque el piloto pueda actuar de forma directa únicamente sobre estos parámetros, el programador deberá determinar muchas otras variables y restricciones del controlador.

5.3.1.3. Programación del controlador.

Además de las variables anteriores, los parámetros principales que debe ajustar el programador para una correcta conducción son:

- Curva de par en función de la tensión de las baterías
- Curva de par en función de la temperatura del motor
- Velocidad máxima de seguridad
- Rango de tensiones del acelerador con posibilidad de añadir un freno regenerativo dentro de ese rango
- El valor de tensión de precarga y de mantenimiento de los contactores

Además, el programador debe asegurarse que se han introducido correctamente las características técnicas del motor y las baterías como son: la tensión nominal de las baterías, la el número de polos, inductancia, el mapa de saturación, la configuración del encoder, las constantes de frecuencia, tensión y par.... Así como los parámetros de regulación de los controladores PI. Toda la programación del controlador se realiza a través del software DVT proporcionado por Sevcon.

5.3.1.4. Programación general.

Aunque el controlador se programe para cada prueba, existen numerosos parámetros que son comunes en todas las pruebas:

- Offset del encoder

En el análisis de resultados de los ensayos, se determina que el valor de offset óptimo para este motor es -17° . Dicho valor es distinto para cada motor debido a las pequeñas diferencias de fabricación.

- Características técnicas del motor

El controlado debe conocer todas las características del motor como son las constantes tensión-velocidad y corriente-par, el número de polos, las características de magnetización...

- Parámetros propios del controlador

Se deben definir las constantes de regulación de los controladores PI integrados en el dispositivo. Estos parámetros afectan a la velocidad de respuesta del controlador y a las fluctuaciones en la regulación.

-Tensión de las baterías

Además de la tensión nominal de 96 V, se deben definir los límites superior e inferior. El controlador muestra una alerta si se alcanzan dichos límites. También se debe definir una curva tensión - corriente máxima para regular la corriente máxima del motor en función al estado de carga de las baterías.

- Corriente máxima del motor

Según las características técnicas del motor, se establece una corriente límite. Todas las regulaciones que realice el controlador al alcanzar los valores límite en alguno de los parámetros que controla, se realizan en base a la corriente máxima del motor. La corriente máxima del motor BRUSHLESS DC 150 es 560 A.

-Curva tensión en baterías – corriente motor

Se debe regular la corriente máxima del motor según el estado de las baterías, es decir, según su tensión. Conociendo los distintos rangos de operación de las celdas Kokam de 40Ah se pueden definir unos rangos de operación teóricos de las baterías.

Para definir la curva de las tensiones, se debe de tener en cuenta también la caída de tensión en función a la corriente en las baterías. La caída de tensión máxima será menor cuanto menor sea la corriente máxima del motor.

Al tratarse de una competición, la regulación de la corriente no se efectuará hasta que las baterías no se encuentren prácticamente agotadas. En ese momento, al disminuir la corriente máxima, la tensión de las baterías se recuperará levemente.

Finalmente se define una curva de tensión. Esta curva se establecerá únicamente para la competición ya que es muy agresiva intentando primar la capacidad efectiva de las baterías a la duración de la vida útil de las mismas.

-Temperatura máxima del motor

La temperatura máxima del motor depende de la temperatura ambiente, siendo 120⁰ superior a dicha temperatura. El controlador comenzara a regular la corriente máxima de forma lineal cuando el motor alcance 130⁰ hasta que el motor llegue a 140⁰.

5.3.2 Fuente de alimentación. (baterías KOKAM 96V 40A/h)

5.3.2.1 Elección de baterías.

Tras un estudio exhaustivo de los principales tipos de baterías (resumido en el anexo 1: “Estudio de las baterías”) y las principales marcas que existen en el mercado, se determinó el uso de baterías tipo Litio – Polímetro (LiPo). Estas baterías presentan una densidad de carga bastante buena y una descarga instantánea excepcional. El volumen que ocupan y su peso no son muy elevados.

Mediante un proceso de Benchmarking, se investigaron las principales marcas de baterías usadas por las mejores motocicletas eléctricas de competición a nivel mundial. Estas marcas son: Hobbyking, Turnigy y Kokam. Finalmente, se decidió utilizar las últimas ya que sus prestaciones eran ligeramente superiores a las demás. Se estima el consumo de energía necesario para completar la carrera y la descarga máxima necesaria cuando el motor se encuentra entregando el par máximo para la elección del modelo de celdas concreto, aproximadamente 4 kWh. La tensión nominal de alimentación del motor es 96 V. Las celdas tienen una tensión nominal de 3.7 V por lo que se necesitan 26 celdas en serie. Existe un modelo de 40 Ah de capacidad por lo que no son necesarias celdas en paralelo.

Se compran 26 celdas Kokam 40 Ah las cuales se deberán ensamblar y conectar el sistema de gestión de baterías. Existen numerosas razones por las que se decide no comprar las celdas ya ensambladas:

- Se reducen costes.
- Se conoce a la perfección el funcionamiento de las baterías y del BMS.
- Se puede optimizar al máximo el volumen y el peso de las baterías.
- Existe la posibilidad de modificar la forma del cajón de baterías para integrarlo en el chasis de la motocicleta.

5.3.2.2 Composición del contenedor de baterías.

Las baterías deben contenerse en un cofre de seguridad de forma que estén protegidas frente a posibles impactos, se puedan separar del resto de la motocicleta de forma sencilla y sus bornes no sean accesibles desde el exterior.

Por esta misma razón, siguiendo la normativa, tanto los contactores como la seta de seguridad deben situarse dentro del contenedor para asegurar que no existe tensión entre los terminales las baterías cuando el circuito de fuerza esté abierto.

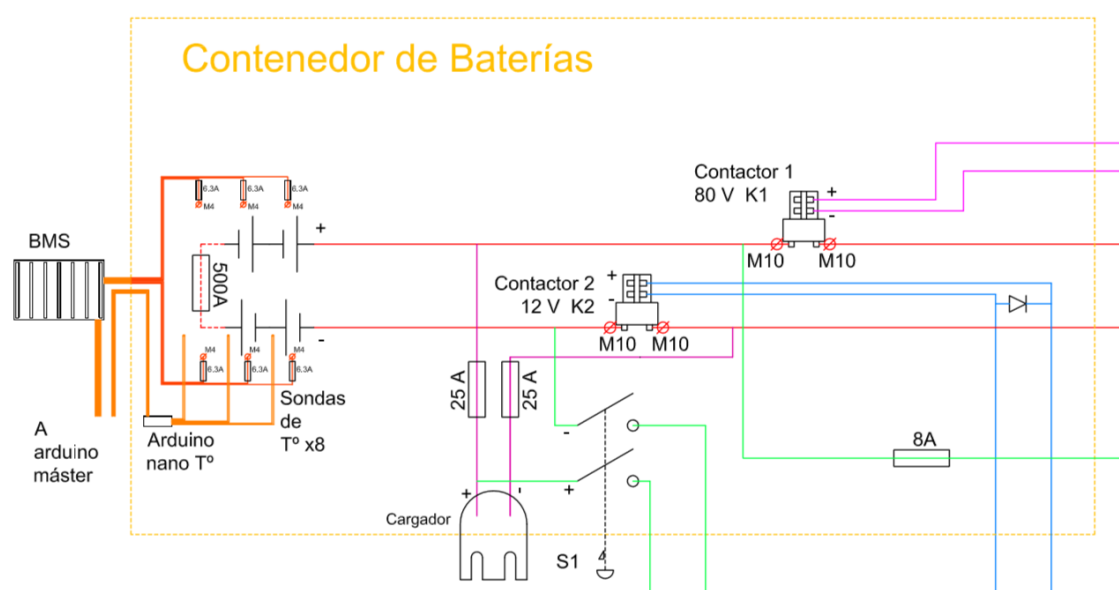


Figura 96: Esquema del contenedor de baterías. (Fuente EPS-UJA Team edición 2016/17)

La única zona que mantiene diferencia de potencia una vez se ha desactivado la seta de emergencia es el acceso directo a las celdas a través de un conector de 35 pines (el mismo que utiliza el controlador). La diferencia de potencial entre cada pin es la tensión de una celda siendo la diferencia de tensión máxima, la tensión total de las baterías. En esta salida debe estar conectado en todo momento el BMS para conocer el estado de las celdas.

Los fusibles del cargador son de montaje en panel, accesibles desde el exterior y de 25 A ya que la corriente de carga del cargador es de 22 A. Existe otro fusible en el conductor que activa el controlador. Este fusible no es accesible desde el exterior. Su corriente de corte es de 8 A ya que la corriente nominal del controlador es 3 A pero su corriente máxima durante la precarga es de 7 A. Todos los accesos directos a las celdas tienen soldado un fusible de 6.3 A.

5.3.2.3 Conexiones de las celdas.

Las 26 celdas se conectan en serie para conseguir una tensión nominal total de 96V. La corriente que pasa por los bornes de cada celda es la misma que sale de las baterías por lo que la unión de los bornes de las celdas es crítica. Esta unión es atornillada. Los bornes de las celdas contiguas se juntan y a los lados se colocan unas pletinas de aluminio de 3 mm de espesor de respaldo para igualar la presión por toda la superficie de contacto. La unión se completa con 4 tornillos M4, una arandela grower y una tuerca.



Figura 97: Bornes de las celdas de baterías. (Fuente TFM diseño de la instalación, evaluación de consumos y gestión de la energía de una motocicleta eléctrica).

En uno de los 4 tornillos de cada una de las uniones entre celdas, se acopla un terminal anillo con un conductor de 0.75 mm². Éste conductor conecta la unión entre bornes con un pin del conector de 35 pines usado también en el controlador Sevcon. Para evitar las consecuencias de un cortocircuito, en cada uno de estos conductores se intercala un fusible de 6.3 A. El fusible es soldado por sus extremos y cubierto por termorretractil para evitar contactos internos minimizando a su vez el espacio ocupado. La forma de conexión de los pines se muestra a continuación.

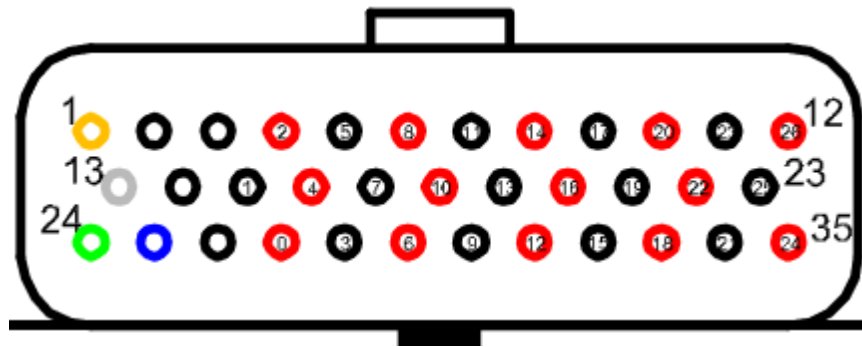


Figura 98: Orden de conexión de las celdas a la salida de 35 pines. (Fuente TFM diseño de la instalación, evaluación de consumos y gestión de la energía de una motocicleta eléctrica).

Los 4 pines de colores son para el arduino nano de temperatura, 2 pines para la alimentación de 5V de este y otros dos para la comunicación si se sobrepasan los límites de temperatura. Quedan 4 pines no conectados.

Los 27 pines más a la derecha se conectan directamente con los bornes de las celdas. Los colores rojo y negro indican el color del conductor que está conectado. El número que aparece en su interior es el número de celda en la cual están conectados al borne positivo (0 significa el negativo de la celda 1). Cada PCB se alimenta y monitoriza la tensión de 2 celdas. La designación 1S y GND+2S es la utilizada en cada PCB para 1 o dos celdas. A cada circuito impreso se deben conectar dos conductores rojos y uno negro. Las celdas se enumeran según el esquema siguiente:

Pines	15		28		5		17		30		7
	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+
Nº Celda	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-
Pines	27	4		16		29		6		18	

31		8		20		33		10		22		35		12
+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+
12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26
-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-
7	19	32		9		21		34		11		23		

Figura 99: Esquema de conexionado de celdas. (Fuente TFM diseño de la instalación, evaluación de consumos y gestión de la energía de una motocicleta eléctrica).

