UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

DEPARTAMENT D'ENGINYERIA ELÈCTRICA

TESIS DOCTORAL

SIMULACIÓN INTERACTIVA DE MOTORES DE RELUCTANCIA AUTOCONMUTADOS

AUTOR: Balduino Blanqué Molina.
DIRECTOR: Pere Andrada Gascón
Fecha: NOVIEMBRE 2007

“Lo importante en ciencia no es tanto obtener nuevos hechos como descubrir nuevas formas de pensar sobre ellos”.
William Lawrence Bragg

"Todos tomamos distintos caminos en la vida, pero no importa a dónde vayamos, tomamos un poco de cada quien.”
Tim McGraw

AGRADEZCO:

A mi familia: la paciencia y la tolerancia de los últimos años:

“Incluyendo las incontables horas que os robé, día a día, trabajando en esta tesis”.

“A **Paqui, Vera y Genís**”

A mis padres: la confianza y el apoyo.

A mi madre cuando me decía:
“Tu eres capaz de conseguir lo que te propongas”.

A mi padre que me enseñó :
a buscar varias soluciones para un mismo problema y escoger la mejor.

A mis amigos que me han demostrado serlo: el aprecio y respeto.

Debo agradecer a todos los miembros del Grupo de accionamiento eléctricos en conmutación electrónica (**GAECE**) su colaboración y apoyo en el desarrollo de esta tesis. Así como a todos los proyectistas que bajo mi tutela han realizado el PFC en el ámbito de los SRM y el prototipado rápido.

Esta tesis ha sido subvencionada mediante dos proyectos de investigación presentados en el marco del programa Nacional de Diseño y Producción Industrial del Plan Nacional de Investigación Científica, Desarrollo e Innovación Tecnológica (Con referencia: DPI2001-2203 el proyecto ”Accionamientos de reluctancia autoconmutados con perfil par-velocidad adaptable a distintos tipos de cargas” y con referencia DPI2006-09880 el proyecto “Accionamientos de reluctancia autoconmutados tolerantes a faltas para dirección asistida eléctrica adaptados al futuro sistema de 42 V”) financiada por el Ministerio de Ciencia y Tecnología con fondos FEDER de los proyectos de investigación

TITULO TESIS: SIMULACIÓN INTERACTIVA DE MOTORES DE RELUCTANCIA AUTOCONMUTADOS

AUTOR: Balduino Blanqué Molina

DIRECTOR: Pere Andrada Gascón.

DEPARTAMENTO: Departament d'Enginyeria Elèctrica.
Universitat Politècnica de Catalunya.

CONTENIDO: Aportaciones al modelado y a la simulación interactiva de accionamientos de reluctancia autoconmutados (SRM: Switched Reluctance Motors) desde la perspectiva de la ingeniería concurrente, incluyendo el diseño de una plataforma digital para el estudio y desarrollo de accionamientos de SRM.

PALABRAS CLAVE: Motor de Reluctancia Autoconmutado (SRM), Accionamientos Eléctricos, Simulación Interactiva, Simulación SIL (Software in the Loop), Prototipado Rápido, Convertidor Estático, Interruptores de Estado Sólido, Ingeniería Concurrente, Curvas de magnetización, Modelado, Control HIL (Hardware in the Loop), DSP (Procesador Digital de Señal), Matlab, Simulink.

RESUMEN:

En esta tesis se hacen contribuciones a la simulación interactiva de motores de reluctancia autoconmutados desde la perspectiva de la ingeniería concurrente.

En primer lugar, después de una breve introducción histórica, se sitúa el motor de reluctancia autoconmutado (SRM) en el marco de los accionamientos eléctricos y se introducen los principios básicos de la ingeniería concurrente utilizando el prototipado rápido de accionamientos eléctricos.

En segundo lugar se presenta la constitución del accionamiento con SRM y sus principios de funcionamiento. Se especifican los antecedentes en el modelado de los SRM y se presenta un tratamiento original de las curvas de magnetización.

Seguidamente se trata la simulación de los accionamientos eléctricos desde la perspectiva de la ingeniería concurrente. Tras estudiar la evolución de la simulación (analógica, numérica, analógica digital, multidisciplinar, física, etc.), se muestran los procedimientos de la ingeniería concurrente que parten del modelado del accionamiento con SRM usando las técnicas SIL (Software In the Loop) que permiten escoger y ajustar los controles más adecuados usando un prototipo virtual del accionamiento y que integra los procedimientos utilizados en las técnicas HIL (hardware in the loop), concretándose todo ello en una plataforma digital para el desarrollo de los accionamientos con SRM.

A continuación se procede, después de hacer una descripción general del accionamiento programado, a detallar los programas utilizados en la simulación interactiva de los diferentes componentes (convertidor estático, detectores de posición, sensores de corriente, cargas, etc) del accionamiento completo con SRM, considerando diferentes estrategias de control (pulso único, control de corriente mediante histéresis y PWM) y condiciones de funcionamiento (régimen permanente, transitorios y faltas).

Posteriormente, se diseña una plataforma para el desarrollo de accionamientos con SRM en tiempo real mediante un entorno de prototipado rápido. Esta plataforma es flexible modular y robusta permitiendo; configurar distintas topologías del convertidor, implementar distintas estrategias de control en tiempo real tanto para el convertidor como para el accionamiento, evitando los problemas habituales de prueba y ajuste, que tanto tiempo hacen perder en el diseño convencional de accionamientos, para centrar la atención y los esfuerzos en los conceptos y aspectos clave de los accionamientos con SRM.

Una vez construida la plataforma de desarrollo, esta se utiliza para contrastar y validar los resultados obtenidos mediante la simulación SIL, constatándose además la capacidad de la plataforma para el desarrollo de accionamientos de SRM, así como sus ventajas para la enseñanza e investigación en este tipo de accionamientos.

Finalmente, se enumeran las aportaciones realizadas, se presentan las conclusiones finales y se describen futuras líneas de investigación.

ABSTRACT:

In this thesis, contributions are made to the interactive simulation of switched reluctance motors (SRMs) from the perspective of concurrent engineering.

Firstly, after a brief introduction to the history of switched reluctance motors (SRMs), they are placed in the context of electric drives. The basic principles of concurrent engineering are then described by means of the rapid prototyping of electric drives.

Secondly, the design of drives using SRMs and the principles behind their operation are presented. An overview of SRM modeling is given and an original treatment of magnetization curves is presented.

Subsequently, the simulation of electric drives from the perspective of concurrent engineering is carried out. After a study of how simulation (analogical, numerical, analogical-digital, multidisciplinary and physical) has evolved, the procedures of concurrent engineering are demonstrated. The procedures start out by modeling drives with SRMs using SIL (Software-In-the-Loop) techniques. This makes it possible to choose and to fit the most suitable controls by using a virtual prototype of the drive and integrating the procedures used in HIL (hardware-in-the-loop) techniques. The final outcome is a digital platform for the development of drives using SRMs.

After a general description of the drive, the programs used in the interactive simulation of the components (static converters, position detectors, current sensors, loads, etc.) of the complete drive with an SRM are described. Various strategies ranging from control (single pulse, control of current by means of hysteresis and PWM) to conditions of operation (permanent, transitory and faulty schemes) are also considered.

A platform for the development of drives using SRMs in real time by means of rapid prototyping is designed. This platform is flexible, modular and robust, which makes it possible to configure different topologies for the converter and to implement different control strategies in real time for the converter and the drive. This avoids the habitual problems of testing and adjusting, which take up a great deal of time in conventional drive design, thus making it possible to focus on the drive's conceptual features.

Once the development platform has been built, it is used to validate the results obtained by means of SIL simulation. The platform's capacity to contribute to the development of SRM drives and its advantages for teaching and research in this particular field are demonstrated.

Finally, all the original contributions are put forward, the conclusions are presented and future lines of research are described.

ÍNDICE GENÉRICO

Objetivos y Estructura..... i

Índice de Contenidos……... iv

Acrónimos. ……..……..... x

Símbolos. ……..……..... vii

Lista de Figuras..……..……..... xiv

Lista de Tablas ……..... xxi

Capítulo 1: Introducción a la simulación interactiva de los accionamientos con SRM …….. 1

Capítulo 2: Constitución, comportamiento y modelado de los motores de reluctancia autoconmutados (SRM) …… 17

Capítulo 3: Simulación de los accionamientos eléctricos desde la perspectiva de la ingeniería concurrente..…..... 58

Capítulo 4: Simulación interactiva de accionamientos con SRM, mediante SIL……... 106

Capítulo 5: Plataforma para el desarrollo de accionamientos con SRM en RT, mediante prototipado rápido y HIL……... 211

Capítulo 6: Contrastaciones, Validaciones y Resultados Experimentales…… 249

Capítulo 7: Aportaciones, Conclusiones y Futuras líneas de investigación…... 275

Anexo A: Sensórica……..…… A.1

Anexo B: Características técnicas de los motores empleados en los ensayos.. B.1

Anexo C: Equipamiento utilizado en el ensayo de los prototipos de SRM…. C.1

Referencias Bibliográficas. ……..…… R.1

Publicaciones del autor. ……..…… P.1

OBJETIVOS

El objetivo principal de esta tesis es implementar una plataforma para la simulación interactiva, a partir de un modelo que se adapte a la caracterización de los distintos componentes del accionamiento con SRM (convertidor estático, detectores de posición, sensores de corriente, cargas, etc) considerando diferentes estrategias de control y condiciones de funcionamiento. El trabajo seguirá los procedimientos de la ingeniería concurrente, usando las técnicas SIL (software in the loop), para el modelado y la simulación del accionamiento con SRM, integrando y utilizando las técnicas HIL (hardware in the loop) para el control del accionamiento real mediante técnicas de prototipado rápido. El trabajo incluirá el diseño de una plataforma física para el desarrollo y /o validación de accionamientos digitales con SRM.

En este trabajo no contemplarán los aspectos térmicos, ni los efectos de las vibraciones.

ESTRUCTURA

Para cumplir con estos objetivos la tesis se ha estructurado en siete capítulos y tres anexos.

- El primer capítulo situará al motor de reluctancia autoconmutado (SRM) en el contexto de los accionamientos eléctricos, presentando una breve reseña histórica de sus tendencias actuales y futuras. Seguidamente se pone en evidencia las ventajas que aporta la simulación interactiva y el prototipado rápido dentro de la ingeniería concurrente en el diseño de este tipo de accionamientos.

- En el segundo capítulo se presenta la constitución del accionamiento de SRM y se realiza una introducción a su principio de funcionamiento. Se introducen las ecuaciones que describen el comportamiento del SRM relacionadas directamente con las diferentes formas de modelar el accionamiento, describiéndose a posteriori algunos sistemas de modelado para el SRM y analizándose sus ventajas e inconvenientes con el objetivo de utilizar el más completo una vez verificado su correcto funcionamiento con un motor real.

- El tercer capítulo, recoge un resumen evolutivo de la simulación justificando su importancia en el diseño de los accionamientos introduciendo la metodología de las técnicas para el prototipado rápido (HIL y SIL) que en la actualidad se utilizan como sistema generalizado de desarrollo en la

ingeniería concurrente. Se describen diferentes opciones de software a utilizar, en plataformas digitales en tiempo real, los cuales permiten desde los primeros pasos en el modelado y la simulación (SIL) de accionamientos de SRM hasta la comprobación de su funcionamiento con los controles especificados (HIL) y el test una vez fabricado este. Se muestran de forma resumida las ventajas e inconvenientes del software utilizado, para finalmente recomendar la utilización de Matlab-Simulink. Se analiza la constitución de elemento procesador utilizado en las plataformas de desarrollo en tiempo real, esclareciendo las características a tener en cuenta para su elección. Se comparan diferentes plataformas digitales para el desarrollo de accionamiento, justificando la utilización de Dspace.

- En el cuarto capítulo, se realiza una descripción general del accionamiento programado en Matlab-Simulink, especificando las posibilidades consideradas. Se presenta de una forma detallada cada uno de los módulos que intervienen en el accionamiento, exponiendo su modelado y programación así como ejemplos de los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas, para demostrar su correcto funcionamiento. Se realiza una comparativa entre las diferentes opciones para modelar el SRM. Se presenta el convertidor clásico modelado a partir del entorno gráfico interactivo para sistemas dinámicos basados en eventos (temporales o de estado) que posee Simulink llamado Stateflow, comparándolo con el funcionamiento real de un convertidor de este tipo. Se proponen nuevos sistemas para la colocación de los sensores de posición, así como la programación digital para generar los ángulos de conmutación tanto para inicio como para bloqueo de la conducción. Se exponen los sistemas de medida utilizados, introduciendo la medida de velocidad y de potencia. Se exponen las diferentes posibilidades de control para el convertidor y para el accionamiento, prestando especial interés en la optimización del rendimiento, proponiendo nuevos algoritmos que lo maximizan. También se ha considerado la modelización de las faltas y la carga. De esta forma se constituye una plataforma SIL para la simulación régimen permanente y transitorio que más tarde será validada mediante la plataforma HIL.

- El quinto capítulo presenta una plataforma para el desarrollo de accionamientos con SRM con procesado en tiempo real constituida según la metodología del prototipado rápido. Se detallan los aspectos más relevantes de esta, correspondientes a su diseño, de forma que todas las suposiciones realizadas para SIL queden implementadas (Distintas posibilidades de configuración, mínimos retardos, máxima flexibilidad, operatividad en tiempo real de los sensores, etc). Se muestran las características de software y hardware de la tarjeta controladora DS1104, así como el entorno de trabajo para la adquisición y generación de señal para el control. Finalmente se comprueba el diseño (convertidor, dispositivos de protección, elementos de

medida, placa de control, software asociado) presentando la validación del sistema completo HIL.

- En el sexto capítulo se muestran los resultados experimentales obtenidos mediante la simulación (SIL) y la plataforma de desarrollo (HIL) en tiempo real. En primer lugar se realiza la validación de los modelos y sistemas presentados en los anteriores capítulos, justificando la imbricación de las dos plataformas, realizando las oportunas validaciones para régimen permanente y dinámico. Se exponen las pautas a seguir en los tiempos de integración y procesado. Se demuestra la validez del sistema integrado para la medida de velocidad y potencia. Finalmente se realizan ensayos, mostrando la importancia del ángulo de conducción en este tipo de accionamientos y mostrando su influencia en el rendimiento (Se presentan tres alternativas; ángulos constantes, regla de Bose-Grible y el algoritmo optimizador de rendimiento debidamente contrastadas con un motor de inducción), así como la influencia sobre el rizado de par, la influencia en el ruido acústico. También se muestran los resultados cuando se produce una falta en el accionamiento.

- Finalmente el séptimo capitulo recogerá las aportaciones realizadas dentro del ámbito de los accionamientos eléctricos así como las conclusiones y futuras líneas de investigación de este trabajo.

- En el anexo A se explicarán los diferentes sensores utilizados en el control así como sus cadenas acondicionadoras mostrando sus cualidades y defectos más importantes. Estos datos servirán de referencia y mención durante los capítulos que forman este trabajo en los cuales se detalla y explica la aplicación de estos sistemas.

- En el anexo B se presentan las características técnicas de lo motores empleados en los ensayos, tanto de los prototipos de SRM como de otros motores usados como carga o patrón de comparación.

- En el anexo C se describe el equipamiento utilizado para la medida de corriente, tensión, potencia, par, ruido en el ensayo de los prototipos de SRM. Presentando los diferentes bancos de ensayo utilizados.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN A LA SIMULACIÓN INTERACTIVA DE LOS ACCIONAMIENTOS CON SRM. 1
1.1 LOS MOTORES DE RELUCTANCIA AUTOCONMUTADOS EN EL ÁMBITO DE LOS ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS. 2
1.1.1 EVOLUCIÓN DE LOS ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS. 2
1.1.2 ACCIONAMIENTOS A VELOCIDAD VARIABLE 3
1.1.3 NUEVOS ACCIONAMIENTOS DE CONMUTACION ELECTRÓNICA 4
1.1.4 ELECCIÓN DE LOS ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS. 4
1.1.5 COMPARACIÓN ENTRE DIVERSOS ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS. 7
1.1.6 EVOLUCIÓN HISTÓRICA DE LOS ACCIONAMIENTOS DE SRM. 8
1.1.7 APLICACIONES, ACTUALES Y FUTURAS, PARA EL SRM. 9
1.2 INTRODUCCIÓN A LA SIMULACIÓN INTERACTIVA. 12
1.3 INTRODUCCIÓN AL PROTOTIPADO RÁPIDO DE ACCIONAMIENTOS CON SRM. 15

CAPÍTULO 2: CONSTITUCIÓN, COMPORTAMIENTO Y MODELADO DE LOS MOTORES DE RELUCTANCIA AUTOCONMUTADOS (SRM). 18
2.1. CONSTITUCIÓN DE LOS SRM. 19
2.1.1 DESCRIPCIÓN GENERAL. 19
2.1.2 ESTRUCTURA MAGNÉTICA RELUCTANTE. 20
2.1.3 CONVERTIDOR ESTÁTICO DE POTENCIA. 21
2.1.4 CONTROL. 23
2.2. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE UN SRM. 24
2.2.1 PERFIL DE INDUCTANCIA 24
2.2.2 CONSIDERACIONES SOBRE LA CONMUTACIÓN Y EL CONTROL 27
2.2.3 PRODUCCIÓN DE PAR 31
2.2.4 CONSIDERACIONES SOBRE LA ALIMENTACIÓN DEL MOTOR. 33
2.2.5 CARACTERÍSTICA PAR-VELOCIDAD DEL ACCIONAMIENTO SRM. 37
2.3. MODELADO DEL SRM. 39
2.3.1 INTRODUCCION. 39
2.3.1.1 ECUACIONES QUE DESCRIBEN EL COMPORTAMIENTO LINEAL DE LOS SRM. 41
2.3.1.2. ECUACIONES QUE DESCRIBEN EL COMPORTAMIENTO NO LINEAL DE LOS SRM. 42
2.3.1.2.1. IMPORTANCIA DE LAS CURVAS DE MAGNETIZACIÓN EN EL MODELADO NO LINEAL. 42
2.3.2 ANTECEDENTES EN EL MODELADO DEL SRM. 45
2.3.2.1 MODELOS LINEALES. 45
2.3.2.2 MODELOS NO LINEALES. 46
2.3.2.3 MODELOS NO LINEALES SIMPLIFICADOS. 48
2.3.3 TRATAMIENTO DE LAS CURVAS DE MAGNETIZACIÓN ADOPTADO. 49
2.3.3.1 MODELADO LINEAL. 50
2.3.3.1.1. EVOLUCIÓN DE LA INDUCTANCIA EN FUNCIÓN DE LA POSICIÓN POR TRAMOS LINEALES. 50
2.3.3.1.2. EVOLUCIÓN DE LA INDUCTANCIA EN FUNCIÓN DE LA POSICIÓN COMO UNA SUMA DE TÉRMINOS SENOIDALES. 51
2.3.3.2 MODELADO NO LINEAL. 52
2.3.3.2.1 OBTENCIÓN DE LAS CURVAS DE MAGNETIZACIÓN MEDIANTE SERIES DE COSENOS (MODELO COMPLETO) 52
2.3.3.2.2 MODELADO NO LINEAL SIMPLIFICADO. 53
2.3.3.2.3 VERIFICACIÓN DE LOS MODELOS PROPUESTOS. 55

CAPÍTULO 3: SIMULACIÓN DE LOS ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS DESDE LA PERSPECTIVA DE LA INGENIERÍA CONCURRENTE.. 57
3.1 INTRODUCCIÓN. 58
3.1.1 RELACIÓN ENTRE EL MODELADO Y LA SIMULACIÓN. 58
3.1.2. LA SIMULACIÓN DE LOS ACCIONAMIENTOS EN LA ACTUALIDAD. 60
3.2 EVOLUCIÓN DE LA SIMULACIÓN: 61
3.2.1 SIMULACIÓN ANALÓGICA 62
3.2.2 SIMULACIÓN NUMÉRICA 62
3.2.3 SIMULACIÓN ANALÓGICA DIGITAL 63
3.2.4 SIMULADORES ESPECÍFICOS 64
3.2.5. SIMULADORES MULTI-DISCIPLINARES 66
3.2.6 SIMULACIÓN FÍSICA 67
3.3 USO DE LA SIMULACIÓN EN LA INGENIERÍA CONCURRENTE. 72
3.3.1 INTEGRACIÓN OPTIMIZADA ENTRE LA SIMULACIÓN Y EL ENSAYO. 72
3.3.2 EL NUEVO PAPEL DE LA EXPERIMENTACIÓN 73
3.3.3 NUEVAS HERRAMIENTAS Y TÉCNICAS PARA EL DESARROLLO SRD. 74
3.3.3.1 EL SIGNIFICADO DEL MODELADO Y LA SIMULACIÓN DINÁMICOS. 76
3.3.3.2 ETAPAS DEL DESARROLLO DEL PRODUCTO DONDE PUEDE CONSIDERARSE EL MODELADO Y LA SIMULACIÓN. 76
3.3.3.3 DIFERENCIAS ENTRE PROTOTIPADO RÁPIDO, PROTOTIPADO VIRTUAL, HARDWARE-IN-THE-LOOP Y SOFTWARE-IN-THE-LOOP. 76
3.3.3.4 CAMPOS DE UTILIZACIÓN DE ESTAS TECNOLOGÍAS. 77
3.3.4 EL USO DE LA SIMULACIÓN APLICADA AL DESARROLLO DE ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS. 78
3.4 DESCRIPCIÓN Y ESPECIFICACIONES DE LAS PLATAFORMAS PARA EL DESARROLLO EN TIEMPO REAL. 80
3.4.1 INTRODUCCIÓN. 80
3.4.1.1. GENERALIDADES SOBRE LOS SISTEMAS DE TRATAMIENTO DIGITAL DE SEÑAL. 80
3.4.1.2 CARACTERÍSTICAS DEL ELEMENTO PROCESADOR. 82
3.4.1.3 ALTERNATIVAS DE DISEÑO. 83
3.4.2 CARACTERÍSTICAS GENERALES DE LOS DSPs 85
3.4.2.1 ARQUITECTURA DE LA CPU. 85
3.4.2.2 JUEGO DE INSTRUCCIONES: 88
3.4.2.3 ARQUITECTURA DE LA MEMORIA: 89
3.4.2.4 PERIFÉRICOS INTEGRADOS E INTERFACES DE ENTRADAS Y SALIDAS. 90
3.4.2.5 FORMATO DE DATOS Y ANCHO DE PALABRA PARA DATOS. 92
3.4.2.5.1 Aritmética en coma fija: 92
3.4.2.5.2 Aritmética en coma flotante: 93
3.4.2.5.3 Escoger un DSP para control de SRM según la aritmética: 94
3.4.2.6 CLASIFICACIÓN SEGÚN EL PARALELISMO DEL DISPOSITIVO: 94
3.4.3 DISPOSITIVOS COMERCIALES MÁS REPRESENTATIVOS. 95
3.4.4 ÁREAS DE APLICACIÓN 95
3.4.5 CRITERIOS DE SELECCIÓN DEL DSP. 96
3.4.5.1 PASO1: SELECCIÓN DEL DSP 96
3.4.5.2 *PASO2:* EVALUACIÓN DEL DSP SELECCIONADO 100
3.4.5.3 *PASO3:* FASE INICIAL DE DESARROLLO. 100
3.4.5.4 *PASO4:* DESARROLLO DEL PRODUCTO FINAL 100
3.4.6 PLATAFORMAS DE DESARROLLO EN TIEMPO REAL (RT) 101
3.4.6.1 PLATAFORMAS BASADA EN CPU–RT: 102
3.4.6.2 PLATAFORMAS BASADAS EN MICROPROCESADORES-RT. 103
3.4.6.3 PLATAFORMAS BASADAS EN CPU Y DSP-RT. 104

3.5 PLATAFORMA ESCOGIDA PARA EL DESARROLLO DE ACCIONAMIENTOS. 104
3.5.1 JUSTIFICACIÓN DEL SOFTWARE ESCOGIDO 104
3.5.2 JUSTIFICACIÓN DE LA PLATAFORMA HARDWARE DE DESARROLLO. 105

CAPÍTULO 4: SIMULACIÓN INTERACTIVA DE ACCIONAMIENTOS CON SRM, MEDIANTE SIL.. 106
4.1 INTRODUCCIÓN. 107
4.2 DESCRIPCIÓN GENERAL DEL ACCIONAMIENTO PROGRAMADO. 107
4.3 OPCIONES A CONSIDERAR EN LA SIMULACIÓN DEL ACCIONAMIENTO. 109
4.4 DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SISTEMA SIL Y HIL PROPUESTO PARA LOS SRD 111
4.5. MODELOS DEL SRM USADOS EN LA SIMULACIÓN. 113
4.5.1 PROCEDIMIENTO DE INICIALIZACIÓN Y AJUSTES DEL MODELO SIMPLIFICADO PROPUESTO PARA LA SIMULACIÓN DEL SRM. 113
4.5.2 PROCEDIMIENTO DE INICIALIZACIÓN Y AJUSTES DEL MODELO COMPLETO (MEDIANTE SERIE DE COSENOS) PROPUESTO PARA LA SIMULACIÓN DEL SRM. 122
4.5.3 SIMULACIÓN DEL SRM: 124
4.5.3.1 SIMULACIÓN DE LAS ECUACIONES MECÁNICAS. 124
4.5.3.2 SIMULACIÓN DE LAS ECUACIONES ELÉCTRICAS. 125
4.5.3.3 CONSIDERACIÓN DE LAS PÉRDIDAS EN EL HIERRO. 127
4.6 SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR. 130
4.6.1 ELECCIÓN DEL TIPO DE CONVERTIDOR 130
4.6.2 MODELADO DEL CONVERTIDOR CLÁSICO 131
4.6.3 SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR CLÁSICO. 134
4.6.3.1 HERRAMIENTAS UTILIZADAS EN LA SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR 134
4.6.3.2 DESCRIPCIÓN DE LAS ENTRADAS DEL CONVERTIDOR: 135
4.6.3.3 DESCRIPCIÓN DE LAS SALIDAS DEL CONVERTIDOR: 136
4.6.3.4 PROGRAMACIÓN COMPLETA DEL CONVERTIDOR: 137
4.7 ACONDICIONADOR DE LAS SEÑALES DE MEDIDA. 138
4.7.1 MEDIDA DE VELOCIDAD 138
4.7.1.1 INTRODUCCIÓN. 138
4.7.1.2 MÉTODO PROPUESTO PARA LA ESTIMACIÓN DE LA VELOCIDAD: 141
4.7.1.3 PROGRAMACIÓN EN SIMULINK DEL ESTIMADOR DE VELOCIDAD: 147
4.7.2 MEDIDA DE TENSIÓN, CORRIENTE Y POTENCIA. 149
4.8. CONTROL DEL CONVERTIDOR 152
4.8.1 SELECTOR DE MODO DE OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR. 153
4.8.2 GENERACIÓN DE LA SECUENCIA DE CONMUTACIÓN: 161
4.8.3 SEÑALES DE CONTROL DE LOS REGULADORES PROPUESTOS. 177
4.9. CONTROL DEL ACCIONAMIENTO 184
4.9.1 GENERADOR DE LOS ÁNGULOS DE CONMUTACIÓN. 185
4.9.1.1 GENERACIÓN DE ÁNGULOS DE CONMUTACIÓN CONSTANTES. 185
4.9.1.2 GENERACIÓN DE LOS ÁNGULOS DE CONMUTACIÓN VARIABLES. 186
4.9.1.2.1 OBTENCIÓN DEL ÁNGULO DE INICIO DE CONDUCCIÓN. 186
4.9.1.2.2 OBTENCIÓN DEL ÁNGULO DE FINALIZACIÓN DE CONDUCCIÓN. 188
4.9.1.2.3 APLICACIÓN DE LA REGLA DE BOSE Y GRIBBLE EN EL CÁLCULO DE LOS ÁNGULOS DE CONMUTACIÓN. 192
4.9.1.3 AJUSTE DE LOS ÁNGULOS DE CONMUTACIÓN PARA LA MAXIMIZACIÓN DEL RENDIMIENTO 194
4.9.2 CONTROL DE VELOCIDAD. 201
4.10 SIMULACIÓN DE FALTAS. 206
4.11 SIMULACIÓN DE CARGAS VARIABLES 209

CAPÍTULO 5: PLATAFORMA PARA EL DESARROLLO DE ACCIONAMIENTOS CON SRM EN RT, MEDIANTE PROTOTIPADO RÁPIDO Y HIL SIL.. 211
5.1INTRODUCCIÓN 212
5.1.1. DESCRIPCION GENERAL DE LA PLATAFORMA DE DESARROLLO. 212
5.2 CONSTITUCIÓN DEL PEEB 214
5.2.1 RECTIFICADOR Y FILTRO 214
5.2.2 POSIBLES TOPOLOGÍAS DE LOS CONVERTIDORES DEL PEEB. 215
5.2.3 SELECCIÓN DE LOS COMPONENTES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA. 216
5.2.4 CIRCUITOS DE AYUDA A LA CONDUCCIÓN. 218
5.2.5 CIRCUITOS DE PROTECCIÓN (SNUBBER). 220
5.2.6 ESQUEMA CIRCUITAL COMPLETO ASOCIADO A UNA FASE DEL CONVERTIDOR 222
5.2.7 EXPOSICIÓN DEL EQUIPO PEEB 225
5.3 MEDIDAS Y ACONDICIONAMIENTO (MEDIDA E INTERFACE). 227
5.3.1 DISPOSITIVO PARA DETECCIÓN DE LA POSICIÓN 227
5.3.2 DISPOSITIVOS PARA LA MEDIDA DE CORRIENTE Y TENSIÓN. 228
5.3.2.1 CONSIDERACIONES SOBRE LA MEDIDA DE CORRIENTE. 229
5.3.2.2 ACONDICIONAMIENTO DE LA CORRIENTE 230
5.3.2.3 CONSIDERACIONES SOBRE LA MEDIDA DE TENSIÓN. 232
5.3.2.4 ACONDICIONAMIENTO DE LA TENSIÓN 232
5.3.3 EXPOSICIÓN DEL EQUIPO DE MEDIDA E INTERFACE. 233
5.4 DRIVER (dispositivos de disparo) 234
5.5 PLATAFORMA PARA EL CONTROL EN RT BASADO EN DSP. 238
5.5.1 CONSTITUCIÓN DEL HARDWARE 239
5.5.2 CONSTITUCIÓN DEL SOFTWARE. 242
5.5.2.1 CARACTERÍSTICAS Y REQUERIMIENTOS DEL DS1104 RTI. 243
5.5.2.2 GENERACIÓN Y ADQUISICIÓN DE SEÑALES EN TIEMPO REAL 243
5.6 VALIDACIÓN DE LA PLATAFORMA DE DESARROLLO EN EL ÁMBITO DEL PROTOTIPADO RÁPIDO. 247

CAPÍTULO 6: CONTRASTACIONES, VALIDACIONES Y RESULTADOS EXPERIMENTALES 249
6.1 INTRODUCCIÓN 250
6.2 VALIDACIÓN Y CONTRASTACIÓN DE LOS MODELOS Y SISTEMAS PRESENTADOS.. 251
6.2.1 VALIDACIÓN DEL MODELO EN REGIMEN PERMANENTE. 251
6.2.1.1 COMPORTAMIENTO EN PULSO ÚNICO. 251
6.2.1.2 COMPORTAMIENTO CON CONTROL DE CORRIENTE. 253
6.2.2 VALIDACIÓN DEL MODELO EN RÉGIMEN DINÁMICO. 255
6.2.3 VALIDACIÓN DEL MODELO DEL CONVERTIDOR Y SUS CONTROLADORES. 257
6.2.3.1 CONSIDERACIONES SOBRE LOS TIEMPOS DE INTEGRACIÓN Y PROCESADO. 260
6.2.4 VALIDACIÓN DEL SISTEMA PARA LA MEDIDA DE POTENCIA. 261
6.2.5 VALIDACIÓN DEL SISTEMA PARA LA MEDIDA DE VELOCIDAD. 262
6.3 ENSAYOS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES 264
6.3.1 INFLUENCIA DEL ÁNGULO DE CONDUCCIÓN EN EL RENDIMIENTO DEL SRM. . 264
6.3.1.1 RENDIMIENTO DEL SRM CON ÁNGULOS DE CONDUCCIÓN CONSTANTES.. 264
6.3.1.2 RENDIMIENTO DEL SRM CON ÁNGULOS DE CONDUCCIÓN VARIABLES. 265
6.3.1.2.1 CONTROL DE LOS ÁNGULOS DE CONDUCCIÓN MEDIANTE LA REGLA DE BOSE Y GRIBBLE. 266
6.3.1.2.2 CONTROL EN LINEA DE LOS ÁNGULOS DE CONDUCCIÓN MEDIANTE EL MODULO OPTIMIZADOR DEL RENDIMIENTO. 267
6.3.1.3 CONTRASTACIÓN DE LAS DIFERENTES ESTRATÉGIAS DE CONTROL DE LOS ÁNGULOS DE CONDUCCIÓN CON UN MOTOR DE INDUCCIÓN. 269
6.3.2 INFLUENCIA DEL ÁNGULO DE CONDUCCIÓN EN EL RIZADO DEL PAR DEL SRM. 271

6.3.3 INFLUENCIA DEL ÁNGULO DE CONDUCCIÓN EN EL RUIDO ACÚSTICO. 273
6.3.4 INFLUENCIA DE UNA FALTA EN LA RESPUESTA DEL ACCIONAMIENTO. 273

CAPÍTULO 7: APORTACIONES, CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN 275
7.1 APORTACIONES DE LA TESIS. 276
7.2 CONCLUSIONES 278
7.3 FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN. 279

ANEXO A: SENSÓRICA. A.1
A.1 INTRODUCCIÓN A.2
A.1.1 DOMINIO DE DATOS: A.2
A.1.2 TRANSDUCTORES O SENSORES DE MEDIDA. A.3
A.1.3 CLASIFICACIÓN DE LOS TRANDUCTORES O SENSORES A.4
A.1.4 ETAPAS ACONDICIONADORAS A.7
A.2 TIPOS O CLASES DE ENCODERS PARA LA MEDIDA DE VELOCIDAD Y POSICIÓN. A.9
A.2.1 INTRODUCCIÓN A.9
A.2.2 ENCODERS INCREMENTALES A.11
A.2.3 ENCODERS ABSOLUTOS A.14
A.2.3.1 PROTOCOLO DE COMUNICACIÓN A.16
A.2.3.1.1 INTERFAZ DE COMUNICACIÓN SERIE (SSI INTERFACE) A.16
A.2.3.1.2 INTERFAZ PARALELA (PARALEL INTERFACE) A.17
A.2.3.1.3 ELECTRÓNICA DE SALIDA A.18
A.2.4 PARÁMETROS GENERALES DE LOS ENCODERS A.18
A.2.5 ENCODER OPTO-INTERRUPTORES + DISCO RANURADO. A.20
A.2.5.1 INTRODUCCIÓN A.20
A.2.5.2 CONSTRUCCIÓN Y CODIFICACIÓN DEL DISCO RANURADO A.22
A.2.5.3 ELECTRONICA ASOCIADA AL DISCO RANURADO. A.25
A.3 TIPOS O CLASES DE SENSORES PARA LA MEDIDA DE TENSIÓN Y CORRIENTE. A.26
A.3.1 INTRODUCCIÓN: A.26
A.3.2 SENSORES INDUCTIVOS (Transformadores de corriente). A.26
A.3.3 SENSORES RESISTIVOS (Shunt). A.26
A.3.4 SENSORES MAGNÉTICOS (Hall). A.27
A.3.4.1 MEDIDAS EN LAZO ABIERTO. A.28
A.3.4.2 MEDIDAS EN LAZO CERRADO. A.28
A.3.5 BOBINA DE ROGOWSKY. A.30
A.3.6 SOLUCIÓN ADOPTADA PARA LA MEDIDA DE TENSIÓN Y CORRIENTE. A.31
A.3.6.1 AJUSTE DE LOS CIRCUITOS ACONDICIONADORES DE LA CORRIENTE. A.32
A.3.6.2 AJUSTE DE LOS CIRCUITOS ACONDICIONADORES DE LA TENSIÓN. A.34

ANEXO B: CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DE LOS MOTORES EMPLEADOS EN LOS ENSAYOS. B.1
B.1 MOTORES SRM B.2
B.1.1 MOTOR SRM CON ESTRUCTURA 6/4. ..... B.2
B.1.2 MOTOR SRM CON ESTRUCTURA 12/8. ..... B.3
B.2 MOTORES COMERCIALES. B.4
B.2.1 MOTOR SÍNCRONO: INFRANOR MAVILOR MA-6 ..... B.4
B.2.2 MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA: VASCAT CC ID090S. B.5
B.2.3 MOTOR DE INDUCCIÓN ABB B.6

ANEXO C: EQUIPAMIENTO UTILIZADO EN EL ENSAYO DE LOS PROTOTIPOS DE SRM. C.1

C.1 DESCRIPCIÓN DEL EQUIPAMIENTO DE MEDIDA UTILIZADO. C.2
C.1.1 MEDIDAS DE TENSIÓN, CORRIENTE Y POTENCIA. C.2
C.1.2 MEDIDA DE PAR ESTÁTICO Y DINÁMICO. C.3
C.1.2.1 PAR ESTÁTICO: C.3
C.1.2.2 PAR DINÁMICO: C.3
C.1.2.3 CONSIDERACIONES SOBRE LA MEDIDA DE PAR DINÁMICO. C.4
C.1.3 OTRAS MEDIDAS. C.6
C.2 DESCRIPCION DE LOS BANCOS DE ENSAYO UTILIZADOS. C.7
C.2.1 BANCO DE ENSAYO CON FRENO DE HISTÉRESIS. C.7
C.2.2 BANCO DE ENSAYO CON MÁQUINA SÍNCRONA MAVILOR. C.8
C.2.3 BANCO DE ENSAYO CON MÁQUINA DE CONTINUA VASCAT. C.9

ACRÓNIMOS

A	Alineamiento o alineada.
AC	Corriente alterna.
A/D	Analógico a digital.
BD	Diagramas de bloques (Block-diagrams).
CAD	Diseño asistido por ordenador (Computer Aided Design).
CAE	Simulación interactiva (Computer Aided Engineering).
CAT	Asistencia al ensayo o experimentación (Computer Aided Test).
CD	Esquemas circuitales (Circuit diagrams).
CLK	Reloj de Sincronismo.
DC	Corriente Continua.
DSP	Procesador digital de señal
EDA	Ecuaciones Diferenciales Algebraicas
EDO	Ecuaciones Diferenciales Ordinarias.
EPROM	Dispositivo de memoria programable eléctricamente de solo lectura.
FEA	Análisis mediante elementos finitos.
FEM	Fuerza electromotriz.
HIL	Simulación del controlador utilizando el sistema real “Hardware-In-the-Loop.
IGBT	Interruptor controlado (Insulate Gate Bipolar Transistor)
IM	Motor de inducción.
MAC	Unidad de cálculo basada en el producto acumulativo de dos secuencias (Multiply and Acumulate).
MÁX	Máximo
mcm	Mínimo común múltiplo.
MIN	Mínimo
ML	Lenguaje de modelado (Modeling Language)
NA	No Alineamiento o desalineada.
PEBB	Power Electronic Building Block.
PI	Proporcional Integral.
ppr	Pulsos por revolución
PWM	Modulación de anchura de pulso "Pulse width modulation".
REF	Referencia
RPM	Revoluciones por minuto.
RT	Tiempo real [Real Time]
SIL	Simulación del controlador en un sistema virtual (Software-In-the-Loop).
SRM	Motor de Reluctancia Variable (Switched Reluctance Motor).
SRD	Accionamiento con SRM (Switched Reluctance Drive)
S&T	Simulación y ensayo.

SÍMBOLOS

α Distancia entre optointerruptores.
δ Evento detectado mediante un disco ranurado.
ε Error
ξ Factor de amortiguamiento.
η Rendimiento.
θ Ángulo de posición rotórica.
ϕ Flujo.
ψ Flujo concatenado.
θ_A Posición alineada.
ψ_A Flujo concatenado en la posición alineada.
θ_c Ángulo normal de conducción de los interruptores controlados.
τ_C Constante de tiempo del convertidor.
θ_{diente} Ángulo del diente del disco indicador de posición.
θ_e Ángulo de extinción de corriente y final de conducción de los diodos.
τ_e Constante de tiempo eléctrico.
ΔI Rizado de la corriente de fase.
θ_m Ángulo donde el polo estatórico empieza a solaparse con el estatórico.
τ_m Constante de tiempo mecánico del SRM.
θ_{NA} Posición no alineada.
ψ_{NA} Flujo concatenado en la posición no alineada.
θ_{OFF} Ángulo de final de conducción respecto a la posición de no alineamiento.
$\theta off_{máx}$ Ángulo máximo de final de conducción.
θoff_{min} Ángulo mínimo de final de conducción.
θ_{ON} Ángulo de inicio a la conducción respecto a la posición de no alineamiento.
$\theta on_{máx}$ Ángulo máximo de inicio de conducción.
θon_{min} Ángulo mínimo de inicio de conducción.
θ_{paso} Ángulo de paso.
γ Ángulo de diente.
β Ángulo de ranura.
$\beta_{mín}$ Ángulo de ranura mínimo.
β_r Arco polar rotórico.
β_S Arco polar estatórico.
ε_r Angulo de paso o resolución.
τ_R Paso polar rotórico
θ_{ranura} Ángulo de la ranura del disco indicador de posición.
θ_{res} Ángulo resolución.
B Coeficiente de rozamiento viscoso del motor.
B Coeficiente de rozamiento viscoso total.
B_L Coeficiente de rozamiento viscoso de la carga.
b_r Ancho polar rotórico.
b_S Ancho polar estatórico.

C	Rigidez torsional.
C_{cL}	Rigidez torsional del acoplamiento con la carga.
C_{cM}	Rigidez torsional del acoplamiento con el motor.
C_{cT}	Rigidez torsional de cada acoplamiento del transductor de par.
CT	Rigidez torsional del Transductor de par.
C_{TOT}	Coeficiente equivalente de rigidez torsional
D	Relación cíclica o Ciclo de trabajo (Dutty Cicle).
D_e	Diámetro del entrehierro.
f_C	Frecuencia de conmutación de las fases
f_N	Frecuencia natural del banco de pruebas.
f_{parSRM}	Frecuencia del par en un motor de SRM
$G(\theta)$	Función de ajuste.
$g_{máx}$	Longitud máxima del entrehierro.
$g_{mín}$	Longitud mínima del entrehierro.
I	Corriente eficaz.
i	Corriente instantánea.
I_{DC}	Corriente absorbida por el convertidor de potencia.
I_{MAX}	Corriente máxima de limite para el funcionamiento del accionamiento.
I_{Ph}	Corriente de fase.
I_{Single}	Corriente que pasa por el motor mientras conducen los interruptores.
J	Momento de inercia.
J_{cL}	Momento de Inercia del acoplamiento con la carga.
J_{cM}	Momento de Inercia del acoplamiento con el motor.
J_{cT}	Momento de Inercia de cada acoplamiento del transductor de par
J_L	Momento de Inercia de la carga.
J_M	Momento de Inercia del motor.
J_T	Momento de Inercia del Transductor de par.
K	Constante de proporcionalidad.
k	Número entero (denominado multiplicidad de los polos).
K_e	Constante de pérdidas en el hierro en función de la velocidad.
K_i	Constante integral del controlador PI.
K_L	Relación lineal del perfil de inductancia.
k_p	Constante proporcional del controlador PI.
k_s	Factor de saturación.
L	Inductancia.
ℓ	$dL/d\theta$.
L_A	Inductancia en la posición alineada.
L_{max}	Inductancia máxima.
L_{min}	Inductancia mínima.
L_{NA}	Inductancia en la posición no alineada.
M	Par.
m	Número de fases.
$m \cdot N_R$	Strok(desplazamiento del rotor provocado en cada cambio de la secuencia de conmutación de las fases.
M_{AV}	Par medio.

M_L Par resistente en la carga.
M_{Ph} Par en una fase.
n Velocidad en r.p.m.
N Número de espiras de la bobina de una fase.
N_δ Número de eventos obtenidos de un disco ranurado.
NA No alineamiento o no alineada.
$N_{parMÁX(SRM6/4)}$. Velocidad máxima para la medida del par dinámico.
N_{pasos} Número de Pasos por revolución del motor.
N_R Número de polos del rotor.
N_S Número de polos del estator.
P Potencia.
$\Re_{máx}$ Reluctancia máxima del circuito magnético.
$\Re_{min}$ Reluctancia mínima del circuito magnético.
R_{Ph} Resistencia de fase.
T Período.
t Tiempo.
t_{Off} Tiempo de no conducción del interruptor controlado.
t_{On} Tiempo de conducción del interruptor controlado.
U Tensión de alimentación
v Tensión instantánea.
V_{DC} Tensión en el bus de continua.
V_L f.e.m. inducida.
V_{Ph} Tensión de fase.
W Energía.
W' Coenergía.
ζ Coeficiente de saturación.
ω Velocidad en rad/s.
ω_N Velocidad nominal del SRM
ω_V Velocidad máxima de Controlabilidad del SRM

LISTA DE FIGURAS

Figura	Comentarios	Página

CAPÍTULO 1:

Figura 1.1.1: Evolución de los accionamientos eléctricos. 3
Figura 1.1.4: Clasificación de los accionamientos según la potencia. 5
Figura 1.1.6: Evolución histórica del SRM 8
Figura 1.2.1. Tiempos utilizados en la ingeniería convencional y concurrente. 13
Figura 1.2.2: Relación de las nuevas tecnologías en la Simulación interactiva. 14
Figura 1.2.3: Utilidad vs Exactitud de la simulación 14
Figura 1.3.1: Desarrollo tradicional de un accionamiento de SRM 15
Figura 1.3.2: Desarrollo mediante Prototipado virtual de un accionamiento de SRM 16

CAPÍTULO 2:

Figura 2.3.3.1.2.2: Evolución de la inductancia con la posición en el prototipo 6/4. 52
Figura 2.3.3.2.1: Comparación de las curvas de flujo obtenidas experimentalmente con la reconstruidas mediante el modelo completo. 53
Figura 2.3.3.2.2.1: Elección de parámetros en el cálculo de k_s para diferentes valores de corriente 54
Figura 2.3.3.2.2.2: Comparación de las curvas de flujo obtenidas experimentalmente con la reconstruidas mediante el modelo simplificado. 55
Figura 2.3.3.2.3.1: Validación de la forma de onda de corriente para alta velocidad (3000 rpm). 56
Figura 2.3.3.2.3.2: Validación de la forma de onda de corriente para velocidades medias (1850 rpm). 56

CAPÍTULO 3:

Figura 3.1.1.1: Entorno de simulación para accionamientos de SRM 59
Figura 3.1.1.2: Entorno de prototipado para accionamientos de SRM 59
Figura 3.3.2: Integración de la simulación teórica con los ensayos experimentales 73
Figura 3.3.3.3: Sistema de desarrollo en V mediante prototipado rápido. 77
Figura 3.4.1.1: Medida de corriente y generación de señal de control para un actuador. 81
Figura 3.4.1.3: Posibilidad de implementación de los algoritmos digitales 83
Figura 3.4.2.1.1: Arquitectura y características básicas de una unidad MAC. 85
Figura 3.4.2.1.2: Ejemplo de representación con 16 bits y efecto del desbordamiento 86
Figura 3.4.2.1.3: Unidad generadora de direcciones de datos (DAG) 88
Figura 3.4.2.4: Periféricos integrados de un DSP. 90
Figura 3.4.3: Mercado Mundial de DSPs en 2005 : $ 9,80 billones. (Fuente : Semiconductor Business News) 95
Figura 3.4.4: Áreas de aplicación de los DSPs 95
Figura 3.4.5.1: Esquema del entorno y herramientas de desarrollo para DSPs 99
Figura 3.4.5.4: Nomenclatura de los DSPs de Texas Instruments 101
Figura 3.4.6.1.1: Ejemplo de arquitectura y Software de OPAL-RT 102
Figura 3.4.6.1.2: Aplicación de la plataforma de desarrollo para realizar un test mediante HIL 103
Figura 3.4.6.2: Ejemplo de arquitectura y Software de QUANSER. 103
Figura 3.4.6.3: Diagrama de implementación en RT para HIL de dSPACE 104

CAPÍTULO 4:

Figura 4.2.1: Diagrama de bloques del control de velocidad de una SRD. 108
Figura 4.3: Esquema de diseño para accionamientos con SRM. 109
Figura 4.4.1: Esquema de un accionamiento completo de SRM en simulación. Implementado mediante SIL 111
Figura 4.4.2: Esquema de un accionamiento completo de SRM utilizando HIL. 112
Figura 4.5.1: Entorno gráfico para el modelado de las curva de magnetización en un accionamiento 6/4. 114
Figura 4.5.1.1: Error numérico cometido en la reconstrucción de las curvas de magnetización hasta 25 A partiendo de los valores iniciales obtenidos hasta 10 A 115

Figura 4.5.1.2: Programación de la curva de magnetización en Simulink. 115
Figura 4.5.1.3: Configuración del tiempo de integración para un paso fijo de 10 ms durante 25 s (correspondientes a los 25 A de corriente máxima) en Simulink. 117
Figura 4.5.1.4: Reconstrucción del flujo en función de la corriente para la posición de alineamiento y no alineamiento y las posiciones intermedias a intervalos de 5°. 118
Figura 4.5.1.5: Cálculo del flujo concatenado en función de la posición y la corriente en Simulink (Modelo Simplificado) 118
Figura 4.5.1.6: Comparativa de la función Ks^{ξ} (en rojo) con la aproximación f_T (en azul) mediante series de Taylor. 120
Figura 4.5.1.7: Cálculo del par en función de la posición y la corriente en Simulink. (Modelo Simplificado) 121
Figura 4.5.2.1: Cálculo del flujo concatenado en función de la posición y la corriente en Simulink (Modelo Completo). 122
Figura 4.5.2.2: Cálculo del par en función de la posición y la corriente en Simulink (Modelo Completo). 123
Figura 4.5.2.3: Comparativa de las formas de onda de par mediante el modelado simplificado 'Par (SIM)' y el modelado completo 'Par(COM)'. 123
Figura 4.5.3.1: Motor SRM de 3 fases 124
Figura 4.5.3.2.1: Fases del accionamiento con la implementación del ángulo de paso. 125
Figura 4.5.3.2.2: Modelo para una fase del SRM 126
Figura 4.5.3.2.3: Ejemplo de la máscara de inicialización para el prototipo 6/4 del anexo de motores. 127
Figura 4.5.3.3.1: Resultados experimentales de las pérdidas en el SRM 6/4. 128
Figura 4.5.3.3.2: Circuito equivalente para la consideración de las pérdidas en el hierro. 128
Figura 4.5.3.3.3: Modelo para una fase del SRM considerando las pérdidas del hierro. 129
Figura 4.5.3.3.4: Comparativa entre el modelo simplificado sin pérdidas (Azul) y el modelo simplificado con pérdidas en el hierro (Rojo) a 2500 rpm. 129
Figura 4.6.2.1: Esquema para la estructura del convertidor clásico, para SRM's trifásicos 132
Figura 4.6.2.2: Esquemas equivalentes de la idealización correspondiente a los interruptores de una fase en el convertidor clásico. 132
Figura 4.6.3.2: Equivalencia de las entradas reales del convertidor con el modelado mediante Simulink. 135
Figura 4.6.3.3: Programación de una fase del convertidor mediante StateFlow 137
Figura 4.6.3.4: Esquema completo del convertidor clásico trifásico en Simulink. 137
Figura 4.7.1.1.1: Respuesta en velocidad de una máquina de SRM. 138
Figura 4.7.1.1.2: Discos ranurados y optointerruptores para SRM trifásicos. 139
Figura 4.7.1.1.3. Generación de la velocidad en rpm mediante optointerruptores. 140
Figura 4.7.1.2.1: Medida de la mitad del pulso de entrada (Bajas velocidades). 142
Figura 4.7.1.2.3: Algoritmo para el cálculo de la velocidad. 144
Figura 4.7.1.3.1: Modelo del estimador de velocidad programado en Simulink. 147
Figura 4.7.1.3.2: Programación de los 10 contadores en paralelo. 147
Figura 4.7.1.3.3: Selección de la medida válida. 148
Figura 4.7.1.3.4: Cálculo de la velocidad y del tiempo empleado en la medida para bajas velocidades. 148
Figura 4.7.1.3.5: Cálculo de la velocidad y del tiempo empleado en la medida para medias-altas velocidades. 149
Figura 4.7.2.1: Formas de ondea de corriente de fase, tensión de fase y potencia en el bus de continua para un control de histéresis. 149
Figura 4.7.2.2: Señales de la potencia instantánea y media en el Bus de continua. 150
Figura 4.7.2.3: Cálculo de la potencia media del Bus de continua. 151
Figura 4.8.1: Diagrama de bloques detallado del control del convertidor de un SRD. 152
Figura 4.8.1.1: Bloque de selección de troceado para una fase. 153
Figura 4.8.1.2: Formas de onda del modo SoftChopping a 2500 rpm y 9A. 154
Figura 4.8.1.3: Formas de onda del modo HardChopping a 2500 rpm y 9A. 155

Figura 4.8.1.4: Máquina de estados para el Modo Alternating SoftChopping 156
Figura 4.8.1.5: Formas de onda del modo Alternating SoftChopping a 2500 rpm y 9A 157
Figura 4.8.1.6: Máquina de estados para el Modo Alternating Phase ShiftChopping. 157
Figura 4.8.1.7: Formas de onda del modo Alternating 'Phase ShifChopping' a 2500 rpm y 9A 159
Figura 4.8.1.8 Bloque de selección del modo de operación del convertidor de 3 fases. 160
Figura 4.8.2: Posibles señales de entrada y salida del bloque generador de secuencia de conmutación. 161
Figura 4.8.2.1.1: Detalle del disco ranurado y los optointerruptores para una estructura 6/4 162
Figura 4.8.2.1.2: Zonas de funcionamiento en sentido de giro izquierdas. 162
Figura 4.8.2.1.3: Señales de los optointerruptores y código digital generado. 163
Figura 4.8.2.1.4: Proceso de sincronización del disco ranurado con el rotor del SRM. 164
Figura 4.8.2.1.5: Posicionado y sincronización del disco en prototipo del SRM 6/4. 165
Figura 4.8.2.2.1: Ángulos de conducción obtenidos mediante lógica combinacional entre la posición de alineamiento y no alineamiento. 166
Figura 4.8.2.2.2: Representación de los ángulos de conducción obtenidos mediante lógica combinacional aplicados a cada fase. 167
Figura 4.8.2.4.1: Representación de los eventos detectados para cada fase. 170
Figura 4.8.2.4.2: Descripción de las señales de conmutación con ángulos variables para una fase, en un ciclo polar rotórico. 171
Figura 4.8.2.4.3: Generación de las señales de conmutación con ángulos variables para una fase, en un ciclo polar rotórico. 172
Figura 4.8.2.4.4: Esquema general de procesado del ángulo de conducción. 173
Figura 4.8.2.4.5: Generación de la secuencia de conmutación básica. 173
Figura 4.8.2.4.6: Generación de las señales de conmutación con ángulos variables. 174
Figura 4.8.2.4.7: Cálculo de tiempo en recorrer un grado y bloques usados para la generación de la señales de conmutación con ángulos variables de una fase. 175
Figura 4.8.2.4.8: Procesado del ángulo de inicio de la conducción. 175
Figura 4.8.2.4.9: Procesado del ángulo de finalización de la conducción. 175
Figura 4.8.3.1: Posibles señales de entrada y salida del bloque Regulador. 177
Figura 4.8.3.2: Módulo regulador de Corriente por Histéresis programado en Simulink. 177
Figura 4.8.3.3: Regulación de corriente mediante histeresis a 8 A a una velocidad de 500 rpm 178
Figura 4.8.3.4: Señal de control obtenida mediante PWM a 10kHz. 178
Figura 4.8.3.5: Bloque regulador de tensión PWM programado en Simulink. 179
Figura 4.8.3.6: Regulación de tensión a D=0,5 ($Vref_{máx}/2$) obteniendo 1500 rpm. 179
Figura 4.8.3.7: Módulo regulador de tensión PWM programado en Simulink. 180
Figura 4.8.3.8: Regulación de corriente a 6 A obteniendo 1500 rpm. 181
Figura 4.8.3.9: Señales de corriente y control para dos reguladores de (en rojo regulador de Histeresis y en azul regulador PWM a 10kHz). 182
Figura 4.8.3.10: Ampliación de las Señales de la figura 4.8.3.9. 182
Figura 4.8.3.11: Módulo regulador programado en Simulink 183
Figura 4.9: Diagrama de bloques detallado del control del accionamiento de un SRD. 184
Figura 4.9.1: Localización de los ángulos de conmutación referidos a la evolución idealizada de la inductancia para un control de corriente. 185
Figura 4.9.1.1: Módulo para la selección de ángulos constantes programado en Simulink. 186
Figura 4.9.1.2.1.2: Evolución de la corriente referida a la posición no alineada de la evolución idealizada de la inductancia. 187
Figura 4.9.1.2.2.1 :Ciclo de energía para un control de corriente a 8 A y 500 rpm, manteniendo constante el ángulo de inicio de la conducción a θon=2 ˚, en rojo θoff=25 ˚ y azul θoff=32 ˚ 189
Figura 4.9.1.2.3.1: Programación en Simulink del módulo para el cálculo del ángulo de inicio de conducción por la regla de Bose. 193
Figura 4.9.1.2.3.2: Programación en Simulink del módulo para el cálculo del ángulo de inicio de conducción por la regla de Gribble. 193
Figura 4.9.1.2.3.3: Bloques para el cálculo de los ángulos de conmutación mediante la Regla de Bose y Gribble. 194

Figura 4.9.1.3.1: Programación en Simulink del bloque optimizador de rendimiento. 195
Figura 4.9.1.3.2: Preprocesado de la referencia de corriente (Iref) provinente del control de velocidad. 196
Figura 4.9.1.3.3: Zonas de funcionamiento del algoritmo de rendimiento. 197
Figura 4.9.1.3.4: Preprocesado de la velocidad y la referencia de velocidad. 197
Figura 4.9.1.3.5: Bloque de ajuste para los parámetros de paso. 198
Figura 4.9.1.3.6: Diagrama de flujo relacionado con los estados para el algoritmo optimizador de rendimiento. 198
Figura 4.9.1.3.7: Diagrama de estados para el algoritmo optimizador de rendimiento propuesto. 200
Figura 4.9.1.3.8: Módulo generador de los ángulos de conmutación con las propuestas de programación. 200
Figura 4.9.2.1 Diagrama de bloques del sistema de control simplificado. 201
Figura 4.9.2.2: Esquema clásico del PI utilizado. 202
Figura 4.9.2.3: Bloques del controlador PI Programado en Simulink. 203
Figura 4.9.2.4: Comportamiento del controlador para un arranque a 1000 rpm a plena carga y a un cuarto de carga. 204
Figura 4.9.2.5: Saturación del integrador para un arranque a 1000 rpm con una carga de 0,24 Nm. 204
Figura 4.9.2.6: Comportamiento del accionamiento a una perturbación de carga después de un arranque a 1000 rpm. 205
Figura 4.10.1: Opciones de cortocircuito y circuito abierto de fase. 208
Figura 4.10.2: Respuesta del accionamiento a una falta en una fase. 209
Figura 4.11.1: Bloque para la simulación de cargas variables 210
Figura 4.11.2 Entorno de programación de cargas variable. 210

CAPÍTULO 5:

Figura 5.1.1.1: Diagrama de bloques de la plataforma propuesta. 213
Figura 5.1.1.2: Banco de prueba para el Test HIL de accionamientos de SRM. 213
Figura 5.2: Esquema general del conjunto PEEB con el puente rectificador trifásico, filtro, convertidor de potencia y circuitos de protección y ayuda a la conmutación. 214
Figura 5.2.2: Topologías de los convertidores estáticos (4 fases). 215
Figura 5.2.3.1: Rango de dispositivos electrónicos de potencia comerciales. 216
Figura 5.2.4.1: Forma de la señal de disparo en la puerta del interruptor. 218
Figura 5.2.4.2: Corriente aplicada al IGBT mediante un circuito RC de ayuda a la conducción 219
Figura 5.2.5.1: Circuitos de reducción de tensión RCD. 220
Figura 5.2.5.2: Red Snubber RCD de carga-descarga. 221
Figura 5.2.5.3: Estados de la Red Snubber RCD de carga-descarga. 221
Figura 5.2.6.1 - Red RC de ayuda a la conmutación (en rojo) y red RCD Snubber de carga y descarga (en azul) para una fase del convertidor. 222
Figura 5.2.6.2 Detalle real de los componentes usados para implementar los módulos correspondientes a los interruptores del convertidor estático. 223
Figura 5.2.6.3: Detalle de los módulos de potencia del PEEB dispuestos sobre el radiador. 223
Figura 5.2.6.4: Esquema de las conexiones eléctricas entre los módulos superiores e inferiores para el convertidor estático clásico. 224
Figura 5.2.7.1: Detalle de las salidas del PEEB 225
Figura 5.2.7.2: Detalle de las entradas del PEEB 225
Figura 5.2.7.3: Vista superior y detalle de las conexiones del PEEB 226
Figura 5.3.1.1: Esquema del adaptador de señal para el encoder incremental. 227
Figura 5.3.1.2: Esquema del adaptador de señal para la detección de la posición, mediante sensores de posición 228
Figura 5.3.2: Esquema simplificado de conexión para el rectificador, filtro, convertidor estático de potencia, convertidor electromecánico de cuatro fases y elementos de medida. 228
Figura 5.3.2.2.1: Conversión de la señal de corriente de la fase A ($I_{MPhaseA}$) adquirida mediante el transductor LV-25-NP en una señal de referencia negativa ($I_{MadqPhaseA}$). 230
Figura 5.3.2.2.2: Esquemas de los circuitos para la medida de corriente. 231
Figura 5.3.2.4: Circuito para la medida de tensión. 232

Figura 5.3.3.1: Identificación de los componentes del dispositivo para detección de la posición. 233
Figura 5.3.3.2: Identificación de los componentes del dispositivo para la medida de corriente y tensión. 233
Figura 5.3.3: Equipo para la medida de posición, corriente y tensión. 234
Figura 5.4.1: Esquema circuital de adaptación de la señal de disparo de un interruptor. 235
Figura 5.4.2: Circuito integrado NMH0515S y equivalencia del Convertidor DC/DC. 236
Figura 5.4.3: Circuito principal del Driver para la adaptación de las señal de disparo de los interruptores del PEEB 237
Figura 5.4.4: Equipo Driver para la adaptación de las señal de disparo de los interruptores del PEEB. 237
Figura 5.5.1: Diagrama de bloques de la plataforma para el control en RT. 238
Figura 5.5.1.1: Interface para la conexión CLP1104. 239
Figura 5.5.1.2: Arquitectura de la Tarjeta DS1104. 240
Figura 5.5.1.3: Descripción de la Tarjeta DS1104. 240
Figura 5.5.1.4: Diagrama de bloques y esquema de conexiones Hardware de la plataforma HIL 241
Figura 5.5.2: Coexistencia del Software usando Real Time Windows Target 242
Figura 5.5.2.2.1 : Bloque programado en Simulink para la comunicación con el hardware mediante la tarjeta de control DS1104. 244
Figura 5.5.2.2.2: Configuración de las Entradas y salidas digitales en Simulink (RTI) 244
Figura 5.5.2.2.3: Configuración de las entradas analógicas en Simulink (RTI) 245
Figura 5.5.2.2.4: Configuración de las entradas digitales del encoder incremental. 245
Figura 5.5.2.2.5: Esquema de conexión Software de la plataforma HIL. 246
Figura 5.5.2.2.6: Layout de un control de corriente por histéresis a 2,75 A y 1500 rpm. 246
Figura 5.5.2.2.7: Layout de ajuste de la velocidad de consigna y visualización de corriente total. 247
Figura 5.6.1: Señales de control generadas y de corriente y tensión medidas para un ensayo a Pulso único 3700rpm con ángulos de conducción 2˚ y 32˚ a 1,8Nm. 248

CAPÍTULO 6:

Figura 6.1: Esquema equivalente utilizado para las plataformas SIL y HIL. 250
Figura 6.2.1.1.1: Esquema equivalente utilizado para los ensayos a pulso único. 251
Figura 6.2.1.1.2: Resultados experimentales del ensayo a pulso único y 1,8 Nm. 252
Figura 6.2.1.1.3: Comparativa del par, velocidad y corriente para pulso único. 252
Figura 6.2.1.1.3: Comparativa de la corriente de fase entre SIL y HIL para pulso único. 253
Figura 6.2.1.2.1: Esquema equivalente utilizado para los ensayos con control de corriente. 253
Figura 6.2.1.2.2: Resultados experimentales del ensayo con control de corriente 'SoftChopping' a 1000 rpm y 0,6 Nm. 254
Figura 6.2.1.1.3: Adquisición del par, velocidad y corriente para la validación con control de corriente mediante HIL. 254
Figura 6.2.1.1.4: Comparativa de la corriente de fase entre SIL y HIL con control de corriente SoftChopping a 1000 rpm y 0,6 Nm 255
Figura 6.2.2.1: Respuesta del accionamiento a variaciones de la consigna de velocidad (de 0 a 2000 rpm) en pasos de 500 rpm, con control de corriente Softchopping. 255
Figura 6.2.2.2: Resultados de la simulación del accionamiento para variaciones de la consigna de velocidad (de 0 a 2000 rpm) en pasos de 500 rpm, con control de corriente SoftChopping. 256
Figura 6.2.2.3: Formas de onda de la velocidad y la corriente de fase en un transitorio de carga con control de corriente por histéresis. 256
Figura 6.2.2.4: Formas de onda de la velocidad y la corriente de fase en una simulación de transitorio de carga con control de corriente por histéresis. 257
Figura 6.2.3.1: Comprobación del tiempo de retardo a la conducción del convertidor. 257
Figura 6.2.3.2: Selector de las diferentes estrategias de control del convertidor. 258
Figura 6.2.3.3: Ensayos con regulador de corriente por histéresis a 1000rpm y 0,6Nm. 259
Figura 6.2.3.1.1: Comparativa de los tiempos de procesado en un ensayo a 2500 rpm y 2Nm 260
Figura 6.2.4.1: Medida de potencia mediante vatímetro Zimmer y la entrada analógica de Spider8 instantánea 261

Figura 6.2.3.2: Representación de las formas de onda de par, velocidad, potencia y valor medio de la potencia. 262
Figura 6.2.3.3: Comparación en la medida de potencia para diferentes condiciones de carga y velocidad 262
Figura 6.2.5.1: Comparativa de velocidad del calculador propuesto (en rojo) con la dinamo tacométrica (en azul). 263
Figura 6.3.1.1.1: Característica par-velocidad. SRD 6/4 con ángulos constantes. 265
Figura 6.3.1.1.2: Rendimiento de un SRM 6/4 trabajando a ángulos constantes. 265
Figura 6.3.1.2.1: Esquema equivalente utilizado para la variación de ángulos de conducción. 266
Figura 6.3.1.2.1.1: Angulo de inicio y final de conducción calculado según la regla de Bose y Gribble en función de la velocidad y distintas condiciones de carga. 266
Figura 6.3.1.2.1.2: Rendimiento de un SRM 6/4 trabajando mediante Bose-Gribble. 267
Figura 6.3.1.2.2.1: Resultados obtenidos con el algoritmo optimizador de rendimiento a 2000 rpm . 268
Figura 6.3.1.2.2.2: Rendimiento de un SRM 6/4 trabajando mediante Algoritmo Optimizador. 268
Figura 6.3.1.3.1: Banco de ensayo para contrastación de resultados usando el freno de histéresis programable. 269
Figura 6.3.1.3.2: Rendimiento del motor de inducción (IM) con control vectorial. 269
Figura 6.3.1.3.3: Ciclo de trabajo de 45 minutos aplicado al SRM 6/4 y IM 270
Figura 6.3.1.3.4: Comparativa del rendimiento del SRM con algoritmo optimizador ante el motor de inducción para diferentes cargas y velocidades. 271
Figura 6.3.2.1: Ensayos con diferentes ángulos de conducción constantes a 750 rpm 1,2 Nm 272
Figura 6.3.2.2: Rizado de par, para diferentes ángulos de conducción a 750 rpm 1,2 Nm 272
Figura 6.3.4.1: Transitorio de 3 a 2 fases para el SRM 6/4 a 1000 rpm y 1,8 Nm en HIL. 274
Figura 6.3.4.2: Formas de onda de corrientes de fase y total en un transitorio de 3 a 2 fases para el SRM 6/4 a 1000 rpm y 1,8 Nm en HIL. 274

ANEXO A:

Figura A.1.1: Dominios de datos. A.2
Figura A.2.2.:1 Esquema básico de un encoder incremental rotativo A.11
Figura A.2.2.2: Señal de salida del encoder y su posterior tratamiento. A.12
Figura A.2.2.3: Disco ranurado de tres canales de un encoder incremental con sus respectivas salidas por canal en los dos sentidos de giro. A.13
Figura A.2.3.1: Esquema de un disco codificado y del interior de un encoder absoluto. A.15
Figura A.2.3.2: Diferencia entre un disco de código binario y un disco de código GRAY. A.15
Figura A.2.3.1.1: Protocolo de la transmisión de datos. A.17
Figura A.2.3.1.2: Salida de datos para interfaz paralela. A.18
Figura A.2.3.1.3: Salida de datos mediante una etapa push-pull. A.18
Figura A.2.5.1.1: Discos ranurados con optointerruptores para un SRM 6/4. ..... A.20
Figura A.2.5.1.1: Señales obtenidas a la salida de los optointerruptores. A.21
Figura A.2.5.1.2: Encoder realizado mediante 3 sensores ópticos y un disco ranurado para una estructura 6/4 ..... A.21
Figura A.2.5.2.1: Pasos empleados en recorrer un paso polar rotórico A.22
Figura A.2.5.2.2: Codificación y disposición de los optointerruptores para los modelos 6/4 y 12/8. A.24
Figura A.2.5.3.1: Características y esquema equivalente del Opto interruptor H22A1 ..... A.25
Figura A.2.5.3.2: Esquema y circuito impreso de la electrónica de control aplicada a un disco ranurado de 4 dientes. A.25
Figura A.3.4: Efecto Hall utilizado para la medida de corriente. A.27
Figura A.3.4.1: Medida de corriente en lazo abierto mediante un dispositivo Hall. A.28
Figura A.3.4.2.1: Medida de corriente en lazo cerrado mediante un dispositivo Hall. A.28
Figura A.3.4.2.3: Medida de tensión en lazo cerrado mediante un dispositivo Hall. A.29
Figura A.3.5.1: Modelo de la bobina Rogowski A.30
Figura A.3.5.2: Medida de corriente mediante bobina de Rogowski. A.30
Figura A.3.6: Circuito de alimentación y acondicionamiento recomendado por el fabricante. A.32
Figura A.3.6.2: Circuitos para la medida de tensión. A.35

ANEXO B:

Figura B.1.1: Prototipo con estructura 6/4 ..... B.2
Figura B.1.2: Prototipo con estructura 12/8 ..... B.3
Figura B.2.1: Motor de carga síncrono. B.4
Figura B.2.2: Motor de carga de corriente continúa. B.5
Figura B.2.3: Motor de inducción ABB. B.6

ANEXO C:

Figura C.1.1.1: Detalle del medidor de corriente, tensión y potencia Zimmer LMG450. ..... C.2
Figura C.1.1.2: Formas de onda para corriente total, corriente de fase, tensión y potencia, capturadas y visualizadas con TDS5034B. C.2
Figura C.1.2.1: Detalle de la Sonda DS-Europe 535QD para la medida de par estático acoplable a motor de carga. C.3
Figura C.1.2.2: Equipo para la medida de par dinámico, velocidad y señal externa sincronizada. C.3
Figura C.1.2.3: Acoplamientos utilizados para acoplar la carga al motor mediante el transductor de par T34FN-10Nm. C.4
Figura C.2.2.1: Banco de ensayo con máquina síncrona Mavilor y transductor de par dinámico. C.8
Figura C.2.2.2: Motor síncrono Mavilor MA-6 usado como carga. C.8
Figura C.2.3: Banco de ensayo construido con una máquina de corriente continua. C.9

LISTA DE TABLAS

Tabla	Comentarios	Página

CAPÍTULO 1:

Tabla 1.1.4: Tendencias en el mercado de accionamientos. 6
Tabla 1.1.5: Comparación entre diferentes accionamientos eléctricos. 7

CAPÍTULO 2:

Tabla 2.1.2: Número de polos y fases para las configuraciones más habituales de las estructuras magnéticas reluctantes. 21

CAPÍTULO 3:

Tabla3.2: Evolución y desarrollo de los programas de simulación 71
Tabla 3.4.5: Características de diferentes generaciones de DSPs de Texas Instruments. 96

CAPÍTULO 4:

Tabla 4.6.1.1: Características de las configuraciones de los convertidores. 131
Tabla 4.6.2: Estados de funcionamiento para una fase de un convertidor clásico. 133
Tabla 4.6.3.2: Asignación de estados y tensiones en función de las señales de los interruptores y de la corriente 136
Tabla 4.7.1.2.1: Rangos de medida para los contadores utilizados. 146
Tabla 4.7.1.2.2: Posibles errores en función de la velocidad y el tiempo de reloj. 146
Tabla 4.8.1.1: Estados del modo Alternating Phase ShiftChopping. 158
Tabla 4.8.2.2.1: Definición de los ángulos de conducción mediante la codificación de los optointerruptores. 167
Tabla 4.8.2.3: Rangos de los ángulos de inicio y final de conducción obtenidos mediante optointerruptores. 169
Tabla 4.8.2.4.1: Características de los eventos para cada ciclo polar rotórico. 170
Tabla 4.8.2.4.2: $\theta_{error}(^{\circ})$ para diferentes velocidades y tiempos de muestreo. 176
Tabla 4.8.3.1: Estrategias de control en el SRM. 177

CAPÍTULO 5:

Tabla 5.2.2: Re-conexionado del módulo PEEB para pasar del convertidor Clásico al Miller. 214
Tabla 5.2.3.1: Frecuencias de conmutación típicas de los IGBTs. 215

CAPÍTULO 6:

Tabla 6.3.1.3: Energía consumida por un SRM con diferentes estrategias de control de ángulo de conducción y un IM con control vectorial, en un ciclo de 45 minutos 269
Tabla 6.3.3: Presión Sonora para distintos ángulos de conducción. 272

ANEXO A:

Tabla A.1.3.2. Clasificación de las etapas acondicionadoras. A.8
Tabla A.2.1: Comparación de precios para encoders usados con SRM. A.10
Tabla A.2.5.2.1: Configuración del disco ranurado y los optointerruptores para diferentes estructuras de SRM. A.24
Tabla A.3.6.A: Comparativa de las diferentes tecnologías de sensores de corriente A.31
Tabla A.3.6.B: Diferentes características y efectos de las diversas tecnologías de sensores de corriente. A.31
Tabla A.3.6.1: Descripción de la configuración del transductor LA25-NP para 25 A A.32

CAPÍTULO 1:

INTRODUCCIÓN A LA SIMULACIÓN INTERACTIVA DE LOS ACCIONAMIENTOS CON SRM

1.1 LOS MOTORES DE RELUCTANCIA AUTOCONMUTADOS EN EL ÁMBITO DE LOS ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS. 2
1.1.1 EVOLUCIÓN DE LOS ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS. 2
1.1.2 ACCIONAMIENTOS A VELOCIDAD VARIABLE. 3
1.1.3 NUEVOS ACCIONAMIENTOS DE CONMUTACION ELECTRÓNICA. 4
1.1.4 ELECCIÓN DE LOS ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS. 4
1.1.5 COMPARACIÓN ENTRE DIVERSOS ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS. 7
1.1.6 EVOLUCIÓN HISTÓRICA DE LOS ACCIONAMIENTOS DE SRM. 8
1.1.7 APLICACIONES, ACTUALES Y FUTURAS, PARA EL SRM. 9
1.2 INTRODUCCIÓN A LA SIMULACIÓN INTERACTIVA. 12
1.3 INTRODUCCIÓN AL PROTOTIPADO RÁPIDO DE ACCIONAMIENTOS CON SRM. 15

1.1 LOS MOTORES DE RELUCTANCIA AUTOCONMUTADOS EN EL ÁMBITO DE LOS ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS.

1.1.1 EVOLUCIÓN DE LOS ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS.

A principios del siglo XX, los accionamientos eléctricos revolucionaron la industria ya que proporcionaron una fuerza motriz descentralizada para cada máquina y también para cada eje. En el transcurso del siglo evolucionaron hacia relaciones potencia/peso más elevadas, mayor fiabilidad y menor coste. Hasta la década de los setenta, las máquinas eléctricas tenían muy definido su ámbito de aplicación en la industria. Así, el motor de inducción de jaula de ardilla era el motor por excelencia; el motor síncrono, aparte de su exclusividad en la generación, quedaba reducido a las aplicaciones de gran potencia; y el motor de corriente continua monopolizaba los accionamientos de velocidad variable.
En las aplicaciones que necesitaban pequeñas potencias se utilizaban motores de inducción monofásicos y motores universales. A partir de los años setenta la modernización y automatización de los procesos industriales, la aparición de nuevos sectores como la informática y la robótica y una mayor sensibilidad por el medio ambiente, provocaron que los accionamientos eléctricos evolucionaran en los siguientes aspectos [TOR98]:

- Mejora de las prestaciones y del rendimiento en las máquinas eléctricas convencionales.
- Desarrollo de nuevos tipos de máquinas eléctricas mejor adaptadas a las necesidades de los procesos que han de impulsar.
- Desarrollo de accionamientos de velocidad variable en corriente alterna.
- Ampliación de la utilización de la velocidad variable a sectores en que aunque no fuese necesaria para el proceso, su utilización permitía conseguir importantes ahorros energéticos.
- Reducción del impacto ambiental.

Esta evolución fue posible gracias al desarrollo en paralelo de los interruptores de estado sólido, de las técnicas de control avanzado desarrolladas mediante procesadores, de los convertidores estáticos y de los imanes permanentes de elevadas prestaciones.

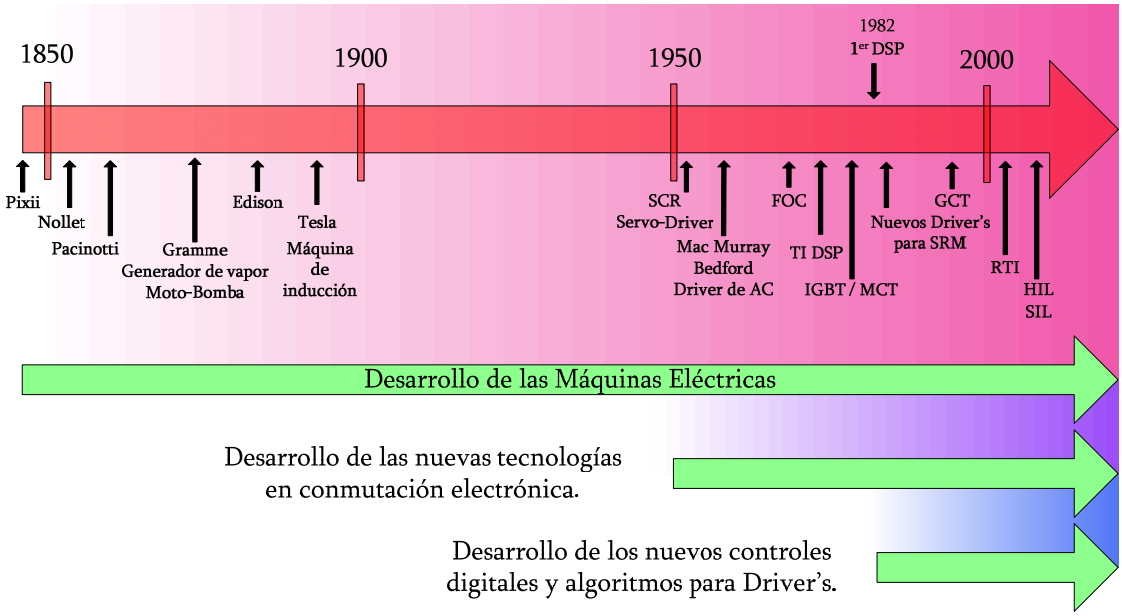


Figura 1.1.1: Evolución de los accionamientos eléctricos.

1.1.2 ACCIONAMIENTOS A VELOCIDAD VARIABLE.

Entre el 75% y el 80% de los accionamientos eléctricos son a velocidad constante. No obstante, hay aplicaciones industriales donde la velocidad variable es imprescindible para regular el proceso, como pueden ser los trenes de laminación, la industria papelera, la industria textil, la industria del cable, las máquinas herramienta o la tracción eléctrica. En otras aplicaciones, como en el caso de bombas, ventiladores y compresores, la regulación de velocidad no es una exigencia del proceso, pero su utilización puede comportar importantes ahorros energéticos.

El futuro de los accionamientos eléctricos es de los accionamientos de corriente alterna. En los accionamientos de corriente continua el conjunto colector de delgas con escobillas presenta limitaciones de tipo dimensional (potencia, velocidad, tensión de delgas), de tipo funcional (incompatibilidad con exigencias de seguridad en atmósferas explosivas) y/o de fiabilidad (atmósferas corrosivas, mantenimiento mínimo). Aunque se continúa trabajando en la línea de mejorar les prestaciones y reducir los costes, este tipo de accionamientos han evolucionado poco en los últimos años y han alcanzado un elevado grado de madurez. En cambio, los accionamientos de corriente alterna, especialmente los asíncronos, se encuentran en un período de rápida evolución como consecuencia del gran esfuerzo en investigación efectuado, consiguiendo, incluso, mejores prestaciones que las obtenidas en los accionamientos de corriente continua, superando sus limitaciones funcionales con unos precios muy competitivos.

1.1.3 NUEVOS ACCIONAMIENTOS DE CONMUTACION ELECTRÓNICA.

Actualmente se están desarrollando nuevos accionamientos eléctricos con conmutación electrónica que presentan ventajas frente a los accionamientos con motor asíncrono convencional. Básicamente, estos accionamientos son:

- Motor de corriente continua sin escobillas.
- Motor síncrono con imanes permanentes.
- Motores de reluctancia síncronos.
- Motores de reluctancia autoconmutados (Switched Reluctante Motor) SRM.

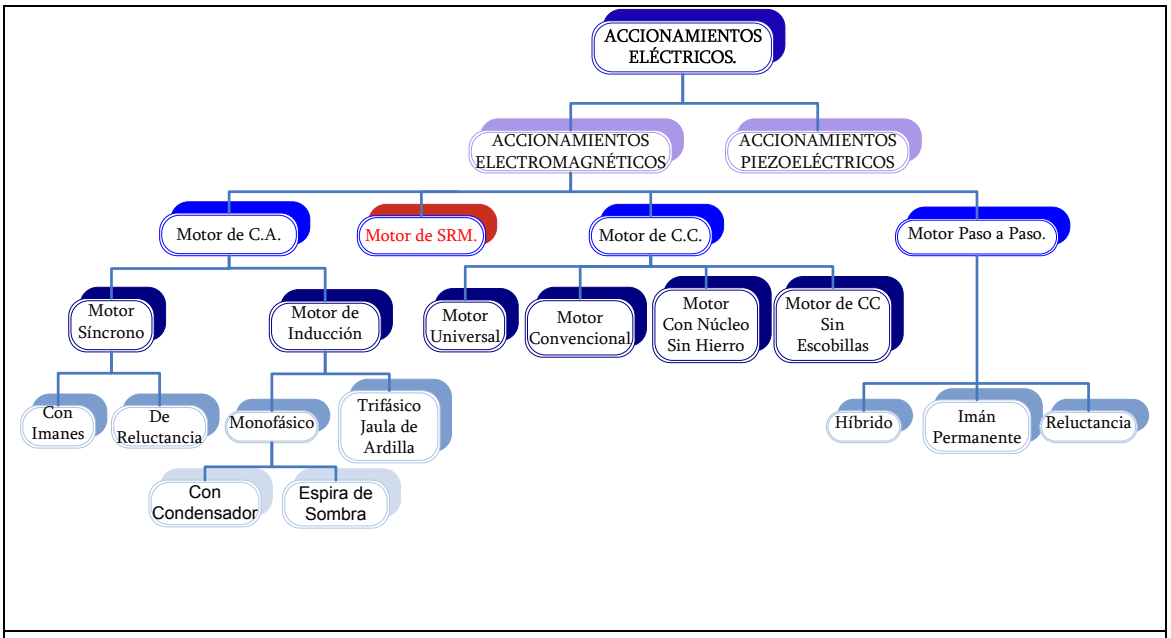
En el ámbito industrial estos nuevos accionamientos se abren un mayor camino en aplicaciones específicas, nichos de mercado, por lo que no son generalmente, competidores de los accionamientos con motores de inducción en aplicaciones de propósito general. Actualmente, estos nuevos accionamientos se están introduciendo en nuevos sectores como el de los vehículos eléctricos e híbridos.