5.3.3 Encoder.

5.3.3.1. Descripción del codificador.

El codificador o encoder detecta el ángulo del imán mediante un sensor gmr. Proporciona voltaje de salida de seno y coseno analógico que describe el ángulo del imán en un rango de 0° a 360°. El encoder esta compensado por temperatura para mantener el voltaje de salida constante en una amplia gama de campo y temperatura.

5.3.3.2. Descripción funcional del encoder.

El sensor gmr en el encoder se implementa mediante integración vertical. Esto significa que las áreas sensibles gmr están integradas por encima de la Parte

analógica del sensor. Estos elementos gmr cambian su resistencia dependiendo de la dirección de campo magnético.

Entre las funciones del codificador tenemos:

- Voltaje de alimentación de funcionamiento de 3v a 5v.
- -Bajo consumo de corriente y arranque muy rápido.
- -Medición de ángulo sin contacto 360°.
- -Inmune a las variaciones de hueco de aire debido al principio de detección basado en gmr.
- -Constante de amplitud de salida en un amplio rango de temperatura: -40°C a 150°C.
- -Alta precisión típicamente 0.6° de error general de ángulo.

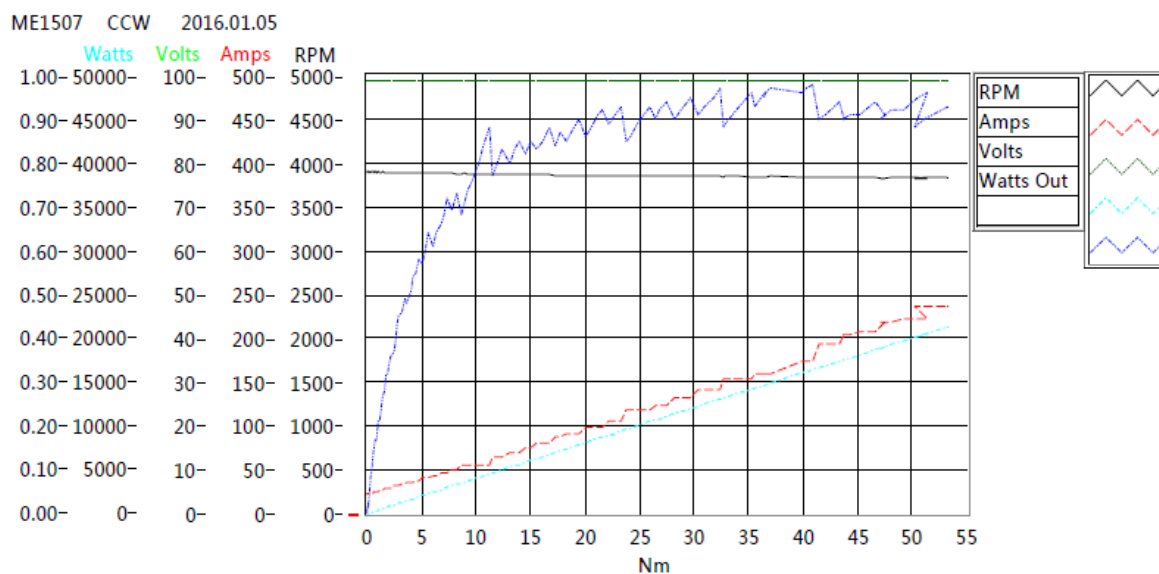


Figura100: Gráfico de control de calidad del encoder. (Fuente ME-MS1718 official electric motor technical V international competition motostudent 2017-2018.)

Power supply	Vdd= 5 V $\pm$ 5 %
Maximum speed	60,000 rpm
Resolution	One sine/cosine wave per revolution
Sin/Cos outputs	Signal amplitude: 1.1 V $\pm$ 0.2 V
Power consumption	20mA
Accuracy	$\pm 0.6^\circ$
Hysteresis	1.62° at 30000 rpm

Figura101: Parámetros del encoder. (Fuente ME-MS1718 official electric motor technical V international competition motostudent 2017-2018.)

5.3.4. Motor.

El motor facilitado por la organización motostudent 2017-2018 es un motor brushless dc, el cual será el mismo para todos los participantes de la prueba y el cual presenta las características que se mostraran posteriormente y unas pequeñas diferencias en cuanto al motor de la edición anterior, para lo cual ha habido que hacer una serie de modificaciones en tanto en el control como el modelo y la mayor parte de la motocicleta.

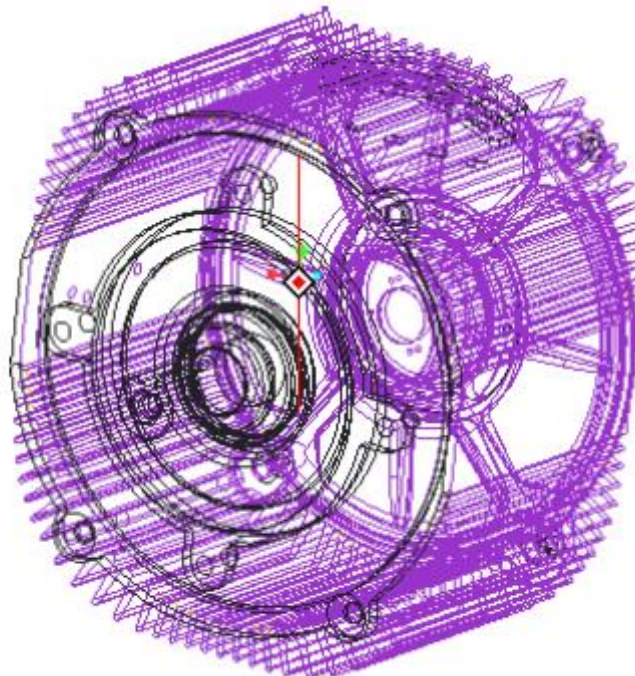


Figura 102: Esqueleto motor brushless. (Fuente ME-MS1718 official electric motor technical V international competition motostudent 2017-2018.)

5.3.4.1. Estudio del comportamiento del motor.

Los motores brushless de corriente continua (BLDC) presentan una FEM trapezoidal aunque su control es muy parecido al de los motores PMS y es habitual que el mismo controlador pueda operar con ambos tipos de motor.

En los motores síncronos de imanes permanentes (PMS), la corriente eléctrica que circula por los bobinados del estator produce un campo electromagnético en un momento preciso de forma que interactúa con el campo magnético de los imanes produciendo un movimiento relativo entre el rotor y el estator.

La fuerza electromotriz inducida en las bobinas depende directamente del flujo magnético en el entrehierro y de la velocidad de rotación del motor. En los motores PMS la FEM inducida tiene forma sinusoidal. La fuerza electromotriz inducida depende de la variación de flujo electromagnético en las bobinas del estator.

5.3.4.2. Motor eléctrico sin escobillas.

Un motor eléctrico sin escobillas o motor *brushless* es un motor eléctrico que no emplea escobillas para realizar el cambio de polaridad en el rotor.

Los motores eléctricos solían tener un colector de delgas o un par de anillos rozantes. Estos sistemas, que producen rozamiento, disminuyen el rendimiento, desprenden calor y ruido, requieren mucho mantenimiento y pueden producir partículas de carbón que manchan el motor de un polvo que, además, puede ser conductor.

Los primeros motores sin escobillas fueron los motores de corriente alterna asíncronos. Hoy en día, gracias a la electrónica, se muestran muy ventajosos, ya que son más baratos de fabricar, pesan menos y requieren menos mantenimiento, pero su control era mucho más complejo. Esta complejidad prácticamente se ha eliminado con los controles electrónicos.

El inversor debe convertir la corriente alterna en corriente continua, y otra vez en alterna de otra frecuencia. Otras veces se puede alimentar directamente con corriente continua, eliminado el primer paso. Por este motivo, estos motores de corriente alterna se pueden usar en aplicaciones de corriente continua, con un rendimiento mucho mayor que un motor de corriente continua con escobillas. Algunas aplicaciones serían los coches y aviones con radiocontrol, que funcionan con pilas.

Otros motores sin escobillas, que sólo funcionan con corriente continua son los que se usan en pequeños aparatos eléctricos de baja potencia, como lectores de CD-ROM, ventiladores de ordenador, casetes, etc. Su mecanismo se basa en sustituir la conmutación (cambio de polaridad) mecánica por otra electrónica sin contacto. En este caso, la espira sólo es impulsada cuando el polo es el correcto, y cuando no lo es, el sistema electrónico corta el suministro de corriente. Para detectar la posición de la espira del rotor se utiliza la detección de un campo magnético. Este sistema electrónico, además, puede informar de la velocidad de giro, o si está parado, e incluso cortar la corriente si se detiene para que no se queme. Tienen la desventaja

de que no giran al revés al cambiarles la polaridad (+ y -). Para hacer el cambio se deberían cruzar dos conductores del sistema electrónico.

Un sistema algo parecido, para evitar este rozamiento en los anillos, se usa en los alternadores. En este caso no se evita el uso de anillos rozantes, sino que se evita usar uno más robusto y que frenaría mucho el motor. Actualmente, los alternadores tienen el campo magnético inductor en el rotor, que induce el campo magnético al estátor, que a la vez es inducido. Como el campo magnético del inductor necesita mucha menos corriente que la que se va generar en el inducido, se necesitan unos anillos con un rozamiento menor. Esta configuración la usan desde pequeños alternadores de coche hasta los generadores de centrales con potencias del orden del megavatio.

5.3.4.3. Ficha de datos y datos generales acerca del motor proporcionado por la organización.

peso(kg)	19.4
voltaje max (V)	100VDC
potencia max (W)	20000
velocidad (RPM)	3800
velocidad máxima (RPM)	6000
torsión (Nm)	50

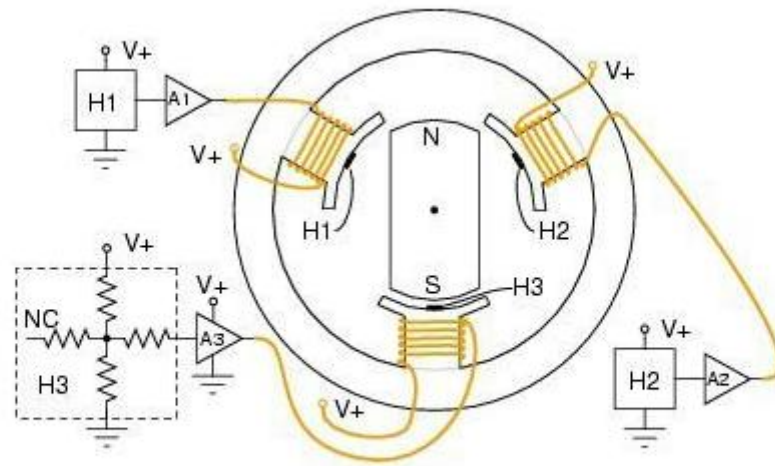
Tabla7: Características y datos generales del motor. (Fuente: Ficha de datos del motor proporcionada por organización motostudent).

Sin mantenimiento de cepillo.

- Potencia de salida continua 17kw
- Voltaje DC máximo de 100 VDC
- Velocidad máxima 6000rpm

- Tres fases, etapas dobles, estatores dobles, motor síncrono de imanes permanentes conectado en estrella y con espacio de aire axial.

Imagen conexión en estrella del estator:



Hall effect sensors commutate 3- ϕ brushless DC motor.

Figura 103: Imagen de conexión en estrella del estator. (Fuente: <https://www.electronicspoint.com>)

- 12 vueltas por fase
- El motor con controlador es 90% eficiente a 100V DC
- Este es un motor de 5 pares de polos (10 imanes)
- La inercia de la armadura es Kg Cm al cuadrado
- Corriente continua 20 A DC
- Corriente máxima de Amperios AC por minuto
- Peso de 19.4kg
- Sensor de temperatura KTY84-130
- Pico puesto esfuerzo torsión

-Profundidad de rosca: 19mm(24mm máximo)

-Eje 1-1/8

5.3.4.4. Diferencias con el motor Heinzmann.

A diferencia del motor, motor Heinzmann PMS que es un motor trifásico síncrono de flujo axial, imanes permanentes en el rotor y doble estator conectado en triángulo en el motor brushless el doble estator está conectado en estrella.

Al disponer de un controlador que actúa como variador de frecuencia, el motor puede funcionar a distintas velocidades y cargas. En cada punto de operación el rendimiento del motor será distinto.

El controlador debe de saber en todo momento la posición del rotor para suministrar corriente en el momento adecuado. También debe conocer la temperatura del motor para regular la corriente máxima en función del calentamiento.

5.3.5. Circuito eléctrico.

El circuito eléctrico es similar al utilizado por el equipo en la edición pasada puesto que los cambios impuestos por la organización en este año no afectan al circuito eléctrico de nuestra motocicleta, por lo tanto los componentes del circuito eléctrico serán los mismos a excepción del motor que este año es un brushless dc en lugar del heinzmann.

El componente principal de la instalación eléctrica es el controlador. Éste se alimenta del sistema de baterías para poner en funcionamiento el motor haciendo las funciones de inversor trifásico y variador de frecuencia. Regula el movimiento del motor en función de la programación y los parámetros de entrada que recibe a través del acelerador, el encoder y el interruptor de cambio de mapeado teniendo en cuenta el estado del sistema.

Toda la energía utilizada por el sistema proviene de las baterías. Su tensión nominal es 96V pudiendo variar entre 109V cuando están a plena carga y 83V

cuando están casi descargadas. En el sistema existe un convertidor DC-DC 96V-12V y dos más de 12V-5V que alimentan a circuitos de más baja tensión. También existe un circuito trifásico de corriente alterna y tensión variable que se conecta directamente a los bobinados del motor. El esquema de la instalación eléctrica general se encuentra en el plano N°5: “Instalación eléctrica general”.

El circuito de fuerza está controlado por dos contactores normalmente abiertos. El contactor K1 de la fase positiva está alimentado al controlador, de forma que si el éste detecta algún fallo grave, tiene la posibilidad de abrir el circuito de fuerza. Si se detecta un fallo en el BMS o el sistema de aislamiento, se desactiva los relés electromecánicos normalmente abiertos R1 o R2 respectivamente que a su vez desactiva a R3 apagando el controlador y abriendo K1.

El contactor de la fase negativa se controla directamente por el circuito de 12V. Al conectar la llave o interruptor general de baja tensión, este contactor se cierra automáticamente. Para cargar las baterías, el contactor K2 debe de estar alimentado, con el objetivo de que no exista tensión en el terminal de carga si no se ha activado el interruptor general.

El BMS se alimenta directamente de las celdas de las baterías por lo que su tensión variará según la carga de las mismas. Para alcanzar la tensión mínima de alimentación del BMS en las peores condiciones de carga de las baterías, cada PCB está alimentada y controla dos celdas en serie, siendo su tensión nominal 7.4 V.

Tanto la tensión como la frecuencia del circuito trifásico del motor depende de la velocidad del mismo variando entre 0-66 V y 0-400 Hz. Su corriente también varía en función del par motor objetivo que calcule el controlador. La corriente máxima es de 560 A, la mayor de todo el sistema. Al motor entran 2 conductores por fase de 16mm² cada uno. Es importante que la longitud de los mismos sea la mínima posible para evitar pérdidas.

Se pueden distinguir tres niveles fijos de tensión en el circuito: 96V, 12V y 5V.

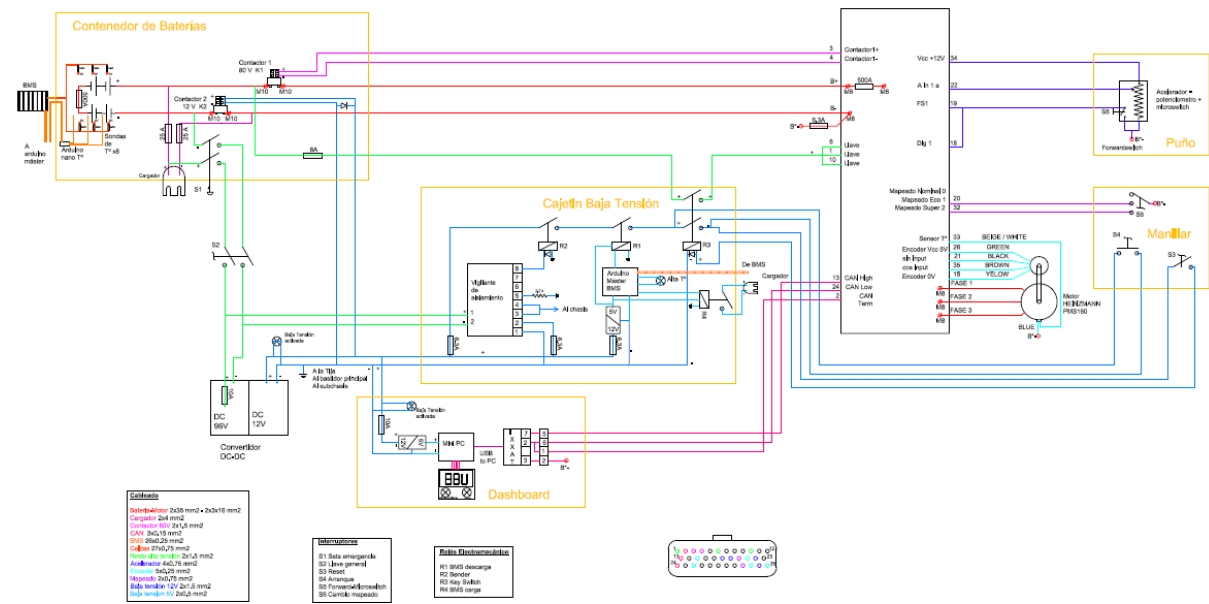


Figura104: Instalación eléctrica general.(Fuente: EPS-UJA TEAM edición 2016/17)

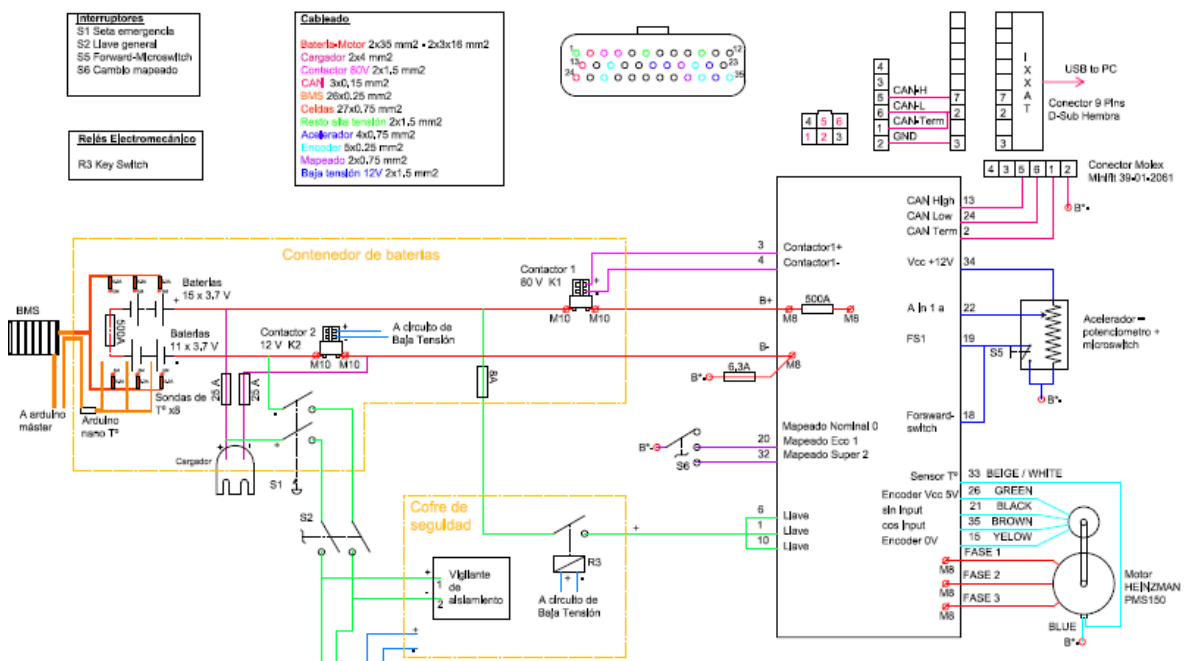


Figura 105: Circuito eléctrico de alta tensión. (Fuente: EPS-UJA TEAM edición 2016/17)

5.3.5.1. Circuito de baja tensión 12V CC.

El circuito de 12 V es el circuito de mando. Se alimenta a través del convertidor DC-DC 96V-12V Sevcon. Su potencia máxima es 300W por lo que no se podrá superar dicho consumo en ningún momento. No se permite la existencia de alta tensión (>40V) en el circuito de mando por lo que cualquier dispositivo que se encuentre al alcance del piloto (en el puño, manillar o dashboard) debe pertenecer a este circuito.

Los dispositivos que consumen más potencia del circuito de baja tensión son: el contactor K2 (0.8 A), miniPC (0.5 A), pantalla (0.6 A), relé electromagnético R3 (0.15 A), vigilante de aislamiento (0.2 A), arduino máster (0.2 A), relé R1 (0.1 A), indicadores luminosos (2x0.1 A). La potencia total consumida por el circuito de baja tensión es menor de 3 A. Se usa un conductor de 1.5 mm² en la primera parte del circuito y de 0.75 mm² para la conexión de los relés, el vigilante de aislamiento y el bms por cuestiones de facilidad de montaje.

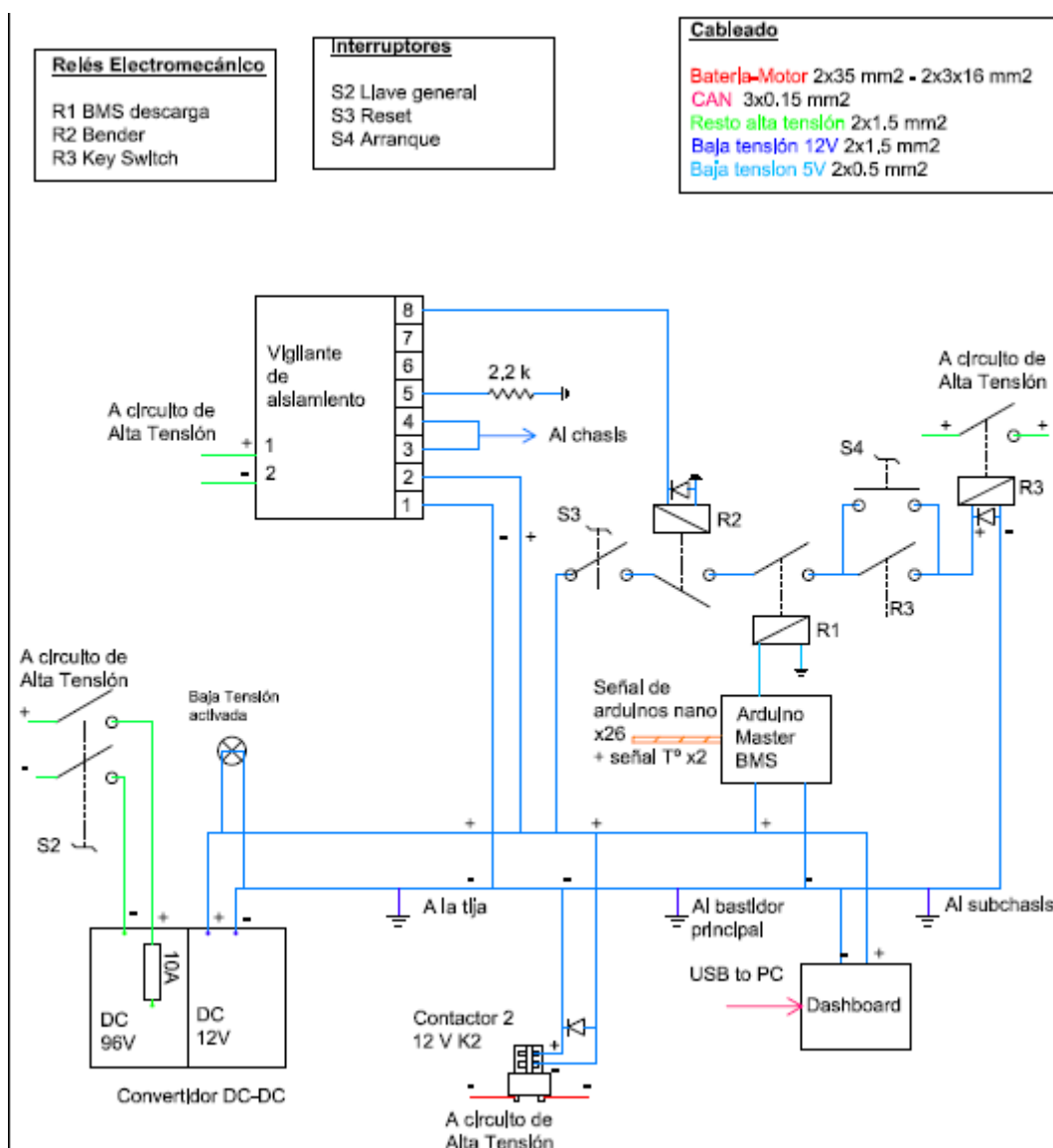


Figura 106: Esquema eléctrico de baja tensión. (Fuente: EPS-UJA TEAM edición 2016/17)

5.3.5.2 Circuito de muy baja tensión, 5V CC

Es necesario el uso de dos convertidores DC-DC 12V-5V para la alimentación del arduino máster y el mini PC. Los octocopladores del BMS también se alimentan a 5V aunque su consumo es despreciable. La corriente máxima de salida de ambos convertidores es de 2 A.