1.1.4 ELECCIÓN DE LOS ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS.

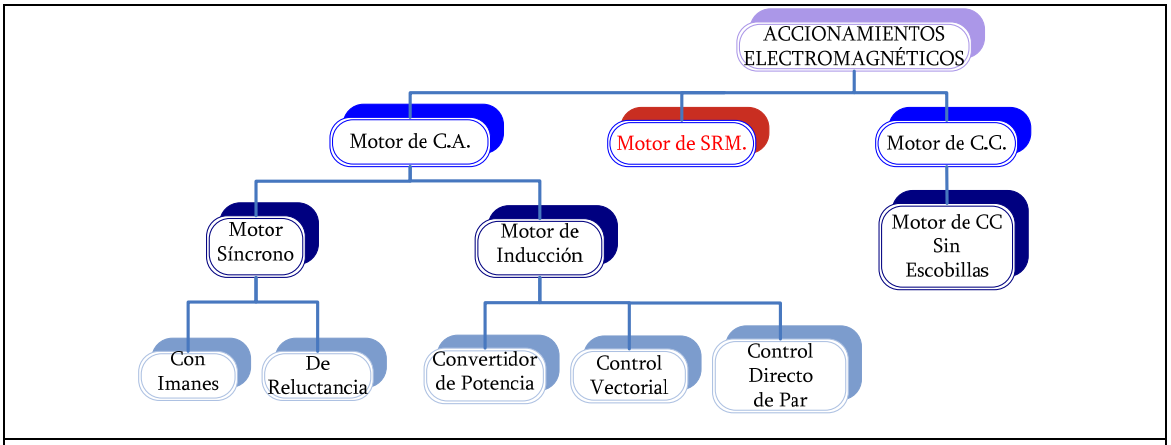
La elección de un accionamiento para una aplicación concreta depende, además de los requisitos específicos de la propia aplicación, de la potencia, del margen de velocidades, de las condiciones ambientales, de la capacidad térmica y del coste. Actualmente, para la mayoría de las aplicaciones existe más de una opción satisfactoria que complica la selección del accionamiento.

Si se efectúa una clasificación de los accionamientos eléctricos según su potencia [AND97], se podrían distinguir tres segmentos mostrados en la figura 1.1.4:

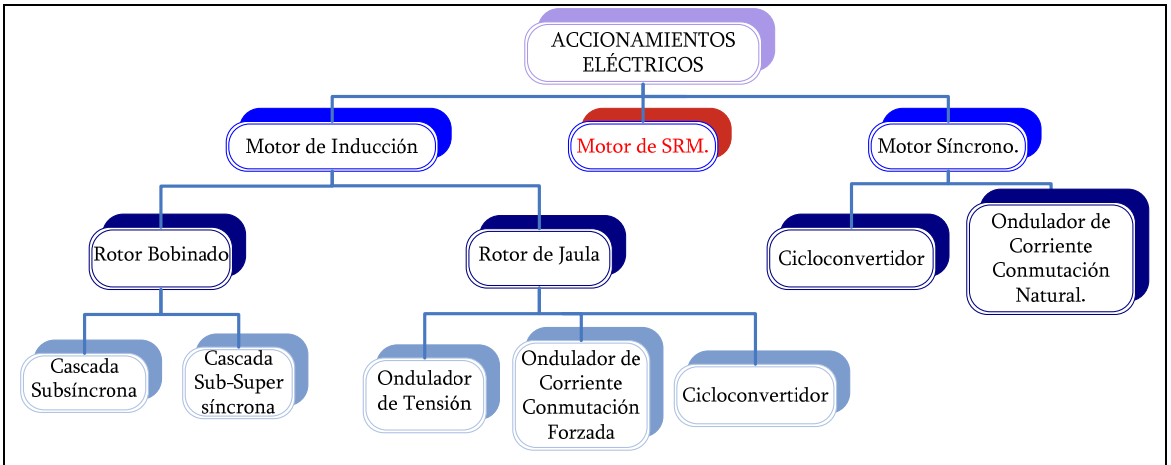
- Pequeña potencia (P<1kW). Figura 1.1.4(a)
- Mediana potencia (1kW÷1MW). Figura 1.1.4(b)
- Gran potencia (P>1 MW). Figura 1.1.4(c)



(a) Accionamientos eléctricos de pequeña potencia



(b) Accionamientos eléctricos de media potencia.



(c) Accionamientos eléctricos de gran potencia.

Figura 1.1.4: Clasificación de los accionamientos según la potencia.

Algunas de las tendencias que parecen destacar en el mercado de accionamientos eléctricos se muestran en la tabla 1.1.4.

TENDENCIAS EN EL MERCADO DE ACCIONAMIENTOS	
Pequeña Potencia	Desarrollo de accionamientos piezoeléctricos en equipos electrónicos de potencia muy pequeña.
	Utilización de circuitos integrados específicos que engloben los componentes de potencia y control (smart power). Algunos incorporan incluso protecciones de dispositivos.
	Sustitución de motores de corriente continua convencionales por motores de corriente continua sin escobillas y en la utilización de SRM en algunas aplicaciones específicas, especialmente en el sector auxiliar del automóvil.
	Utilización de motores de inducción trifásicos alimentados desde una red monofásica a través de un convertidor y motores sin escobillas en sustitución de motores monofásicos con condensador en sectores como el de los electrodomésticos. Aire acondicionado y ventilación
Media Potencia	Tendencia general a utilizar el motor de inducción de jaula con control directo de par.
	En máquinas herramienta y robótica se espera la introducción de los motores síncronos con imanes, de los motores síncronos de reluctancia y de los SRM.
	En aplicaciones de tracción y en los vehículos eléctricos competirán los motores de inducción, los motores de corriente continua sin escobillas, los motores síncronos con imanes y los motores de reluctancia autoconmutados SRM.
	Tendencia a sistemas de control sensorless eliminando los captadores y sensores de posición.
Alta Potencia	Competirán el motor síncrono, el motor asíncrono de jaula y el de rotor bobinado, donde según la regulación de velocidad necesaria y la potencia puede variar el tipo de convertidor estático utilizado para el control.

Tabla 1.1.4: Tendencias en el mercado de accionamientos.

Geográficamente, el mercado de los accionamientos eléctricos se concentra principalmente en Europa, Japón y en los Estados Unidos. Por ejemplo, en la fabricación de convertidores electrónicos de frecuencia para el control de accionamientos con motor asíncrono la cuota de mercado es del 30%, 25% y 23% respectivamente.

1.1.5 COMPARACIÓN ENTRE DIVERSOS ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS.

En la tabla 1.1.5 se pueden observar las ventajas e inconvenientes de los diferentes accionamientos eléctricos que intentan cubrir una parte del mercado actual [MIL89] [MOG91] [AND02].

ACCIONAMIENTO	VENTAJAS	INCONVENIENTES
Motor de corriente continua	• Regulación de la velocidad mediante la tensión y del par mediante la corriente. • Convertidores sencillos.	• Colector de delgas + escobillas. • Relación potencia/peso baja.
Motor de inducción	• Robusto y sencillo. • Económico. • Buena relación potencia/peso.	• Control del flujo y del par desde el estator.
Motor de corriente continua sin escobillas	• Sencillo. • Económico.	• Par pulsante.
Motor síncrono con imanes	• Excelente calidad del par y relación potencia/peso. • Bajo momento de inercia. • Gran capacidad de sobrecarga.	• Coste elevado.
Motor paso a paso	• Económico. • Convertidores sencillos.	• Respuesta dinámica deficiente. • Bajo rendimiento. • Posible pérdida de pasos.
Motor de reluctancia autoconmutado.	• Robusto y sencillo. • Económico. • Convertidores tolerantes a los fallos.	• Par pulsante. • Ruidoso.

Tabla 1.1.5: Comparación entre diferentes accionamientos eléctricos.

El SRM puede jugar en el futuro un papel destacado, aunque no se debe olvidar que otros accionamientos se encuentran actualmente en una posición más ventajosa en aplicaciones industriales de propósito general, como es el caso del motor de inducción de jaula en potencias medianas y de los motores de corriente continua con y sin escobillas en pequeñas potencias. Algunas de las aplicaciones con más posibilidades para introducir el SRM serían: el sector auxiliar del automóvil, el sector de los electrodomésticos de línea blanca, en el campo de les máquinas herramienta y en los grupos tractores de los vehículos eléctricos [LAW92] [MUL94].

Evidentemente, esta evolución y crecimiento en la utilización del SRM pasará por las posibilidades de mejora de sus prestaciones por lo que se refiere a potencia y par por unidad de volumen, rendimiento..., así como por la reducción de sus principales inconvenientes, como el par pulsante, las vibraciones y el ruido.

1.1.6 EVOLUCIÓN HISTÓRICA DE LOS ACCIONAMIENTOS DE SRM.

La primera referencia de la construcción y de la utilización de un motor de reluctancia hay que buscarla en Escocia en el año 1838, cuando Robert Davidson diseñó un primitivo motor de reluctancia. Una versión de este motor se utilizó poco después para impulsar una locomotora en la línea férrea de Glasgow a Edimburgo [MIL01] en septiembre de 1842. El año 1851 Charles Grafton Page construyó otro motor de reluctancia también para aplicaciones de tracción. Los dos intentos resultaron fallidos, principalmente porque en aquellos momentos con los materiales electromagnéticos y los interruptores disponibles no era posible obtener unas mínimas prestaciones, pero el tiempo ha demostrado la buena intuición de los autores al utilizar los motores de reluctancia para aplicaciones de tracción. Más de cien años después la mejora en la calidad de los materiales y la posibilidad de efectuar las conmutaciones mediante interruptores de estado sólido han permitido que estos motores sean una alternativa competitiva. En la figura 1.1.6 se muestra la evolución histórica del SRM.

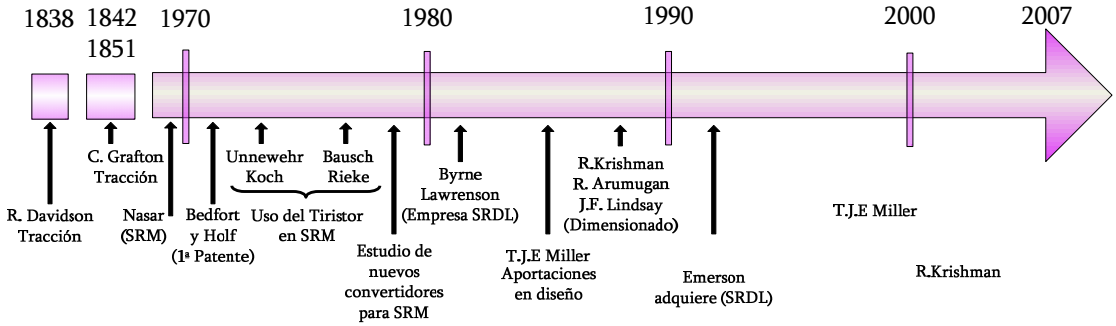


Figura 1.1.6: Evolución histórica del SRM

En el año 1969, Nasar [NAS69] introdujo por primera vez la denominación '***Switched Reluctance Motor'*** **(SRM)** para definir al motor de reluctancia con alimentación de sus fases de manera sincronizada con la posición rotórica. En los años 1971 y 1972 se presentan en los EUA dos patentes correspondientes a Bedfort y Hoft con características similares a las actuales del motor de reluctancia autoconmutado, utilizando un conmutador electrónico sincronizado con la posición del rotor.

De relevancia fueron los trabajos presentados por Unnewehr y Koch [UNN74] en 1974 y por Bausch y Rieke [BAU78] en 1978 utilizando tiristores en el control del SRM. Byrne en la University College de Dublin y Lawrenson en la Leeds University inician la explotación comercial de los SRM; éste último fundó la empresa SRDL, motivado por el interés creciente de estos motores durante la década de los ochenta. La fabricación se enfocó hacia aplicaciones industriales que requieren velocidades variables en el rango de potencias entre 4 kW y 80 kW [LAW80] [BYR82]. Posteriormente, las empresas Allenwest Electrical (Escocia), British Jeffrey Diamond (Gran Bretaña) y Radioenergie (Francia) incorporaron el SRM en su cartera de productos. En EUA, Hewlett-Packard desarrolló la primera aplicación comercial en el accionamiento de ploters, utilizando circuitos integrados específicos para su control. El año 1994, la empresa Emerson (lider mundial en motores eléctricos.) adquirió la empresa SRDL. En esos años y en los siguientes el interés por este tipo de accionamientos no ha parado de crecer y se han publicado monografías que tratan de su principio de funcionamiento, control y diseño, [AMI03], [AND02], [BLA05], [MIL93], [KRI01], [MIL02].

1.1.7 APLICACIONES, ACTUALES Y FUTURAS, PARA EL SRM.

Las principales ventajas que presenta el motor de reluctancia autoconmutado son su construcción simple y robusta, sus bajos costes de manufacturación y su elevado rendimiento. Además, presenta la ventaja de poder escoger entre diversas topologías de convertidor estático, prácticamente todas tolerantes a fallos. La integración de las plataformas de diseño en tiempo real (en adelante RT [Real Time]) en el desarrollo de nuevos sistemas permite realizar simulaciones de los accionamientos antes de que estos se acaben construyendo, de forma que es posible verificar la constitución completa de un accionamiento con SRM comprobando sus aptitudes ante la aplicación para la que ha sido concebido.

Algunas de las aplicaciones comerciales más importantes [BAR99] [AND00], actualmente disponibles son:

Sector electrodoméstico:

Podemos citar la utilización del SRM en la lavadora MAH400 de la marca de electrodomésticos de línea blanca Maytag, del grupo Emerson. La aplicación en aspiradoras INF-A-TEK de Ametek, Lamb E·lectric y en los robots de cocina de la marca Smallfry.

Estas aplicaciones suelen utilizar módulos de potencia (Smart Power Module) y circuitos integrados (ASICs) específicos insertándose, en muchos casos, dentro de la misma estructura del motor.

Sector aire acondicionado, climatización:

CompAir Ltd. utiliza SRM en su gama de compresores de 1-300 kW, también se ha aplicado el SRM en el equipo de aire acondicionado del tren alemán de alta velocidad ICE1/ ICE3.

En estas aplicaciones, hasta ahora, se suele utilizar cuando el compresor funciona continuamente un motor de inducción con un variador de velocidad electrónico. No obstante la compañía CompAir BroomWade ha introducido en el mercado compresores de aire que incorporan SRM y pueden trabajar entre 500 y 5000 rpm manteniendo un rendimiento mucho mayor al obtenido con el motor de inducción con el variador electrónico ocupando además menos volumen. Los controles en estas aplicaciones son sencillos y se implementan mediante microcontroladores y circuitos específicos ASIC.

Tracción eléctrica:

Encontramos SRM en el triciclo Sparrow, AMC-Densei. La motocicleta Lectra de EMB Inc., que incorpora un SRM de Magna Physics Division de Tridelta Industries, que se denominó posteriormente MaVrik Motors y que en Julio de 2001 fue absorbida por Baldor. RadioEnergie ha lanzado al mercado SRM's especialmente adaptados para carretillas eléctricas. Es importante añadir que muchos fabricantes de automóviles están investigando la incorporación del SRM a la cadena de tracción en sus propuestas de vehículo eléctrico, como Daimler Chrysler , Volkswaggen.y General Motors. También en Australia, the Commonwealth Scientific and Industrial Research Organisation (CSIRO) conjuntamente con la industria Australiana de automoción ha desarrollado vehículos eléctricos utilizando SRM en los prototipos ECOmmodore y AXccess

Sector auxiliar del automóvil:

La utilización del SRM en este sector es incipiente pero puede ser uno de los más dinámicos en un futuro próximo. Destacar el arrancador generador de Lucas y el accionamiento para el control del acelerador del motor Jaguar S V-6 y V-8 desarrollado por Dana Corporation.

Sector Aeroespacial:

La industria aeroespacial ha tenido un gran interés por la utilización de la máquina de reluctancia autoconmutada como arrancador/generador de turbinas de gas en aviones (General Electric y Hamilton Sundstrand en potencias de 125 hasta 200kW, 270 Vdc y 60000 rpm). Actualmente se estudia la posibilidad de introducir este tipo de accionamientos en aplicaciones hasta 20000 rpm debido a su gran rendimiento a altas temperaturas, D.J. Powell, G.W. Jewell, D. Home y K. Atallah presentan nuevos diseños con variaciones en las topologías rotóricas para aplicaciones en motores de aviones.

Aplicaciones para ambientes hostiles y peligrosos:

British Jeffrey Diamond 100 Ltd. ha desarrollado una línea de SRM para aplicaciones mineras en el rango de 35-200 kW.

Sector de las máquinas herramienta:

Teknatool Internacional lLtd en Auckland (Nueva Zelanda) introduce un motor de SRM en sus máquinas de tornear madera, sustituyendo el cambio de velocidad mecánico de modelos anteriores de forma que estás son menos pesadas. Los márgenes de velocidad para este tipo de máquinas está entre 190 rpm y 3500 rpm pero Teknatool sugiere la utilización en un margen entre 300 y 2500 rpm avalados por su gran experiencia en el sector. Esta herramienta utiliza una solución completa integrada con un accionamiento de SRM dentro del mercado de máquinas herramienta en el procesado de madera.

Aplicaciones industriales diversas:

Emotron ha utilizado SRM para el equipo de bombeo de la planta de tratamiento de aguas de Ringsjöverket en Suecia. Picanol ha incorporado el SRM a sus telares. Beckam utiliza SRM en su centrifugadora de alta velocidad y elevada eficiencia. Besam AB, y Nordicdoor utiliza SRM para sus unidades de apertura automática de puertas. NSK Ltd. (Japón) incorpora el SRM en su cartera de productos para aplicaciones de elevadas prestaciones de par. AMC Technologies comercializa SRM's de 8 kW en servicio continuo y 15.000 rpm de velocidad máxima. Sicmemotori comercializa 7 tamaños de SRM entre 80 y 180 mm de altura de eje con una potencia máxima de 140 kW, adoptando el motor una configuración exterior similar a la de los motores de corriente continua con refrigeración mediante ventilador exterior. Emotron (Novocherkassk, Rusia) comercializa una amplia gama de SRM's, desde motores monofásicos de 50 W hasta motores de 720 kW de potencia.

1.2 INTRODUCCIÓN A LA SIMULACIÓN INTERACTIVA.

El diseño de un accionamiento con motor de reluctancia autoconmutado SRM es un proceso complejo y laborioso, donde no pueden entenderse por separado las diferentes partes constituyentes (estructura electromagnética, convertidor de potencia, sensórica y control). Durante la etapa de diseño este tipo de accionamiento, requiere de la optimización del conjunto de todas y cada una de sus partes. El uso de herramientas de simulación permite estudiar los distintos sistemas que conforman un accionamiento de SRM, sin tener que disponer de él físicamente, esto resulta muy ventajoso cuando se desea implementar nuevos accionamientos ya que se reduce al máximo; los costes de construcción de prototipos y los tiempos empleados en los ensayos.

En la actualidad el diseño de sistemas a partir de la simulación, se está utilizando en distintos campos de la ingeniería para obtener resultados de forma rápida y económica, siempre y cuando la modelización de los sistemas se haga de la forma más exacta y útil posible. No obstante, el diseño de sistemas mediante simulación no se suele realizar de forma aislada, sino que se integra como una pieza más dentro de la ingeniería concurrente.

Tradicionalmente el proceso convencional de desarrollo de productos consiste en la realización de una serie de tareas específicas que deben ser desarrolladas habitualmente por diferentes equipos de trabajo en la empresa, y que abarcan la generación de las primeras ideas, diseño conceptual, diseño detallado, análisis, elaboración de planos y documentación técnica, fabricación, puesta en servicio y mantenimiento.

Cuando los procesos de desarrollo de producto se realizan sin intercambio de información entre los diferentes equipos de trabajo, a medida que el proyecto avanza, los cambios en diseño e ingeniería de producto resultan cada vez más difíciles y costosos. Para resolver los problemas de ineficiencia que presenta el enfoque tradicional que se ejecuta en forma secuencial, se recurre a la ingeniería concurrente. La Ingeniería Concurrente es la técnica de desarrollo de un producto consistente en realizar en paralelo la mayor parte de tareas posibles, desde la fase de diseño hasta la de comercialización, con este planteamiento se vencen las barreras existentes entre los diferentes departamentos, mediante la colaboración de sus miembros, que comparten los conocimiento y utilizan herramientas compatibles para hacerlo posible.

En la figura 1.2.1 se muestra la reducción de tiempo obtenida mediante ingeniería concurrente ante la ingeniería secuencial tradicional.

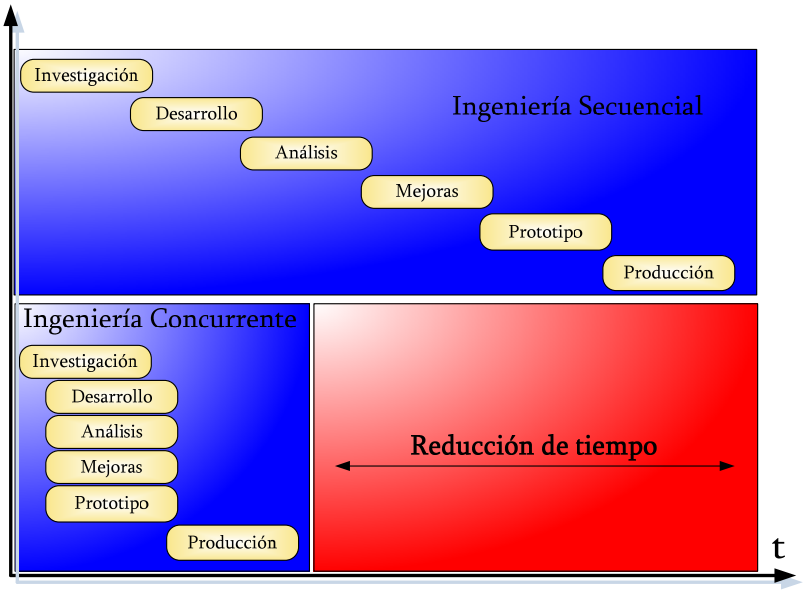


Figura 1.2.1. Tiempos utilizados en la ingeniería convencional y concurrente.

La ingeniería concurrente requiere de sistemas de gestión de datos de productos que permitan a los diseñadores e ingenieros acceder y modificar la información relativa al diseño y fabricación de modo integrado. Las tecnologías de apoyo a la función de diseño e ingeniería son un conjunto de herramientas (Hardware y Software) y procedimientos (metodología), desarrollados para recoger y canalizar las intenciones y necesidades de los diseñadores e ingenieros, de modo que permitan abordar el Diseño de un Producto de una forma eficiente y eficaz, relacionando correctamente todos los aspectos y personas que intervienen en dicho diseño y estableciendo así el primer eslabón en la Ingeniería Concurrente. Además, para el éxito con Ingeniería Concurrente, es importante la introducción de cambios en la mentalidad de la empresa tanto culturalmente como tecnológicamente.

Las ventajas más relevantes que generan los sistemas concebidos mediante ingeniería concurrente son:

- Acortan los tiempos de desarrollo de los productos.
- Menores cambios de ingeniería.
- Elevan la productividad.
- Aumentan la flexibilidad.
- Mejoran la utilización de los recursos.
- Capacidad de generar productos de calidad.
- Reducen los costes de desarrollo de productos.

Aunque la ingeniería concurrente es considerada la forma más eficaz de acortar el tiempo de desarrollo y coste de nuevos accionamientos [AGU03], su aplicación práctica genera ciertas dificultades relacionadas con la correcta utilización del conjunto de nuevas tecnologías de diseño asistido por ordenador (CAD-Computer Aided Design), simulación interactiva (CAE-Computer Aided Engineering) y ensayo o experimentación (CAT- Computer Aided Test).

En la figura 1.2.2 se muestra la relación de las nuevas tecnologías implicadas en un proceso de simulación interactiva.

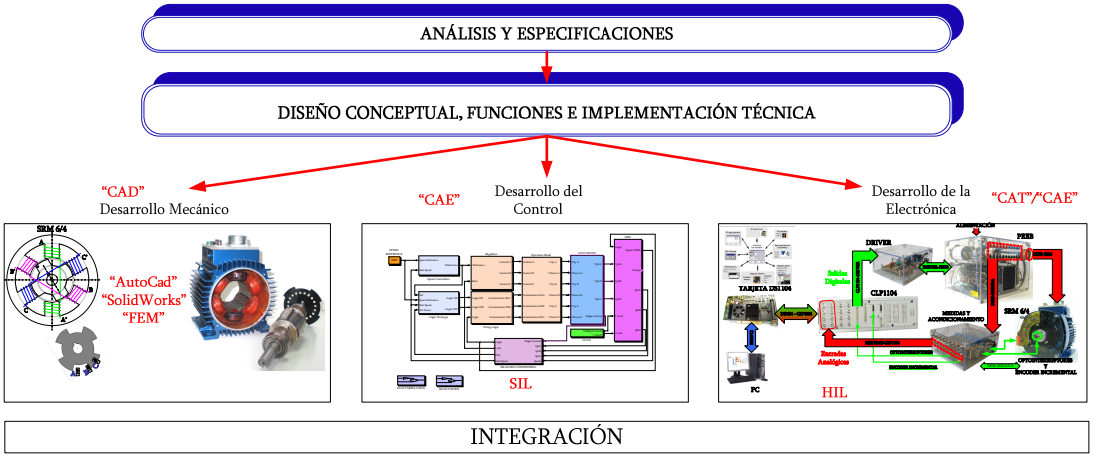


Figura 1.2.2: Relación de las nuevas tecnologías en la Simulación interactiva.

La simulación interactiva evalúa el comportamiento de un accionamiento con SRM, con el objetivo de validar sus diseños y ajustes iniciales y posteriormente mediante el control digital permite implementar los diferentes controles en un perfil concreto y conocido para regimenes permanentes y transitorios sin riesgos de cometer errores fatales para el accionamiento (Sobre picos de tensiones, descontrol de las variables, inestabilidades,..etc.). También permite ajustar el tiempo de los conversores y procesadores digitales, así como su resolución y límites ya que estos ejecutarán el código de forma análoga al implementado en la simulación.

En las fases iniciales del desarrollo del accionamiento, la simulación es utilizada para concretar el diseño conceptual y arquitectura global del accionamiento. Durante esta fase se comprueba el cumplimiento de todos los requisitos, funcionales y no funcionales utilizando la simulación de forma más cualitativa que cuantitativa, como una "herramienta de pensamiento" para el ingeniero de diseño. En esta etapa la interacción CAD-CAE resulta fundamental puesto que lo que prima es la agilidad de las evaluaciones más que el nivel de exactitud de las mismas, siempre y cuando los resultados sean cualitativamente correctos y permitan tomar la decisión adecuada. Aunque parezca paradójico, la utilidad de una simulación puede estar reñida con un intento por conseguir la máxima exactitud tal y como se muestra en la figura 1.2.3.

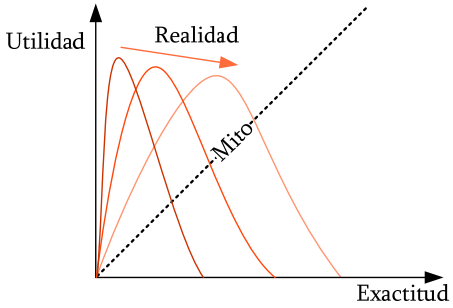


Figura 1.2.3: Utilidad vs Exactitud de la simulación.

Una vez se ha fijado el concepto y el proyecto entra en la fase de desarrollo de detalle, simulación y ensayo pasan a ser herramientas para la verificación del cumplimiento de las necesidades de los clientes expresadas en forma de especificaciones técnicas [AGU03]. El número de tales verificaciones queda limitado como consecuencia de las limitaciones en tiempo y coste de cada proyecto, por lo que es necesario establecer prioridades. La simulación interactiva integrada en plataformas de prototipado rápido permite utilizar los mismos entornos constituidos para el diseño con el objeto de ensayar el accionamiento.

1.3 INTRODUCCIÓN AL PROTOTIPADO RÁPIDO DE ACCIONAMIENTOS CON SRM.

Esta tesis doctoral pretende definir las pautas a seguir en el desarrollo de accionamientos de reluctancia autoconmutados integrando las metodologías de prototipado rápido. Se realizará el seguimiento del accionamiento desde el diseño de su geometría hasta los algoritmos de control para aplicaciones concretas utilizando entornos virtuales definidos para la simulación interactiva, donde se puede ensayar lo que ocurre en el accionamiento cuando se introduce un cambio en cualquier etapa de diseño, permitiendo comparar de una forma rápida como afectan las variaciones realizadas.

Las desventajas de los sistemas tradicionales de desarrollo de accionamientos de SRM quedan patentes en la figura 1.3.1 , dado que la verificación de los diseños debe obtenerse por ensayo con lo cual es imprescindible disponer del prototipo real del accionamiento, esto retrasa el proceso final del fabricación y por tanto la producción.

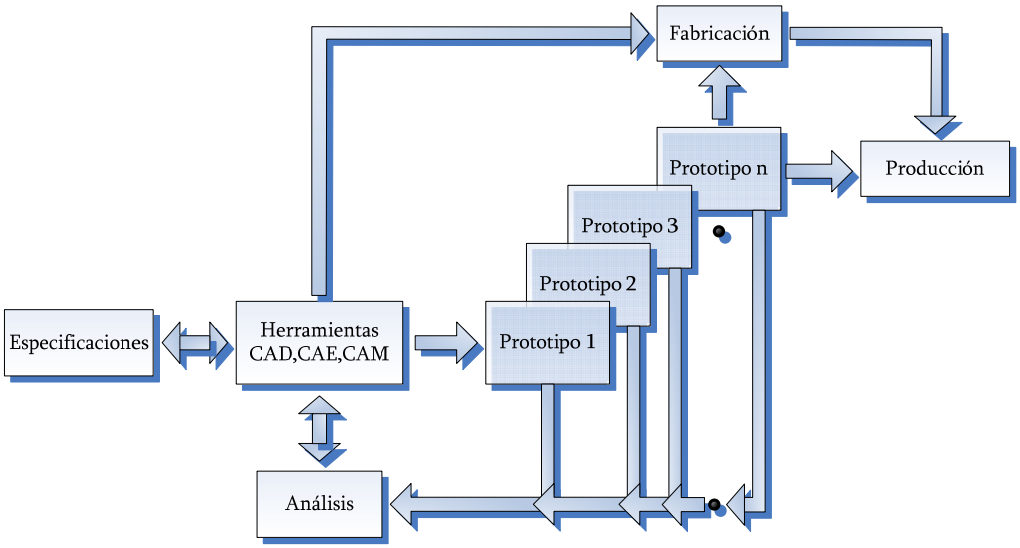


Figura 1.3.1: Desarrollo tradicional de un accionamiento de SRM

Evidentemente el diseño óptimo de un accionamiento es ambiguo ya que deben considerarse grandes compromisos y depende de muchos aspectos, esto hace que el diseño resulte una ardua tarea en función de cual sea la aplicación a la que vaya destinado.

Las técnicas de prototipado virtual además de ahorrar tiempo y dinero resultan más sencillas de aplicar una vez escogido el modelo a utilizar para simular el accionamiento, ya que **permiten obtener un prototipo virtual con el cual se realizan los ensayos y las modificaciones pertinentes** (mediante la simulación interactiva) **antes de la construcción del prototipo real** (figura 1.3.2). Además esta metodología permite realizar el test aprovechando todo el trabajo efectuado con anterioridad en el análisis.

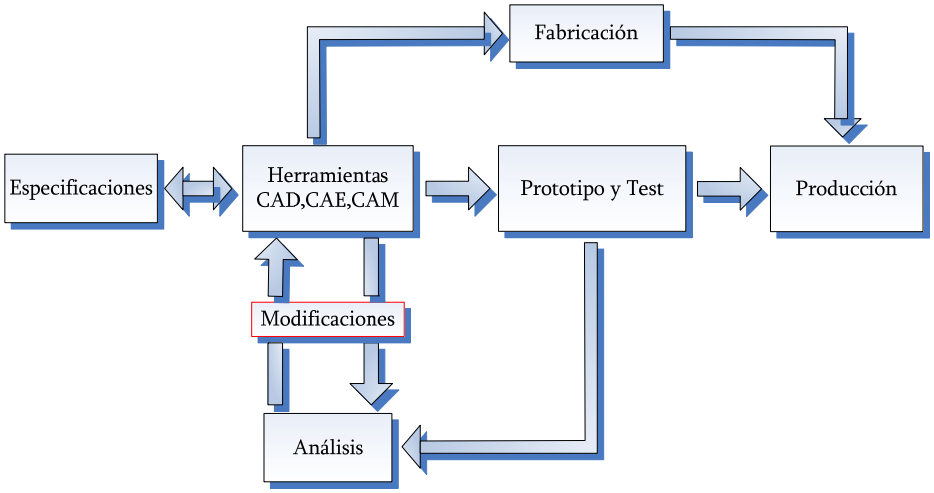


Figura 1.3.2: Desarrollo mediante Prototipado virtual de un accionamiento de SRM

Se verá que uno de los eslabones más importantes en estos sistemas es el correcto modelado del accionamiento prestando especial atención a la utilidad de los modelos. El modelado debe integrarse de una forma sencilla en el proceso de diseño y conviene que sea riguroso con los objetivos que se persiguen ya que si esto no ocurre así, los resultados no serán óptimos.

No solamente se definirán los modelos más exactos sino aquellos que sean los más útiles y adaptados a la realidad, por ello, estos se han de validar con accionamientos reales obteniéndose los resultados de aplicación previstos.

Cuando todos los modelos que componen el accionamiento se validan mediante un accionamiento real se considera que el diseño mediante prototipos virtuales se convierte en una herramienta fiable, a través de un proceso evolutivo de constante realimentación entre la realidad física y el mundo virtual.

Por lo tanto los modelos pueden incorporar además el resultado de la experiencia, añadiendo aspectos que matemáticamente no se habían considerado pero que a la práctica resultan muy útiles.

Los modelos se pueden sofisticar, mejorar y adaptar en función de las herramientas que se utilicen, por lo tanto será muy importante escoger estas herramientas adecuadamente. Se definirán las herramientas utilizadas en este trabajo para obtener el objetivo final que es; la descripción del accionamiento completo mediante la simulación interactiva, (pudiendo cambiar el tipo de máquina así como los controles que se aplican sobre esta o las tensiones de los convertidores) así como la

implementación en la realidad utilizando las mismas opciones que en la simulación; recurriendo a herramientas compatibles que permitan integrar los controles así como las opciones de operación en la constitución del accionamiento siendo consecuentes con el desarrollo mediante ingeniería concurrente.

Por lo tanto en este nuevo concepto para el prototipado rápido los controladores se ajustan previamente mediante la simulación del accionamiento completo usando la técnica '*Software in the Loop*' (en adelante SIL) para ser introducidos directamente en el lazo físico mediante la técnica '*Hardware in the Loop*' (en adelante HIL) lo cual permite aprovechar el tiempo empleado en simular los controladores con modelos validados experimentalmente, los cuales incorporan la dinámica de los sistemas de control digital basados en procesadores digitales de señal (DSP's). Estas técnicas ofrecen ventajas e inconvenientes que serán analizadas.

CAPÍTULO 2:

CONSTITUCIÓN, COMPORTAMIENTO Y MODELADO DE LOS MOTORES DE RELUCTANCIA AUTOCONMUTADOS (SRM).

2.1. CONSTITUCIÓN DE LOS SRM. 19
2.1.1 DESCRIPCIÓN GENERAL....19
2.1.2 ESTRUCTURA MAGNÉTICA RELUCTANTE. 20
2.1.3 CONVERTIDOR ESTÁTICO DE POTENCIA. 21
2.1.4 CONTROL....23
2.2. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE UN SRM. 24
2.2.1 PERFIL DE INDUCTANCIA....24
2.2.2 CONSIDERACIONES SOBRE LA CONMUTACIÓN Y EL CONTROL....27
2.2.3 PRODUCCIÓN DE PAR 31
2.2.4 CONSIDERACIONES SOBRE LA ALIMENTACIÓN DEL MOTOR....33
2.2.5 CARACTERÍSTICA PAR-VELOCIDAD DEL ACCIONAMIENTO SRM. 37
2.3. MODELADO DEL SRM. 39
2.3.1 INTRODUCCION. 39
2.3.2 ANTECEDENTES EN EL MODELADO DEL SRM....45
2.3.3 TRATAMIENTO DE LAS CURVAS DE MAGNETIZACIÓN ADOPTADO....49

2.1. CONSTITUCIÓN DE LOS SRM.

2.1.1 DESCRIPCIÓN GENERAL.

El motor de reluctancia autoconmutado es un accionamiento de corriente continua sin escobillas y sin imanes permanentes, que está constituido por una estructura magnética con polos salientes tanto en el estator como en el rotor. En los polos estatóricos se ubican bobinas concentradas que conectadas entre si en serie, a pares diametralmente opuestos, forman las fases del motor tal y como puede observarse en la figura 2.1.1.1

Figura 2.1.1.1: Detalles del prototipo 6/4 SRM

La conmutación de las corrientes en las fases se realiza mediante un convertidor estático de potencia, en el que la secuencia de conmutación de los interruptores de estado sólido que lo componen está controlada por la posición del rotor a través de sensores ópticos o magnéticos y la estrategia de control escogida para el accionamiento (ver figura 2.1.1.2).

Aunque su constitución recuerda al motor paso a paso de reluctancia variable del cual deriva, se diferencia de éste en que precisa de realimentación de posición rotórica y en que es un verdadero accionamiento de velocidad regulable y elevado rendimiento.

En los accionamientos de SRM, podemos distinguir tres bloques bien diferenciados:

- La estructura magnética reluctante.
- El convertidor estático.
- El control, donde se incluye tanto los sensores de corriente y posición como el sistema de control.

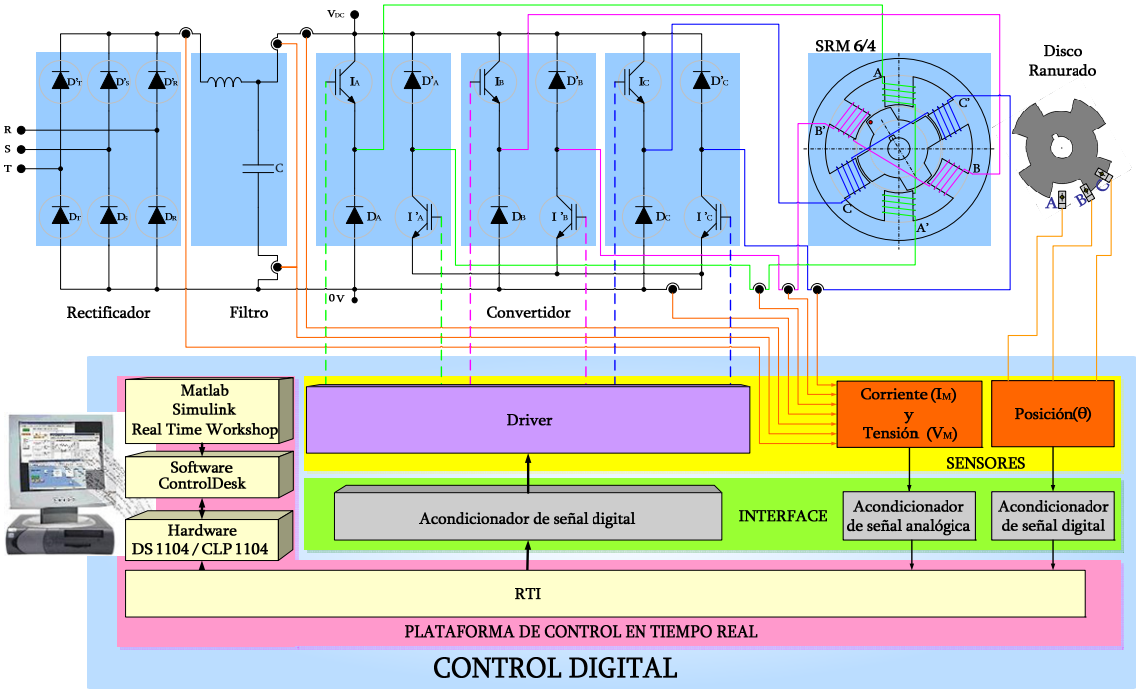


Figura 2.1.1.2: Estructura general del accionamiento controlado digitalmente.

2.1.2 ESTRUCTURA MAGNÉTICA RELUCTANTE.

Existen diversas topologías según el número de polos del estator (N_S) y del rotor (N_R), y se identifica cada caso según la relación N_S/N_R. El número de polos del rotor tiene que ser aquel que impida la alineación total del rotor con todos los polos del estator, para cualquier posición [AND04]. Debiendo cumplirse de esta forma las siguientes condiciones:

$$N_S = 2\ k\ m \qquad (2.1.2.1)$$

$$N_R = 2\ k\ (m \pm 1) \qquad (2.1.2.2)$$

Donde

m=número de fases del motor.
k=Número entero denominado multiplicidad de los polos.

Así, algunas de las topologías más habituales son las 6/4, con 6 polos en estator y 4 en el rotor, la 8/6 y la 12/8. El número de polos del estator condiciona el número de fases del motor (m) y, por tanto, en el número de interruptores estáticos necesarios en el convertidor. El número de polos en el rotor N_R se obtiene mediante la ecuación 2.1.2.2 teniendo en cuenta que la alternativa más habitual es aquella que permita un número de polos inferior $N_R = 2\ k\ (m-1)$, ya que de esta forma se podrá disminuir la frecuencia estatórica de trabajo para el mismo rango de velocidades. Así, los motores con 6 y 12 polos en el estator serán de 3 fases (ver figura 2.1.2.1, con 2 y 4 polos por fase, respectivamente), y los motores con 8 polos en el estator serán de 4 fases como puede observarse en la tabla 2.1.2.

Valores para las configuraciones más habituales de las estructuras magnéticas:

	Estructura			
	6/4	12/8	8/6	16/12
k= multiplicidad.	1	2	1	2
m= Número de fases del motor.	3	3	4	4
2 k= Número de polos por fase.	2	4	2	4
N_S= Número de polos del estator. $N_S = 2\ k\ m$	6	12	8	16
N_R= Número de polos del rotor. $N_R = 2\ k\ (m-1)$	4	8	6	12

Tabla 2.1.2: Número de polos y fases para las configuraciones más habituales de las estructuras magnéticas reluctantes.

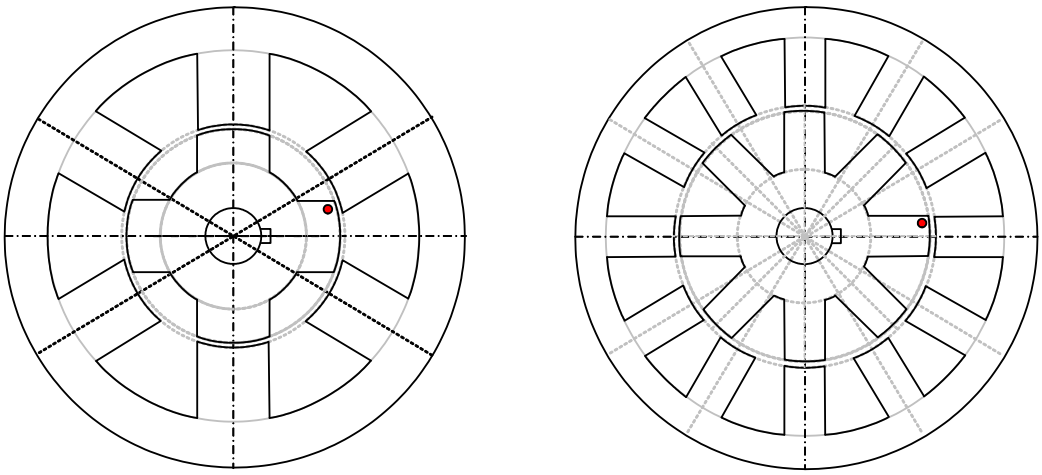


Figura 2.1.2.1: Estructuras electromagnéticas del SRM de 3 fases.

2.1.3 CONVERTIDOR ESTÁTICO DE POTENCIA.

Existen numerosas topologías para convertidores [VUK91] [KRI93], en función de la aplicación y de las características del accionamiento, aunque las más utilizadas son la Clásica, la de Miller y la Unipolar mostradas en la figura 2.1.3.

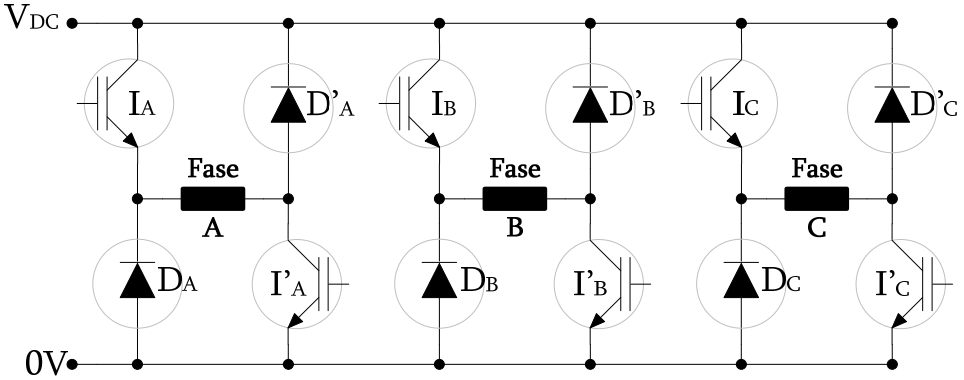


Figura 2.1.3(a): Convertidor Clásico

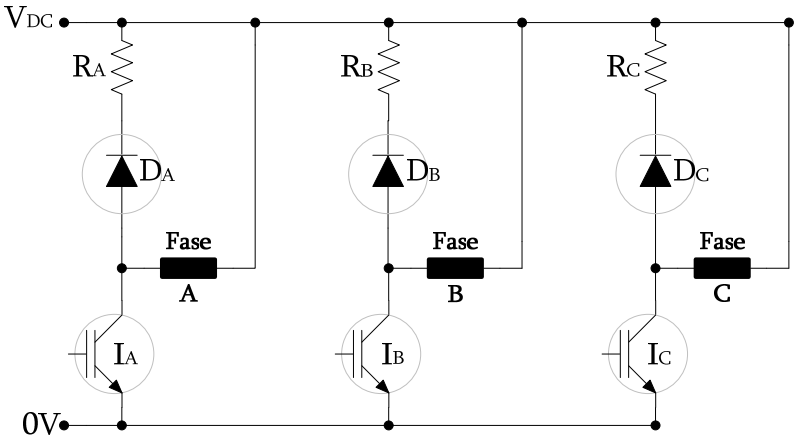


Figura 2.1.3(b): Convertidor Unipolar

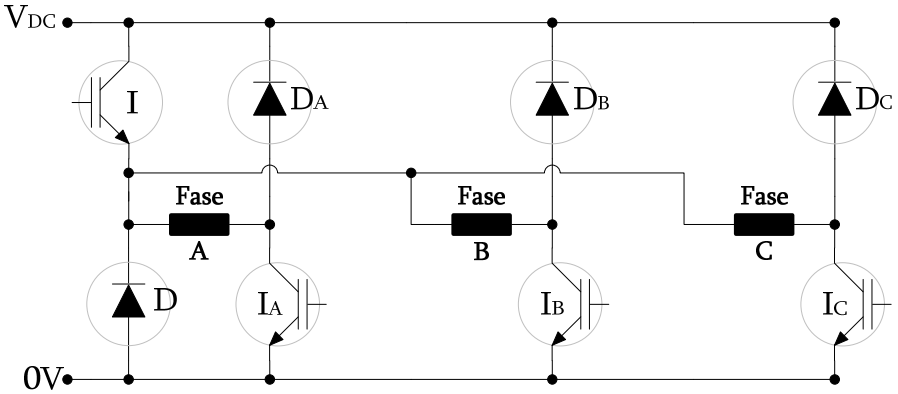


Figura 2.1.3(c): Convertidor Miller

Figura 2.1.3: Distintas topologías de convertidores estáticos (para 3 fases).

Dichas topologías ofrecen ventajas e inconvenientes ante las demás, como ejemplo, puede observarse que para conectar las fases del motor de SRM en el convertidor Clásico es necesario tener disponible los dos extremos de cada bobina, mientras que en los otros dos convertidores únicamente es necesario un extremo y un acceso al punto común de todas las fases. Otra de las desventajas desde el punto de vista económico en el convertidor Clásico es el número de interruptores utilizados, aunque desde el punto de vista del control resulta muy ventajoso ya que permite gran variación de estrategias.

La alimentación de potencia se suministra desde una fuente de corriente continua, o desde un convertidor AC-DC a través de la red y de un rectificador con una etapa de filtrado. La potencia que deben gestionar los dispositivos de estado sólido así como el tipo de interruptor (BJT, MOSFET, IGBT o GTO) vendrán fijados por la aplicación del accionamiento (velocidad, potencia, control…) los cual delimitarán el nivel de tensión a utilizar y por tanto el tamaño y la frecuencia de conmutación. Conjuntamente a estos dispositivos existen circuitos de ayuda a la conducción así como de protección los cuales también estarán fijados por el tipo de dispositivo utilizado, llevando a obtener un circuito más complejo que los mostrados en la figura 2.1.3, pero estos se verán en el capítulo 5.

2.1.4 CONTROL.

La medida de corriente y de tensión puede realizarse mediante un único sensor aunque dependiendo del tipo de control escogido para el accionamiento es mejor utilizar uno para cada fase e incluso alguno más para el bus de continua.

Debido a que este accionamiento necesita de una autoconmutación para su funcionamiento se precisa de detectores de posición y, tal y como se describe en el anexo A, existen diversas posibilidades. La forma más sencilla de obtener la posición y realizar la conmutación es a través de un conjunto formado por una serie de optointerruptores asociados a un disco ranurado (ver figura 2.1.4), el cual indica al control los intervalos angulares en los que debe conducir cada fase, tal y como se describe en el mencionado anexo A.

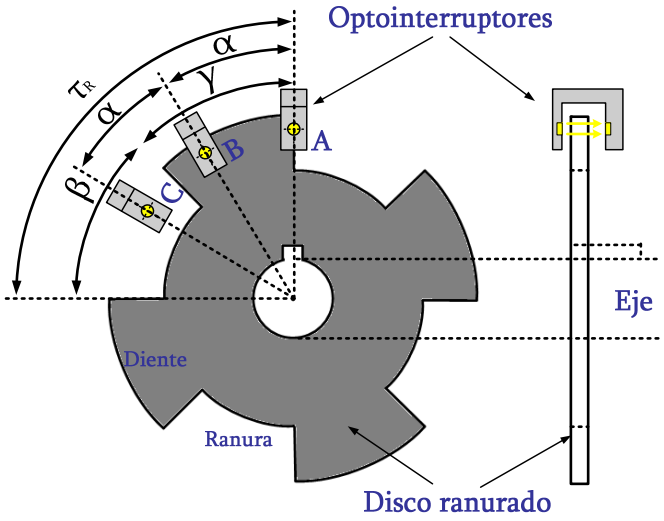


Figura 2.1.4: Disco ranurado y disposición de los interruptores para un SRM 6/4.

Donde el paso polar rotórico (o ciclo rotórico) es función del número de polos en el rotor.

$$\tau_R = \frac{2 \cdot \pi}{N_R} = \frac{360^o}{N_R} \qquad (2.1.4)$$

Las señales obtenidas de los optointerruptores (figura 2.1.4) se pueden utilizar, debidamente acondicionadas, para conocer la posición y la velocidad.

La secuencia de conmutación de las fases se generará a partir de las señales digitales de los optointerruptores combinadas con las leyes de regulación y control propias de cada accionamiento.

Por lo general el bloque de regulación consta de un lazo interno de corriente o de par y de un lazo externo de velocidad.

2.2. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE UN SRM.

Para entender el funcionamiento del SRM se utilizará como ejemplo una estructura electromagnética 6/4 como la mostrada en la figura 2.2:

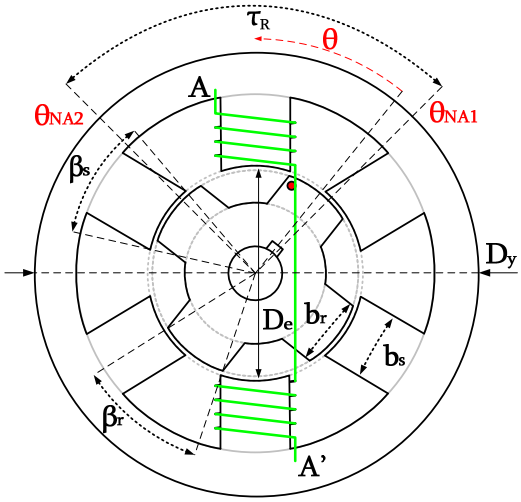
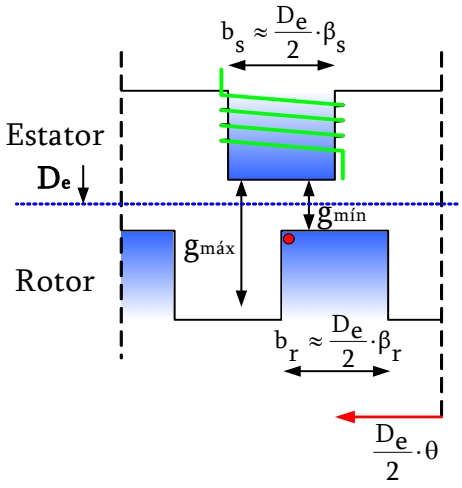


Figura 2.2: Vista transversal de un SRM de 3 Fases

En la figura 2.2 se muestra la estructura de un motor de reluctancia autoconmutado de tres fases, donde solamente se ha dibujado el bobinado de la fase A. El motor presenta polos salientes tanto en el rotor como en el estator, estando ambos constituidos con hierro laminado. Cada polo posee una bobina de excitación y las bobinas de los polos diametralmente opuestos están conectadas eléctricamente entre si de tal modo que en cada fase se forma un polo norte y uno sur. El rotor en cambio no tiene ningún circuito eléctrico.

2.2.1 PERFIL DE INDUCTANCIA

El par en los motores de reluctancia variable se produce por la tendencia del circuito magnético a adoptar una configuración de mínima reluctancia. Esto implica que cada vez que se excita una fase, el rotor se mueve de tal forma que los (2) polos rotóricos tienden a alinearse con los (2) polos estatóricos con el propósito de maximizar la inductancia de la fase, en relación a la figura 2.2, cuando se alimenta la fase A se ejerce un par en sentido antihorario (o creciente del ángulo de giro (θ)) sobre el rotor, el cual se produce debido a la conversión de la energía eléctrica en mecánica. La alimentación de las fases A, B, C, A, B, C,… es secuencial y se puede realizar mediante un convertidor como los expuestos anteriormente consiguiendo así la rotación deseada en sentido antihorario.
En una primera aproximación se puede asumir la linealidad del circuito magnético para analizar la producción del par. En la figura 2.2.1.1 se muestra de forma esquemática y simplificada el proceso de alimentación de un polo rotórico, el cual resulta muy útil para la determinación de la variación de la inductancia.



Donde

De : Diámetro del entrehierro.
$g_{máx}$ = longitud máxima del entrehierro.
$g_{mín}$ = longitud mínima del entrehierro.
β_r = Arco polar rotórico.
β_S = Arco polar estatórico.
b_r = Ancho polar rotórico.
b_S = Ancho polar estatórico.

Figura 2.2.1.1 Alineación de un par de polos rotórico y estatórico.

Despreciando los efectos de borde, suponiendo permeabilidad infinita del hierro y que el flujo es siempre perpendicular a la superficie de los polos, y realizando las aproximaciones en las que se toma el ancho polar rotórico y estatórico igual a la longitud de arco y diámetros idénticos para ambos, se obtienen las expresiones de mínima inductancia (L_{NA} en posición no alineada) y máxima inductancia (L_A en la posición de alineamiento) en función del número de espiras (N) y de la reluctancia ($\Re$).

$$L_{NA} = \frac{N^2}{\Re_{máx}} \qquad (2.2.1.1)$$

$$L_A = \frac{N^2}{\Re_{mín}} \qquad (2.2.1.2)$$

Y la expresión de la inductancia en función de la posición en la zona $(0 \le \theta \le \beta_s)$ resulta:

$$L(\theta) = L_{NA} + K_L \cdot \theta \qquad (2.2.1.3)$$

Donde la constante de proporcionalidad de la inductancia se define como:

$$K_L = \frac{L_A - L_{NA}}{\beta_s} \qquad (2.2.1.4)$$

En la figura 2.2.1.2 se muestran los perfiles de las inductancias de las 3 fases en un ciclo rotórico (τ_R) para la fase A, y se puede observar la periodicidad de estas así como el ángulo de paso.

Tomando como referencia la fase A en el lugar donde empieza a crecer la inductancia se pueden distinguir cuatro zonas.

Zona 1: de 0 a βs con crecimiento de la inductancia debido a la superposición de las superficies polares (rotórica y estatórica).

Zona 2: de βs a βr de inductancia máxima constante (Zona alineada) debido a que las superficies polares están totalmente alineadas.

Zona 3: de βr a (βs + βr) con disminución de la inductancia debido a que disminuye la superposición de los polos rotóricos y estatóricos.

Zona 4: de (βs + βr) a τ_R de inductancia mínima constante (Zona no alineada) debido a que el polo rotórico no está enfrentado al estatórico.

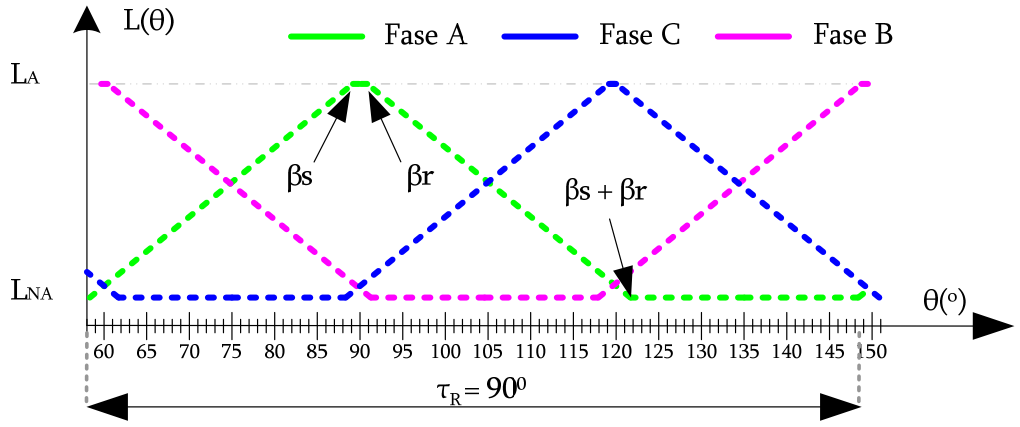


Figura 2.2.1.2: Perfil de las inductancias idealizadas en un SRM con topología 6/4

De esta forma, tomando como ángulo de inicio el de crecimiento de la inductancia y suponiendo que la geometría del motor cumple que (βs< βr).

$$L(\theta) = \begin{cases} L_{NA} + K_L \cdot \theta & (0 \le \theta \le \beta_s) \quad (a) \\ L_A & (\beta_s \le \theta \le \beta_r) \quad (b) \\ L_A - K_L \cdot (\theta - \beta_r) & (\beta_r \le \theta \le (\beta_r + \beta_s)) \quad (c) \\ L_{NA} & ((\beta_r + \beta_s) \le \theta \le \tau_R) \quad (d) \end{cases} \qquad (2.2.1.5)$$

Es importante añadir que los perfiles de las inductancias son ideales y que realmente estos varían en función de la corriente que circula por el inducido, disminuyendo a medida que aumenta la corriente como consecuencia de la saturación del circuito magnético llegando a valores mínimos cuanto mayor es la saturación tal y como se puede observar en la figura 2.2.1.3.

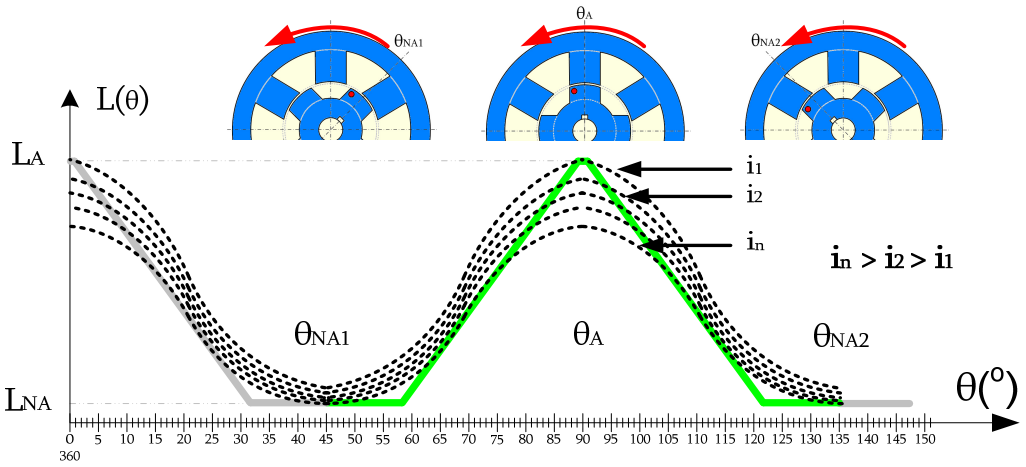


Figura 2.2.1.3: Perfil de la inductancia en función de la posición para diferentes valores de corriente

El perfil idealizado para la inductancia se muestra en la siguiente figura 2.2.1.4, juntamente con las señales de conmutación donde puede observarse el tiempo de conducción de cada fase.

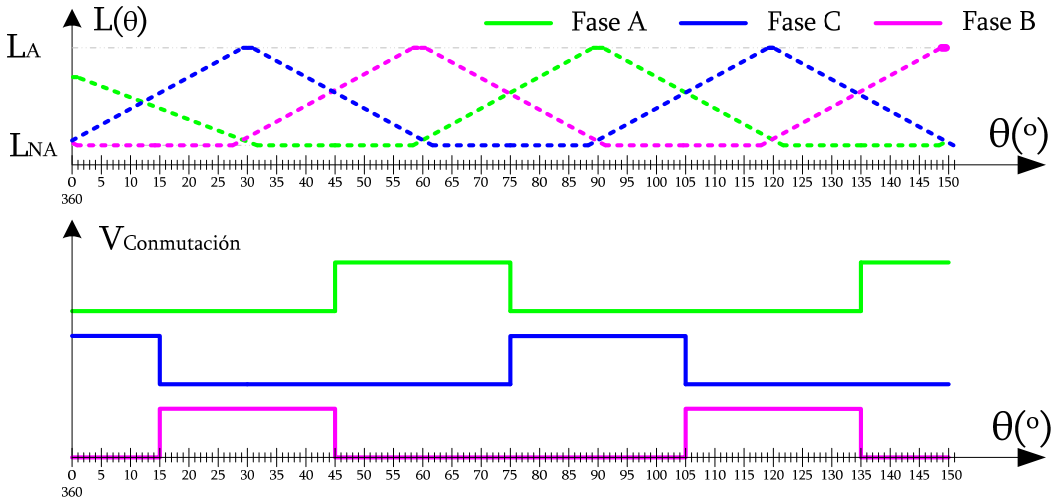


Figura 2.2.1.4: Perfil de inductancias para las 3 fases de un SRM 6/4 y las señales de conmutación.

2.2.2 CONSIDERACIONES SOBRE LA CONMUTACIÓN Y EL CONTROL

El inicio de la conducción de cada fase se hace coincidir, habitualmente, cuando el roto se encuentra en las cercanías de la posición de inductancia mínima, prolongándose aproximadamente a lo largo de un ángulo de paso; ε que viene dado por la siguiente expresión:

$$\varepsilon = \frac{360^{o}}{N_R\, m} \qquad (2.2.2.1)$$

Por lo general, la experiencia recomienda que $\beta_S \approx \varepsilon$ y $\beta_R > \beta_S$, por lo tanto en este ejemplo, al trabajar con una estructura 6/4, el ángulo de paso es de 30˚.

El ángulo recorrido después de excitar las tres fases en cualquier sentido de giro se denomina ciclo rotórico (τ_R) y se obtiene por la ecuación 2.1.4. En el ejemplo que nos ocupa $\tau_R = 90^{\circ}$ tal y como se aprecia en la figura 2.2.2.1.

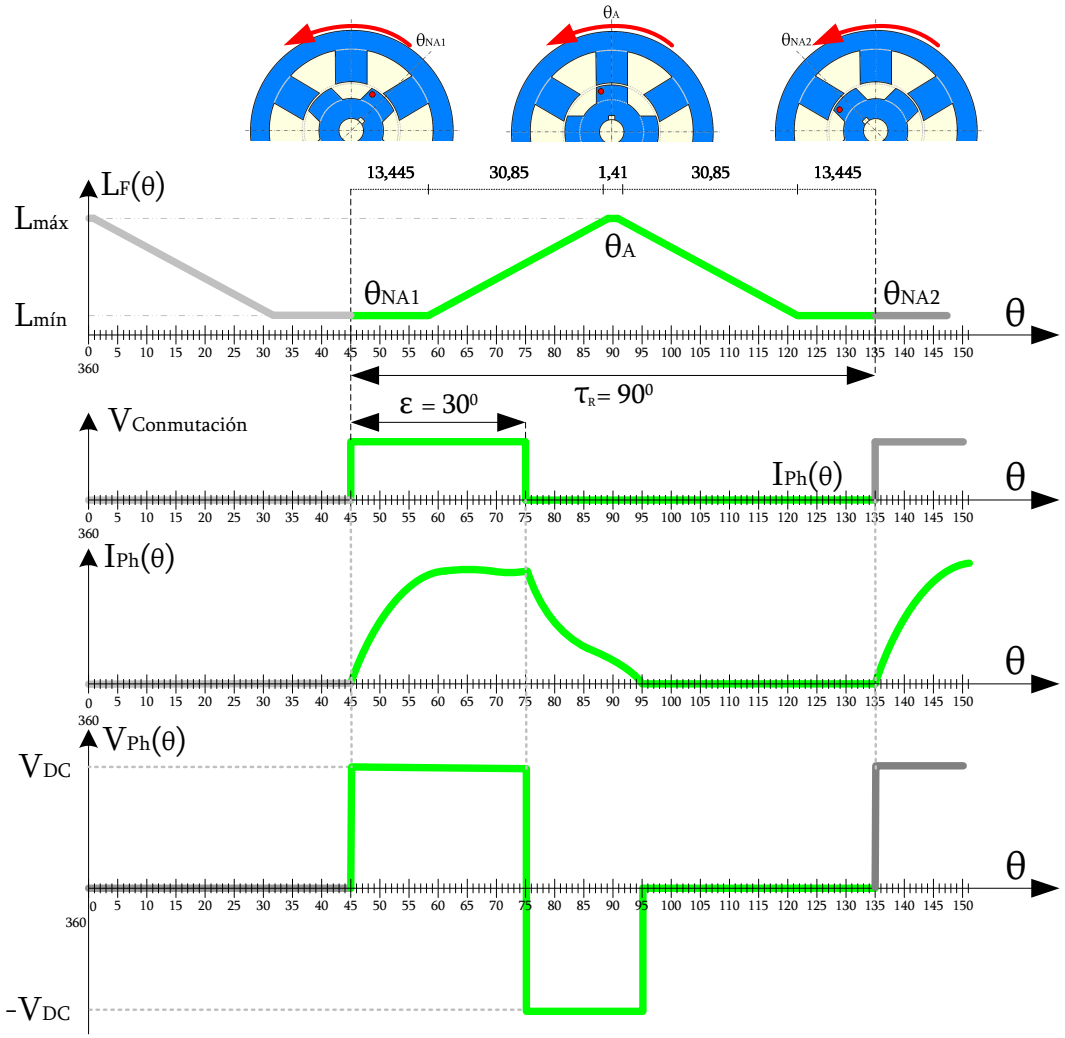
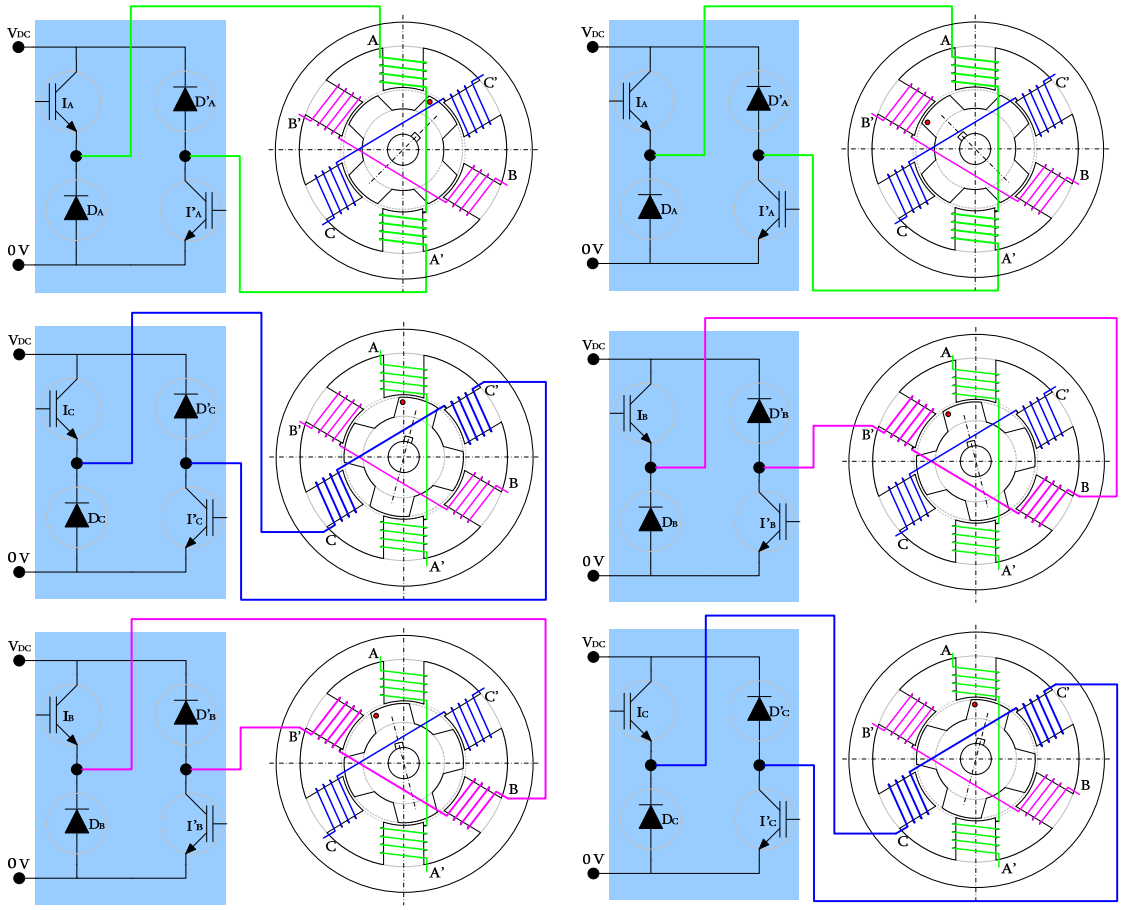


Figura 2.2.2.1: Perfil de inductancia, señal de conmutación, corriente y tensión para una fase en un paso polar rotórico.

En la figura 2.2.2.2 puede observarse un convertidor clásico ejecutando un ciclo rotórico en ambos sentidos de giro, formado por tres pasos con ángulo de paso 30˚.



(a) Secuencia para giro a izquierdas (b) Secuencia para giro a derechas

Figura 2.2.2.2: Secuencias de giro para un SRM con estructura 6/4.

Por lo tanto, una revolución completa la conseguiremos después de N_R (4) ciclos rotóricos, o lo que es lo mismo; cada fase se excita o conmuta N_R (4) veces durante una revolución. Por tanto es fácil calcular para una velocidad deseada (n) la frecuencia de la señal de excitación (f_C), llamada frecuencia de conmutación mediante:

$$f_C\,(\mathrm{Hz}) = \frac{N_R\; n\,(\mathrm{min}^{-1})}{60} \qquad (2.2.2.2)$$

Esta frecuencia depende por tanto del tipo de estructura y de la velocidad relacionándose de la siguiente forma:

Tal y como puede verse en la figura 2.2.2.2(a), donde se describe el comportamiento del convertidor clásico para una secuencia de giro a izquierdas, la conducción de la fase A se produce a partir de una señal de conmutación enviada a los interruptores I_A e I'_A, la cual, durará aproximadamente el tiempo que tarda el motor en girar el ángulo de paso del motor (ε), en ese momento el polo rotórico se dirige hacia la posición de alineamiento, aunque antes de alcanzar esa posición se ve atraído por el campo que ejerce la fase siguiente, en la misma dirección, alcanzando la alineación con la fase A en el momento que se esta ejecutando la fase C mediante la señal de

conmutación pertinente. En el momento que los interruptores I_A e I'_A dejan de conducir, pasan a conducir los diodos D_A y D'_A aplicando así una tensión negativa en la bobina de la fase A que estaba activa, con el objetivo de conseguir extinguir la corriente que circula por ella.

En el instante en que los diodos empiezan a conducir también lo hace la siguiente fase en el sentido de giro, es decir la fase C, de forma que el control indica a los interruptores I_C e I'_C que deben cerrarse para que se excite dicha fase. Seguidamente se repite el procedimiento con la siguiente fase de forma que los diodos D_C y D'_C descargan la corriente que circulaba por la fase C cuando los interruptores I_C e I'_C dejan de conducir para activarse la fase B de la misma forma que las anteriores, completando así al finalizar la excitación de esta un ciclo polar rotórico (τ_R).

La señal de conmutación se obtiene procesando la señal de posición rotórica para obtener la situación de inicio y finalización de la conducción, pero esta señal se pueden combinar con señales de control que permiten mantener una determinada corriente por las fases del convertidor siguiendo diferentes técnicas según las características que se deseen.

El troceado de corriente es la acción que permite mantener la corriente dentro de una banda de histéresis y para ello es necesario ejercer un control sobre el convertidor.

Independientemente del tipo de control que se realice, pueden aparecer diferentes técnicas o estrategias de troceado según la topología del convertidor utilizado, estas serán las siguientes:

- "*Soft Chopping*" o "Conmutación unipolar" : consiste en abrir y cerrar los interruptores superiores para cada fase en función de si se necesita más o menos corriente en dicha fase. De este modo los interruptores superiores reciben en nombre de troceadores, respondiendo a las señales del control combinada con la señal de conmutación (es decir durante el periodo de conducción de la fase), mientras los interruptores inferiores responden únicamente a la señal de conmutación.

- "*Hard Chopping*"o "Conmutación bipolar": Consiste en abrir y cerrar los interruptores superiores e inferiores a la vez (ambos troceadores), respondiendo a las señales del control combinada con la señal de conmutación, de forma que durante el tiempo de conducción de la fase, si se necesita más corriente se cierran los interruptores y si se excede la consigna deseada se abren. Se basa en la misma técnica de regulación de la corriente, pero está indicado para velocidades reducidas, debido a que el ciclo de trabajo es muy elevado. Para poder utilizar esta técnica la topología del convertidor debe permitirla.

Dichas técnicas reducen el tiempo de vida de los componentes semiconductores debido a las elevadas frecuencias de conmutación que deben soportar, aumentando las pérdidas del convertidor debido a estas altas frecuencias. Una forma de paliar este inconveniente consiste en ampliar el rizado de la corriente disminuyendo el troceado pero esto influye directamente en el rizado de par por lo tanto se utilizan técnicas para reducir la frecuencia de conmutación repartiendo las señales de control entre los dos interruptores, apareciendo diferentes alternativas del troceado "*Alternate Chopping*".

- "*Alternate Chopping*" consiste en combinar las señales de control para inyectar o extraer corriente de la fase de conducción, utilizando cada vez un interruptor diferente en la extinción de la corriente de fase. Este modo es aconsejable para velocidades muy bajas debido a que cuando aumenta la frecuencia de conmutación el tiempo de conducción y de troceado coinciden antes que con las anteriores técnicas, entonces no se dispone del suficiente tiempo para trocear y el sistema se puede volver inestable.

En ocasiones se utilizan métodos combinados, como por ejemplo un "Soft Chopping" que cambia o alterna de interruptor a cada paso polar rotórico.
La mejor solución siempre depende del tipo de accionamiento y de su régimen de funcionamiento.

2.2.3 PRODUCCIÓN DE PAR

Las inductancias de cada fase del motor evolucionan desde un valor máximo que corresponde a la posición de alineamiento entre polos del estator y del rotor, hasta un valor mínimo que corresponde a la posición de máxima desalineación entre estos polos tal y como se describió en la ecuación 2.2.1.5 para la evolución lineal de la inductancia.
La ecuación electromagnética general de cada fase estatórica puede escribirse:

$$v = i \cdot R + \frac{d\lambda}{dt} \qquad (2.2.3.1)$$

Despreciando la caída de tensión en la resistencia estatórica y asumiendo linealidad magnética, la ecuación (2.2.3.1) se simplifica de la siguiente forma:

$$v = L(\theta) \cdot \frac{di}{dt} + \frac{dL(\theta)}{d\theta} \cdot i \cdot \omega \qquad (2.2.3.2)$$

De esta forma la tensión en el estator es el resultado de la suma de dos términos; una tensión de transformación proporcional a la derivada temporal de la corriente, y una fuerza contraelectromotriz proporcional al producto de la corriente y la velocidad. Multiplicando la ecuación (2.2.3.2) por la corriente se obtiene la potencia eléctrica suministrada al motor.

$$v \cdot i = L(\theta) \cdot i \cdot \frac{di}{dt} + \frac{dL(\theta)}{d\theta} \cdot i^2 \cdot \omega \qquad (2.2.3.3)$$

La cual se puede reescribir de la siguiente forma:

$$v \cdot i = \cdot \frac{d}{dt}\left(\frac{L(\theta) \cdot i^2}{2} \right) + \frac{1}{2} \cdot \frac{d\, L(\theta)}{d\theta} \cdot i^2 \cdot \omega \qquad (2.2.3.4)$$

La notación de la ecuación 2.2.3.4 muestra como la potencia eléctrica suministrada al motor se divide en dos términos; uno para describir la variación de energía almacenada en el campo magnético (primer término de la expresión) y otro para la potencia mecánica (segundo término) el cual está asociado a la fuerza electromotriz (fem).

Finalmente cabe recordar que la potencia mecánica interna es igual al producto de la velocidad por el par para obtener la característica de este último:

$$M = \frac{1}{2} \cdot \frac{d\, L(\theta)}{d\theta} \cdot i^2 \qquad (2.2.3.5)$$

Derivando la expresión 2.2.1.5 y sustituyendo en (2.2.3.5) se obtiene el par en función de las distintas posiciones rotóricas y de la corriente:

$$M(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{2} \cdot K_L \cdot i^2 & (0 \le \theta \le \beta_s) \quad (a) \\ 0 & (\beta_s \le \theta \le \beta_r) \quad (b) \\ -\frac{1}{2} \cdot K_L \cdot i^2 & (\beta_r \le \theta \le (\beta_r + \beta_s)) \quad (c) \\ 0 & ((\beta_r + \beta_s) \le \theta \le \tau_R) \quad (d) \end{cases} \qquad (2.2.3.6)$$

De las anteriores ecuaciones se pueden destacar los siguientes conceptos:

1) La corriente en las fases del motor sólo es efectiva cuando la inductancia varía con la posición rotórica.
2) El signo del par viene determinado por el crecimiento o decrecimiento de la inductancia, siendo irrelevante la polaridad de la corriente.

De esta forma podemos concluir que es posible obtener un control de cuatro cuadrantes como el de la figura 2.2.3 para un SRM, simplemente modificando la posición relativa de los pulsos de corriente respecto al perfil de la inductancia de fase.

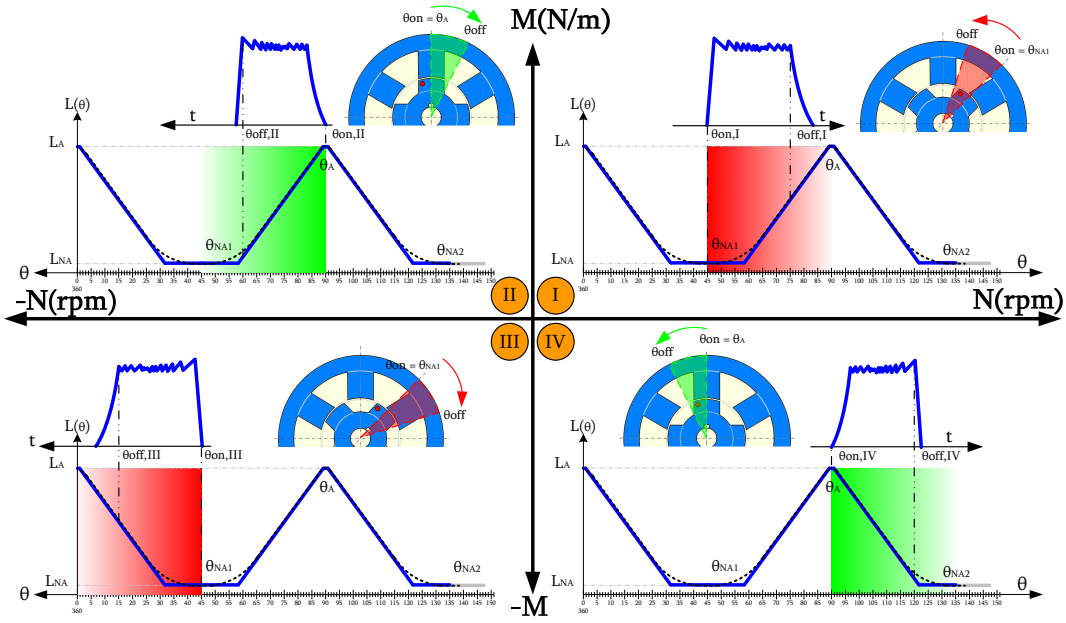


Figura 2.2.3: Obtención de Par Motor (rojo) y Generador (verde) en los cuatro cuadrantes del SRM

2.2.4 CONSIDERACIONES SOBRE LA ALIMENTACIÓN DEL MOTOR.

Hasta ahora se ha visto que en el SRM el par depende de la presencia de corriente en la fase dentro de la zona en que la inductancia varía. Esto significa que la alimentación ideal para un SRM, es una fuente de corriente que fuerce pulsos de corriente en las fases para ciertas posiciones rotóricas. Esta alimentación no es prácticamente implementable, ya que se estaría conmutando corriente en un circuito inductivo. En la ecuación 2.2.3.4 se observa que existe una limitación, ya que una expresión tal como di/dt=∞ requiere una tensión de alimentación también infinita.