6. ENSAYOS

6.1 ENSAYOS EN EL BANCO.

Para realizar los ensayos y recoger datos del motor, se necesita el programa dvt y conectar el puerto usb del controlador. Si se quiere poner en marcha el motor por un corto periodo de tiempo o se conoce que las baterías están lo suficientemente cargadas y no se necesita visualizar los datos, el motor se podrá poner en funcionamiento de la siguiente forma:

- Comprobar que las baterías estén bien cargadas si el ensayo va a durar más de 10 minutos.
- Modificar la carga del freno, antes de poner en marcha el motor para que funcione el freno hidráulico.
- Cerrar el interruptor general, cuando los demás interruptores estén en off. Forwardswitch (interruptor de 2 posiciones) , microswitch (interruptor de 2 posiciones pequeño), y el potenciómetro.

Una vez encendido el motor y el ordenador con el dvt procedemos a realizar los ensayos.

Para ello vamos a aplicar diferentes par y velocidades con el fin de ver como responde la tensión y la intensidad, potencia, frecuencia y otros muchos mas datos que nos proporcionará el programa de sevcom para posteriormente pasarlos a una tabla Excel.

En el ensayo mediremos la tensión y la intensidad en la salida de las baterías y el producto de ambas será la potencia eléctrica suministrada.

La potencia eléctrica que llega al motor, (después del controlador) que se realizará con un vatímetro o medidor de potencia, el cual también nos dará la frecuencia, intensidad y tensión además de sus ondas.

Por último mediremos la potencia mecánica en el eje para la cual hacemos la siguiente relación:

$$P_m = \frac{NM \times rpm}{9549.305}$$

Según vemos en los resultados de los ensayos, para una tensión constante de entrada si mantenemos una velocidad (r.p.m.) constante y aumentamos el par (N.M), la intensidad demandada aumentará también, lo cual se verá reflejado en un aumento de la potencia demandada por el motor. En el caso del ensayo1 y ensayo2 para una tensión de entrada igual en ambos ensayos de 97.68v y una velocidad constante de 1000r.p.m.al variar el par del primer ensayo de 22N.M. a 35N.M. en el segundo ensayo tenemos que la intensidad ha aumentado de 23.56 a 37.18 A, lo que implica una potencia en el eje para el ensayo1 de 2452w y en el segundo de 3889w. La frecuencia apenas sufre variaciones ya que en el primer ensayo esta está en torno a 82,9Hz y en el segundo ensayo la tenemos en 83,1Hz.

Las potencias a medida que nos acercamos del motor a las baterías van aumentando siendo la mayor la potencia eléctrica suministrada (2901w), potencia eléctrica que llega al motor (2700w) y potencia mecánica (2452w), según datos recogidos en el primer ensayo. Las ondas tanto de tensión como de intensidad y potencia son sinusoidales.

Datos generales de los ensayos.

	A	B	C	D	E	F	G
1		velocidad(r.p.m)	temp.disipa	par(N.m)	tension entr	temperatura	Iq/Ia(A)
2	ensayo 1	994	24	23.56		27	105.125
3	ensayo 2	999	34	37.18	97.68	42	165.625
4	ensayo 3	1994	40	23.375	95.56	40	102.5
5	ensayo 4	2001	51	38.06	91.68	53	175.93
6	ensayo 5	3019	42	23.93	95.93	42	105.43
7	ensayo 6	3000	47	38.68	92.68	48	174.93
8	ensayo 7	3991	49	24.18	94.25	49	104.75
9	ensayo 8	4011	49	37	90.125	50	164.5
10	ensayo 9	408	46	5	110.62	48	24.87
11							

Tabla8: Datos generales de los ensayos. (Fuente: elaboración propia).

6.1.1. Ensayo 1

Este ensayo está hecho con unas condiciones iniciales:

Par= 22 N.m.

Velocidad= 994 r.p.m.

Gráfico.

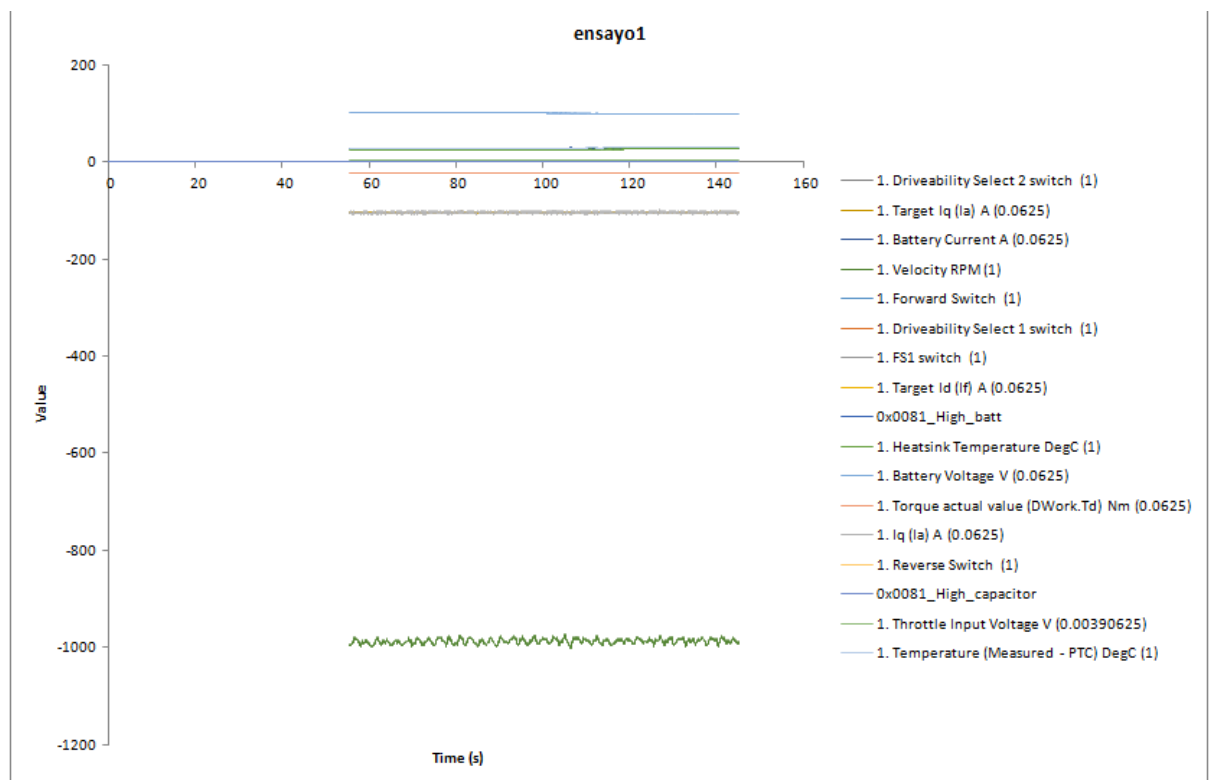


Figura 107: Resultados ensayo 1 medidos a la salida de las baterías por DVT. (Fuente de elaboración propia).

Potencia eléctrica suministrada.- $28.375\text{A} \times 102.25\text{v} = 2901.34\text{w}$

Potencia eléctrica que llega al motor (después controlador).- 2700w

Potencia mecánica.- $23.56 \times 994 / 9549.305 = 2452\text{w}$

Frecuencia.- 82.9 hz

$\cos\varphi$.- 0.91

S.- 2.9 kva

Q.- 1.2 kvar

Ondas tensión/intensidad/frecuencia.

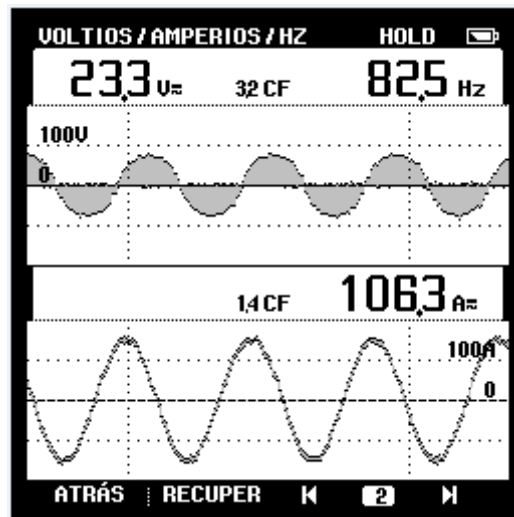


Figura 108: Resultados medidas vatímetro y formas de onda de tensión e intensidad medidas después del controlador. Ensayo 1(Fuente elaboración propia)

Ondas de potencia

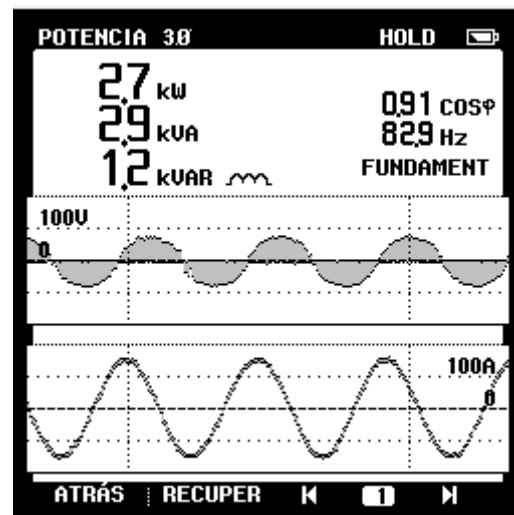


Figura 109: Resultados vatímetro y ondas de potencia medidas después del controlador. Ensayo1 (Fuente de elaboración propia).

6.1.2. Ensayo 2

Este ensayo está hecho con unas condiciones iniciales:

Par= 35 N.m.

Velocidad= 1000 r.p.m.

Gráfico.