En la práctica, la alimentación de corriente se puede aproximar por una señal rectangular (Ver figura 2.2.4.1(A)) a baja velocidad ya que los tiempos para establecer o extinguir la corriente no resultan significativos. A medida que la velocidad crece, la alimentación real del motor se diferencia bastante del ideal para bajas velocidades, siendo aconsejable considerar la fuente como un generador de tensión constante que puede ser conmutada para controlar la amplitud de la corriente (Ver figura 2.2.4.1(B)).

El ángulo necesario para establecer o extinguir la corriente sobre la fase lleva a pensar en adelantar el inicio o finalización de la misma para obtener el par deseado a la velocidad de funcionamiento como puede distinguirse en la figura 2.2.4.1

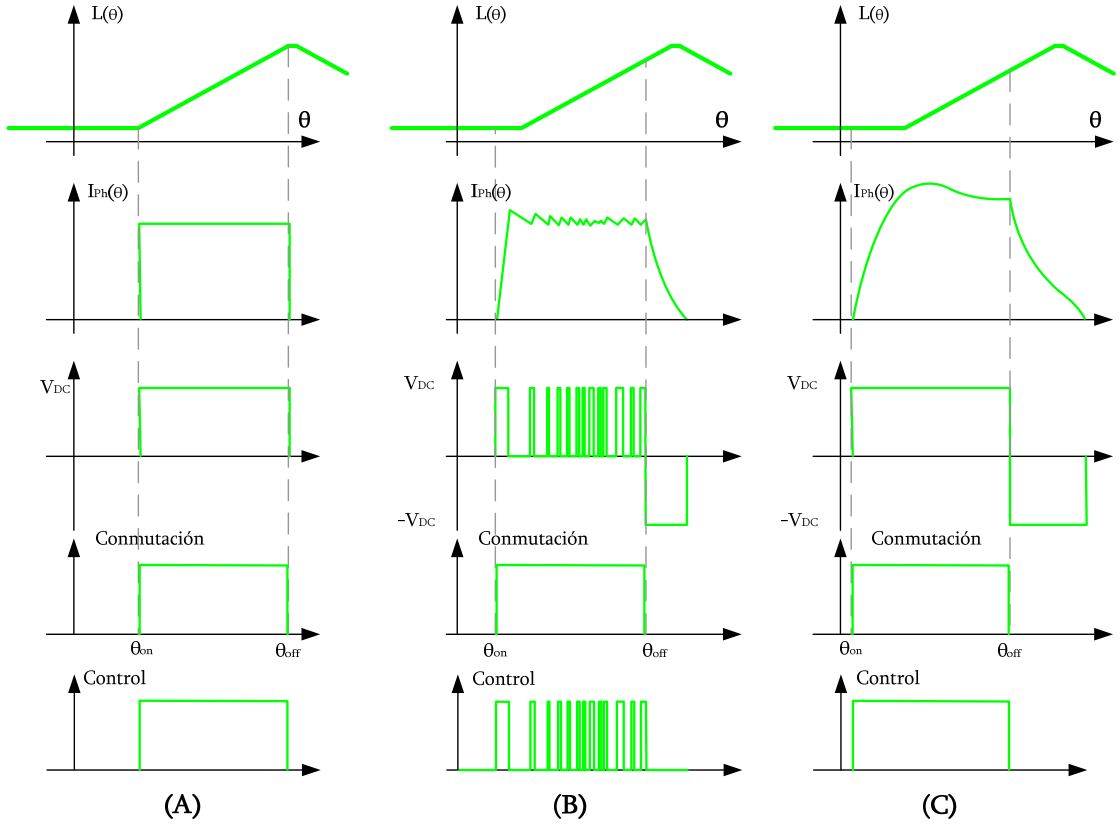


Figura 2.2.4.1: Corriente, tensión y señales de conmutación y control de un SRM.
A) Idealización a bajas velocidades.
B) Tratamiento a velocidades medias (caso típico)
C) Alta velocidad.

Controlando el ángulo de inicio (θon) se podrá obtener el valor de corriente deseado cuando empieza a crecer la inductancia y controlando el ángulo de finalización (θoff) se evitan los pares negativos.

Este hecho introduce nuevas e importantes variables de control: los ángulos de inicio y finalización de conducción, los cuales han sido considerados en este trabajo.

Son entonces tres las variables que determinan el par que entrega el motor:

1) El nivel de corriente aplicado a la fase.
2) El ángulo con el cual se inicia la aplicación de corriente a la fase.
3) El ángulo con el que se decide comenzar a extinguir la corriente de la fase.

A velocidades mayores a las expuestas, la fuerza contraelectromotriz supera la tensión de alimentación (Ver figura 2.2.4.1(C)) y no es posible controlar el nivel de corriente con lo cual el motor se alimenta mediante una tensión constante sin conmutación por lo tanto el control se realiza a partir de los ángulos de conmutación.

La alimentación del SRM es secuencial o cíclica y cada ciclo de trabajo se inicia con ángulo θon en el cual se fuerza la circulación de corriente por la fase.

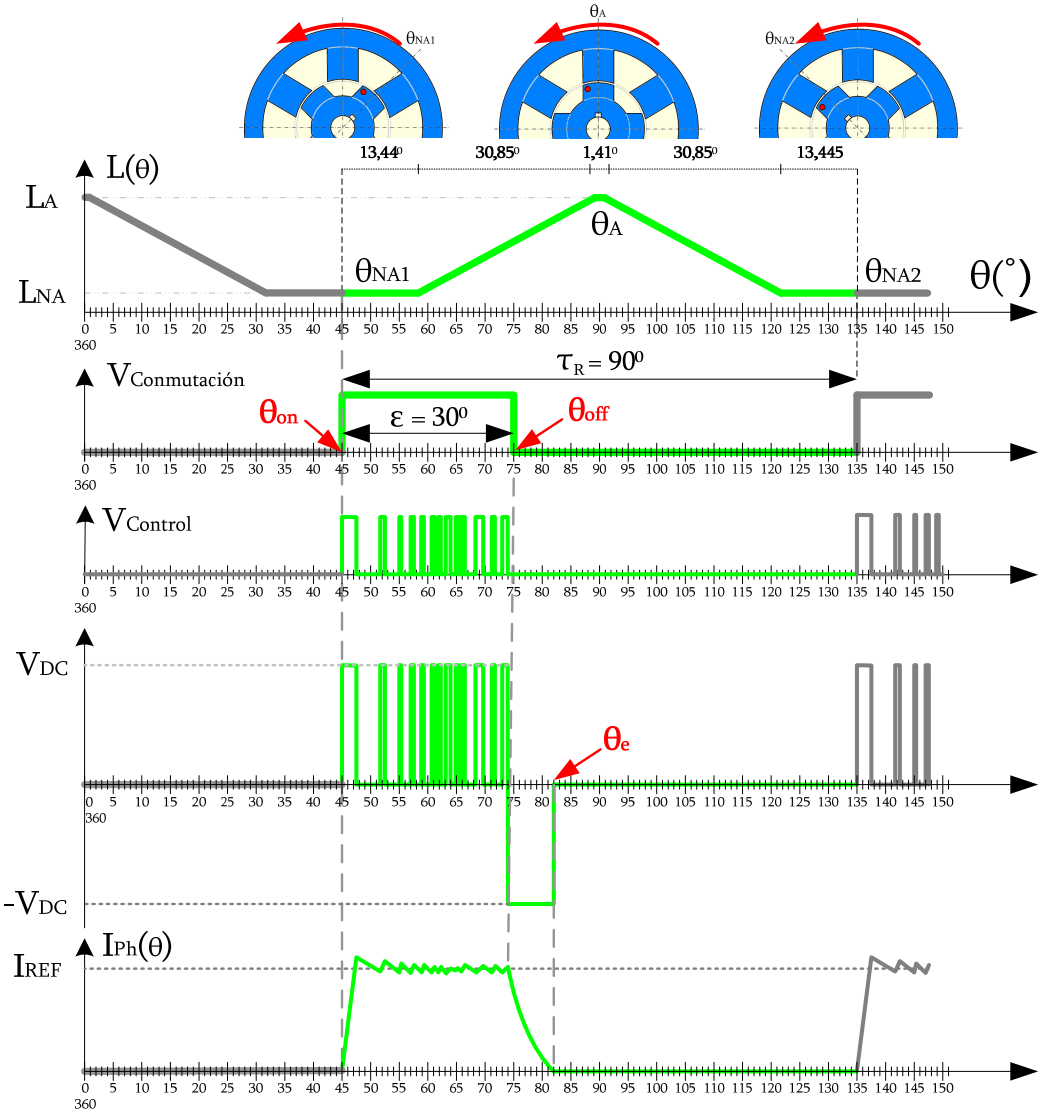


Figura 2.2.4.2: Evolución de la inductancia, señal de conmutación, señal de control, tensión de fase y corriente de fase para un control de histéresis a 8 A y 1000 rpm.

Mientras esto ocurre puede aparecer un control a un valor deseado de corriente (IREF) hasta que el ángulo de finalización θoff provoca la inversión de la tensión en la fase hasta extinguir la corriente que por ella circulaba en un tiempo variable (apareciendo un ángulo θe de extinción de la corriente en la fase) que depende del valor de corriente y la posición en la que se ha efectuado el apagado.

En la figura 2.2.4.3 se puede observar la evolución de las inductancias en su forma idealizada linealmente del motor, con la correspondiente secuencia de conmutación para cada fase en un giro a izquierdas de la máquina y una representación de la corriente real por las fases del motor para un control de corriente a 8A cuando gira a 1000 rpm. Las formas de onda de las corrientes se corresponden con la característica real de conducción representada para los interruptores, aunque podría variar dependiendo del instante en que se inicia la conmutación (adelanto o retardo

respecto del punto de crecimiento de la inductancia), de la frecuencia de conmutación (por tanto, de la velocidad de giro del motor), así como de la duración del periodo de conducción en cada fase (llamado ángulo de conducción).

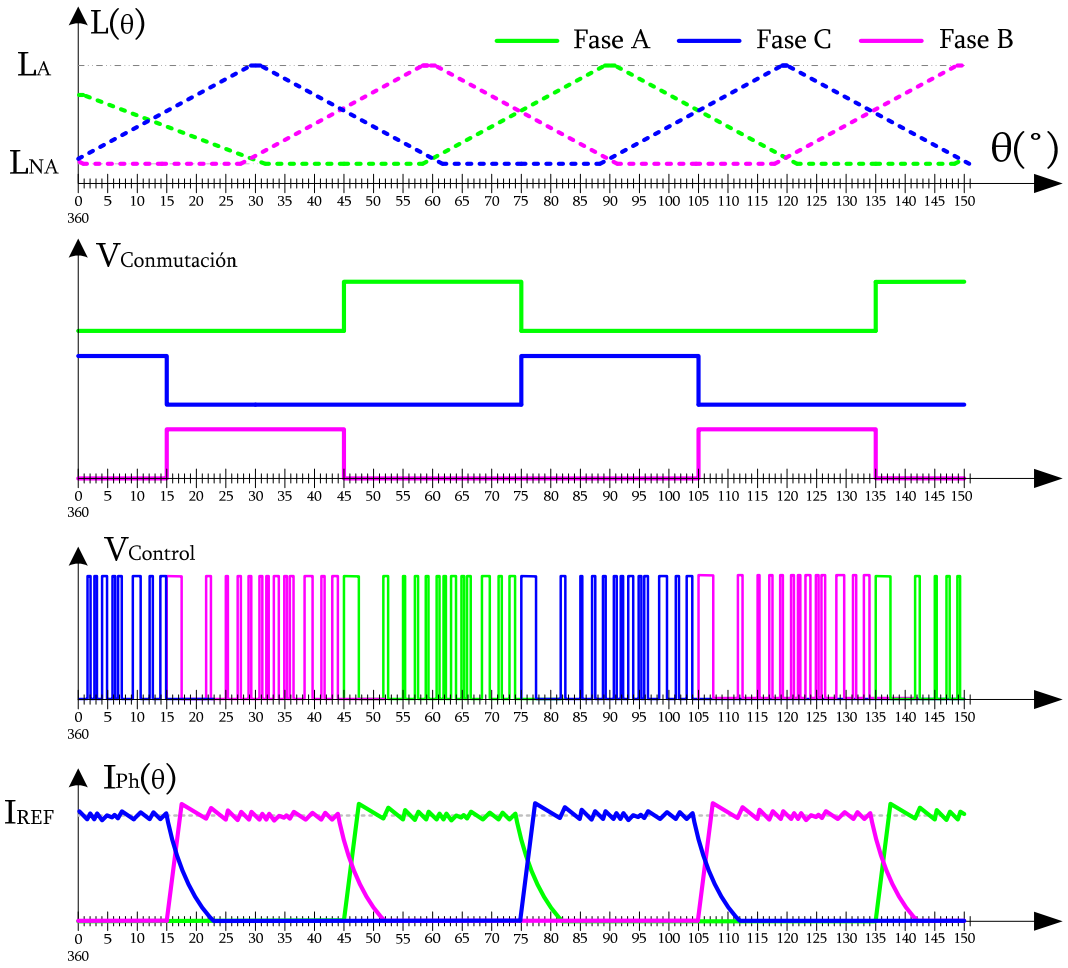


Figura 2.2.4.3: Evolución de las inductancias, señales de conducción, señales de control y corrientes para cada fase en función de la posición rotórica.

Seguidamente se muestran algunos ejemplos obtenidos mediante la simulación de un SRM con topología 6/4 que ponen en evidencia todo lo expuesto hasta ahora y que justifican por tanto la utilización de los modelos lineales únicamente para aproximaciones preliminares y simplificaciones en la comprensión del principio de funcionamiento.

Se ha sugerido que la forma de onda de corriente ideal se tome como si fuese rectangular aunque tal y como se muestra en las figuras 2.2.4.4 y 2.2.4.5 esto no es así en la realidad, ya que depende del ángulo con el que se inicia y se acaba la conducción de la corriente, del tipo de control o de la zona de funcionamiento.

Además de observar la influencia del inicio de la conmutación en la forma de onda de la corriente de fase, en la figura 2.2.4.5 se presenta la evolución de la corriente

para un modo de funcionamiento a pulso único (en azul) y con control de corriente (en rojo) para la misma velocidad, destacando la variación en la forma de corriente.

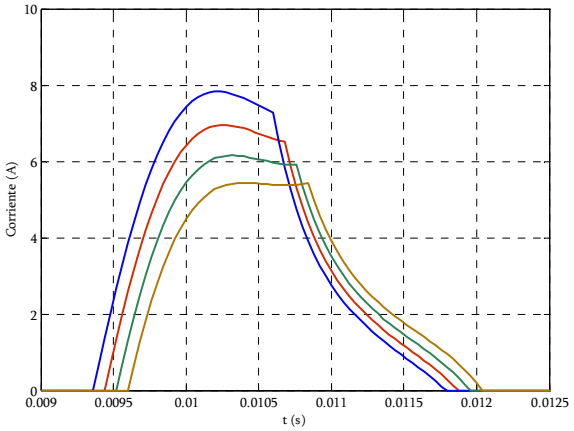


Figura 2.2.4.4: Variación de la corriente de fase según el inicio de la conducción con 0, 2, 4 y 6 grados respecto a la posición de no alineamiento.

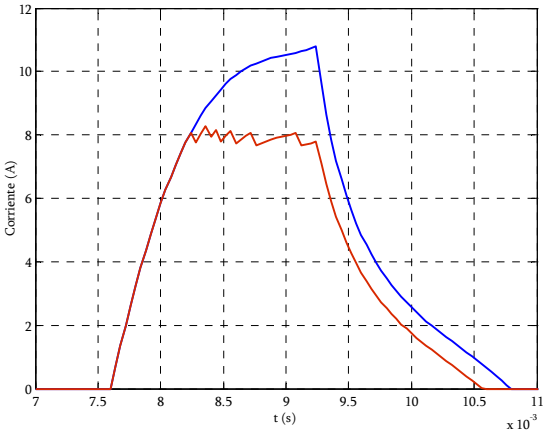


Figura 2.4.4.5: Variación de la corriente de fase según la zona de funcionamiento a 3000 rpm pulso único e histéresis a 8 A

2.2.5 CARACTERÍSTICA PAR-VELOCIDAD DEL ACCIONAMIENTO SRM.

Las características básicas de par-velocidad en un accionamiento de SRM pueden establecerse en base a descripción anterior de lo modos de alimentación. A baja velocidad la corriente se puede controlar a un valor determinado simplemente conmutando la fuente de alimentación, obteniendo un par medio (M_{AV}) constante con la velocidad tal y como se observa en el primer tramo de la figura 2.2.5.

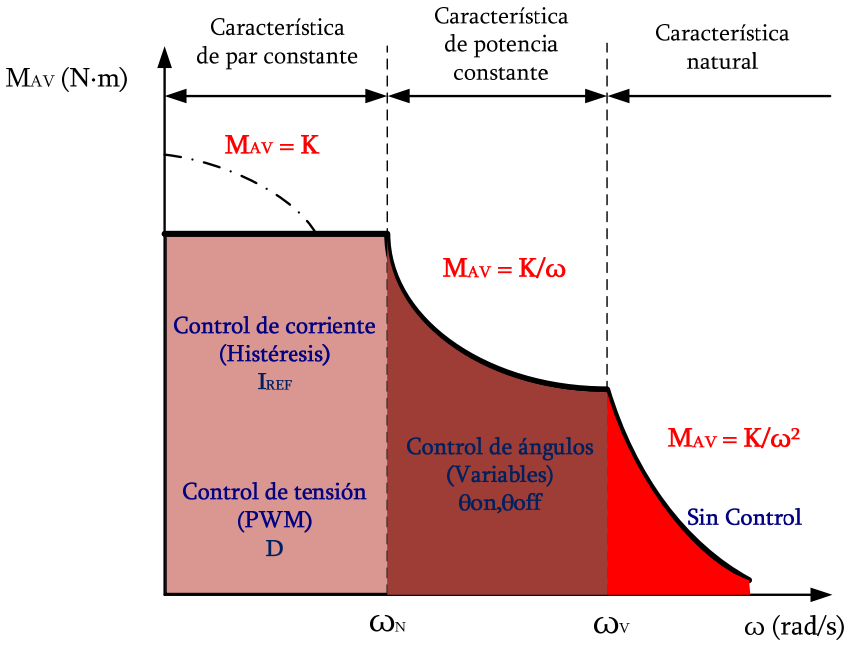


Figura 2.2.5: Características par-velocidad básicas de un SRM.

Eligiendo adecuadamente los ángulos de conmutación este comportamiento puede extenderse hasta una velocidad que se define como velocidad nominal ω_N, donde la fuerza contraelectromotriz se iguala a la tensión de alimentación.
Por encima de esta velocidad el par disminuye pidiéndose controlar los ángulos de conmutación de forma que se obtiene una zona de potencia constante. Esto resulta posible mientras no se supere el ángulo máximo de conducción (no es aconsejable que el ángulo de conducción supere $\tau_R/2$) el cual impone la velocidad máxima de controlabilidad del accionamiento ω_V, ya que por encima de esta velocidad el par cae de forma K/ω^2 .

Los tipos de control más utilizados son:

- **Control de pulso único** (*single pulse*): se mantiene constante el pulso de control para la conducción de cada fase durante todo el ángulo de conducción. Habitualmente se utiliza un ángulo de conducción igual al ángulo de paso del motor, aunque su variación permite un funcionamiento a potencia constante. Si el ángulo de conducción no se modifica y se mantiene la tensión constante, se obtiene la característica de funcionamiento natural.
- **Control de histéresis**: se fija una referencia de corriente (I_{REF}) según el par constante deseado, y se compara la corriente real con la corriente de referencia. El resultado de dicha comparación constituye la entrada de un regulador de histéresis en el que se puede variar el valor de la corriente entre unos valores máximo y mínimo (banda de histéresis) que se prefijen.
- **Control PWM** (*pulse width modulation*): se utiliza también en el funcionamiento a par constante según una referencia. Usando un PWM con regulación de corriente se compara la corriente real con la corriente de referencia, y el error obtenido entre estas corrientes se compara con la señal obtenida de un generador de señal triangular. El resultado de la comparación son los pulsos con ciclo de trabajo (D) del convertidor. PWM que se aplicarán al circuito de conmutación y control. En este caso la corriente no tiene una evolución tan rectangular como con el control de histéresis.

2.3. MODELADO DEL SRM.

2.3.1 INTRODUCCION.

En la actualidad, los equipos informáticos permiten efectuar en tiempos relativamente cortos las simulaciones de multitud de fenómenos físicos, eléctricos y magnéticos, dando lugar a la representación de lo ocurrido en los circuitos y sistemas eléctricos y electrónicos. La principal ventaja de la simulación radica en la posibilidad de ejecutar multitud de pruebas en poco tiempo, así como prever el comportamiento de dichos circuitos o sistemas en etapas iniciales de diseño, antes de ser construidos. Además, una vez construidos es posible observar su funcionamiento, mediante la simulación también podemos estudiar posibles mejoras de parámetros para un rediseño posterior. Aún así, hay algunos aspectos que no deben descuidarse. En primer lugar, hay que tener en cuenta que el resultado de la simulación estará acotado a la fiabilidad del modelo utilizado para caracterizar el sistema, por lo que será muy importante la elección de dicho modelo y la posterior validación conociendo sus limitaciones sobre la base de las hipótesis simplificativas que se hayan introducido en él, para después hacer una correcta interpretación de los resultados obtenidos.
Además, es de vital importancia disponer de resultados experimentales obtenidos mediante un gran número de ensayos realizadas con equipamiento de medida sobre prototipos reales, lo que supone un largo proceso de estudio mediante elementos finitos, permitiendo que el modelo se ajuste satisfactoriamente al comportamiento real de la máquina contrastando la fiabilidad del modelo y del programa informático utilizado en la simulación como puede verse en la siguiente figura 2.3.1.1.

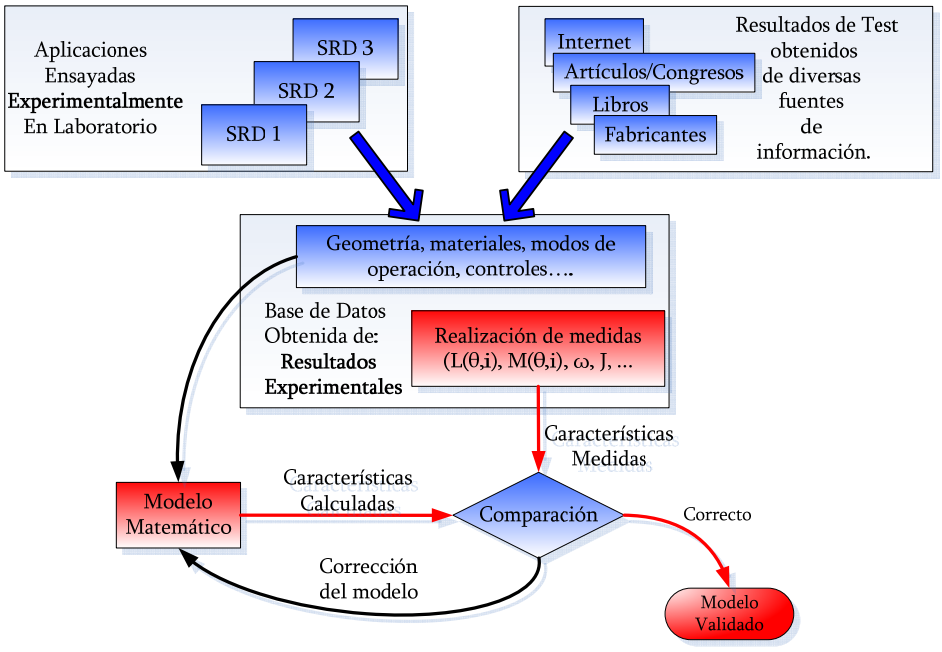


Figura 2.3.1.1: Pasos a seguir para la validación de un modelo.

En la simulación de máquinas eléctricas, y más concretamente del motor de reluctancia autoconmutado, se ha ido avanzando progresivamente en el estudio y utilización de los modelos, desde modelos relativamente sencillos sin considerar la saturación de la máquina, hasta modelos mucho más complejos donde además se consideran aspectos magnéticos y térmicos. En ocasiones, la complejidad de dichos modelos no justifica la precisión que se consigue en el cálculo, por lo que la decisión final en la elección del modelo dependerá de la aplicación última a la que va dirigida la simulación efectuada.

Sea cual sea el modelo utilizado para simular el motor SRM, este deberá convivir con otros modelos (Ver figura 2.3.1.2) como son; el convertidor, los sensores, acondicionadores, etc., para formar el modelado multinivel del accionamiento completo.

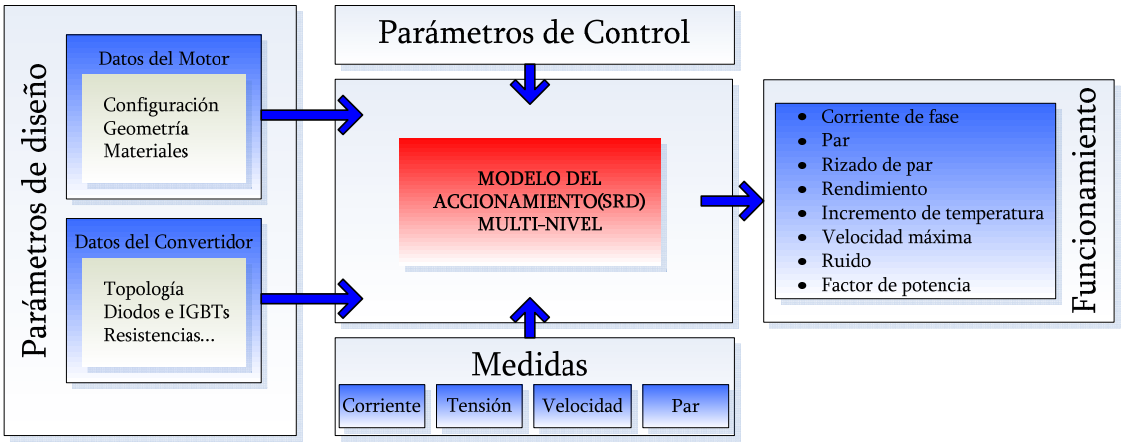


Figura 2.3.1.2: Sistema multinivel para el modelado de un SRD.

Estos modelos deben cumplir unas normas de compatibilidad en software, que se especificarán en los siguientes capítulos, pero todos ellos deben ser compatibles entre ellos definiendo unas entradas y salidas que formarán el accionamiento tal y como puede observarse en la figura 2.3.1.2.

Algunos autores como Arkadan y kielgas [ARK94], Franceschini, Pirani, Rinaldi y Tassoni [FRA91], Roux y Morcos [ROU00], .etc. proponen una simulación del SRM a partir de modelos lineales ya que estos permiten observar de forma sencilla el funcionamiento de la máquina y sus particularidades, por lo que es una herramienta simple y muy útil para estudios básicos. En una primera aproximación, pueden utilizarse modelos no lineales sin considerar el efecto de la saturación, modelos que aunque presenten diferencias significativas respecto al comportamiento real del motor, ya que el SRM trabaja habitualmente con elevadas saturaciones, pueden ser útiles para estudiar las características básicas de su funcionamiento de una forma relativamente sencilla.

Pero para tener en cuenta el efecto de la saturación en el SRM debe recurrirse a modelos no lineales y a la utilización de las curvas de magnetización, curvas que deben ajustarse mediante expresiones matemáticas que se puedan implementar mediante las herramientas informáticas (Software) escogidas para el desarrollo de accionamientos. El ajuste requiere un proceso largo de obtención de los diferentes coeficientes, proceso que se realiza mediante métodos numéricos de cálculo.

Seguidamente se presentarán las diferentes ecuaciones utilizadas para describir los modelos lineales y no lineales en los motores de reluctancia autoconmutados.

2.3.1.1 ECUACIONES QUE DESCRIBEN EL COMPORTAMIENTO LINEAL DE LOS SRM.

Las ecuaciones que podemos utilizar mediante un modelo lineal sin considerar la saturación son:

$$U = R_{Ph} \cdot i_{Ph} + \frac{d\psi}{dt} \qquad (2.3.1.1.1)$$

$$\psi = L(\theta) \cdot i_{Ph} \qquad (2.3.1.1.2)$$

$$M = \sum_{i=1}^{m} \frac{1}{2} \cdot \frac{dL(\theta)}{d\theta} \cdot i_{Ph}^2 \qquad (2.3.1.1.3)$$

$$J\frac{d\omega}{dt} = M - M_L \qquad (2.3.1.1.4)$$

Donde:

- U = Tensión de alimentación.
- R_{Ph} =Resistencia de fase.
- i_{Ph} = Corriente de fase.
- ψ = Flujo concatenado de fase.
- $L(\theta)$ = Inductancia, en función de la posición rotórica (θ).
- J = Momento de inercia
- ω = Velocidad angular
- M = Par motor
- M_L = Par resistente
- m = número de fases

En el SRM la inductancia mutua entre fases es muy pequeña, por lo que la superposición del par individual de cada fase proporciona el par electromagnético total, tal como se ha indicado en la ecuación 2.3.1.1.3.

Para caracterizar la evolución de la inductancia en función de la posición rotórica, $L(\theta)$, se pueden utilizar diferentes modelos los cuales se abordarán más adelante.

2.3.1.2. ECUACIONES QUE DESCRIBEN EL COMPORTAMIENTO NO LINEAL DE LOS SRM.

Las ecuaciones a considerar, utilizando el modelo no lineal, son las siguientes:

$$U = R_{Ph} \cdot i_{Ph} + \frac{d\psi(\theta, i)}{dt} \qquad (2.3.1.2.1)$$

$$W'(\theta, i) = \int_0^i \psi(\theta, i)\, di \qquad (2.3.1.2.2)$$

$$M = \sum_{i=1}^{m} \left[\frac{dW'(\theta, i)}{d\theta} \right]_{i = \text{constante}} \qquad (2.3.1.2.3)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_L \qquad (2.3.1.2.4)$$

Donde:

U = Tensión de alimentación.
R_{Ph} =Resistencia de fase.
i_{Ph} = Corriente de fase.
ψ = Flujo concatenado de fase.
θ = Posición rotórica
W' = Coenergía
J = Momento de inercia
ω = Velocidad angular
M = Par motor
M_L = Par resistente
m = número de fases

2.3.1.2.1. IMPORTANCIA DE LAS CURVAS DE MAGNETIZACIÓN EN EL MODELADO NO LINEAL.

Para iniciar cualquier tarea de simulación de un accionamiento es necesario introducir el modelo del motor a utilizar en el programa de simulación, por lo tanto además de necesitar el número de polos de rotor y estator, el tipo de convertidor o las ecuaciones de corriente, es necesario conocer previamente las curvas de flujo concatenado en función de la corriente para las distintas posiciones rotóricas, tomadas entre las posiciones de alineamiento y de no alineamiento de los polos rotóricos con los estatóricos, denominadas curvas de magnetización $\psi = \psi(\theta, i)$, las cuales se muestran en la figura 2.3.1.2.1.1.

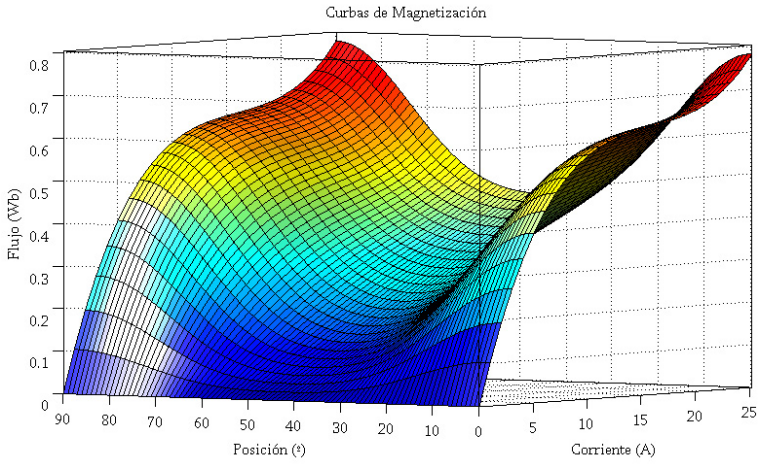


Figura 2.3.1.2.1.1: Curvas de magnetización Ψ=(θ,i) para un SRM.

Uno de los objetivos de este trabajo es el de obtener un modelo para el motor SRM que forma parte del accionamiento completo (SRD) del cual inicialmente no se dispone de ninguna información adicional ni experimental, aunque si puede afirmarse que las curvas de magnetización se pueden obtener de dos formas según se observa en la figura 2.3.1.2.1.2.

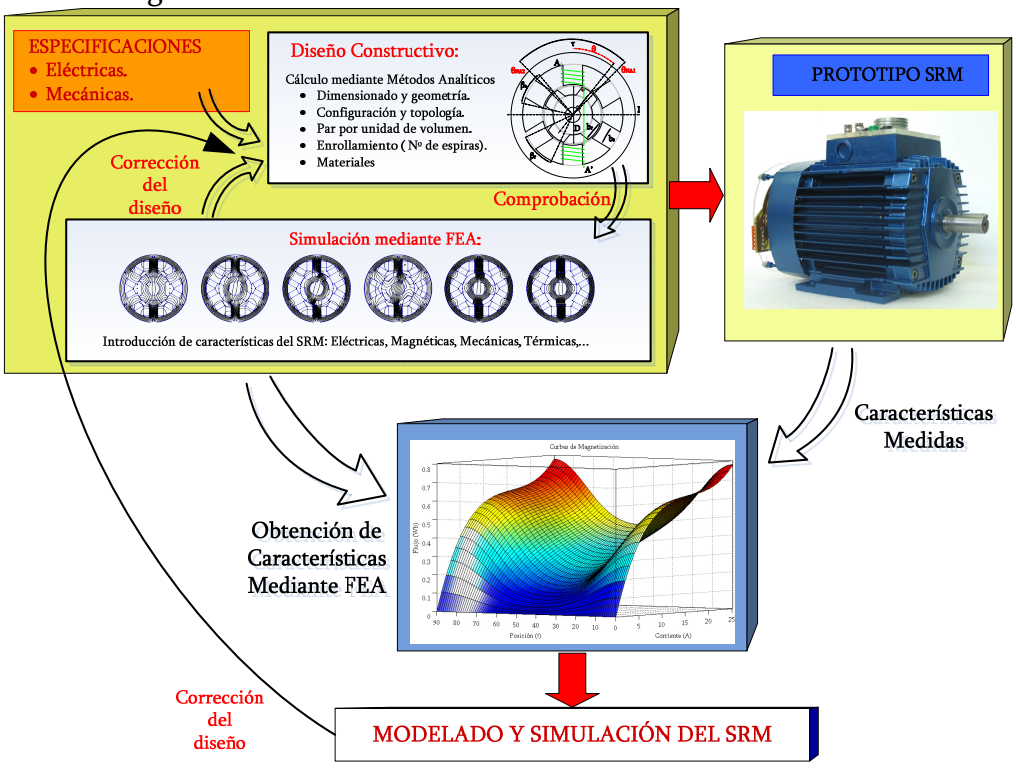


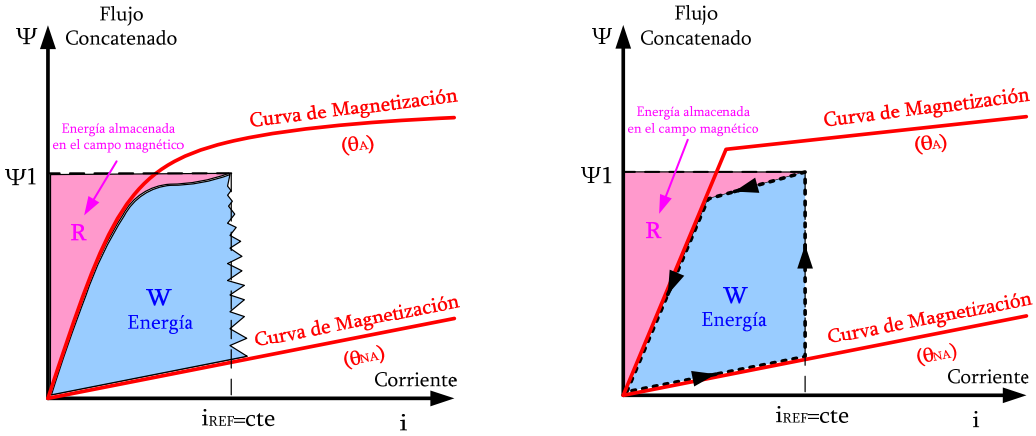
Figura 2.3.1.2.1.2: Metodología de obtención de las curvas de magnetización.

Estas curvas se pueden obtener analíticamente o mediante simulación a través de software específico para el análisis mediante elementos finitos (FEA). También pueden obtenerse experimentalmente si se dispone del accionamiento y del equipamiento necesario para hacer las medidas, de cualquier modo se obtendrá una serie de curvas que expresarán el flujo y el par para diferentes posiciones y corrientes.

Una vez obtenidas las curvas debe escogerse una forma para relacionar dichas curvas con las ecuaciones matemáticas que describen el comportamiento del motor SRM.

Cuando se desea estudiar el comportamiento del accionamiento en su totalidad, considerando el estudio de los parámetros de diseño y de control, aumenta el número de variables de cálculo con lo cual no es aconsejable utilizar todas las curvas de magnetización, ya que esto agravaría el problema incrementando considerablemente el tiempo de cálculo, ***por lo que parece evidente la utilización de un modelo simplificado***, con el que aunque se pierda exactitud respecto del comportamiento real, se reduzca considerablemente el proceso de modelado y cálculo posterior. Existen modelos no lineales simplificados que facilitan estas tareas y en la actualidad también son objeto de estudio e investigación ya que con ellos se puede llegar mucho más lejos que con los modelos lineales sin aumentar los tiempos de cálculo obteniendo resultados similares a los modelos no lineales completos.

También son necesarias las curvas de par $M(\theta,i)$ en función de la posición y corriente para implementar las funciones mecánicas, no solamente las eléctricas, ya que el motor de reluctancia autoconmutado es un convertidor electromecánico en el que parte de la energía eléctrica absorbida se transforma en energía mecánica.



(A)Trayectoria real con control de corriente (B)Trayectoria idealizada

Figura 2.3.1.2.1.3: Representación de la trayectoria del flujo concatenado durante un ciclo de conversión de energía de un SRM.

Esta energía mecánica, que excluye las pérdidas mecánicas, es el área W del ciclo de conversión de energía, mostrado en la figura 2.3.1.2.1.3, comprendido entre las trayectorias de flujo concatenado en función de la corriente para las posiciones de no alineamiento (característica lineal), de alineamiento (característica con acentuado efecto de saturación) y la evolución de la corriente durante el período de conducción de una fase.

El par motor medio (M_{AV}), por tanto, será el producto de esta energía por el número de veces que se repite el ciclo a lo largo de una revolución, mN_R (Número total de pasos '*stroke*' en una revolución), dividido entre 2π radianes, es decir:

$$M_{AV} = \frac{m \cdot N_R}{2\pi} \cdot W \quad \text{(Nm)} \qquad (2.3.1.2.1.1)$$

donde $m \cdot N_R$ es el número de '*strokes*' en una revolución

El par medio depende del área W y por tanto cuanto mayor sea ésta mayor será aquel. Esto requiere por un lado que la inductancia en la posición de no alineamiento (pendiente de la característica lineal) sea lo más reducida posible, y por otro lado que la parte lineal de la trayectoria de flujo concatenado con respecto a la corriente para la posición de alineamiento sea lo mayor posible y además que esta característica exhiba una pronunciada saturación para un valor elevado del flujo concatenado. Si el motor fuera lineal, el área W sería netamente superior, sin embargo también sería mucho mayor el producto tensión por corriente (VA), representado por el área W+R, siendo R la energía devuelta a la alimentación después de producirse la conmutación. La saturación disminuye para un mismo valor de corriente la cantidad de energía convertida en mecánica, por tanto el motor será algo más grande que en el caso de que hubiera linealidad, pero por otra parte reduce de forma importante el tamaño del convertidor estático que ha de alimentarlo.

Por lo tanto cabe destacar que para obtener las curvas de par son necesarias las curvas de magnetización y sustituyendo la ecuación (2.3.1.2.2) en (2.3.1.2.3) se obtiene esta relación mediante la ecuación 2.3.1.2.1.2.

$$M(\theta, i) = \frac{d}{d\theta}\left[\int_0^i [\psi(\theta, i)] \cdot di\right]_{i=cte} \qquad (2.3.1.2.1.2)$$

2.3.2 ANTECEDENTES EN EL MODELADO DEL SRM.

Muchos autores han realizado importantes contribuciones en este tema por lo que se enumerarán algunos de los trabajos más interesantes llevados a cabo por diferentes autores, destacando sus contribuciones en el modelado no lineal de motores de SRM.

2.3.2.1 MODELOS LINEALES.

Algunos autores [ARK94], [FRA91] o [ROU00], han tomado en consideración modelos lineales para el control de accionamientos de SRM ya que estos son de gran interés cuando se desean obtener resultados aproximados que ayudan en estadios iniciales de las investigaciones ofreciendo una rápida comprensión de algunos conceptos; permitiendo también la equiparación cualitativa en la posterior simplificación de los modelos.

2.3.2.2 MODELOS NO LINEALES.

La gran capacidad de cálculo de los equipos informáticos actuales, hace posible resolver modelos más complejos en menor tiempo, siendo muchos más los autores [MIL90],[FRA91], [DAT95], [CHA97], [VUJ00], [AND01] , [HOS05], que consideran los efectos de la saturación magnética del motor de SRM, recurriendo a modelos no lineales para modelar las curvas de magnetización de dicho motor, por ello seguidamente se expondrán los trabajos de algunos de estos autores los cuales sirven como precedente a los modelos que se presentarán posteriormente.