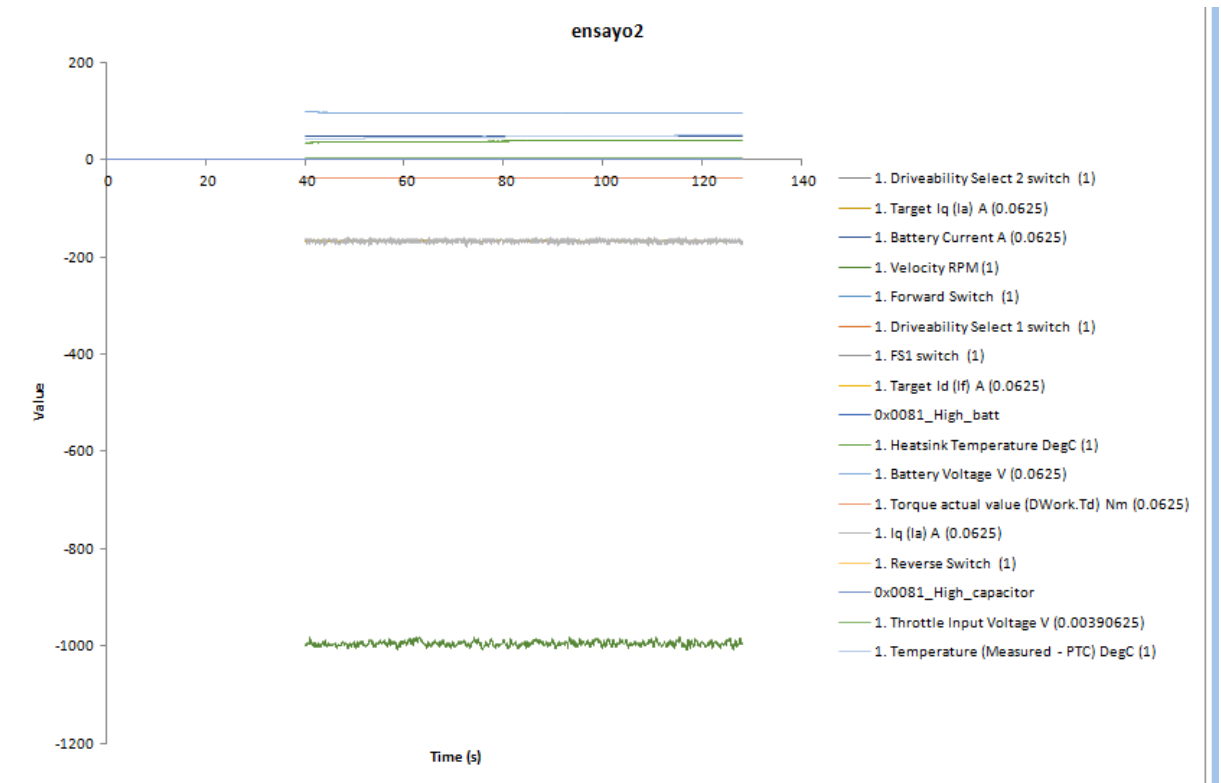


Figura 110: Resultados ensayo 2 medidos a la salida de las baterías por DVT. (Fuente de elaboración propia).

Potencia eléctrica suministrada.- $48 \text{ A} \times 97.68 \text{ V} = 4688.64 \text{ W}$

Potencia eléctrica que llega al motor (después controlador).- 4300 W

Potencia mecánica.- $37.18 \times 999/9549.305 = 3889 \text{ W}$

Frecuencia.- 83.1 Hz

$\cos\varphi$.- 0.86

S.- 5kva

Q.- 2.6kvar

Ondas tensión/intensidad/frecuencia.

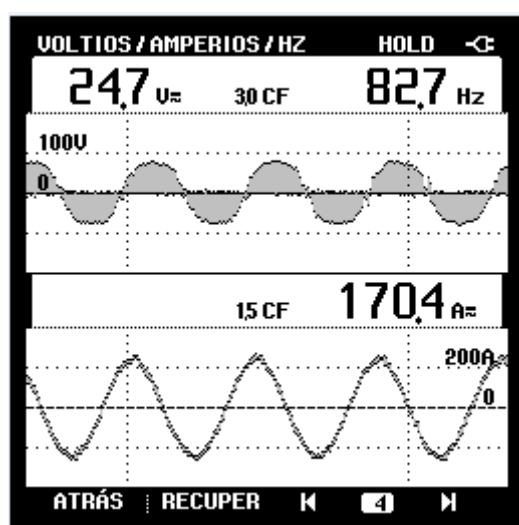


Figura 111: Resultados medidas vatímetro y formas de onda de tensión e intensidad medidas después del controlador. Ensayo 2(Fuente elaboración propia)

Ondas potencia

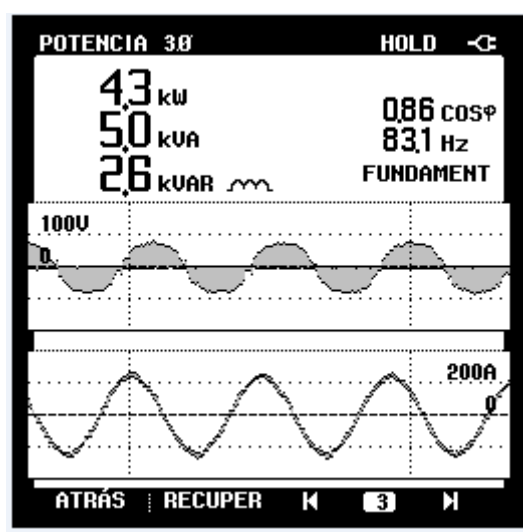


Figura 112: Resultados vatímetro y ondas de potencia medidas después del controlador. Ensayo2 (Fuente de elaboración propia).

6.1.3. Ensayo3

Este ensayo está hecho con unas condiciones iniciales:

Par= 21.7 N.m.

Velocidad= 2000 r.p.m.

Gráfico.

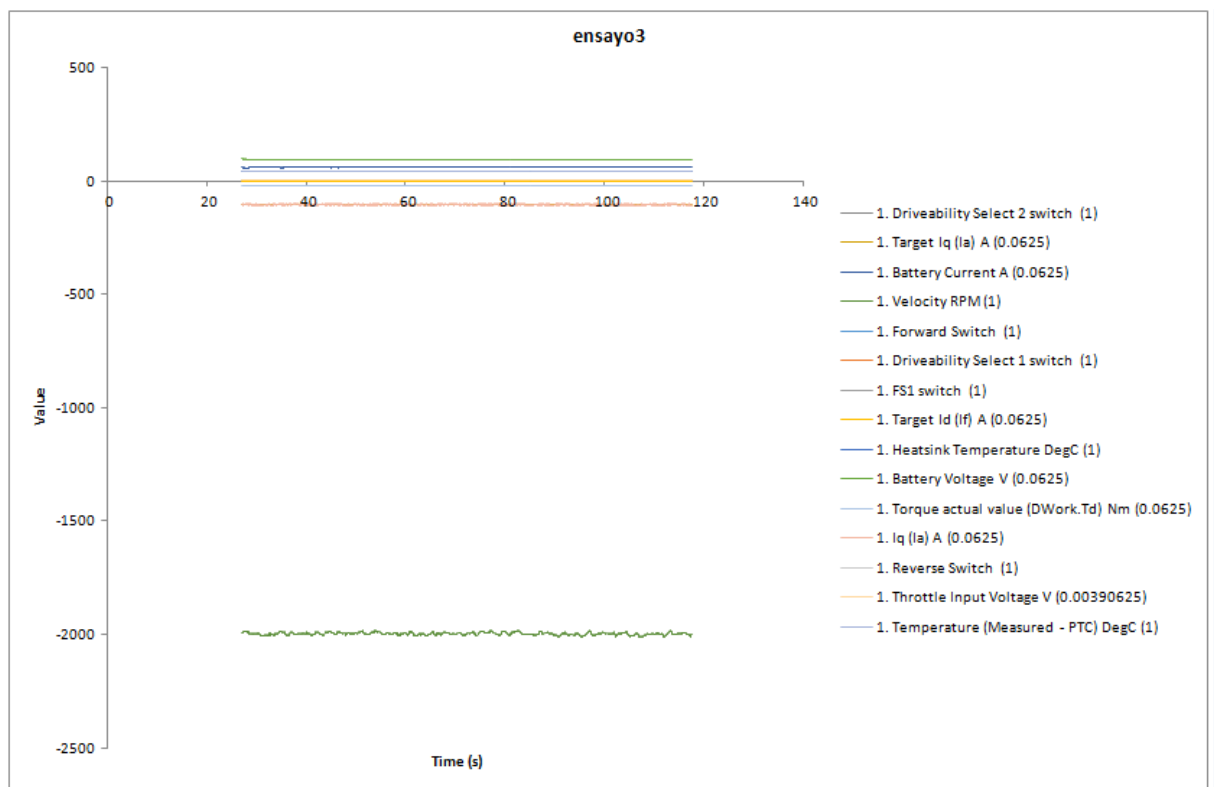


Figura 113: Resultados ensayo 3 medidos a la salida de las baterías por DVT. (Fuente de elaboración propia).

Potencia eléctrica suministrada.- $57.62 \text{ A} \times 95.56 \text{ v} = 5506.16 \text{ w}$

Potencia eléctrica que llega al motor(después controlador).- 5300w

Potencia mecánica.- $23.37 \times 1994/9549.305 = 4879 \text{ w}$

Frecuencia.- 167 hz

$\cos\varphi$.- 0.92

S.- 5.8 kva

Q.- 2.2 kvar

Ondas tensión/intensidad/frecuencia.

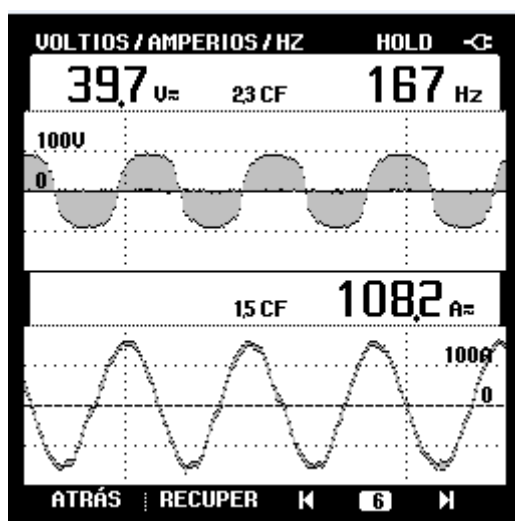


Figura 114: Resultados medidas vatímetro y formas de onda de tensión e intensidad medidas después del controlador. Ensayo 3(Fuente elaboración propia)

Ondas potencia



Figura 115: Resultados vatímetro y ondas de potencia medidas después del controlador. Ensayo3 (Fuente de elaboración propia).

6.1.4. Ensayo 4

Este ensayo está hecho con unas condiciones iniciales:

Par= 35 N.m.

Velocidad= 2000 r.p.m.

Gráfico.

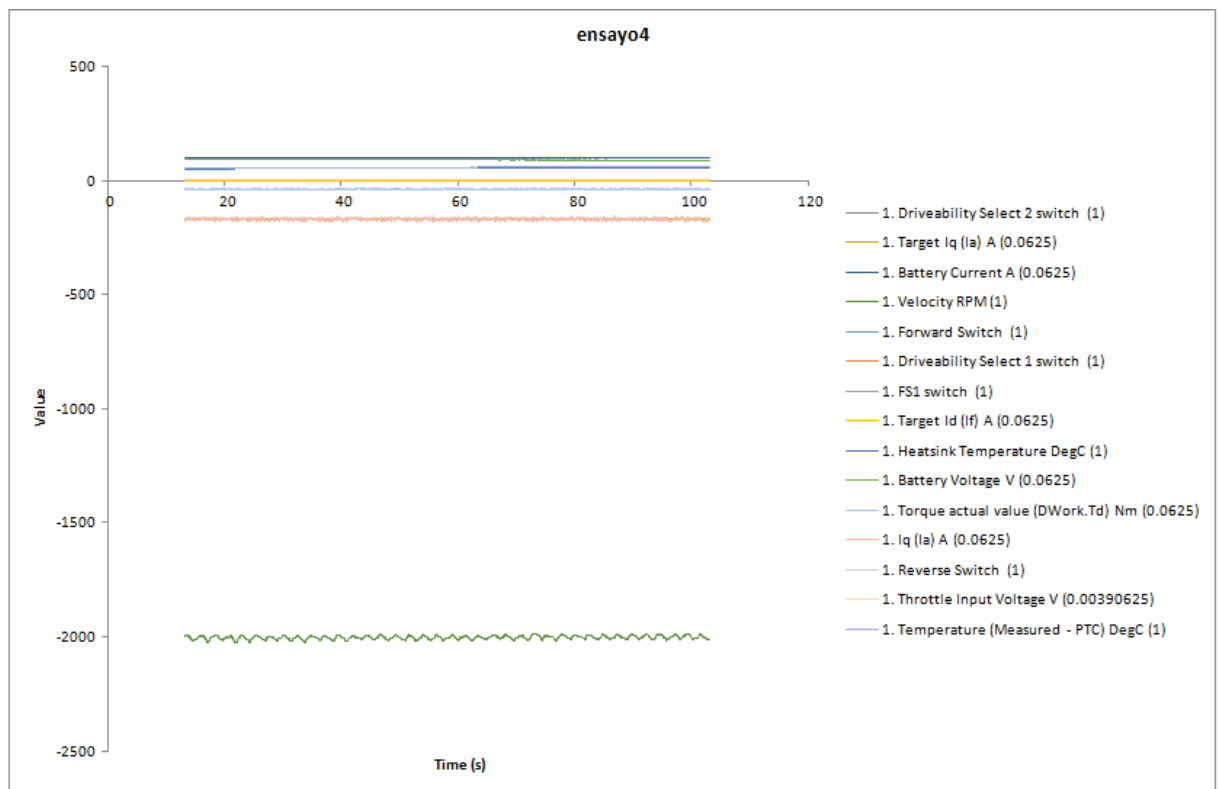


Figura 116: Resultados ensayo 4 medidos a la salida de las baterías por DVT. (Fuente de elaboración propia).

Potencia eléctrica suministrada.- $96.5 \text{ A} \times 91.68 \text{ v} = 8847.12 \text{ w}$

Potencia eléctrica que llega al motor(después controlador).- 8400w

Potencia mecánica.- $2001 \times 38.06/9549.305 = 7975 \text{ w}$

Frecuencia.- 167 hz

$\cos\varphi$.- 0.86

S.- 9.8 kva

Q.- 5.1 kvar

Ondas tensión/intensidad/frecuencia.

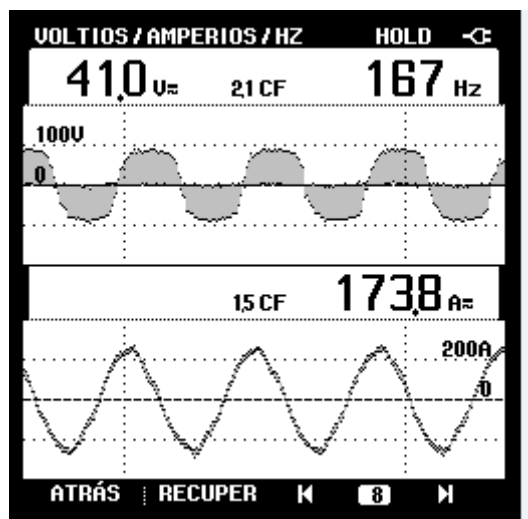


Figura 117: Resultados medidas vatímetro y formas de onda de tensión e intensidad medidas después del controlador. Ensayo 4(Fuente elaboración propia)

Ondas potencia

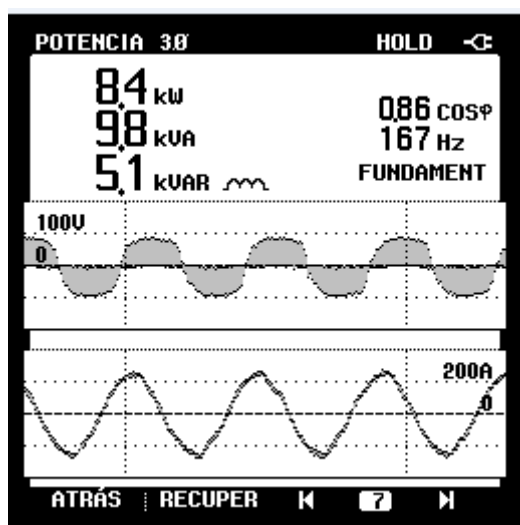


Figura 118: Resultados vatímetro y ondas de potencia medidas después del controlador. Ensayo4 (Fuente de elaboración propia).

6.1.5. Ensayo5

Este ensayo está hecho con unas condiciones iniciales:

Par= 22 N.m.

Velocidad= 3000 r.p.m.

Gráfico.

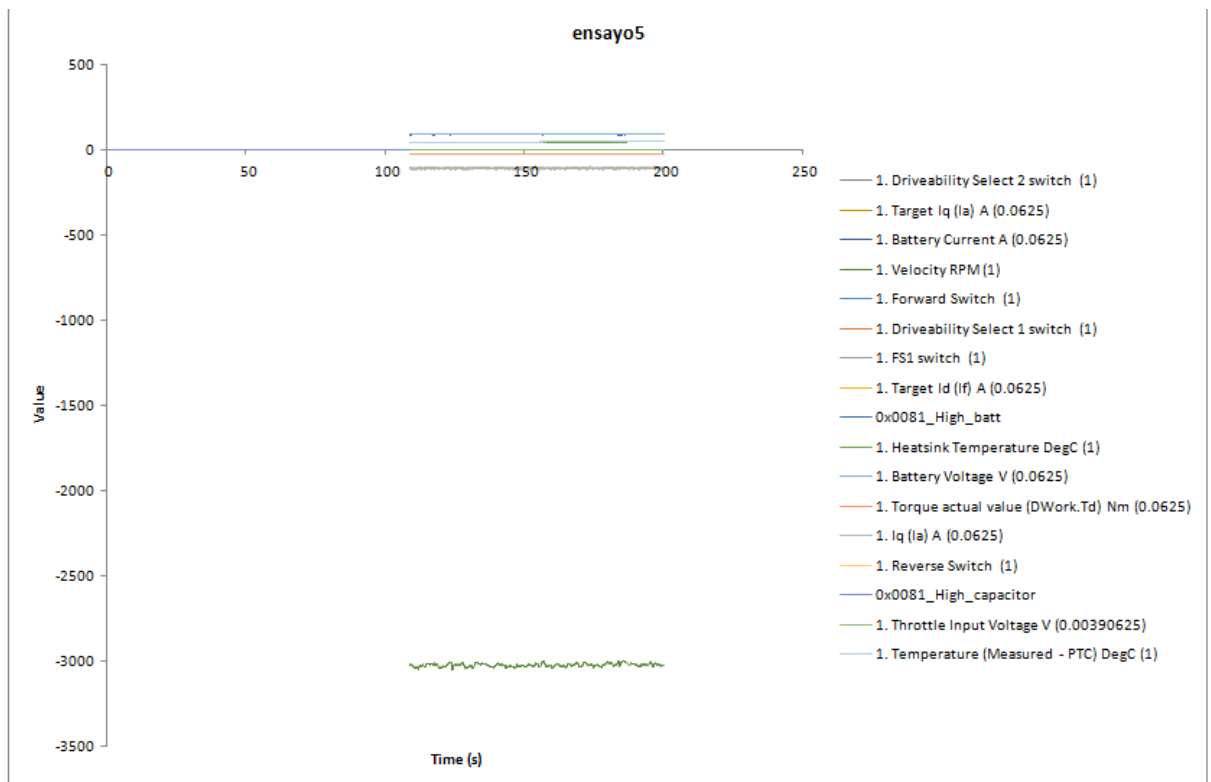


Figura 119: Resultados ensayo 5 medidos a la salida de las baterías por DVT. (Fuente de elaboración propia).

Potencia eléctrica suministrada.- $87.75 \text{ A} \times 95.93 \text{ V} = 8417.85 \text{ W}$

Potencia eléctrica que llega al motor(después controlador).- 8100W

Potencia mecánica.- $3019 \times 23.93 / 9549.305 = 7565 \text{ W}$

Frecuencia.- 130hz

$\cos\varphi$.- 0.94

S.- 8.7 kva

Q.- 3 kvar

Ondas tensión/intensidad/frecuencia

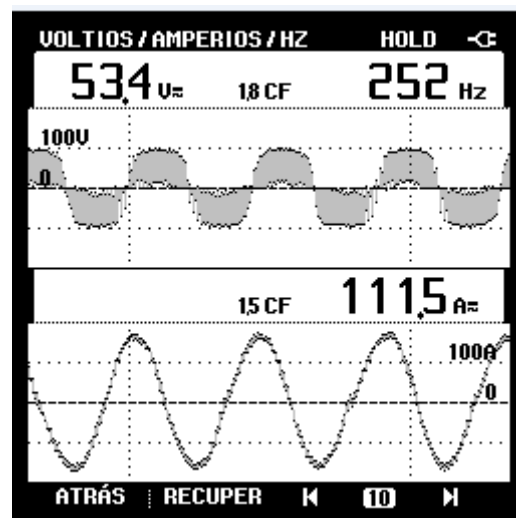


Figura 120: Resultados medidas vatímetro y formas de onda de tensión e intensidad medidas después del controlador. Ensayo 5(Fuente elaboración propia)

Ondas potencia

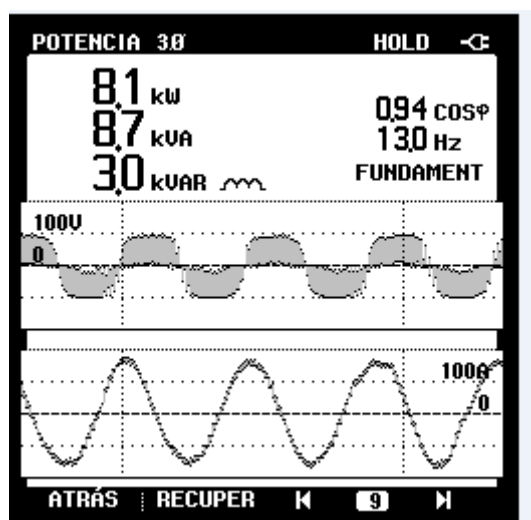


Figura 121: Resultados vatímetro y ondas de potencia medidas después del controlador. Ensayo5 (Fuente de elaboración propia).

6.1.6. Ensayo6

Este ensayo está hecho con unas condiciones iniciales:

Par= 35N.m.

Velocidad= 3000 r.p.m.

Gráfico.

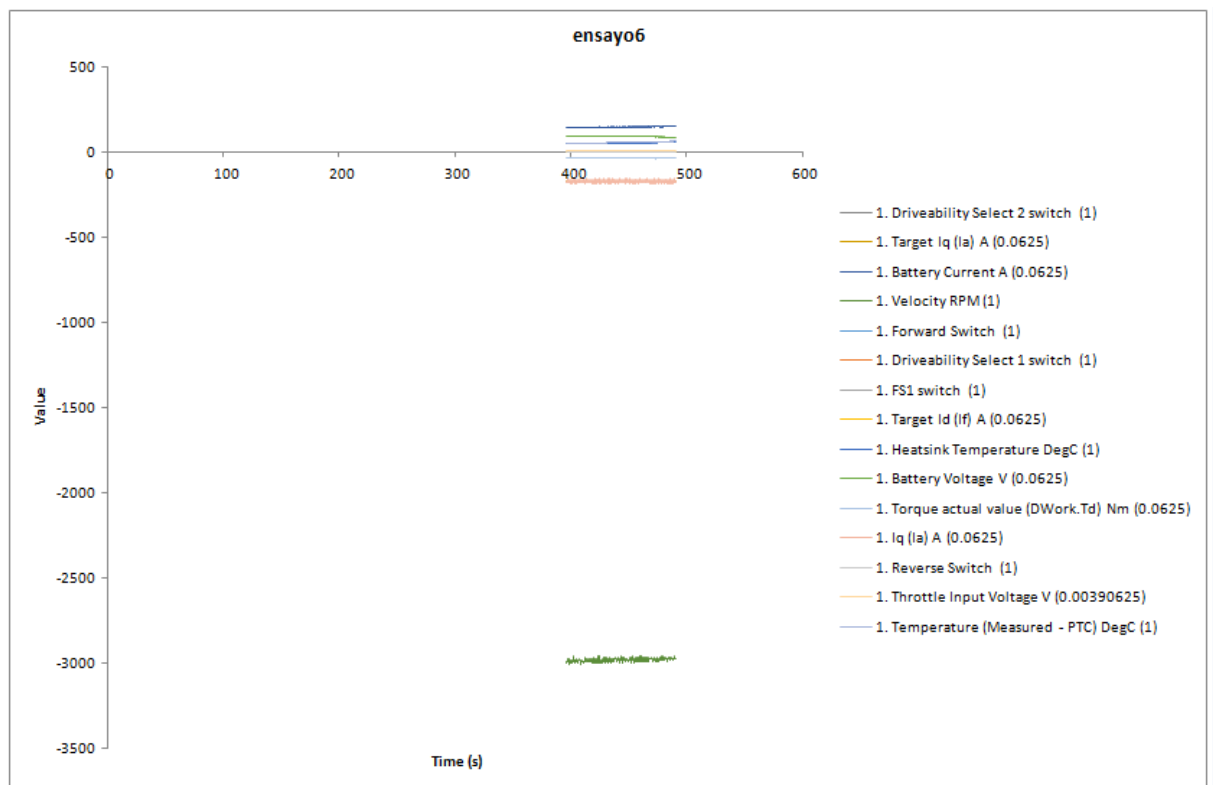


Figura 122: Resultados ensayo 6 medidos a la salida de las baterías por DVT. (Fuente de elaboración propia).