Una de las expresiones más utilizadas para relacionar el flujo concatenado en función de la corriente para diferentes posiciones del rotor, ha sido la propuesta por Torrey y Lang [DAT90] [DAT95]:

$$\psi(\theta,i) = a(\theta)\cdot(1-e^{b(\theta)\cdot i}) + c(\theta)\cdot i$$

Franceschini et al. [FRA91], así como Mahdavi et al. [MAH97], optaron por trabajar en el ajuste a partir del valor de la inductancia en función de la posición y la corriente a partir de tres coeficientes:

$$L(\theta,i) = L_0(i) + \left[L_1(i)\cdot\cos(\theta)\right] + \left[L_2(i)\cdot\cos(2\cdot\theta)\right]$$

Andrade y Krishnan [AND01] profundizan con el ajuste en el valor de las inductancias mediante un exhaustivo trabajo utilizando un elevado número de términos mediante series de Fourier.

Chan y Weldon [CHA97] proponen la expresión siguiente, con el ajuste de las curvas de magnetización de nuevo como objetivo:

$$\psi(\theta,i) = \sum_{n=1}^{M} C_{0n}\left[\frac{1}{1+e^{(C_{1n}\cdot\theta)-C_{2n}}} + \frac{1}{1+e^{-(C_{1n}\cdot\theta)-C_{2n}}} - C_{3n}\right]\cdot\left[\frac{2}{1+e^{-C_{4n}\cdot i}} - 1\right]$$

Vujicic y Vukosavic [VUJ00] buscan las relaciones en las curvas de magnetización trabajando a fondo con las reluctancias del circuito magnético, decantándose por una expresión del tipo:

$$i_3 = C_{03}\cdot\left[(1-C_{01})\psi - (C_{01}\cdot C_{02}) + C_{01}\sqrt{(\psi - C_{03})^2 + C_{04}^2}\right]$$

Hossain y Husain [HOS05] plantean realizar el ajuste a partir de coeficientes vinculados con parámetros geométricos de la máquina, mediante una ecuación como la siguiente:

$$\psi(\theta,i) = \psi_{NA} + (\psi_A - \psi_{NA}) \cdot f(\theta) = L_{NA} \cdot i + (a \cdot i + b - \sqrt{b^2 - c \cdot i + d \cdot i^2}) \cdot f(\theta)$$

Continuando con esta idea El-Samahy et al. [SAM05] proponen un ajuste de las curvas de magnetización introduciendo el cálculo de un factor de saturación (k_s) como sigue:

$$\psi(\theta,i) = \psi_{NA}(i) + (\psi_A(i) - \psi_{NA}(i)) \cdot f(\theta)$$

Donde :

$\psi_{NA}(i)$ se supone lineal de forma que $\psi_{NA}(i) = L_{NA} \cdot i$

$\psi_A(i)$ es de la forma $\psi_A(i) = L_A \cdot i + (L_A - L_{NA}) \cdot \dfrac{i}{1 + k_S \cdot i}$

$$k_s = \frac{L_A - 1}{1 - L_{NA}}$$

Diversos autores han introducido mejoras en los modelos presentados anteriormente, siempre a costa de una mayor complejidad en el modelo, así por ejemplo Preston y Lyons [PRE91] introducen el efecto de las inductancias mutuas entre fases mediante el cálculo de las reluctancias del circuito magnético.

En los últimos años se han dedicado importantes esfuerzos para introducir en el modelo las diferentes pérdidas existentes en la máquina, en especial las pérdidas en el hierro, destacando los trabajos realizados por Raulin, Radun y Husain [RAU04] y por Charton, Corda, Stephenson y Randall [CHA06], calculando básicamente las pérdidas mediante expresiones analíticas aproximadas e introduciendo impedancias equivalentes como las mostradas en la figura 2.3.2.2 para valorar esas pérdidas.

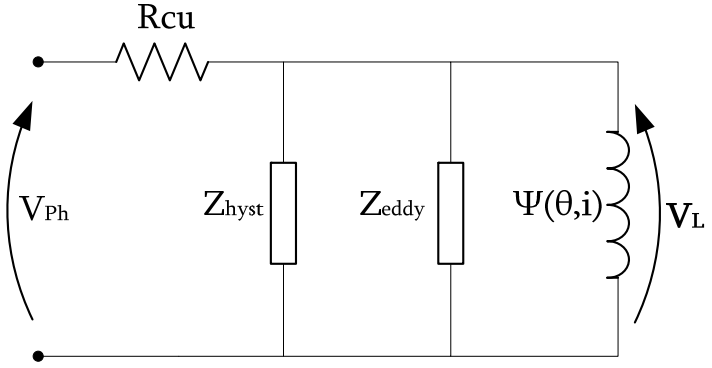


Figura 2.3.2.2: Circuito equivalente para la consideración de las pérdidas.

2.3.2.3 MODELOS NO LINEALES SIMPLIFICADOS.

La caracterización del motor de reluctancia autoconmutado a partir de las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones del rotor, o a partir de las curvas flujo concatenado-posición para diferentes corrientes, conlleva la necesidad de conocer las relaciones de flujo concatenado y corriente para las posiciones intermedias entre la de alineamiento y la de no alineamiento entre polos del estator y del rotor. En el estudio de prototipos experimentales, resulta imprescindible la construcción del prototipo real para poder efectuar las medidas necesarias en el laboratorio, y si se realiza un estudio previo mediante análisis utilizando elementos finitos, han de realizarse muchas simulaciones para poder obtener el conjunto de curvas del motor.

En algunos casos, como en el estudio de las variables de diseño o de control y de su influencia en el comportamiento del motor (por ejemplo, variación del número de espiras, modificación del entrehierro, variación del ancho polar del estator y del rotor, estrategia de control, estrategias de troceado, variables del convertidor,...), es de gran interés poder efectuar un modelado del motor para su posterior simulación a partir únicamente del conocimiento de las curvas de magnetización en las posiciones alineada y no alineada, simplificándose notablemente el número de simulaciones a efectuar [TOR02].

Encontramos en esta línea, el modelo simplificado propuesto por Miller y McGilp [MIL98], el cual se basa en la reconstrucción en tres zonas de las curvas de flujo concatenado en función de la posición para diferentes corrientes, partiendo únicamente de las curvas de magnetización en las posiciones alineada y no alineada.

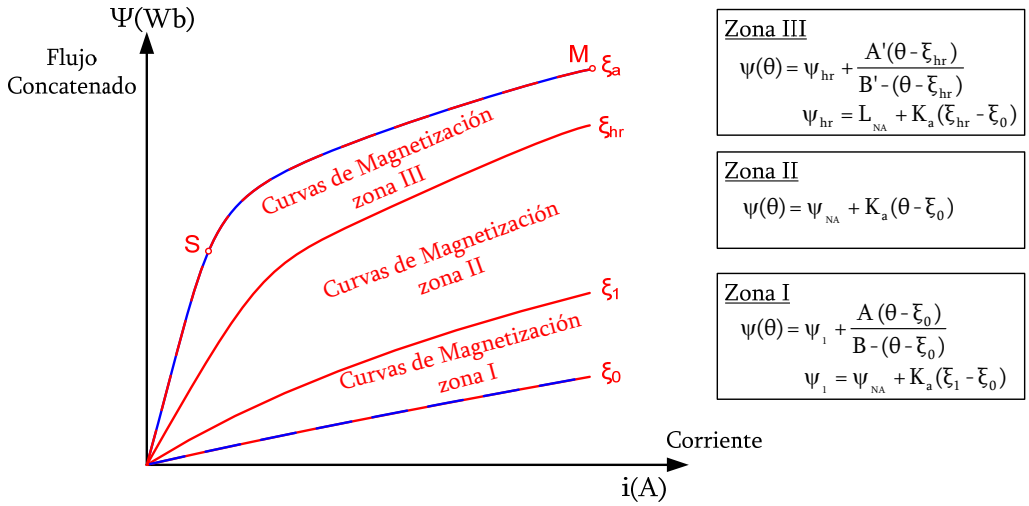


Figura 2.3.2.3: Tratamiento de las curvas de magnetización según Miller y McGilp.

El tratamiento específico en tres zonas diferentes, complica ligeramente la caracterización y la elección en cada caso del margen de posiciones (ξ) que se asigna a cada zona (I, II y III).

Posteriormente, Roux y Morcos [ROU02] estudiaron la posibilidad de utilizar una sola expresión para reconstruir las curvas de flujo concatenado en función de la posición para diferentes corrientes, partiendo también de las curvas de magnetización en las posiciones alineada y no alineada, sin recurrir a la separación en tres zonas, mediante la siguiente expresión:

$$\psi(\theta,i)=\frac{1}{2}\left[\psi_A(i)-\psi_{NA}(i)\right]\cdot\left[\cos(N_R\cdot\theta)+1\right]+\psi_{NA}(i)$$

donde:

ψ_A, ψ_{NA} = flujo concatenado en las posiciones alineada y no alineada, respectivamente, para una misma corriente.

N_R = número de polos del rotor.

En el tratamiento de las curvas de magnetización Stiebler y Liu desarrollaron la idea de El-Samahy et al. introduciendo el efecto de la saturación mediante una ecuación en la que flujo concatenado depende sólo de la corriente de fase y de una función del ángulo rotórico [STI99].

$$\psi(\theta,i)=\psi_{NA}(i)+(\psi_A(i)-\psi_{NA}(i))\cdot f(\theta)$$

Donde :

$$f(\theta)=\begin{cases}\frac{1}{2}+\frac{1}{2}\cdot\cos\left(\frac{\theta}{\theta_k}\cdot\theta_b\right) & |\theta|\le\theta_k\\ 0 & |\theta|>\theta_k\end{cases}$$

2.3.3 TRATAMIENTO DE LAS CURVAS DE MAGNETIZACIÓN ADOPTADO.

Como se ha visto, para tener en cuenta el efecto de la saturación en el SRM debe recurrirse a modelos no lineales y a la utilización de las curvas de magnetización, curvas que deben ajustarse mediante expresiones matemáticas que se puedan implementar mediante las herramientas informáticas utilizadas en el proceso de diseño mediante ingeniería concurrente.

La utilización de modelos no lineales se ajusta más a la realidad ya que estos introducen los efectos de la saturación pero en muchas ocasiones resultan incómodos por la complejidad de cálculo necesaria para implementarlos. La utilización de modelos simplificados resulta una alternativa atractiva ya que disminuye el tiempo de cálculo utilizado para la simulación, con la consiguiente ventaja que representa para la implementación de controles reales en línea tal y como veremos más adelante.

En el inicio de este trabajo se han estudiado modelos lineales los cuales fueron de gran ayuda en la comprensión de los accionamientos de reluctancia SRD los cuales se muestran a continuación junto con las dos opciones utilizadas para realizar el ajuste de las curvas de flujo concatenado en función de la corriente y la posición; la primera mediante un modelo no lineal completo, mientras que la segunda se efectúa mediante un modelo no lineal simplificado.

2.3.3.1 MODELADO LINEAL.

Con el objetivo de obtener un modelo sencillo del motor de SRM se definen modelos lineales basados en la evolución de la inductancia en función de la posición rotórica L(θ). Los modelos lineales no consideran la saturación del flujo concatenado y por lo tanto será suficiente obtener la inductancia en función de la posición.

$$\psi = L(\theta) \cdot i$$

Se han utilizado dos formas para obtener la L(θ); a través de una aproximación por tramos lineales y como una suma mediante términos senoidales tal y como se verá a continuación.

2.3.3.1.1. EVOLUCIÓN DE LA INDUCTANCIA EN FUNCIÓN DE LA POSICIÓN POR TRAMOS LINEALES.

En la figura 2.3.1.1.1 se puede observar la evolución de la inductancia en función de la posición por tramos lineales durante un ciclo polar rotórico.

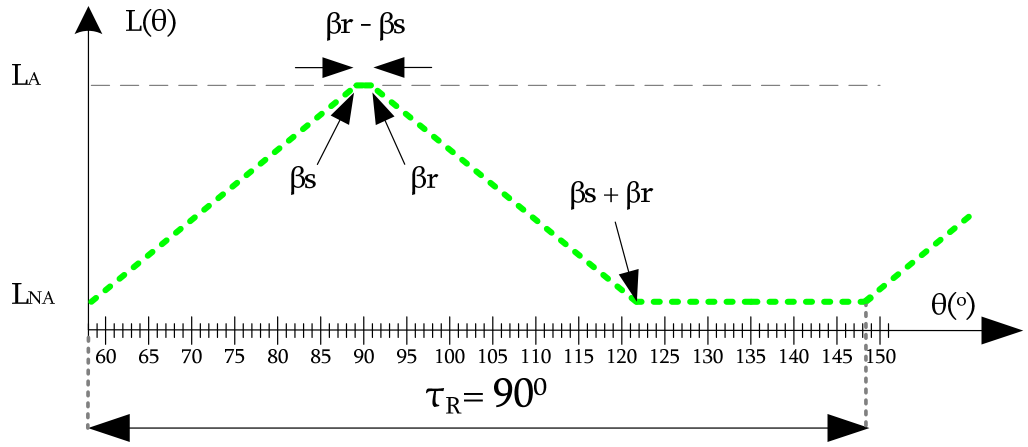


Figura 2.3.3.1.1.1: Evolución de la inductancia en función de la posición por tramos lineales durante un ciclo rotórico de un SRM 6/4.

Los valores que toma la inductancia responden a las siguientes pautas:

- Inductancia de la posición de alineamiento, L_A, constante durante el tramo correspondiente al ángulo βr-βs, donde βr es el ángulo polar del rotor y βs es el ángulo polar del estator.
- Evolución lineal de la inductancia entre los valores correspondientes a la posición de alineamiento y de no alineamiento durante el tramo correspondiente al ángulo βs.
- Inductancia de la posición no alineada, L_{NA}, constante durante el resto de ángulos de rotación.

Tal y como se pudo observar en apartados anteriores el valor de la inductancia depende de la posición y de la corriente por lo tanto la dificultad aquí radica en escoger para qué corriente se determinan los valores de inductancia en la posición alineada y en la no alineada.

2.3.3.1.2. EVOLUCIÓN DE LA INDUCTANCIA EN FUNCIÓN DE LA POSICIÓN COMO UNA SUMA DE TÉRMINOS SENOIDALES.

En este caso se obtiene la inductancia a partir de la ecuación siguiente:

$$L(\theta) = k1 + k2 \cdot \cos(N_R \cdot \theta) + k3 \cdot \cos(2 \cdot N_R \cdot \theta) - k4 \cdot \sin(4 \cdot N_R \cdot \theta) \qquad (2.3.3.1.2)$$

Los coeficientes k1, k2, k3 y k4 se obtienen por aproximación matemática con la evolución de la inductancia en función de la posición para una corriente determinada. Igualmente, la dificultad radica en escoger a qué corriente se efectúa dicha aproximación. En la figura 2.3.3.1.2.1, se presenta una de las aproximaciones efectuadas.

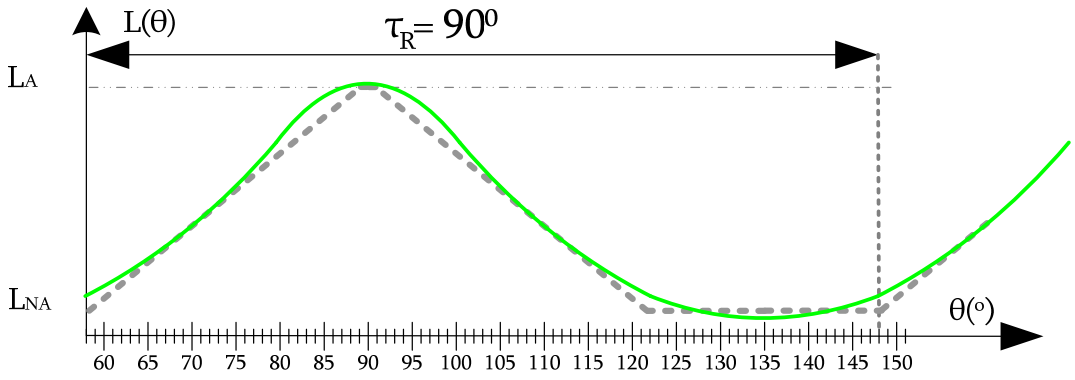


Figura 2.3.3.1.2.1: Aproximación matemática de la evolución de la inductancia en función de la posición como suma de términos senoidales durante un ciclo rotórico.

Como ejemplo de las aproximaciones que pueden conseguirse, en las figuras 2.3.3.1.2.2 se representa la evolución de la inductancia entre las posiciones de alineamiento y de no alineamiento en el prototipo de SRM 6/4, donde se comparan

la evolución de la inductancia medida para una corriente de 5 A con las aproximaciones por tramos lineales y por suma de términos senoidales.

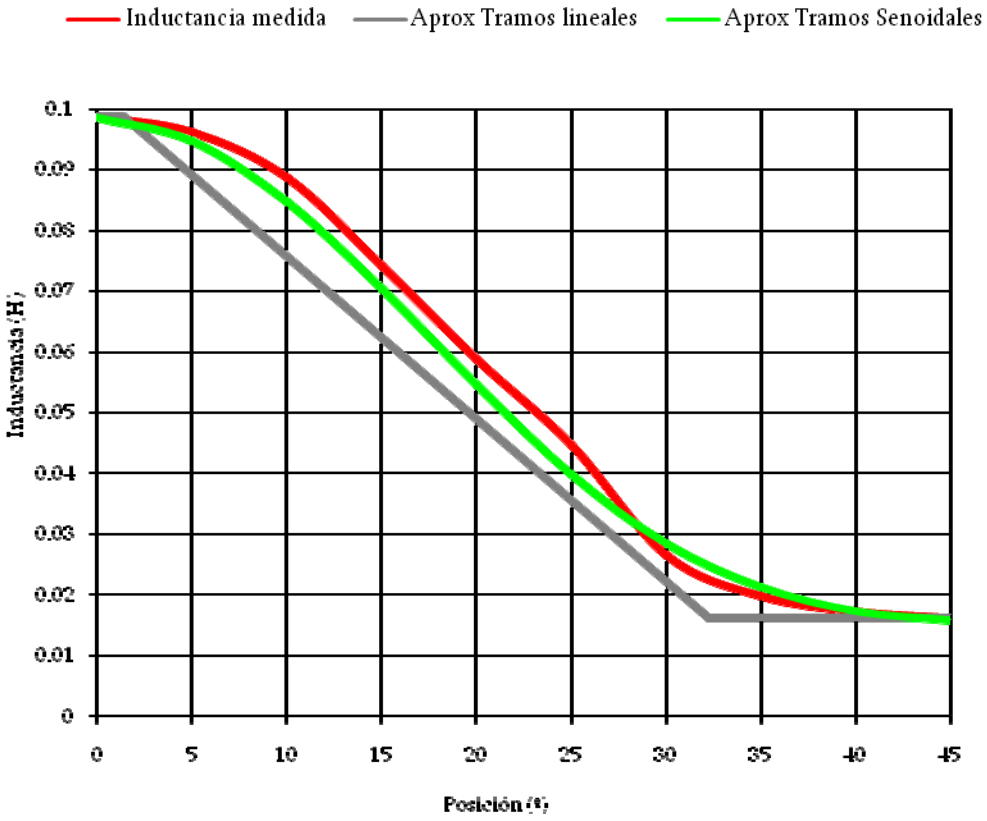


Figura 2.3.3.1.2.2: Evolución de la inductancia con la posición en el prototipo 6/4.

2.3.3.2 MODELADO NO LINEAL.

2.3.3.2.1 OBTENCIÓN DE LAS CURVAS DE MAGNETIZACIÓN MEDIANTE SERIES DE COSENOS (MODELO COMPLETO)

Como ya se ha comentado existen muchos autores que proponen diversas opciones [DAT95], [BAU97], [MAH97], [VUJ00] o [DA90]. Pero se propone la utilización de una opción especialmente interesante para el ajuste de las curvas de magnetización la cual aporta resultados muy satisfactorios siendo de gran simplicidad en su tratamiento.

El ajuste se realiza a partir de expresar el flujo concatenado en función de la posición para diferentes corrientes, según la siguiente expresión [TOR02]:

$$\psi(\theta,i)=p_0+\sum_{n=1}^{n=5}p_n\cdot\cos(n\cdot N_R\cdot\theta) \qquad (2.3.3.2.1.1)$$

Donde los coeficientes p_0 y p_n son función de la corriente, y se obtienen a partir de:

$$p_n = p_{n1} \cdot i^3 + p_{n2} \cdot i^2 + p_{n3} \cdot i \qquad (2.3.3.2.1.2)$$

En el caso particular n=0:

$$p_0 = p_{01} \cdot i^3 + p_{02} \cdot i^2 + p_{03} \cdot i \qquad (2.3.3.2.1.3)$$

Los coeficientes 'p' se obtienen mediante mínimos cuadráticos que se ajustan a partir de los datos obtenidos experimentalmente o mediante la utilización de programas para el cálculo mediante elementos finitos (FEA) tal y como se describió en la figura 2.3.1.2.1.2.

Esta formulación requiere de la obtención previa de las curvas de magnetización intermedias, al menos diez, incluyendo la posición alineada y no alineada.

La experiencia muestra que se obtiene una correcta aproximación para cinco términos cosenoidales ya que para valores inferiores se observan deficiencias en el cálculo del par estático [TOR02].

A continuación, en la figura 2.3.3.2.1 se presentan los resultados obtenidos para el ajuste de las curvas de magnetización a partir de las aproximaciones propuestas en las expresiones anteriores (trazo discontinuo), comparados con los resultados obtenidos experimentalmente (trazo continuo) del prototipo 6/4 para diferentes corrientes (intervalos de 1A)

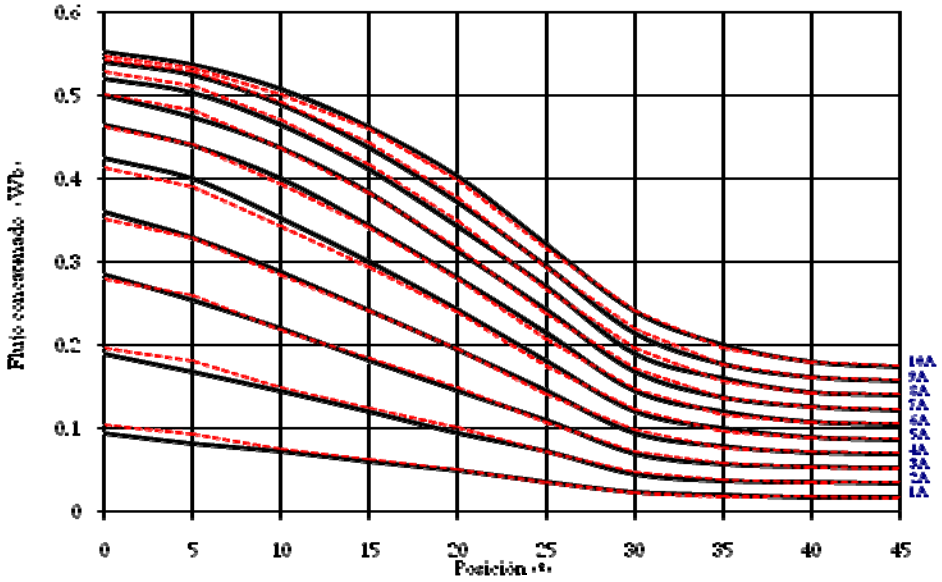


Figura 2.3.3.2.1: Comparación de las curvas de flujo obtenidas experimentalmente con la reconstruidas mediante el modelo completo.

2.3.3.2.2 MODELADO NO LINEAL SIMPLIFICADO.

La propuesta siguiente radica en la reconstrucción directa de las curvas flujo concatenado-posición para diferentes corrientes, a partir del conocimiento de sus

puntos extremos, correspondientes a la posición alineada y no alineada. Así, se calculará el flujo concatenado a partir de tres coeficientes, según la expresión siguiente [TOR02]:

$$\psi(\theta,i)=p_1+p_2\cdot\cos(N_R\cdot\theta)+p_3\cdot\cos(2\cdot N_R\cdot\theta) \qquad (2.3.3.2.2.1)$$

Donde los coeficientes de la ecuación 2.3.3.2.2.1 se obtienen mediante las ecuaciones siguientes:

$$p_1=\frac{\psi_A}{2}\cdot k_s^{\zeta} \qquad (2.3.3.2.2.2)$$

$$p_2=\frac{\psi_A-\psi_{NA}}{2} \qquad (2.3.3.2.2.3)$$

$$p_3=\frac{\psi_A\cdot(1-k_s^{\zeta})+\psi_{NA}}{2} \qquad (2.3.3.2.2.4)$$

donde:

ψ_{AL} = flujo concatenado en la posición de alineamiento para una corriente específica, i_i.

ψ_{NA} = flujo concatenado en la posición de no alineamiento para la misma corriente, i_i.

k_s = coeficiente definido como factor de saturación, determinado para la misma corriente i_i.

ζ = exponente al que se eleva el factor de saturación.

$$k_s=\frac{\text{Pendiente en la zona lineal}}{\psi_i/i_i} \qquad (2.3.3.2.2.4)$$

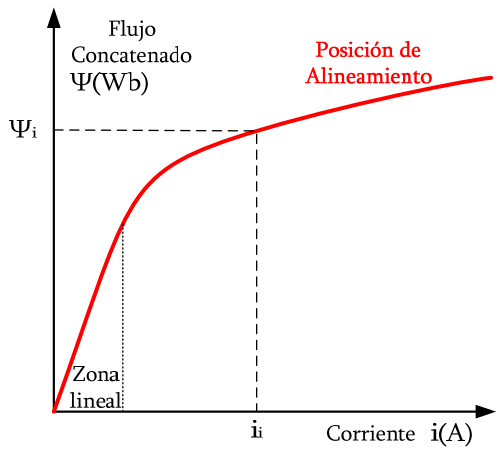


Figura 2.3.3.2.2.1: Elección de parámetros en el cálculo de k_s para diferentes valores de corriente.

Por lo que al parámetro "ζ" se refiere, se ha observado que su correcta elección permite afinar los ajustes respecto de las curvas reales. La dificultad estriba en escoger a priori, para una estructura determinada, su valor. Como se verá más

adelante, este exponente depende de la corriente máxima a la que se desea obtener las curvas de magnetización, así como del tipo de ecuación escogida para obtener los coeficientes que expresan el flujo concatenado en función de la posición, obteniendo valores diferentes para cada estructura.

El estudio con diferentes estructuras electromagnéticas apunta hacia una obtención del parámetro "ζ" mediante un método recursivo que asegure un centrado de las curvas entre la posición alineada y no alineada de forma que se consiga un auto ajuste satisfactorio.
A continuación se presentan los resultados obtenidos para el ajuste de las curvas de magnetización a partir de la expresión propuesta (trazo discontinuo) para el prototipo 6/4 en función de la posición y a intervalos de 1 A.

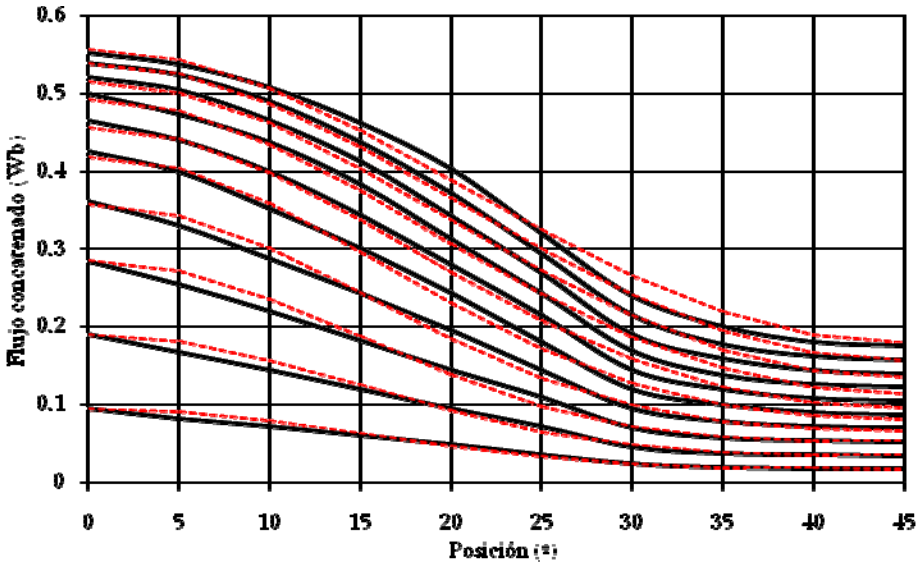


Figura 2.3.3.2.2.2: Comparación de las curvas de flujo obtenidas experimentalmente con la reconstruidas mediante el modelo simplificado.

2.3.3.2.3 VERIFICACIÓN DE LOS MODELOS PROPUESTOS.

Las curvas de magnetización obtenidas mediante las anteriores expresiones analíticas permiten simular el comportamiento del SRM. Los modelos no lineales que se han propuesto se ha implementado utilizando Simulink, modelando también el comportamiento del convertidor estático y todos los elementos sensores y de control de la forma que se verá en el capítulo 4.

Seguidamente se contrastan los resultados experimentales (1-medida) obtenidos para el SRM 6/4 descrito en el anexo de motores utilizando un control a pulso único a 3000 rpm (Ver figura 2.3.3.2.3.1) y un control de histéresis a 1850 rpm (Ver figura 2.3.3.2.3.2) con los resultados obtenidos mediante el modelo no lineal simplificado (3-modsim) y el modelo no lineal que tiene en consideración todas las curvas de magnetización (2-modcomp).

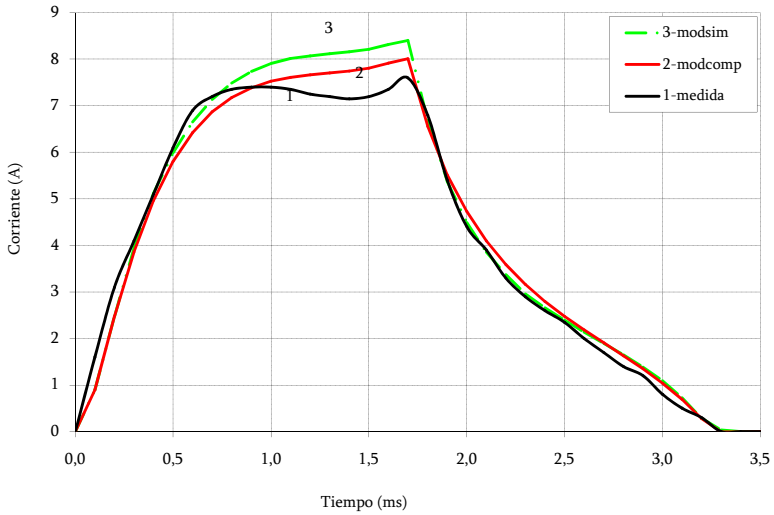


Figura 2.3.3.2.3.1: Validación de la forma de onda de corriente para alta velocidad (3000 rpm).

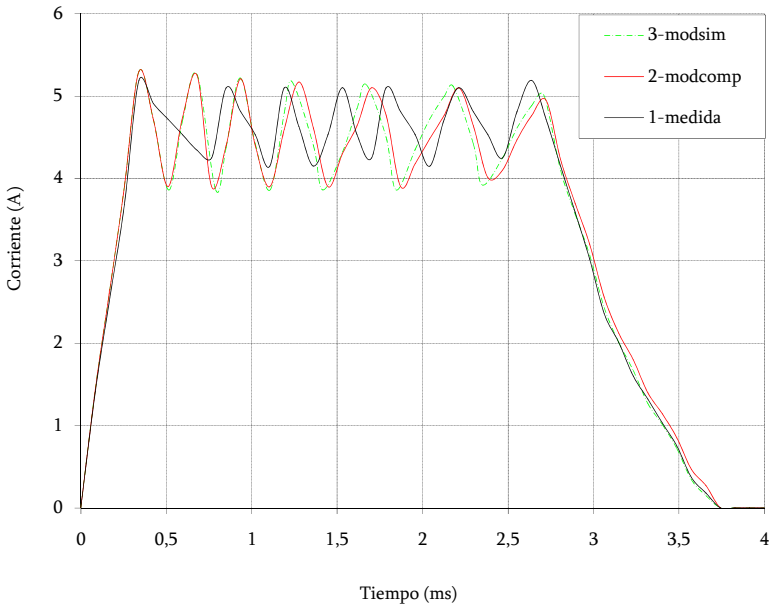


Figura 2.3.3.2.3.2: Validación de la forma de onda de corriente para velocidades medias (1850 rpm).

Constatándose que los resultados simulados comparados con los experimentales son bastante satisfactorios, por lo que dicho modelo puede ser de ayuda para la consideración de distintas configuraciones de la estructura electromecánica del motor y para la evaluación de diferentes estrategias de control simplificando el modelado del SRM.

CAPÍTULO 3:

SIMULACIÓN DE LOS ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS DESDE LA PERSPECTIVA DE LA INGENIERÍA CONCURRENTE.

3.1 INTRODUCCIÓN....58
3.1.1 RELACIÓN ENTRE EL MODELADO Y LA SIMULACIÓN....58
3.1.2. LA SIMULACIÓN DE LOS ACCIONAMIENTOS EN LA ACTUALIDAD. 60
3.2 EVOLUCIÓN DE LA SIMULACIÓN: 61
3.2.1 SIMULACIÓN ANALÓGICA 62
3.2.2 SIMULACIÓN NUMÉRICA....62
3.2.3 SIMULACIÓN ANALÓGICA DIGITAL....63
3.2.4 SIMULADORES ESPECÍFICOS....64
3.2.5. SIMULADORES MULTI-DISCIPLINARES 66
3.2.6 SIMULACIÓN FÍSICA....67
3.3 USO DE LA SIMULACIÓN EN LA INGENIERÍA CONCURRENTE....72
3.3.1 INTEGRACIÓN OPTIMIZADA ENTRE LA SIMULACIÓN Y EL ENSAYO. 72
3.3.2 EL NUEVO PAPEL DE LA EXPERIMENTACIÓN 73
3.3.3 NUEVAS HERRAMIENTAS Y TÉCNICAS PARA EL DESARROLLO SRD....74
3.3.4 EL USO DE LA SIMULACIÓN APLICADA AL DESARROLLO DE ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS. 78
3.4 DESCRIPCIÓN Y ESPECIFICACIONES DE LAS PLATAFORMAS PARA EL DESARROLLO EN TIEMPO REAL. 80
3.4.1 INTRODUCCIÓN. 80
3.4.2 CARACTERÍSTICAS GENERALES DE LOS DSPs 85
3.4.3 DISPOSITIVOS COMERCIALES MÁS REPRESENTATIVOS. 95
3.4.4 ÁREAS DE APLICACIÓN....95
3.4.5 CRITERIOS DE SELECCIÓN DEL DSP. 96
3.4.6 PLATAFORMAS DE DESARROLLO EN TIEMPO REAL (RT) 101
3.5 PLATAFORMA ESCOGIDA PARA EL DESARROLLO DE ACCIONAMIENTOS. 104
3.5.1 JUSTIFICACIÓN DEL SOFTWARE ESCOGIDO 104
3.5.2 JUSTIFICACIÓN DE LA PLATAFORMA HARDWARE DE DESARROLLO. 105

3.1 INTRODUCCIÓN.

Todos los accionamientos eléctricos disponen de un conjunto de elementos cuya dinámica es el corazón de la funcionalidad del accionamiento (elementos móviles, inercias, flujos, etc.) y algún tipo de dispositivo de control para que estos elementos actúen siguiendo unas pautas determinadas. Cómo afrontar el diseño de estos accionamientos, el papel de la simulación dentro de este diseño, y más específicamente la utilización de plataformas en tiempo real, que permiten probar dispositivos de control reales frente a modelos virtuales de los accionamientos a controlar, son los temas objeto de este capítulo.

3.1.1 RELACIÓN ENTRE EL MODELADO Y LA SIMULACIÓN.

Cuando se constituye un sistema mediante simulación no se suele realizar de forma aislada; sino que se obtiene introduciendo las particularidades de cada uno de los modelos que conforman el accionamiento (Mecánicos, Eléctricos, Magnéticos, Electrónicos o de control) dentro de un entorno que compatibilice sus características de forma que se logre crear un único modelo del accionamiento completo; a ese entorno se le llama entorno de simulación.

Existen muchos métodos para el modelado de los elementos de un accionamiento y muchos paquetes de software que permiten el diseño multinivel en la simulación de un accionamiento. Las formas más extendidas para la descripción de modelos son las siguientes:

- **ML** (*Modeling Language*) Utilizando lenguajes de Modelado (C/C++, PASCAL, MATLAB, etc)
- **BD** (*Block-diagrams*) mediante diagramas de bloques (SIMULINK, CASPOC, etc).
- **FEA** (*Finite Element Analysis*) el uso de métodos numéricos para el análisis mediante elementos finitos de campos electromagnéticos (FLUX, ANSYS, MAXWELL, FEMLAB, etc).
- **CD** (*Circuit diagrams*) mediante esquemas circuitales (SIMPLORER, P-Spice, Saber, Power System Blockset, etc).

Cada uno de ellos se puede asociar a la simulación de algún aspecto relacionado con los accionamientos eléctricos; por ejemplo, FEA para el análisis de los campos electromagnéticos que permitirán el correcto diseño de la geometría, o escoger los materiales correctamente; CD para la simulación del convertidor de forma que se podrán escoger correctamente, tanto los interruptores, como sus redes de protección o ayuda a la conducción o BD para modelar los algoritmos de control para la máquina.

Los entornos de simulación que permiten intercambiar datos son usados para la simulación interactiva o dinámicas (figura 3.1.1.1) y combinados con entornos de prototipado rápido (figura 3.1.1.2) resultan de gran interés en el desarrollo de accionamientos eléctricos utilizando procesos de ingeniería concurrente o simultánea ya que comparten muchas similitudes. En realidad aprovechan sus semejanzas como en el caso de la figura 3.1.1.1 y figura 3.1.1.2 donde se puede apreciar que en el entorno de simulación se puede modelar la fuente de alimentación, el convertidor de potencia, el SRM, la carga y el control mediante diversos lenguajes o esquemas y en el entorno de prototipado se compone por elementos reales (Hardware) aunque comparten el módulo de control obtenido en la simulación.

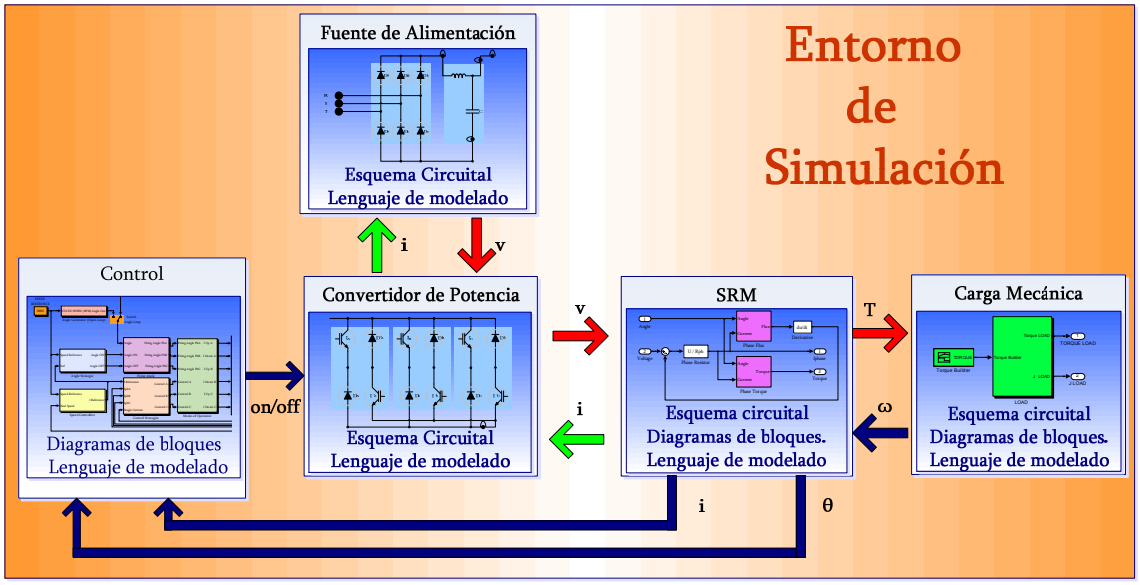


Figura 3.1.1.1: Entorno de simulación para accionamientos de SRM

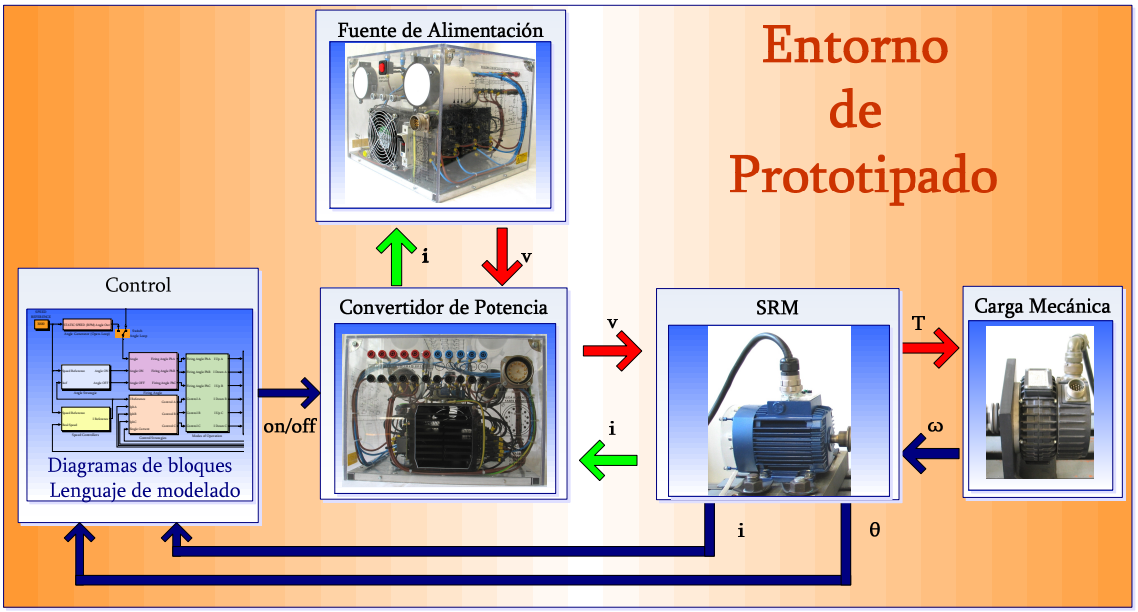


Figura 3.1.1.2: Entorno de prototipado para accionamientos de SRM

Los entornos de simulación dan lugar a la constitución de programas (software) concretos, que se utilizan de forma metódica para ensayar el accionamiento completo siguiendo unas estrategias determinadas con el objetivo de obtener una valoración final sobre su comportamiento antes de que estos sean construidos; aliviando la necesidad de realizar caros experimentos y dando soporte a todas las etapas que se abordan el la constitución de un accionamiento; desde el diseño conceptual, pasando por el montaje, hasta llegar a su correcto funcionamiento para la aplicación deseada. El software tiene como objetivo el de ayudar o dar el soporte necesario al diseñador durante el proceso de diseño, análisis y diagnosis de sistemas de forma que éste pueda modelar y simular de la forma más eficientemente posible.