Potencia eléctrica suministrada.- $142.5 \text{ A} \times 92.68\text{v} = 13206.9\text{w}$

Potencia eléctrica que llega al motor(después controlador).- 12700w

Potencia mecánica.- $3000 \times 38.68/9549.305 = 12151\text{w}$

Frecuencia.- 249 hz

$\cos\varphi$.- 0.87

S.- 146 kva

Q.- 7.2kvar

Ondas tensión/intensidad/frecuencia

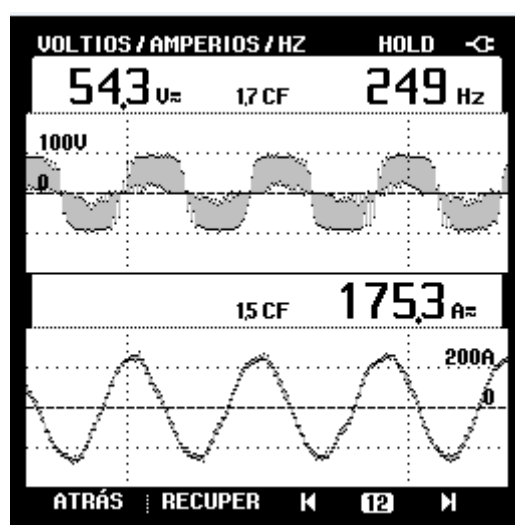


Figura 123: Resultados medidas vatímetro y formas de onda de tensión e intensidad medidas después del controlador. Ensayo 6(Fuente elaboración propia)

Ondas potencia

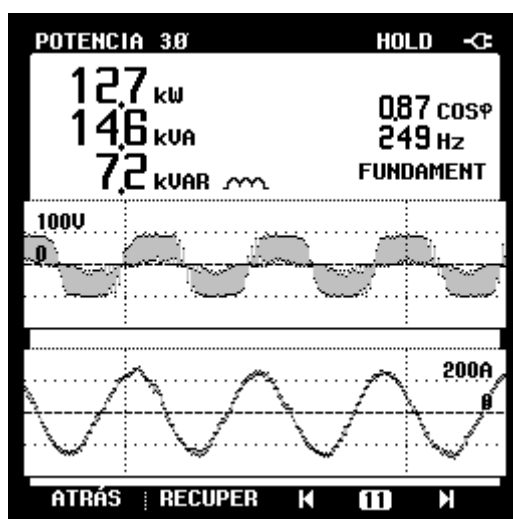


Figura 124: Resultados vatímetro y ondas de potencia medidas después del controlador. Ensayo6 (Fuente de elaboración propia).

6.1.7. Ensayo7

Este ensayo está hecho con unas condiciones iniciales:

Par= 22 N.m.

Velocidad= 4000 r.p.m.

Grafico.

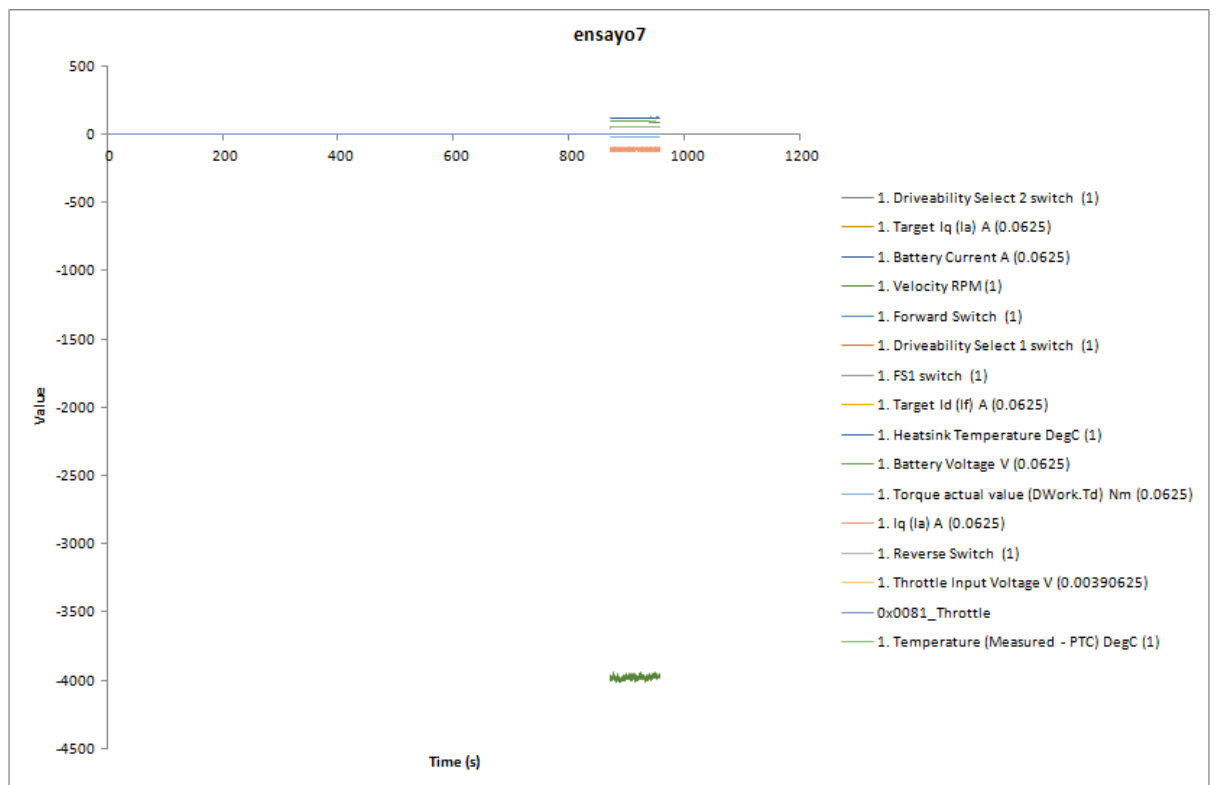


Figura 125: Resultados ensayo 7 medidos a la salida de las baterías por DVT. (Fuente de elaboración propia).

Potencia eléctrica suministrada.- $116.75 \text{ A} \times 94.25\text{v} = 11003.68\text{w}$

Potencia eléctrica que llega al motor(después controlador).- 10700w

Potencia mecánica.- $3991 \times 24.18/9549.305 = 10105\text{w}$

Frecuencia.- 332 hz

$\cos\varphi$.- 0.96

S.- 11.2 kvar

Q.-3.2 kvar

Ondas tensión/intensidad/frecuencia

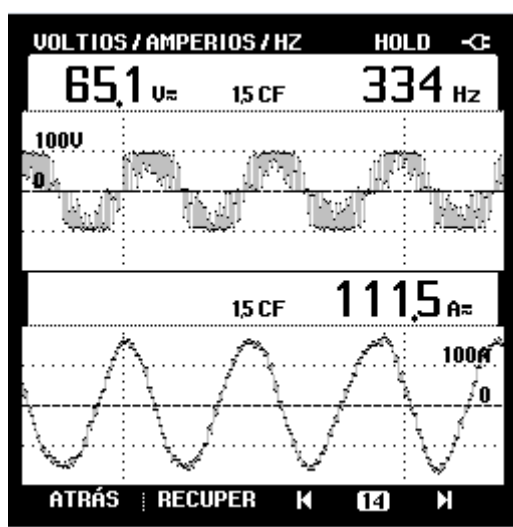


Figura 126: Resultados medidas vatímetro y formas de onda de tensión e intensidad medidas después del controlador. Ensayo 7(Fuente elaboración propia)

Ondas potencia

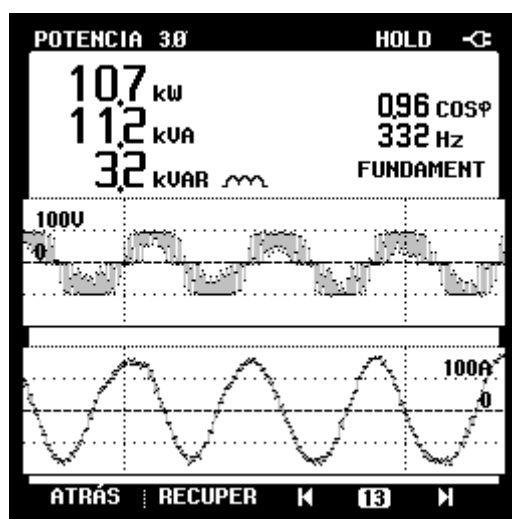


Figura 127: Resultados vatímetro y ondas de potencia medidas después del controlador. Ensayo7 (Fuente de elaboración propia).

6.1.8. Ensayo 8

Este ensayo está hecho con unas condiciones iniciales:

Par= 35 N.m.

Velocidad= 4000 r.p.m.

Gráfico.

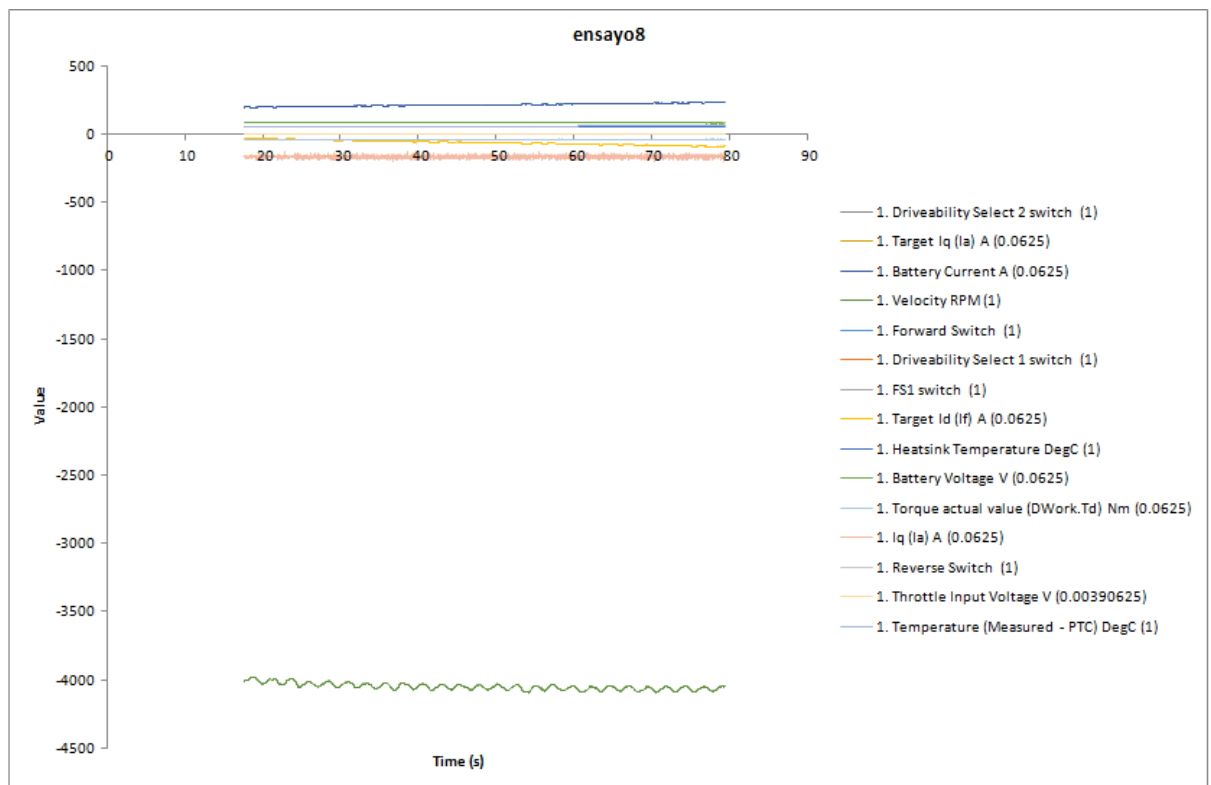


Figura 128: Resultados ensayo 8 medidos a la salida de las baterías por DVT. (Fuente de elaboración propia).

Potencia eléctrica suministrada.- $196.31 \text{ A} \times 90.125 \text{ V} = 17692.43 \text{ W}$

Potencia eléctrica que llega al motor(después controlador).- 16600W

Potencia mecánica.- $37 \times 4011 / 9549.305 = 15541 \text{ W}$

Frecuencia.- 333 Hz

$\cos\varphi$.- 0.95

S.- 17600 kva

Q.- 5700 kvar

Ondas tensión/intensidad/frecuencia.