Por lo tanto, el modelado y la simulación son actividades indispensables en el análisis y diseño de sistemas multidisciplinares de cierta complejidad, sin embargo no debe confundirse la simulación con el modelado. El modelado expresa de forma aproximada (debido a las simplificaciones) lo que ocurre con el proceso a modelar y la simulación es la herramienta que permite implementar los modelos usando ecuaciones matemáticas (con ciertas limitaciones) en diferentes formatos (ML,BD,FEA,CD), relacionándolas con unas variables de test, que permiten evaluar determinados comportamientos donde se encuentra el modelo simulado.

3.1.2. LA SIMULACIÓN DE LOS ACCIONAMIENTOS EN LA ACTUALIDAD.

La industria está poco a poco incorporando estas tecnologías a sus procesos, pero se encuentra con grandes limitaciones debido al gran abanico de tecnologías existentes sin que se disponga de ningún estándar o procedimiento consolidado y/o especificación para su uso.

Como resultado, la decisión de aplicarlas en sus procesos es tomada normalmente a través de la costosa vía del ensayo y error. Por otra parte, no es raro encontrarse con problemas de comunicación entre los diseñadores y los suministradores de materiales, debido a la diferente terminología empleada por estos últimos y por no ser conscientes de las necesidades y factores críticos del proceso tal y como lo ven los diseñadores.

La introducción de los primeros productos (Arrancadores, Variadores electrónicos de frecuencia, Controles vectoriales, etc.), constituidos mediante sistemas de prototipado en la industria de los accionamientos, hace alrededor de 8 años, tuvo el efecto de una revolución, aunque inicialmente llevó a algunas experiencias frustrantes que han ido superándose paulatinamente.

Actualmente podemos encontrar un gran número de tecnologías de prototipado rápido disponibles en el mercado, que están evolucionando a gran velocidad.

En este capítulo se pretende definir el proceso de diseño de un accionamiento eléctrico de reluctancia autoconmutado (SRD) dentro de la ingeniería concurrente o simultanea, se darán las pautas a seguir para una correcta elaboración del producto visto desde la perspectiva de la simulación y las teorías para el prototipado rápido.
Se pretende justificar que la simulación es capaz de ajustarse a la realidad de los accionamientos con SRM y a las tecnologías de prototipado rápido de forma que cuando se describa un perfil para un accionamiento determinado, la simulación establecida lo acerque al máximo a la realidad y llevarlo a la práctica sea tan fácil como ejecutar el programa en otro entorno, donde este se ejecute en tiempo real y sobre el accionamiento concreto para el que se ha pensado la aplicación.
Se presta especial atención a la aparición de una nueva especialidad, la ingeniería de simulación y ensayo (en adelante S&T), en substitución a las anteriores especialidades disjuntas de analista e ingeniero de ensayos. En el área de simulación y ensayo las dos aproximaciones son utilizadas simultáneamente e integradas de forma óptima. Se considera que esta es la condición necesaria para llegar a hacer de los prototipos virtuales una herramienta fiable, a través de un proceso evolutivo de constante realimentación entre la realidad física y el mundo virtual.

Finalmente se definen las nuevas tecnologías de modelado y simulación en el proceso de desarrollo de nuevos accionamientos eléctricos.

3.2 EVOLUCIÓN DE LA SIMULACIÓN:

Hasta ahora solamente se ha hablado de la importancia de la simulación y de lo indispensable que resulta acortar el tiempo de desarrollo y reducir el coste de los nuevos productos de una forma eficaz, siendo la simulación un elemento productivo de una actividad de diseño. A partir de este momento veremos que es lo que debe ofrecer la simulación al diseñador y de que medios debe estar dotada. Se verán los tipos de simulación utilizados en la actualidad así como los diferentes programas que nos permiten simular y diseñar accionamientos eléctricos.

Hay una amplia literatura sobre la simulación. En el artículo de M. Otter y F. E. Cellier [OTT95], se puede leer un excelente resumen sobre la evolución de las técnicas (métodos y lenguajes) de la modelización y la simulación.

Por otra parte, la SCS (Society for Computer Simulation) publica cada año una lista actualizada del software disponible.

En la tabla 3.2 se ha pretendido resumir los hitos más importantes en la evolución de los sistemas de simulación incluyendo también algunos de los avances tecnológicos más significativos, dado que en algunos periodos la tecnología ha sido un factor clave en el desarrollo de la simulación. Sin embargo, es interesante observar que las ideas cambian más lentamente que la tecnología. Es solamente a partir de los 90 que se hace necesario un cambio de paradigma.

Este cambio lo motivan los usuarios. Estos requieren:

1. La simulación de sistemas complejos multidisciplinares.
2. La programación avanzada orientada a objeto.
3. Software para la resolución de sistemas diferenciales algebraicos.
4. La programación simbólica.
5. Métodos gráficos avanzados.

Las metodologías modernas se construyen sobre la base de una modelización NO causal con ecuaciones matemáticas y el empleo de construcciones orientadas a objeto ya que esto facilita la reutilización de los conocimientos adquiridos en modelado.

3.2.1 SIMULACIÓN ANALÓGICA

Los primeros simuladores fueron analógicos. La idea básica parte de modelar un sistema en términos de ecuaciones diferenciales ordinarias y después hacer un dispositivo físico que obedezca a esas ecuaciones. El sistema físico debe inicializarse con valores apropiados y su desarrollo requiere de un cierto tiempo para simular la ecuación diferencial.
Inicialmente se desarrollaron analizadores diferenciales mecánicos como herramienta de propósitos generales para simular sistemas dinámicos los cuales fueron reemplazados por sistemas electrónicos.
La simulación analógica no puede tratar con ecuaciones diferenciales algebraicas (EDAs), sólo con ecuaciones diferenciales ordinarias (EDOs), lo cual no es muy grave, según el artículo de J.F Broenink en 1999 [BRO99], ya que las EDAs se dan cuando se simplifica demasiado el modelo.

3.2.2 SIMULACIÓN NUMÉRICA

La solución numérica de una ecuación diferencial es un ingrediente esencial de la simulación numérica. Hay varias maneras de encontrar soluciones de aproximación numérica para las ecuaciones diferenciales. Los métodos se basan en la idea de reemplazar las ecuaciones diferenciales por una ecuación en diferencias. El método de Euler se basa en la aproximación de la derivada por una diferencia de primer orden. Hay técnicas más eficientes tales como Runge-Kutta y métodos de múltiple pasos. Estos métodos fueron muy conocidos cuando emergieron los simuladores digitales en el año 1960. El campo de las matemáticas numéricas experimentó un renacimiento debido al impacto de los procesadores digitales.

La integración numérica de EDOSs y EDAs son campos muy activos de la investigación que continúan teniendo un fuerte impacto en el modelado y la simulación, considerados por Hairer y Wanner en 1991. En esta línea se encuentran los paquetes de simulación basados en el análisis de elementos finitos (FEA), que es una técnica de simulación numérica que utiliza el método de elementos finitos (FEM). Dicho método fue desarrollado en 1943 por Richard Courant el cual utilizó el

método de Ritz de análisis numérico desarrollado en 1908 como una generalización de una técnica de cálculo descrita por Rayleigh en 1877.
Los primeros usos se dieron en la obtención de soluciones aproximadas para sistemas mecánicos, en el ámbito de las vibraciones. Poco después en 1956 por M. J. Turner, R. W. Clough, H. C. Martin, y L. J. Topp establecieron una definición más amplia del análisis numérico. El papel se centró en la " tensión y la desviación de estructuras complejas ". El desarrollo del método mediante elementos finitos en estructuras mecánicas se basa generalmente en un principio potencial de mínima energía.
En su uso, el objeto o el sistema se representa geométricamente y se simplifica a un modelo de elementos finitos discreto por regiones, es decir se obtiene una zona no estructurada, seguidamente se obtienen las ecuaciones de equilibrio, conjuntamente con las consideraciones físicas a aplicar, tales como compatibilidades y relaciones constitutivas; todo ello se aplica a cada elemento, constituyendo simultáneamente un sistema de ecuaciones que puede solucionarse usando técnicas de álgebra lineal.
La exactitud de este método basado en aproximaciones, puede mejorarse utilizando más elementos y nodos.

Actualmente FEA se utiliza en el diseño de accionamientos eléctricos para el análisis electromagnético, térmico y mecánico, pudiendo analizar sistemas complejos que desafían las soluciones de una forma cerrada.

Cabe nombrar las aplicaciones de SABER. Este software se desarrollo en 1987 por un equipo de diseñadores de software y un equipo de especialistas matemáticos con el propósito de obtener soluciones numéricas a problemas de ingeniería aeronáutica. Actualmente podría incluirse dentro de los programas usados en simulación multidisciplinar aunque se base en soluciones numéricas de algoritmos matemáticos, se utiliza en el tratamiento de sistemas complejos.

3.2.3 SIMULACIÓN ANALÓGICA DIGITAL

Cuando aparecieron los primeros procesadores digitales, se probaron sus posibilidades en la simulación. El desarrollo fue iniciado por Selfridge(1955) que demostró como un procesador digital puede emular un analizador diferencial. Este enfoque dio lugar a la aparición de numerosos lenguajes de programación. En este medio se desarrolló CSSL (Continuous System Simulation Language) estándar [Strauss (ed) (1967)], fue un mayor hito, puesto que unificó los conceptos y estructuras de lenguaje para los programas disponibles de simulación. ACSL (Advanced Continuous Simulation Language) de Mitchel Lebrun y Gauthier (1967), se basa en CSSL pero con ciertas modificaciones y mejoras. SIMNON fue desarrollado en la universidad de Lund iniciando en 1972 y distanciándose de CSSL estándar.

El desarrollo en esta dirección fue posible gracias a la aparición de procesadores de altas prestaciones utilizados en PC con gráficos de tramas y las posteriores tarjetas procesadoras de video.
Entre las aplicaciones de este tipo están VisSim [Darnell y Kolk (1990)]. Mitchell y Gauthier introdujeron el modelador gráfico ACSL en 1993 el cual no era una herramienta demasiado interactiva para el modelado de sistemas.

SIMULINK (originalmente llamado SIMULAB) se integra con MATLAB y apareció en 1991 [Grace (1991)]. Se diseñó para trabajar con diagramas de bloques (*BD*) usando la potencia de cálculo de MATLAB para el análisis dinámico de sistemas. Los diagramas de bloques de SIMULINK pueden ser definidos como ecuaciones de estado. En la actualidad las ToolBox (librerías gráficas) de SIMULINK ofrecen innumerables aplicaciones en el ámbito de los componentes eléctricos y el procesado de señal.
SIMULINK utiliza la potencia de cálculo de MATLAB y los algoritmos de resolución de este para dar solución numérica a los modelos implementados, de esta forma, es posible obtener la función de transferencia, el diagrama de Bode, margen de ganancia, etc. Este programa es muy útil en el campo de control automático.
SIMULINK es una herramienta muy interactiva que proporciona un modelo común para diferentes campos de la técnica mediante la representación gráfica de sus componentes y sus interrelaciones.

3.2.4 SIMULADORES ESPECÍFICOS

Es posible diseñar el entorno del modelo, que son muy fáciles de usar, limitando el dominio del modelo. Inicialmente, estos programas solo abarcaban una rama de la ingeniería, aunque en la actualidad estas herramientas son capaces de convivir con otros programas para la simulación analógica digital o física.
Un gran número de herramientas de este tipo ha sido desarrollado en varias ramas de la ingeniería. A continuación se citarán algunos ejemplos relacionados con el desarrollo de los accionamientos eléctricos.

Algunas herramientas de este tipo son: el sistema SPICE, el cual se remonta a hace más de cuarenta años. A mediados de la década de los 60 cuando IBM desarrolló el programa ECAP, que más tarde serviría como punto de partida para que la Universidad de Berkely desarrollara el programa CANCER. Hasta principios de los años 70 los circuitos electrónicos se analizaban casi exclusivamente de forma manual, mientras que progresivamente la complejidad de estos circuitos iba en aumento. Fue en ese momento cuando un grupo de la Universidad de Berkeley, tomando como base el programa CANCER, desarrolló la primera versión de SPICE (Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis). Un simulador de propósito general que permitía analizar sobre grandes ordenadores, circuitos analógicos sin necesidad de montarlos físicamente.

Pspice es un entorno de simulación de circuitos eléctricos, que permite realizar diversos tipos de análisis de un circuito. En general, los componentes del circuito pueden ser resistencias, condensadores, bobinas acopladas o no, fuentes dependientes e independientes de tensión i corriente, etc…

El éxito alcanzado por el programa, así como por su utilización generalizada, originó la aparición de numerosas versiones de SPICE. En 1984 nace de manos de MicroSim Corporation la primera adaptación para ordenadores personales: PSpice. Desde entonces, PSpice ha ido renovándose hasta llegar a la versión número 10. Esta revisión del simulador es la segunda desde la fusión de MicroSim Corporation y OrCAD con PSpice 9.0.

SLPS Es un software diseñado en Japon, para adaptar los programas realizados con Pspice a SIMULINK.

SIMPLORER es una alternativa interesante al programa Pspice. Al igual que el programa Pspice, simplorer es un software profesional para la concepción y la simulación de circuitos electrónicos. Simplorer también puede simular diagramas de bloques. La última versión comercial es la número 7, el software pertenece a la compañía Americana 'ANSOFT'.

CASPOC es un programa para la simulación de sistemas eléctricos de potencia, controlados electrónicamente, orientado a objeto de fácil utilización. Permite el modelado de máquinas eléctricas, cargas eléctricas, algoritmos de control,…

TESLA es una aplicación para el desarrollo de modelos matemáticos en máquinas eléctricas, basado en FEA (Finite Element Analysi) aunque como estas existen otras herramientas como MAXELL 2D/3D, VECTOR FIELDS o COMSOL que se utilizan en el estudio de los circuitos electromagnéticos y son capaces de coexistir con MATLAB/SIMULINK.

PLECS es una herramienta para la simulación que permite modelar y simular circuitos eléctricos y sistemas de potencia dentro del entorno SIMULINK. Incluye una extensa biblioteca de nuevas aplicaciones, incluyendo motores eléctricos considerando modelos lineales simplificados y la posibilidad de introducir complejos sistemas no lineales reales, como los introducidos por la saturación de los elementos electromagnéticos o semiconductores. Esta herramienta surge como una necesidad de los diseñadores que utilizaban SIMULINK dentro del campo de los sistemas de potencia. Dentro de esta problemática PSIM es un paquete especifico para el diseño de circuitos de potencia para el control de motores, desarrollado para la utilización de dispositivos semiconductores de potencia en un entorno gráfico sencillo el cual puede coexistir con otras aplicaciones como SimCoupler para la co-simulación con MATLAB/SIMULINK.

3.2.5. SIMULADORES MULTI-DISCIPLINARES

El software para dominios específicos es de gran utilidad siempre y cuando el problema no cambie de dominio o en caso de hacerlo se pueda continuar utilizando las mismas herramientas, pero suele ocurrir que muchos diseños necesitan de programas de simulación que permitan coexistir con otros programas o software.
Como ejemplo encontramos el programa ITI – SIM (ITI GMBH; Dresden Alemania), ver Klein y Grätz (2001). Es un software de simulación que cubre un amplio rango de áreas físicas y aplicaciones: hidráulica, neumática, mecánica, térmicas, transmisión electro–mecánica y bloques para el control. Este programa permite definir los modelos para facilitar su utilización. De esta forma la construcción de un modelo es adaptada a la descripción más común para cada disciplina de la ingeniería por medio de diagramas eléctricos o hidráulicos, para dispositivos mecánicos y diagramas de bloques para estructuras de control. Incluye una librería con numerosos componentes, razón por la cual, la posibilidad de construir nuevos componentes definidos por el usuario, debe ser considerado como un rasgo importante. ITI – SIM proporciona un fichero DLL que permite modelar componentes especiales. El archivo DLL puede ser creado por cualquier compilador (Microsoft C++ ó MATLAB / SIMULINK).

En la actualidad MATLAB/SIMULINK es capaz de coexistir con otros programas basados en otro tipo de simuladores a través de las DLL igual que ocurre con ITI-SIM.

Dentro de las Toolboxes de SIMULINK se encuentran distintos campos de la ingeniería, por citar alguna de ellas; POWERSYSTEMS es una herramienta que permite modelar y simular circuitos eléctricos y sistemas de potencia dentro del entorno BD de SIMULINK. Incluye una extensa biblioteca de nuevas aplicaciones, incluyendo motores eléctricos, sistemas de transmisión flexible AC y recursos distribuidos. Estas nuevas bibliotecas ofrecen a los ingenieros mecánicos y eléctricos herramientas avanzadas para la construcción de más modelos, simulaciones y matrices completas. En la actualidad contienen más de 150 bloques distribuidos en 8 sub-bibliotecas, incluyendo recursos eléctricos, maquinaria eléctrica y componentes trifásicos. Las bibliotecas tienen representados tanto componentes simples como complejos, así como inductores, capacitares y motores eléctricos de corriente continua y corriente alterna.

Esta herramienta se integra en el modelado multinivel o multidominio, en el área del diseño de controladores, permitiendo la coexistencia con diferentes herramientas especializadas.

3.2.6 SIMULACIÓN FÍSICA

El procedimiento físico para el modelado consiste en dividir un sistema en subsistemas y explicar el comportamiento en los nodos de conexión. Cada subsistema puede tener numerosos niveles, en los cuales, el nivel inferior lo conforman elementos básicos que se agrupan para formar un subsistema de nivel superior. El modelo completo se obtiene agrupando los diferentes subsistemas.
Según Broenink [BRO99], se deben cumplir dos condiciones para garantizar que los submodelos sean acoplables:

1. Los puertos de conexión entre submodelos están definidos como pares de variables. El uso de pares de variables conjugadas en potencia hacen que las conexiones sean físicas, por ejemplo: par y velocidad, presión y caudal.
2. Los submodelos han de estar escritos en estilo declarativo, es decir, estableciendo relaciones y no procedimientos de procesado. Usando términos integrales y evitando los derivativos. Esta descripción también se llama causal.

Los submodelos se han de describir aplicando ecuaciones de conservación de energía, aunque también puede ser necesario describir las propiedades de los elementos usados. El sistema de ecuaciones se obtiene a través de la combinación de las ecuaciones de los submodelos y de los puertos de conexión. Esto conduce, naturalmente, a las ecuaciones diferenciales algebraicas (EDAs). Bond Graphs y Modelica estándar se basan en este sistema de modelado.

Dymola

Dynamic Modeling Languaje (Dymola) de Elmqvist (1978), fue un esfuerzo primitivo para ayudar al modelo físico. Actualmente utiliza el lenguaje Modelica y se utiliza para el modelado en diversos dominios tales como; circuitos eléctricos, sistemas termodinámicos, procesos químicos, sistemas de control, etc. Ofrece librerías aplicables a diversos dominios tecnológicos. Utiliza la representación mediante iconos para mejorar la comprensión de los sistemas, los submodelos y sus conexionado.

Bond Graphs

Bond graphs es una metodología gráfica en donde los subsistemas son nodos y los flujos de energía en el sistema se representan por ramas [Karnopp y Rosenberg (1968)].
La técnica BondGraph es el único método que contempla el flujo de energía, y que por tanto, es ideal para la simulación de sistemas y componentes eléctricos dado que es capaz de valorar instantáneamente la evolución temporal del producto tensión-corriente en cualquier punto. Este método, acompañado de un buen software de integración numérica, permite afrontar problemas de carácter no lineal de relativa complejidad, con el objetivo de satisfacer el modelado de sistemas físicos.

Una de las virtudes de Bond Graphs es su versatilidad, ya que permite modificar la estructura de los sistemas de forma rápida y certera, lo cual resulta muy interesante des de el punto de vista de diseño. Esta técnica también permite añadir complejidad a un modelo mediante la incorporación de nuevos elementos o subsistemas de forma progresiva.
Partiendo de esta base, es posible tratar un sistema sencillo y refinarlo progresivamente hasta transformarlo en un modelo lo suficientemente exacto al sistema considerado .
Como principal ventaja de esta metodología cabe mencionar que posee funciones para obtener las EDOs del sistema implementado mediante un algoritmo simplificado, para poder obtener su solución numérica o analítica mediante programas externos.
Una de las ventajas de las últimas versiones utilizando este producto; es la posibilidad de pasar fácilmente de un dominio a otro a través de los elementos Transformer y Gyrator. Además se puede modificar fácilmente el modelo de un sistema añadiendo y/o quitando elementos.

Algunos de los programas disponibles son los siguientes:

Bond Graphs Simulation Program (BGSP) del laboratorio de Ingeniería Mecánica del Ministerio de Comercio e Industria de Japón. Es un programa de solución basado en BondGraph que necesita de un programa externo para la resolución numéricamente de las ecuaciones de estado.

20-SIM es un paquete de software desarrollado en 1995 en el laboratorio de Control de la Universidad de Twente,(Holanda) como sucesor del paquete TUTSIM. Después de un exhaustivo examen en agosto de 1995, la versión 1.0 de CAMAS fue comercialmente liberada bajo el nombre de 20-SIM, cuya última versión tiene origen en varios prototipos (MAX, CAMAS, TUTSIM). Con este programa se puede simular el comportamiento de sistemas dinámicos tales como sistemas eléctricos, mecánicos e hidráulicos o cualquier combinación de estos sistemas. Se puede entrar al modelo en una forma gráfica por medio de un editor gráfico. Ofrece un modelado, simulación y entorno de análisis para sistemas de ingeniería que apoya a la jerarquía del modelo que utiliza diferentes lenguajes en cada elemento. Puede trabajar con Bond Graphs multipuerto, con diagrama de bloques, diagrama iconos y con ecuaciones escritas en SIDOPS+.
El programa se divide en dos partes, con la primera se introduce el modelo y se compila y con la segunda se realizan experimentos sobre el modelo. En el último caso, el usuario tiene la posibilidad de escoger el algoritmo de integración.

Los sistemas de modelado físico tienen el inconveniente, de que en principio, no se puede aplicar a sistemas con parámetros distribuidos. Sin embargo, en algunos casos, se puede obtener una solución aproximada dividiendo el componente continuo en numerosos elementos a los que se les asignan parámetros concentrados.

Esta solución tiene como principales limitaciones:

1. Exige mucha memoria y velocidad de procesado a los equipos.
2. La solución obtenida solo es válida para bajas frecuencias

Esto implica que si aparecen modos propios en la simulación, solo son aceptables los que tienen la frecuencia más baja.

El sistema de simulación BDSP (Block Diagram Simulation Program) se basa en la programación en el entorno Windows desarrollado por la universidad de Gifu. Ofrece una librería que cubre un amplio rango de áreas físicas y aplicaciones que facilitan la construcción de los modelos. Este programa posee una rutina para identificar modelos a partir de la estimación experimental de su función de transferencia [Yamada y Muto (2001)].

STATEFLOW es una herramienta de SIMULINK incluida en las librerías (toolbox) de Matlab que permite modelar sistemas de eventos discretos, utilizando cartas de estado (Statecharts). Las cartas de estado fueron introducidas por David Harel (Harel, 1987) y son una generalización de las máquinas de estados.

La librera de Stateflow posee un único elemento o bloque, denominado Chart, que sirve para representar un sistema de eventos discretos basado en BondGraph. El bloque Chart se puede conectar con otros bloques de Simulink, de tiempo continuo o discreto, para formar modelos de sistemas híbridos que pueden ser muy útiles en la investigación del comportamiento de tales sistemas mediante simulación. Una carta de estados (Statechart) es un bloque formado por elementos gráficos, los cuales se procesan mediante la metodología BondGraph y sobre los que van escritas las características del modelo. Las características de cada estado se describen mediante elementos de texto especiales que son; los datos y los eventos. La carta es como la hoja de papel en la que se representan los elementos. Cada carta representa un sistema de eventos discretos y constituye un bloque de Simulink que puede conectarse con otras cartas o con otros bloques de Simulink.

AMEsim es otro software muy indicado en la simulación dinámica fundamentada en la metodología BondGraph. AMEsim fue desarrollado por IMAGINE (Michell Lebrun) en 1995 como resultado de la capitalización de los conocimientos mecánicos, eléctricos e hidráulicos, así como el modelado y diseño de sistemas complejos. Esta herramienta resulta muy adecuada para la constitución de modelos hidráulicos complejos.

Seguidamente en la tabla 3.2 se presenta la evolución de los Sistemas y Software de Simulación, haciendo especial mención a los desarrollos más significativos.

	Concepto	Desarrollos significativos
Años 20-50	• Simulación con técnicas analógicas basadas en las EDO y BD.	
	• Evolución tecnológica del simulador mecánico al simulador electrónico.	Analizador diferencial mecánico Bush y otros, en el MIT (1931). Analizador diferencial electrónico Ragazzini y otros (1947)
	• Simuladores digitales.	Selfridge (1955) demostró que un computador digital podía emular a un simulador analógico

	Concepto	Desarrollos significativos
Años 60	Optimización de los métodos numéricos para resolución de las EDO (Basados en sustituir las ec. diferenciales por ecuaciones en diferencias finitas).	
	• Estabilidad de las aproximaciones de diferencias finitas.	
	• Ajuste automático de la longitud del paso de integración.	Fehlberg (1964)
	• Eclosión de los programas comerciales.	MIMIC (Wright Patterson-1965) DYNASAR(General Electric-1965) DSL/90 (IBM-1965) CSMP (IBM-1968)
	• Unificación de los conceptos y estructuras de los lenguajes de los programas de simulación comerciales	CSSL Report (Strauss ed.-1967)

	Concepto	Desarrollos significativos
Años 70	• Métodos numéricos para ecuaciones diferenciales algebraicas (EDA). Nota: Los algoritmos de las ecuaciones diferenciales algebraicas aun no están tan bien desarrollados como las ecuaciones diferenciales ordinarias. Sigue siendo un campo de frenética investigación	Métodos numéricos de integración de EDA, p.e Gear(1971) Hairer and Wanner (1991)
	• Eclosión de programas comerciales basados en el CSSL. Nota: en ellos es posible trabajar con la modelización de sistemas discretos y sistemas continuos en el tiempo	Ejemplos: ACSL (Mitchell y Gauthier-1976) SIMNON (Elmqvist-1975)
	• Desarrollo de entornos gráficos con el usuario. • Empleo de tubos de rayos catódicos (CRT) y lápices luminosos para dibujar los diagramas de bloques.	Vander Bosch and Bruijin(1977) EASY5 (1976) Nota: limitado por tecnología.
	• Manipulación simbólica de fórmulas • Se utiliza para convertir las ecuaciones EDA en EDO. • Aplicación de las teorías de grafos.	Tarjan (1972) Wiberg (1977)
	• Primeras ideas sobre lenguajes orientados al objeto y descomposición por niveles jerárquicos	Simula (Birtwistle y otros-1973)

	Concepto	Desarrollos significativos
Años 80	• Desarrollo de entornos matriciales.	Desarrollo de entornos matriciales: SystemBuild integrado con MATRIX (1985) SIMULINK integrado con MATLAB (1991) VisSim (1990) ACSL Graphics (1993)
	• Primeros pasos hacia la modelización física (se requiere un nuevo paradigma para la modelización)	Tutsim (Bond Graph) 20Sim (versión actualizada de Tutsim, Broenink-1997) Dymola (Elmqvist 1978, primera versión comercial 1992)
	• Desarrollo de lenguajes orientados al objeto.	Omola (Andersson-1988)
	• Disponibilidad de máquinas con altas prestaciones: WorkStation y PC con potentes entornos gráficos.	
	• Disponibilidad de algoritmos numéricos para resolver EDA.	Brenan y otros (1989) Hairer y otros (1989)

	Concepto	Desarrollos significativos
Años 90 Años 00	• Aparición de una amplia variedad de lenguajes con ideas similares a Dymola Nota: situación similar a los años 60 cuando se acordó definir el CSSL	OmSim (Mattsson-1993) ASCEND (Piela y otros-1991) GPROMS (Sahlin y otros-1996) OjectMath (Fritzson y otros-1995) SIDOPS+ (Broenink-1997) Smile (Kloas y otros –1995) ULM (Jeandel y otros-1996)

	• Unificación de técnicas e ideas de los diferentes programas de simulación con el objetivo de alcanzar un alto grado de conocimiento sobre:
	  • El modelado físico.
	  • Los lenguajes orientados al objeto.
	  • Aplicación a diferentes dominios (multidisciplinar).
	  • El empleo de una amplia variedad de formalismos:EDO, EDA, bond graph, redes de Petri, etc.
	• Adaptación del software para los nuevos sistemas operativos.
	• Combinación de las técnicas de análisis usadas en los programas de simulación:
		Modelica(1997).
		
		Utilización de Software basado en programario libre.
		
		Nota: con Modelica se pretendió disponer de un formato estandar, tal que los modelos desarrollados en diferentes dominios puedan ser intercambiados entre herramientas y usuarios

Tabla3.2: Evolución y desarrollo de los programas de simulación

3.3 USO DE LA SIMULACIÓN EN LA INGENIERÍA CONCURRENTE.

Hoy por hoy es un hecho admitido que las exigencias en el mercado de los accionamientos (reducción de los costes, rapidez de respuesta, evolución tecnológica, innovación, valor añadido, etc.) imposibilita el uso intensivo de la experimentación como herramienta de evaluación. Por ello las tecnologías de simulación numérica son hoy día un complemento indispensable ya que permiten minimizar actividades costosas en tiempo y dinero, disminuir el riesgo de las decisiones tempranas y explorar un campo más amplio de posibles soluciones. Sin embargo, como se trata de una capacidad relativamente nueva, suele estar separada de los más "clásicos" departamentos de ingeniería de diseño y experimentación. Ello conlleva la existencia de culturas diferentes que dificultan la integración requerida en un entorno de ingeniería concurrente, situación que debe ser evitada puesto que el mayor provecho sólo se consigue compartiendo conocimientos entre departamentos.

La Ingeniería concurrente es considerada la forma más eficaz de acortar el tiempo de desarrollo y coste de los nuevos productos. No obstante su aplicación práctica genera ciertas dificultades [MIL90], en orden a extraer el máximo valor del uso conjunto de las nuevas tecnologías de diseño asistido por ordenador (CAD-Computer Aided Design), simulación (CAE-Computer Aided Engineering) y ensayo o experimentación (CAT- Computer Aided Test).

3.3.1 INTEGRACIÓN OPTIMIZADA ENTRE LA SIMULACIÓN Y EL ENSAYO.

En las fases iniciales del proyecto, la simulación es utilizada para concretar el diseño conceptual y arquitectura global del nuevo producto. Durante esta fase se comprueba el cumplimiento de todos los requisitos, funcionales y no funcionales utilizando la simulación de forma más cualitativa que cuantitativa, como una "herramienta de pensamiento" para el ingeniero de diseño. En esta etapa la interacción CAD-CAE resulta fundamental puesto que lo que prima es la agilidad de las evaluaciones más que el nivel de exactitud de las mismas, siempre y cuando los resultados sean cualitativamente correctos y permitan tomar la decisión adecuada. En ocasiones, aunque parezca paradójico, la utilidad de una simulación puede estar reñida con un intento por conseguir la máxima exactitud. Debe entenderse por exactitud la minimización de la divergencia entre el valor de un parámetro predicho por la simulación y el que se obtendría a través de una medición, mientras que el concepto de utilidad hace referencia al grado con que una predicción puede ser utilizada con ventaja dentro del proceso de diseño y desarrollo [AGU03].

La combinación óptima entre simulación y ensayo es aquella que minimiza el tiempo y el coste total, no sólo durante la fase de desarrollo sino también durante el ciclo de vida completo del producto (accionamientos eléctricos). Los ensayos físicos deben iniciarse cuando el coste de continuar por la vía de la simulación aumenta el coste

total. Del mismo modo los ensayos deben finalizar cuando su coste no queda justificado en términos económicos por el coste asociado al riesgo remanente [AYN99].

3.3.2 EL NUEVO PAPEL DE LA EXPERIMENTACIÓN

¿ Puede la simulación llegar a eliminar la necesidad de realizar ensayos?. La respuesta a esta pregunta es claramente no. La cuestión no está tanto en la supresión de la experimentación por la simulación sino en obtener la óptima integración entre ambas aproximaciones, aprovechando sus ventajas así como las sinergias positivas existentes entre ellas, en orden a conseguir la máxima rentabilidad conjunta.

No obstante si que es claro (ver figura 3.3.2) que la introducción de la simulación está cambiando el papel de la experimentación en la línea de permitir una disminución en la cantidad de ensayos realizados, que suele ir unida a un aumento en la calidad y complejidad de los mismos.

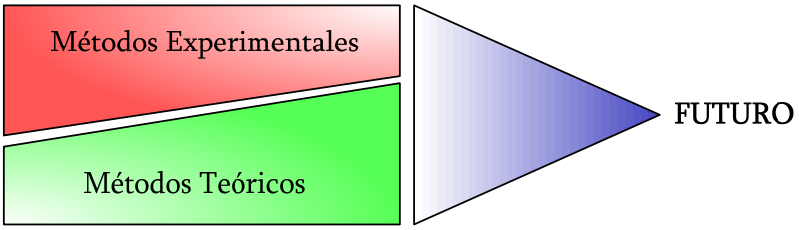


Figura 3.3.2: Integración de la simulación teórica con los ensayos experimentales

El objetivo de los métodos teóricos es reducir y optimizar los ensayos; nunca reemplazarlos.
Así mismo la simulación está forzando la aparición de nuevas formas de experimentación ligadas directamente a ella, bien sea para obtener datos para los modelos matemáticos utilizados (experimentación básica que incluye la caracterización de los materiales y de ciertos detalles no simulables), bien sea para validar la simulación para un uso concreto. Sin estas nuevas formas de experimentación la simulación puede perder parte de su utilidad, especialmente cuando se buscan resultados cuantitativos fiables [AYN99].

La utilización híbrida de simulación y ensayo permite sacar el máximo partido de los puntos fuertes de cada uno de los dos enfoques y minimizar al mismo tiempo el impacto de sus puntos débiles. En este sentido es necesario considerar que, en general, la simulación ofrece una información global pero poco rica en detalle, mientras que la experimentación ofrece una información local pero detallada.

En el enfoque híbrido, los modelos numéricos deben enfocarse hacia la simulación de los ensayos. De este modo se dispone de una base teórica para la experimentación y, al mismo tiempo, la información extraída de los ensayos ayuda a depurar los

modelos numéricos, en un proceso de realimentación mutua que contribuye a incrementar el conocimiento existente sobre el problema. La comparación de los resultados de una simulación con los del ensayo equivalente debe ser realizada con cuidado. Los resultados experimentales están afectados por la variabilidad experimental mientras que la simulación numérica se realiza para valores dados de las variables, lo cual dificulta la comparación. Una buena respuesta a este problema está en el uso de la simulación estocástica a fin de introducir la variabilidad del mundo real en la simulación. La realización sistemática de ensayos híbridos es un banco de pruebas en el que los propios métodos de simulación y ensayo son depurados constantemente, a través del análisis crítico de las discrepancias existentes, hasta alcanzar niveles de fiabilidad que hacen su uso cada vez más efectivo [BEN00].

El uso de procedimientos validados de simulación, formalmente documentados, permite acumular toda la experiencia adquirida y actúa como parte del sistema de conocimiento del equipo de desarrollo. Los ingenieros de simulación y ensayo (S&T) deben facilitar a los ingenieros de diseño dichos procedimientos, como herramientas de trabajo adaptadas a las necesidades de cada etapa del proceso de diseño y desarrollo, equilibrando la exactitud con la utilidad requeridas, y en condiciones para ser explotadas por ellos de forma rutinaria [AGU03]. De este modo la simulación numérica puede ser utilizada por los ingenieros de diseño desde el inicio del proyecto, en orden a sintetizar soluciones óptimas para los nuevos productos. Dichas soluciones óptimas deben tener en cuenta los requisitos iniciales y sacar ventaja de la experiencia anterior a través de los procedimientos validados de calificación mediante simulación. Ello asegura que las decisiones de diseño son tomadas con base a datos fiables y no con base a apreciaciones subjetivas, y permite utilizar tanto las técnicas de diseño de experimentos como el análisis de sensibilidad a las variabilidades propias de los diversos parámetros que intervienen, ya desde etapas muy tempranas del proyecto.

Con este enfoque se consigue que toda la experiencia empírica existente quede incorporada a los procedimientos de simulación y que el uso sistemático de estos procedimientos en la etapa de diseño garantice el máximo aprovechamiento de todo el conocimiento disponible.

3.3.3 NUEVAS HERRAMIENTAS Y TÉCNICAS PARA EL DESARROLLO SRD.

Nunca fue mayor la necesidad de innovación de productos. Los ciclos de vida de los productos son más cortos que nunca y los nuevos productos convierten rápidamente en obsoletos a los antiguos.

Un reciente estudio realizado en Alemania revela que el ciclo de vida (LIFE CYCLE ASSESSMENT (LCA)), de los productos, se ha reducido a la cuarta parte en una amplia gama de categorías de productos, en los últimos 50 años.

Tal y como se pudo concluir en le segundo congreso internacional 'Innovation by Life Cycle Management ' en Barcelona del 5 al 7 de Septiembre del 2005 : "*Debido a la globalización de los mercados, a los avances tecnológicos y a las necesidades cambiantes de los clientes, la innovación de producto ocupa un lugar relevante en las estrategias de muchas empresas. Por ejemplo, en los Estados Unidos los nuevos productos originan el 50% de los ingresos de las empresas y el 40% de los beneficios. Las empresas que no innovan tienen ante sí un futuro complicado."*

En este contexto, el proceso de desarrollo de producto adquiere una importancia primordial y, dentro del mismo, el uso de herramientas de simulación y modelado, en especial cuando se trata de productos mecatrónicos, facilita la consecución de un nuevo producto con mejores garantías de cumplimiento de las prestaciones deseadas, optimizando el diseño y, además, en un plazo de tiempo más reducido [HAR01]. Al igual que el CAD, la simulación y modelado por ordenador son una gran ayuda para la toma de decisiones tanto técnicas como económicas durante la fase de diseño del producto, permitiendo comprender y visualizar los efectos de los cambios y los costes resultantes antes de proceder a su materialización.

Por otra parte, el amplio uso de la electrónica ha revolucionado la implementación de características y funciones en una variada gama de equipos, mejorando significativamente las prestaciones tanto de las, máquinas como de los sistemas que las controlan. No obstante, y debido a este amplio y creciente uso de la electrónica, se están produciendo unos costes económicos derivados de la no disponibilidad de servicio (mantenimiento, substitución, stock, etc) de los nuevos sistemas. La calidad es una condición necesaria, pero no suficiente en los sistemas electrónicos, y la aplicación de conceptos como "disponibilidad" o "confiabilidad" en el proceso de diseño permite hacer frente a este problema que adquiere mayor relevancia cuando las funciones del sistema electrónico se consideran críticas para la seguridad e integridad de las personas y bienes.

El uso de sistemas CAD y de técnicas de Elementos finitos son herramientas con gran implantación en las empresas.
Es verdad que la implantación del diseño paramétrico y del análisis estructural por medio de Elementos Finitos es creciente y ha mejorado el proceso del diseño, pero lo que ocurre en la mayoría de los casos es que el proceso se detiene ahí. Hoy en día, el desarrollo óptimo de nuevos productos, especialmente mecatrónicos, exige, por una parte, que el modelado y la simulación se extiendan a todas las etapas del diseño y de la integración, y, por otra parte, que el diseño mecánico y el diseño de los controladores se consideren de manera conjunta. El nexo de unión debe ser el modelado y la simulación dinámicos.

3.3.3.1 EL SIGNIFICADO DEL MODELADO Y LA SIMULACIÓN DINÁMICOS.

Tras un correcto diseño paramétrico debiera venir la fase de análisis del cómo se comporta cada componente y si interaccionan entre sí correctamente, de acuerdo a las especificaciones de partida. Esto que muchas veces se realiza construyendo un prototipo físico, lo cual significa mucho tiempo y dinero, tiene una alternativa en la simulación dinámica, herramienta de ayuda para la revisión y testeo del diseño desde el punto de vista estructural, dinámico, térmico y de durabilidad. Se puede decir que la simulación dinámica ayuda a optimizar el diseño de una manera global.
Las especificaciones básicas de un sistema de control son sus especificaciones dinámicas, y por ello es casi natural utilizar el modelado y la simulación dinámicos, tanto en el desarrollo del controlador como en el análisis de sus prestaciones. Optimizar el diseño del accionamiento eléctrico completo es el objetivo perseguido y para ello es imprescindible considerar la mecánica y los controladores de manera conjunta, mediante la integración de todos los componentes en modelos dinámicos comunes.
Resumiendo, el modelado y la simulación dinámicos significan que en los modelos se toman en consideración las características dinámicas del funcionamiento real del sistema, considerando los efectos eléctricos, magnéticos, electromagnéticos, los efectos mecánicos, los actuadores, semiconductores, sensores, etc., permitiendo así analizar el conjunto global de todos los componentes del accionamiento y las interacciones entre todos ellos.