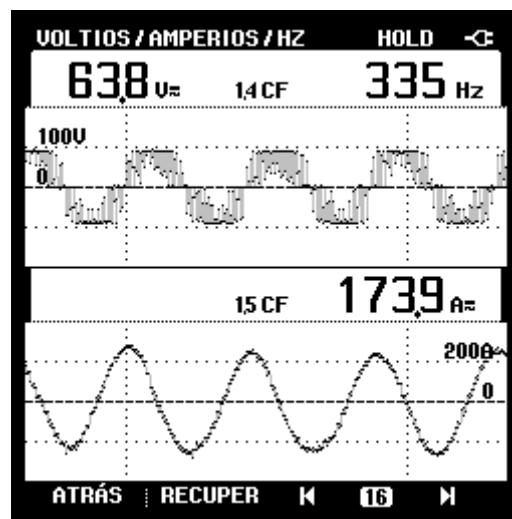


Figura 129: Resultados medidas vatímetro y formas de onda de tensión e intensidad medidas después del controlador. Ensayo 8(Fuente elaboración propia)

Ondas potencia

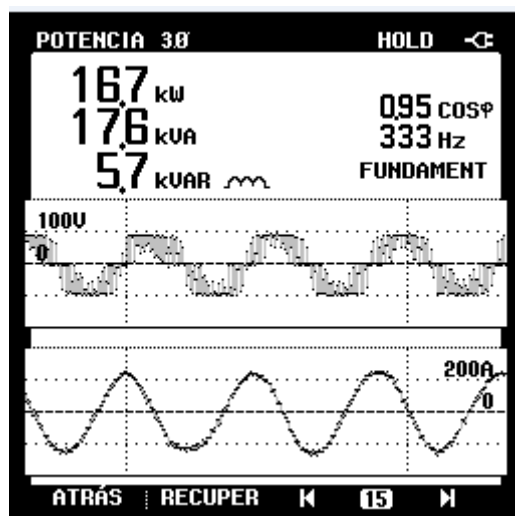


Figura 130: Resultados vatímetro y ondas de potencia medidas después del controlador. Ensayo8 (Fuente de elaboración propia).

6.1.9. Ensayo 9

Este ensayo está hecho con unas condiciones iniciales:

Par= 0 N.m.

Velocidad= 400 r.p.m.

Gráfico.

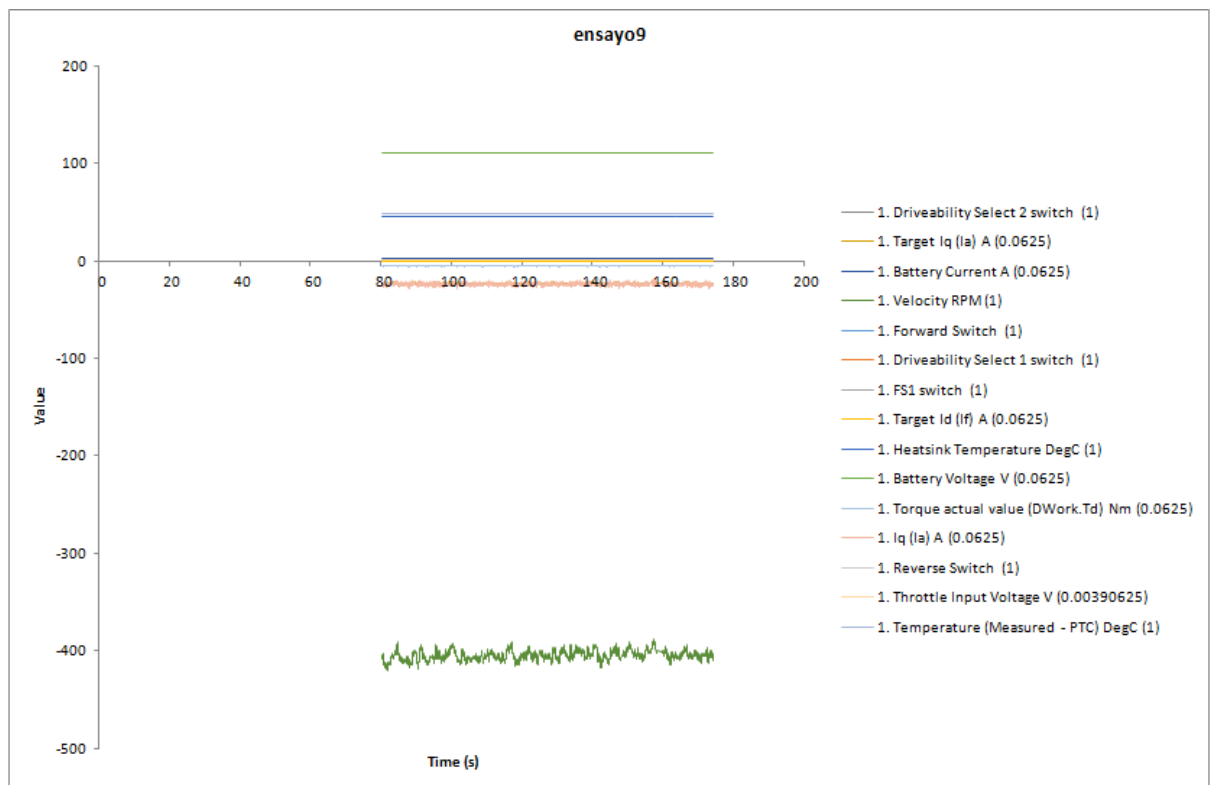


Figura 131: Resultados ensayo 9 medidos a la salida de las baterías por DVT. (Fuente de elaboración propia).

Potencia eléctrica suministrada.- $2.43 \text{ A} \times 110.62 \text{ V} = 268.8 \text{ W}$

Potencia eléctrica que llega al motor(después controlador).- 240W

Potencia mecánica.- $408 \times 5 / 9549.305 = 213.6 \text{ W}$

6.2 PRUEBAS EN PISTA.

6.2.1. Prueba de frenado.

La prueba de frenado consiste en alcanzar una velocidad constante de 80 km/h y frenar lo más rápido posible al pasar una señal. Mediante la programación se puede limitar la velocidad para mantener 80km/h de forma constante. El mapeado (curva característica par-velocidad) no es demasiado importante por lo que se utilizará el mismo que para la gymkana.

Esta prueba se realiza junto con la gymkana y la prueba de aceleración, por lo que el desarrollo mecánico de la motocicleta debe de ser igual. Se realizan dos intentos de la prueba de frenada. Para cada intento el desarrollo de la motocicleta es distinto.

6.2.2. GYmkana.

Se debe de realizar una vuelta a un circuito hecho con conos. En esta prueba es muy importante lo manejable que sea de la moto y la destreza del piloto. Se utiliza un modo de conducción en el que si limita el par máximo a 60 Nm aunque esto se consulta con el piloto. Como en esta prueba no se superan los 80 km/h, se utiliza el mismo modo de conducción que para la prueba de frenado.

6.2.3. Prueba de aceleración.

El piloto debe de acelerar lo máximo posible en una recta de 150 m de longitud. La duración estimada de la prueba es de 7 segundos. El tiempo es lo suficientemente corto como para que sea posible utilizar la curva de par máximo del motor sin riesgo a calentamientos.

6.2.4. Velocidad máxima.

Para esta prueba, se utiliza un desarrollo más largo que para las anteriores, con el fin de aumentar la velocidad máxima a costa de disminuir la aceleración.

Durante los entrenamientos libres, el piloto deberá realizar una prueba más rápida que el 120% de la vuelta rápida de los entrenamientos. Si se consigue esto, se evalúa la velocidad máxima alcanzada al pasar por un punto de la mayor recta del circuito.

Para esto, se establecen tres modos de conducción. Uno sin limitación, con la curva de par máximo del motor. Este modo de conducción sólo se utilizará para la recta donde se mide la velocidad máxima. Otro modo de conducción está limitado a 60 Nm. Será utilizado para la vuelta rápida de esta prueba. El último modo de conducción limitando el par máximo a 30Nm se utiliza para las vueltas de salida y entrada a boxes, para ahorrar baterías y evitar calentamientos.

6.2.5. Vuelta rápida.

Para la vuelta rápida, se utiliza la curva de par máximo del motor. Un segundo modo de conducción limitado a 30 Nm se activará para las vueltas de entrada y salida de boxes.

6.2.6. Carrera.

La carrera es la prueba más difícil en cuanto a la programación del controlador. Se deben de dar 5 vueltas al circuito de 5.1 km además de la vuelta de calentamiento. Para ésta, se utiliza un modo de conducción limitado a 10 Nm que también podrá activarse en caso de emergencia para llegar a boxes.

La curva característica par-velocidad programada para la carrera, es conservadora, con el objetivo de que las baterías no se agoten antes de terminar la carrera y tanto el controlador como el motor no se calienten en exceso. Usando como base la curva suministrada por la organización, se limita aún más el par máximo a bajas revoluciones para evitar el calentamiento del motor. También se establece una velocidad máxima de 6500 rpm, más corta que la propuesta para que no sufran las partes mecánicas del motor, con el desarrollo de la motocicleta, es difícil que se alcance esa velocidad angular en el motor.

7. Bibliografía

- (1) Abdulaziz Bello, Ibrahim Muhammad Kilishi, Muntaka Musa Bari, Usman Abubakar. Comparative Review Of PMSM And BLDCM Based On Direct Torque Control Method. International Journal of scientific & technology research volume 3; Issue 3; March 2014.
- (2) Jussi Puranen. Induction motor versus permanent magnet synchronous motor in motion control applications: a comparative study. Lappeenranta University of technology 2006.
- (3) Paul Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff, Steven Pekarek. Analysis of electric machinery and drive systems, 2 Edition. Jun 2013, Wiley-IEEE Press.
- (4) Yuanyuan Liu, 1 Zhiguo Zhang. PMSM Control System Research Based on Vector Control. International Conference on Information Sciences, Machinery, Materials and Energy (ICISMME 2015).
- (5) Freescale. Sensorless PM Sinusoidal Motor Vector Control on MCF51AC256. DRM 109, Rev.0; 04/2009.
- (6) Velasco, J. G. (2009). Energías renovables. Editorial Reverte.
- (7) Benkler, Y. (2012). El Pingüino y el Leviatán. Por qué la cooperación es nuestra arma más valiosa para mejorar el bienestar de la sociedad.
- (8) Fraile Mora, J. Máquinas eléctricas. Madrid, España: ETS de ingenieros de caminos, canales y puertos. MC Graw Hill Interamericana (5ta Edición) 2003.
- (9) High Performance Control of AC Drives with MATLAB/Simulink Models, First Edition. Haitham Abu-Rub, Atif Iqbal, and Jaroslaw Guzinski. 2012 John Wiley & Sons, Ltd. Published 2012 by John Wiley & Sons, Ltd
- (10) De Motos Online [internet]. Consultado marzo 2018. Disponible en: <http://demotosonline.com/historia-de-la-moto-electrica/>
- (11) Martínez Rodrigo F, Herrero de Lucas L.C., Gonzales de la Fuente J.M. Control electrónico y simulación de motores de corriente alterna. Universidad de Valladolid 2006.
- (12) Moto Engineering Foundation. V International Competition MotoStudent 2017/2018. Disponible en: http://www.motostudent.com/assets/files/MS1718_Regulations_V1_ENG.pdf
- (13) Pillay P., Krishnan R. Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. I. The permanent-magnet synchronous motor drive. IEEE Transactions on Industry Applications (Volume: 25, Issue: 2, Mar/Apr 1989)
- (14) Carlos Rodríguez. Diseño de la instalación, evaluación de consumos y gestión de la energía de una motocicleta. [TFM]. Universidad de Jaén; 2016.
- (15) Gordon R. Slemon. Electric Machines and Drives. Addison-Wesley, 1992.
- (16) Hamid A. Toliyat y Gerald B. Kleiman (2004). Handbook of electric motors. U.S.A: CRC press.
- (17) Pérez Donsion Manuel, Fernández Ferro Manuel A. Motores síncronos de imanes permanentes. Universidad de Santiago de Compostela.
- (18) Richard C. Dorf, Robert H. Bishop. Sistemas de control moderno (10ª ED). Pearson education, 2005.