3.3.3.2 ETAPAS DEL DESARROLLO DEL PRODUCTO DONDE PUEDE CONSIDERARSE EL MODELADO Y LA SIMULACIÓN.

En el campo de la automática y la ingeniería de control, se abren nuevas posibilidades para utilizar el modelado y la simulación en las etapas finales del desarrollo de un producto, como son la fase de integración y validación. El tipo de modelado mencionado anteriormente, tanto en lo que respecta al diseño mecánico como al diseño de los controladores, va dirigido a la simulación “off-line”, que no es en tiempo real. Pero el hardware y las herramientas disponibles hoy en día posibilitan el modelado dirigido a la simulación en tiempo real, y aparecen conceptos que cada día se oyen más, como son el Prototipado Rápido de Controladores, el Prototipado Virtual y la simulación HIL, o simulación “Hardware-In-the-Loop”.

3.3.3.3 DIFERENCIAS ENTRE PROTOTIPADO RÁPIDO, PROTOTIPADO VIRTUAL, HARDWARE-IN-THE-LOOP Y SOFTWARE-IN-THE-LOOP.

Se denomina **Prototipado Rápido** de Controladores a la implementación de los algoritmos de control en hardware estándar comercial y su testeo con el sistema real a controlar. Como se ve, es un paso previo al diseño del hardware final del controlador.
El Prototipado Virtual busca la manera de testeo del controlador, prototipo o real, en los casos en los que el sistema real a controlar no está disponible (está en fase de

construcción, el proceso de testeo presenta riesgo de daños...). La alternativa es construir un modelo en tiempo real del sistema a controlar. Dicho modelo se denomina Prototipo Virtual, tiene que comportarse en tiempo real igual que el sistema a implementar, utilizando las mismas posibilidades o funciones del accionamiento completo con el objetivo de simular las características dinámicas en las que interviene el controlador. Testeando los controladores en el entorno del Prototipado Virtual, pueden llevarse a cabo todas las tareas imaginables de test automatizados, que son rigurosos y repetibles, simulando los escenarios más improbables (situaciones de emergencia, colisiones...) y sin ningún riesgo de daños en el sistema real. Es decir, simulamos encima del Prototipo Virtual sin tener la necesidad de utilizar el accionamiento real.

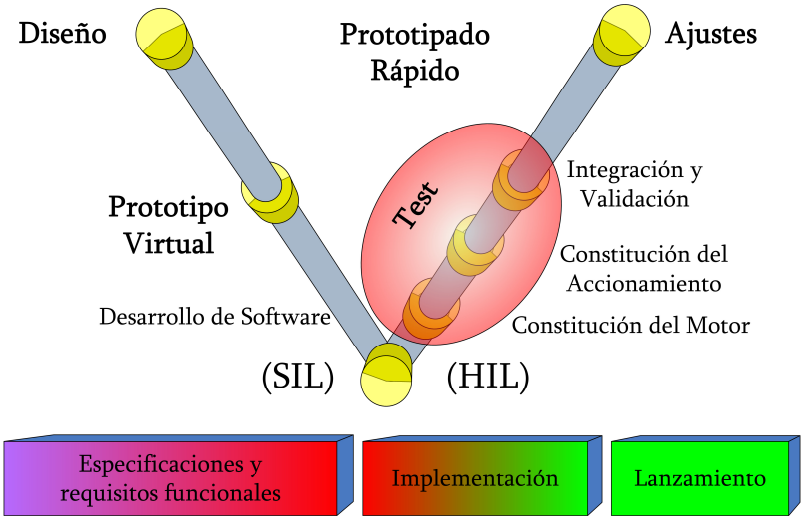


Figura 3.3.3.3: Sistema de desarrollo en V mediante prototipado rápido.

Cuando además del controlador diseñado para el Prototipo Virtual se considera el modelo del sistema de prototipado en tiempo real (Conversores, retardos, sensores, actuadores, etc.) se esta realizando una simulación SIL (Software-In-the-Loop) del controlador que se utilizaría en la realidad.
Si finalmente se está utilizando un prototipo físico, o incluso el accionamiento completo, decimos que se está realizando una simulación HIL, Hardware-In-the-Loop, ya que el controlador ahora actua sobre el Hardware que en este caso es el accionamiento. Este tipo se simulaciones son muy útiles en las etapas de test, integración y validación sin perder de vista las actualizaciones (Update) de sistemas control para dar servicio a los clientes (mejora del rendimiento, rizado de par, ruido, etc.).

3.3.3.4 CAMPOS DE UTILIZACIÓN DE ESTAS TECNOLOGÍAS.

En primer lugar se encuentran los sectores del automóvil y la aviación, que utilizan esta tecnología para testear de forma rápida y segura la incorporación de nuevos controles. Le siguen el desarrollo de simuladores, sean para el entrenamiento de operarios como para la certificación, sectores que están adquiriendo cada vez más

importancia. Pero en general pueden utilizarse en el proceso de desarrollo de cualquier producto mecatrónico como: el Prototipo Virtual de una prensa para testear el controlador, o un Prototipo Virtual de sistemas eléctricos de potencia de forma que se puedan sustituir las clásicas "bancadas"; pueden ser simuladores de plantas eléctricas; o pueden ser Prototipos Virtuales de aerogeneradores. O cualquier otro caso análogo.

3.3.4 EL USO DE LA SIMULACIÓN APLICADA AL DESARROLLO DE ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS.

La validez de una simulación debe establecerse con base a su utilidad en la toma de decisiones y no, necesariamente, en referencia a la exactitud del resultado obtenido. El nivel óptimo de cualquier simulación es aquel que compatibiliza su adecuación al uso con el mínimo esfuerzo en su realización. La complejidad de la simulación debe crecer de forma armónica con la disminución en la incertidumbre del proyecto. Así debe procurarse una transición de lo general a lo particular y de lo cualitativo a lo cuantitativo en la medida que evoluciona la madurez del proyecto. Incluso es posible que en las etapas tempranas no sea la simulación numérica, sino las formulaciones analíticas clásicas las que ofrezcan una mejor relación calidad/coste.

El uso fiable de la simulación numérica por parte de los ingenieros de diseño exige el uso de procedimientos validados para el prototipado virtual. Dichos procedimientos deben ser desarrollados, idealmente de forma independiente del trabajo del día a día, por un nuevo tipo de ingenieros, los ingenieros de S&T. Este proceso suele exigir la realización de nuevos tipos de ensayos anteriormente inexistentes [BOK01].

Los procedimientos validados de simulación constituyen sistemas idóneos para acumular y desarrollar el conocimiento tecnológico de la empresa y para mantener la uniformidad de criterios entre los diversos ingenieros que los utilizan, y de un proyecto al siguiente. Permiten a su vez el desarrollo de un sistema formal de aseguramiento de la calidad aplicado a la actividad de simulación.

Una vez han sido definidos y validados, los procedimientos de prototipado virtual pueden ser transferidos a los ingenieros de diseño para su explotación continuada, ya desde las fases más tempranas del proyecto. Este proceso debe conducir de forma sistemática y segura al desarrollo virtual de productos consiguiéndose el objetivo final de acortar tiempos y costes a través del éxito al primer intento.

En primer lugar decir que el modelado y la simulación son técnicas que proporcionan ayuda virtual al diseñador en la reducción de costos y plazos de diseños y desarrollos de productos y procesos fiables.
Añadir que los responsables del desarrollo de productos pueden disponer de herramientas de simulación suficientemente maduras, lo cual incrementará el papel de la simulación y abarcará una gama cada vez más amplia de productos. Además,

indicar que; florecen nuevas empresas que cuentan con experiencia de aplicación en diferentes sectores, por lo que se anima a tomarlas en consideración.

¿Es posible conocer el funcionamiento de un diseño sin construirlo?.

Si se trata del diseño de un sistema mecatrónico, la respuesta es sí, y ello es posible gracias al modelado y la simulación dinámica, lo cual permite la revisión y testeo del diseño, posibilita la optimización global y asegura que el nuevo producto cumpla las especificaciones y prestaciones deseadas.
Si nos referimos al testeo de los controladores, podemos decir que sobre un Prototipo Virtual del sistema a controlar pueden llevarse a cabo tanto los tests de funcionalidad como otros que simulan diferentes escenarios como emergencias, colisiones, impactos, etc. En este caso, la respuesta es un sí referido al conjunto controlador-prototipo virtual.

El hardware PC y las herramientas disponibles posibilitan la simulación en Tiempo Real, de forma que actividades tales como el Prototipado Rápido de controladores y el Prototipado Virtual se utilizan cada vez más en el desarrollo de nuevos productos.
El Prototipado Virtual permite el desarrollo y la puesta a punto de controladores reales con simulaciones en Tiempo Real de los accionamientos, por medio de las simulaciones HIL (Hardware-In-the-Loop). Esto es especialmente interesante en el desarrollo de nuevos accionamientos eléctricos de gran coste, pudiéndose acortar los plazos de ejecución y lanzamiento por medio de la ingeniería concurrente y el test automatizado.

3.4 DESCRIPCIÓN Y ESPECIFICACIONES DE LAS PLATAFORMAS PARA EL DESARROLLO EN TIEMPO REAL.

3.4.1 INTRODUCCIÓN.

En los sistemas de desarrollo mediante prototipado rápido, se debe compatibilizar el modelado de todos los elementos que componen el accionamiento completo escogiendo un software adecuado que permita la simulación multinivel utilizado en el Prototipo Virtual y a la vez adecuar los resultados rápidamente a los sistemas en tiempo real mediante HIL y SIL. Por ello es de vital importancia escoger el software de simulación conjuntamente con la plataforma de desarrollo en tiempo real que más se adapte a estos criterios.
Todo esto explica la dificultad con la que se encuentran actualmente los equipos de diseño y en concreto los dedicados a los accionamientos eléctricos. Por lo tanto el criterio en la selección del procesador digital de señal (DSP), el software de simulación interactiva y la plataforma de desarrollo en RT deben considerar la filosofía de funcionamiento del accionamiento completo y la facilidad para manejar y compartir los datos de diseño desde el punto de vista de la ingeniería concurrente.
Por ello se estudiará el elemento procesador digital, comenzando por las características que debe reunir dicho dispositivo, así como su comportamiento para realizar un control digital de un SRD, finalizando con la descripción de las plataformas en tiempo real más utilizadas, indicando cual es la más idónea así como el Software que se debe utilizar [MAR96].

3.4.1.1. GENERALIDADES SOBRE LOS SISTEMAS DE TRATAMIENTO DIGITAL DE SEÑAL.

Las técnicas de procesamiento digital de señal plantean grandes ventajas respecto a las analógicas. Entre ellas cabe destacar:

- La programabilidad, que permite utilizar un mismo sistema para implementar varios algoritmos.
- Estabilidad, repetitividad y comportamiento previsible. El comportamiento de un sistema analógico se ve afectado por las variaciones con la temperatura de los valores efectivos de los componentes con que se construyen (resistencias, condensadores, amplificadores operacionales,..). A esto hay que añadir las derivas iniciales o por envejecimiento de los componentes, así como las tolerancias de estos. Si se desea una gran precisión de operación en los procesos analógicos es necesario realizar un proceso de calibración. Los sistemas de procesamiento digital no tienen dependencia de factores ambientales o variación de los componentes por lo tanto es posible obtener sistemas de respuesta exacta, conocida y sin variación de un equipo a otro.
- Funciones especiales. Existen algunas técnicas de procesamiento de señal que no se pueden implementar con sistemas analógicos. Un ejemplo de estos son los filtros de fase lineal o los algoritmos de cálculo no lineales.

- Mayor inmunidad al ruido tanto en la transmisión y el almacenamiento de la información. Esto resulta evidente, si se comparan las prestaciones de un disco de vinilo con las de un disco compacto (CD).

En cuanto a inconvenientes se pueden citar los siguientes: para aplicaciones sencillas la complejidad de un sistema analógico es menor, lo que tiene una traducción directa en el coste de este. En aplicaciones en tiempo real para el tratamiento digital de señal, entre muestra y muestra hay que realizar los cálculos que impone un algoritmo. Para señales de gran ancho de banda, la frecuencia de muestreo puede ser tan elevada que la potencia de cálculo requerida haga imposible su tratamiento mediante técnicas digitales.

La estructura típica de un sistema de procesamiento digital de señal responde al siguiente diagrama de bloques:

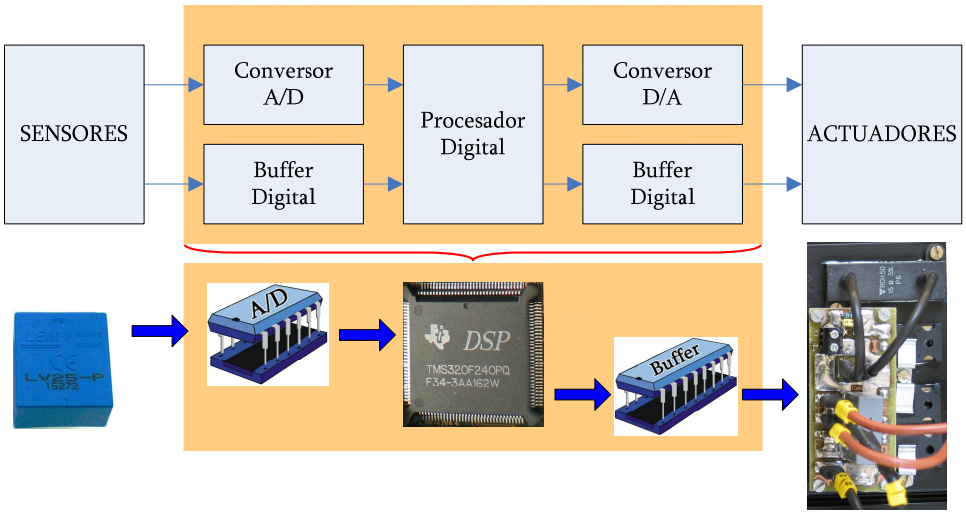


Figura 3.4.1.1: Medida de corriente y generación de señal de control para un actuador.

Un conversor A/D convierte la señal analógica en una secuencia numérica. Esta señal analógica suele obtenerse de un sensor que transforma una magnitud física en una señal eléctrica como se describió en el anexo A. Estas muestras llegan a un elemento procesador en el que se implementa el algoritmo de tratamiento digital. Si el sensor es digital la señal no necesita una conversión sino una adaptación y esta se suele realizar mediante un buffer. La salida del procesador se introduce en un conversor A/D para poder actuar analógicamente o en un buffer si se desea actuar digitalmente. El actuador se encargará de realizará la transformación de la energía en otra forma.

Como ejemplo se podría mencionar la medida de corriente (a través de un sensor de efecto Hall mostrado en el anexo A) de un accionamiento de SRM que se introduce en un conversor A/D. Las muestras obtenidas se tratan con un DSP de Texas Instruments siguiendo un algoritmo para el control de corriente según unas consignas previamente programadas y otras señales de control. El resultado del procesamiento se aplica a un Buffer adaptador (Driver) que atacará a los IGBT'S del accionamiento para activar la fase correspondiente.

3.4.1.2 CARACTERÍSTICAS DEL ELEMENTO PROCESADOR.

Las características del elemento procesador vendrán impuestas por los requerimientos de las aplicaciones en que se ha de utilizar.
Considerando la naturaleza de las operaciones que es preciso realizar en aplicaciones de tratamiento digital de señal, la operación básica es el producto acumulativo de dos secuencias. A esta operación se la denomina operación MAC (multiply and acumulate).

$$y[m] = \sum_{k,n} a[k] \cdot b[k]$$

Es utilizado en aplicaciones como son el filtrado, análisis espectral, correlaciones, derivadas e integrales, etc. Los factores del producto pueden ser, dependiendo del caso, muestras de una señal, coeficientes de un filtro o constantes precalculadas (tablas de funciones periódicas).

Como ejemplo en los motores de SRM se puede utilizar para definir la función del flujo concatenado en función de la posición y la corriente.

Las expresiones de la salida del sistema para los casos citados, pueden considerarse como una particularización del producto de una matriz fila por una matriz columna. Cada elemento de la matriz producto se obtiene multiplicando los componentes de una fila por una columna.

$$A \cdot B = \begin{bmatrix} a_{11} & \cdots & a_{1m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & \cdots & a_{nm} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_{11} & \cdots & b_{1r} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{m1} & \cdots & b_{mr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & \cdots & c_{1r} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{m1} & \cdots & c_{mr} \end{bmatrix} \cdot c_{ik} = \sum_{j=1}^{m} a_{ij} \cdot b_{jk}$$

Además estas aplicaciones son tareas de tiempo real, por lo que el elemento procesador deberá tener una arquitectura que permita realizar la operaciones MAC a gran velocidad.

En resumen, si consideramos los condicionantes que impone este tipo de aplicaciones, las características genéricas que debería reunir el elemento procesador son:

- Deben ser dispositivos de gran velocidad para poder procesar las muestras de entrada en tiempo real.
- Los algoritmos de tratamiento digital de señal tienen una elevada carga computacional en los que predomina la operación MAC, por lo que este elemento procesador debe poseer una gran potencia de cálculo.
- Dado el gran volumen de datos a procesar deben permitir un cómodo manejo e interpretación de estos.
- Han de ser programables para posibilitar la implementación de distintos tipos de algoritmos de tratamiento digital de señal.

3.4.1.3 ALTERNATIVAS DE DISEÑO.

Los sistemas de tratamiento digital de señal se suelen caracterizar por la utilización de un algoritmo que especifica las operaciones a realizar con los datos. La implementación de este algoritmo se puede realizar mediante un sistema programado o en hardware a medida como se muestra en la figura 3.4.1.3.

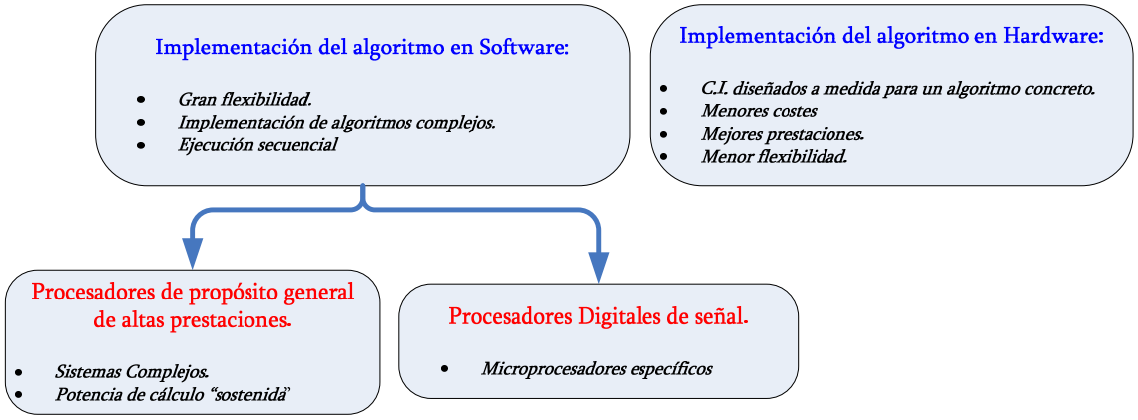


Figura 3.4.1.3: Posibilidad de implementación de los algoritmos digitales

En un sistema programado, el algoritmo se implementa como un programa que se ejecuta secuencialmente. Esto se traduce en los siguientes aspectos:

- Se obtiene una gran flexibilidad al poder utilizar un mismo sistema para implementar varios algoritmos.
- Los algoritmos pueden alcanzar un alto grado de complejidad.
- Sin embargo el hecho de que la ejecución del programa se realice de forma secuencial empeora el rendimiento.

Dentro de la implementación del algoritmo en software nos podemos encontrar dos alternativas. La primera de ellas consiste en la utilización de microprocesadores de propósito general de altas prestaciones, como por ejemplo el Pentium de Intel, PowerPc de Motorola, etc. Los sistemas basados en estos procesadores son de gran complejidad al requerir toda una serie de periféricos y elementos externos para su implementación. Además, estas altas prestaciones no siempre se traducen en una elevada potencia de cálculo, o al menos en una ejecución rápida de instrucciones tipo MAC, debido a las restricciones en la ejecución de operaciones en como flotante.
Sin embargo, a medida que las aplicaciones de tratamiento digital de señal se empiezan a imponer dentro de lo que podríamos considerar informática de consumo, estos microprocesadores han comenzado a adaptarse a la nueva situación. Un ejemplo de esto es la extensión MMX de Intel.

La otra alternativa para **la implementación del algoritmo en software** son los procesadores digitales de señal (DSP'S). Se trata de microprocesadores con una arquitectura específicamente diseñada para estas aplicaciones. Son dispositivos con unas prestaciones superiores y de menor coste que los anteriormente mencionados.

Además disponen de herramientas de desarrollo flexibles que permiten acelerar el proceso de diseño de este tipo de aplicaciones. En este capítulo se realiza un estudio detallado de este tipo de microprocesadores.

La implementación de algoritmos en hardware se realiza mediante circuitos integrados diseñados a medida, integrando en el dispositivo solo aquellas funciones necesarias para la aplicación concreta a la que van destinados, lo que se traduce en un menor coste para grandes volúmenes de producción y unas mejores prestaciones.

El hardware a medida puede tomar múltiples formas. Una de ellas son los dispositivos Standard para aplicaciones específicas o ASSPs (Application Specific Standard Products). Como su nombre indica se trata de circuitos integrados que implementan en hardware un algoritmo concreto. Esto les permite procesar señales de alta frecuencia, pero al mismo tiempo dificulta el diseño del dispositivo por lo que los algoritmos implementados suelen ser sencillos, con una estructura regular, y el número de bits de datos con que se opera de formato reducido y constante [HIG90]. Un ejemplo de ASSPs son los tacómetros digitales para el cálculo de ángulo o velocidad partiendo de señales digitales de pocos bits o circuitos de cálculo de magnitudes como son la potencia de fase o absorbida por un accionamiento. La comunicación con estos módulos puede realizarse mediante una interface periférica formada por registros internos ya que dentro del ámbito de los accionamientos la velocidad de adquisición de medidas no es muy crítica, aunque si que lo sea la precisión de la medida.
Actualmente las FPGAs están tomando parte en el diseño hardware debido a su gran rapidez e independencia con los sistemas periféricos de comunicaciones. Las empresas Xilinx Inc. y Altera Corp tienen un 84% del mercado mundial en FPGAs y PLDs y las previsiones son más que prometedoras según ya que en el transcurso del año 2005 se aumento en un 14% las ventas de estos dispositivos y se prevé aumentar un 18% en 2007. Actualmente se manejan cifras de 3,2 billones de dólares que según el presidente de la compañía “Gartner Dataquest” aumentará a 6,7 billones en 2010.

El controlador de señal digital de 16 bit dsPIC de la firma Microchip es un nuevo tipo de dispositivo que pretende ser el puente natural para los usuarios de microcontroladores que requieran prestaciones avanzadas o planeen dotar a sus aplicaciones de funcionalidad DSP y también es muy adecuado en estos diseños.

Un ejemplo podría ser una aplicación concreta para un accionamiento en un sistema con DSP fabricado con una máscara ROM que contiene el algoritmo específico de esa aplicación, es decir la solución completa al control del accionamiento.

La experiencia aconseja la utilización del software para el desarrollo de prototipos e investigación y el hardware para la implementación final del producto.

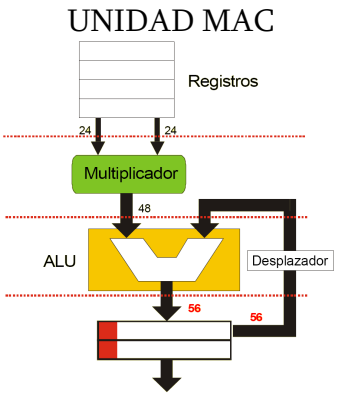
3.4.2 CARACTERÍSTICAS GENERALES DE LOS DSPs

Los DSP reúnen una serie de elementos diferenciales que los caracterizan y diferencian del resto de procesadores. Además, conocer el comportamiento de estos elementos es muy beneficioso desde el punto de vista del control del elemento procesador y ayuda al programador de estos sistemas a comprender mejor como deben realizarse las operaciones con estos, concediéndole mayores oportunidades de éxito.
Estas características se manifiestan en:

- La arquitectura de la CPU, que dispone de recursos que posibilitan la realización de las operaciones MAC de forma rápida y la utilización de modos de direccionamiento especiales para el manejo de buffers.
- Un juego de instrucciones optimizado para aplicaciones de tratamiento digital de señal, entre las que destacan aquellas que le permiten realizar un control eficiente de bucles.
- Una arquitectura de memoria que le permita obtener las instrucciones y datos a procesar al ritmo que los demanda la CPU.
- La inclusión en el propio dispositivo de un conjunto de periféricos que le permitan comunicarse con el exterior.

3.4.2.1 ARQUITECTURA DE LA CPU.

Para incrementar la velocidad de trabajo y optimizar la implementación de los algoritmos de tratamiento digital de señal, la CPU de los DSP dispone de unidades computacionales especificas que pueden trabajar en paralelo. Entre ellas cabe destacar las unidades MAC mostrada en la figura 3.4.2.1, que posibilitan la ejecución de este tipo de operaciones en un solo ciclo de instrucción.



Características:
- Multiplicador hardware capaz de realizar productos en un solo ciclo máquina.
- Opera en paralelo con la unidad aritmética.
- Diversidad de formatos.
- Existencia de bits de guarda.
- Desplazador combinacional (barrel shifter)
- Saturación aritmética.

Figura 3.4.2.1.1: Arquitectura y características básicas de una unidad MAC.

El elemento básico de esta unidad MAC es el multiplicador de hardware (multiplicador cableado) que es capaz de realizar el producto de dos números y también la acumulación de estos en la ALU, todo en un solo ciclo máquina. Para

realizar la operación MAC ambos elementos operan en paralelo, siguiendo un proceso segmentado en el que mientras el multiplicador realiza el producto de dos operandos, la ALU acumula el resultado del producto anterior. Esta unidad MAC es capaz de operar con números enteros o en coma flotante.

Al repetir las operaciones de acumulación de los productos se puede dar una situación de desbordamiento obteniéndose resultados erróneos como los mostrados en la figura 3.4.2.1.2. El desbordamiento se debe a la imposibilidad de representar el resultado de salida con el número de bits disponibles. Para evitar esta situación, se sobredimensiona el número de bits de la ALU añadiendo a los bits necesarios para realizar la suma de dos términos de un producto, un cierto número de bits extras denominado bits de guarda. Así, por ejemplo un DSP que opera con datos de 24 bits y realiza el producto de dos números proporciona un resultado de 48 bits que será acumulado con los productos anteriores. Para evitar situaciones de desbordamiento, se sobredimensiona la ALU añadiendo 8 bits de guarda, con lo que su tamaño final será de 56 bits. Este sobredimensionamiento de la ALU se aplica también al registro o registros donde se almacena el valor acumulado.

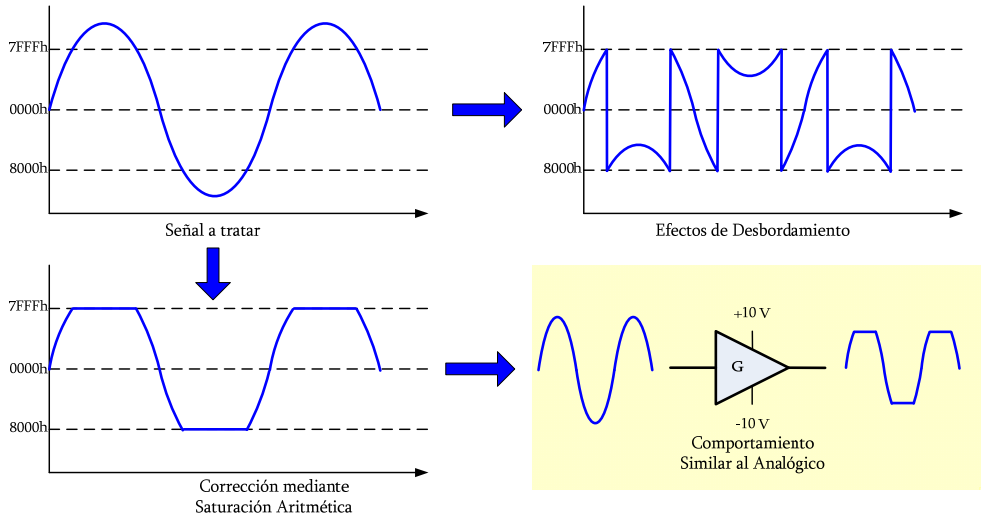


Figura 3.4.2.1.2: Ejemplo de representación con 16 bits y efecto del desbordamiento.

Otra estrategia para evitar las situaciones de desbordamiento consiste en realizar el escalado en los operandos de entrada o los resultados intermedios antes de sumarlos al valor acumulado. Este escalado se realiza mediante un desplazamiento aritmético a derechas de un determinado número de bits del producto obtenido. Algunos DSPs que no disponen de bits de guarda suplen esta deficiencia mediante la capacidad de desplazar el contenido del registro donde se almacena el producto, antes de sumarlo, sin necesidad de ciclos de instrucción adicionales. Si bien este desplazamiento supone una pérdida de precisión en los cálculos, su incidencia es despreciable a menos que se realice un fuerte escalado o bien el número de productos a acumular sea muy elevado.
Este escalado puede provocar que los valores pequeños no se puedan representar con suficiente fidelidad. Otra alternativa consistiría en utilizar técnicas de saturación aritmética.

Una situación de desbordamiento se produce cuando al sumar dos números positivos se obtiene un resultado negativo y viceversa. Los DSPs que utilizan técnicas de saturación aritmética incorporan circuitería que al detectar una situación de desbordamiento durante una suma de dos números positivos sustituye la salida errónea por el máximo valor positivo a representar. De igual manera si la situación de desbordamiento se da durante la suma de dos valores negativos proporciona como salida el máximo valor negativo, tal como puede verse en el ejemplo siguiente:

El resultado sigue siendo incorrecto pero el error cometido en la operación es menor que en el caso de desbordamiento. De esta forma se consigue un comportamiento similar al de un circuito analógico en saturación. La saturación aritmética se puede realizar mediante una instrucción especial o automáticamente. En este último caso, esta facilidad se activa mediante uno de los bits del registro de estado. Algunos fabricantes denominan limitador al módulo que sirve para implementar la saturación aritmética.
Este aspecto sobre desbordamiento o en su exceso; la corrección por saturación aritmética debe evitarse en lo posible mediante una correcta programación del dispositivo procesador ya que en sistemas digitales para el control de accionamientos eléctricos resulta crítica la saturación de un valor de consigna o de medida así como de cualquier controlador.

Otra característica que permite aumentar la velocidad de procesamiento aritmético en los DSPs es la disponibilidad de una o más unidades generadoras de direcciones de datos, que realizan los cálculos de la nueva dirección necesaria para el acceso a los operandos. Estas unidades constan de una unidad aritmética específica que opera en paralelo con el resto de las unidades funcionales y un conjunto de registros que proporcionan la dirección base y el desplazamiento necesarios para el cálculo de la nueva dirección.

En muchas de las aplicaciones de tratamiento digital de señal es necesario gestionar un buffer con estructura FIFO donde se van almacenando las muestras que llegan del exterior o de cálculos anteriores.

Un ejemplo podría ser el cálculo del ángulo de conmutación de un accionamiento de SRM a través de un algoritmo implementado mediante una máquina de estados tipo Mealy y de la posición relativa en la que se encuentra el accionamiento juntamente con la velocidad de este.

En la gestión del movimiento de los datos dentro y fuera del buffer, el programador mantiene un puntero de lectura y otro de escritura, los cuales se suelen almacenar en registros de direcciones. El puntero de lectura apunta a la posición de memoria que almacena el próximo dato que va a leer el buffer, mientras que el puntero de escritura apunta a la posición donde se va a almacenar el siguiente dato de entrada. Cada vez que se realiza una operación de lectura o escritura, el puntero correspondiente avanza una posición, debiendo comprobar el programador si dicho

puntero ha llegado a la última posición de memoria del buffer, inicializándose en tal caso para que apunte al comienzo del buffer. El inconveniente de esta operación es que la comprobación de si un puntero ha llegado al final del buffer y su inicialización en caso afirmativo consume tiempo.

Este inconveniente se puede solucionar mediante el uso de las unidades DAG (Ver figura 3.4.2.1.3) que muchos DSPs poseen para realizar de forma automática la comprobación de la posición del puntero del buffer y su ajuste relativo a la dirección de comienzo, si es preciso, después de cada cálculo de dirección.

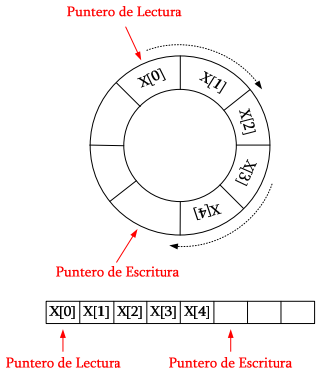
Características:	$y[n] = \sum_{k=0}^{7} h[k] \cdot x[n-k]$
• ALU específica para la generación de direcciones de operando que trabaja en paralelo con el resto de las unidades funcionales. • Tiene asociados un gran número de registros para el direccionamiento indirecto (PUNTEROS). • Modos especiales de direccionamiento para procesamiento digital: • Direccionamiento circular(modular) • Direccionamiento para realizar rápidamente la FFT	

Figura 3.4.2.1.3: Unidad generadora de direcciones de datos (DAG)

Esta característica se denomina aritmética modular. El término aritmética modular hace referencia a que el resultado de salida se limita a un determinado rango, de manera que si una operación de suma o resta superará tal rango, se obtendría el valor inicial de dicho rango.

Cabe señalar para finalizar, que las DAGs permiten implementar modos de direccionamiento especialmente pensados para la realización de la transformada discreta de Fourier de forma rápida (FFT).

3.4.2.2 JUEGO DE INSTRUCCIONES:

El juego de instrucciones es un factor clave a la hora de determinar no sólo las aplicaciones a que se puede destinar un procesador, sino también cuándo su uso es natural y eficiente. Las instrucciones controlan cómo se operarán los datos en la CPU, la forma en que se leen y almacenan estos en la memoria, etc. El juego de instrucciones utilizadas por el procesador influye directamente en la idoneidad de este para determinadas aplicaciones.
Como ya se ha introducido anteriormente, las operaciones a realizar en tratamiento digital de señal son poco variadas, limitándose en la mayoría de los casos a multiplicaciones y sumas. Los DSPs disponen de un juego de instrucciones reducido, implementándose frecuentemente como microprocesadores con arquitectura RISC (Reduced Instruction Set Computer). Los beneficios de estas instrucciones especiales

son dobles: por una parte permiten un código más compacto que requiere menos espacio en memoria; por otra, incrementa la velocidad de ejecución de algoritmos específicos de tratamiento digital de señal.

Estas instrucciones están optimizadas para las aplicaciones mencionadas, haciendo uso del paralelismo interno de la CPU. Así una misma instrucción puede realizar simultáneamente el producto de dos números almacenados en las posiciones de memoria especificadas por sendos registros de direcciones, acumular el resultado con el contenido de otro registro de datos e incrementar los registros de direcciones.

Los algoritmos de DSP más frecuentes (convolución, correlación, multiplicación de matices, etc) se realizan mediante la ejecución repetitiva de una misma instrucción o conjunto de instrucciones denominadas bucles internos o núcleos del algoritmo. Este comportamiento es similar al de ciertos programas de cálculo matemático como **Matlab/Simulink.**

Por otra parte existe una penalización en la ejecución que introducen las instrucciones de salto que es especialmente importante en núcleos pequeños. Puesto que la mayoría de estos bucles se ejecutan en un número fijo de veces, el procesador debe utilizar un registro para almacenar el índice del bucle. La CPU debe utilizarse para incrementar o decrementar el índice y comprobar si se verifica la condición de repetición del bucle. Si es así se vuelve al comienzo del bucle mediante una instrucción de salto condicional. Todos estos pasos penalizan la ejecución del bucle y utilizan registros innecesariamente.
Para solventar estos problemas existen DSPs que utilizan bucles hardware (Zero Overhead Looping). Los bucles hardware son estructuras de control especiales que repiten una sola instrucción o conjunto de instrucciones un determinado número de veces. La diferencia fundamental con los bucles software es que en un bucle hardware no se pierde tiempo en incrementar o decrementar un registro, comprobar si se ha llegado al final del bucle o saltar al origen de éste. Son especialmente efectivos para el caso de bucles de instrucción única, ya que se precisa traer la instrucción de memoria una única vez, liberando los buses para realizar otras operaciones como el acceso a datos o coeficientes.

3.4.2.3 ARQUITECTURA DE LA MEMORIA:

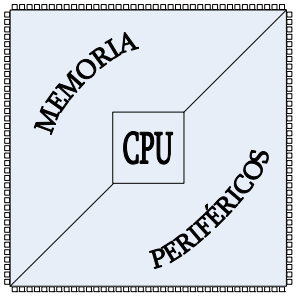
Es sabido que en el tratamiento digital de señales se procesan un gran volumen de datos y debido a que existe una limitación del número de registros disponibles en la CPU, normalmente los datos resultantes residen en una memoria.
Para poder realizar las operaciones MAC en un solo ciclo de instrucción es preciso que los operandos utilizados estén disponibles en el momento de ejecutar dicha instrucción. Normalmente la acumulación de productos se realiza sobre un registro de la CPU, con lo que el almacenamiento del resultado final en memoria no se considera parte del núcleo del algoritmo. Es decir, la ejecución de una instrucción MAC implica la realización de tres accesos a memoria siguiendo la secuencia:

1 → Búsqueda del código de la instrucción a ejecutar.
2 y 3 → Lectura de los dos operandos del producto.

Teniendo en cuenta todos estos aspectos, los DSPs estructuran su memoria de forma que se pueda obtener la instrucción a ejecutar y sus operandos desde la memoria al ritmo que la demanda la CPU. De hecho una de las características distintivas de los DSPs es la forma en que se organizan la memoria, siendo ésta un factor crítico en las prestaciones del procesador. Dichas arquitecturas están orientadas a posibilitar la realización simultánea en un solo ciclo de instrucción de los tres accesos anteriormente mencionados.
Las arquitecturas de memoria más utilizadas por los microprocesadores convencionales es la Von-Neuman, que resulta muy sencilla pero ya es capaz de ejecutar una instrucción MAC en un solo ciclo aunque necesita tres accesos a memoria para completar su ejecución debido a que solamente dispone de un bus de datos y uno de direcciones
Este tipo de arquitectura no es la más indicada para el procesado de algoritmos en el tratamiento digital de señal.
Las mejoras de esta arquitectura se basan en aumentar el ancho de banda de las accesos a memoria. Existen distintas alternativas para conseguir este objetivo si bien en el caso de los DSPs más sencillos las limitaciones que introducen son debidas a la enorme dificultad de programación.
Con el objetivo de disminuir el tiempo de acceso se distinguen dos variantes al modelo Von-Newman, la mejora y la optimización de este de forma que se trabaje en paralelo y la apuesta por memorias de acceso mucho más rápido (acceso múltiple) para asegurar varios accesos secuenciales por cada ciclo de instrucción. De cualquiera de los dos modos escogidos resulta muy beneficioso para completar un ciclo de instrucción de la instrucción MAC, distribuir adecuadamente las distintas partes del programa (código, operandos, y resultados) con el objetivo de optimizar el uso de la memoria y no ralentizar la ejecución de los programas.

3.4.2.4 PERIFÉRICOS INTEGRADOS E INTERFACES DE ENTRADAS Y SALIDAS.

La mayor parte de los DSPs integran en el propio encapsulado periféricos de gran versatilidad que permiten comunicarse con el mundo exterior sin intervención del procesador. De esta forma los dispositivos se conciben como sistemas autónomos idóneos para aplicaciones portátiles.



- TIMERS
- PUERTOS SERIE
- CONTROLADORES DE DMA
- INTERFACE CON HOST
- PUERTOS DE COMUNICACIONES
- CONVERSORES A/D Y D/A
- GENERADORES PWM

Figura 3.4.2.4: Periféricos integrados de un DSP.

Éste es un aspecto de gran importancia y que los distingue de los procesadores de propósito general. De entre estos los más frecuentes suelen ser :

Temporizadores: Normalmente, todos los procesadores incluyen estos dispositivos que suelen admitir como entrada un reloj interno o externo. Se suelen utilizar para la generación de interrupciones periódicas que sincronizan el proceso de muestreo.

Puertos Serie: Las características y complejidad de estos interfaces varían de un procesador a otro, pero es habitual su presencia en todos ellos. Suelen utilizarse para comunicarse con circuitos que incluyen conversores A/D y D/A denominados 'codecs'. Esto permite alejar la parte analógica del procesador eliminando el acoplo de ruido de la primera etapa. De hecho la mayoría de los fabricantes de DSPs diseñan dispositivos de este tipo con un interface que permite la conexión directa con el puerto serie que actualmente alcanzan altas velocidades. No es raro encontrar también DSPs que permiten la transmisión del código de arranque en sistemas que no utilizan memorias ROM.

Controlador de DMA: Este tipo de periférico permite efectuar transferencias de forma rápida sin intervención del procesador. Esto es especialmente útil en aplicaciones en las que el volumen de datos a manejar es considerable como por ejemplo el tratamiento digital de imagen. En tal caso el DMA se utiliza para llevar bloques de datos desde una memoria externa de gran capacidad a una memoria interna con objeto de que se puedan procesar a mayor velocidad.

Interface con un Host: En algunos casos los DSPs actúan como coprocesadores matemáticos, formando parte de un sistema global controlado por un procesador de propósito general llamado host y para comunicarse con este procesador algunos DSPs incorporan un puerto paralelo bidireccional de 8 o 16 bits, que podría incluso estar diseñado específicamente para comunicarse con un bus Standard, como por ejemplo ISA o PCI. Las comunicaciones a través de este puerto suelen realizarse mediante DMA de manera que es posible la transferencia de datos entre memoria y el puerto sin intervención del procesador. El control de estos puertos suelen realizarse mediante instrucciones específicas de cada fabricante.

Puertos de comunicaciones: Estos puertos se implementa con arquitectura en paralelo para comunicaciones entre DSPs del mismo tipo que se conectan en red para implementar un sistema multiprocesador. Puesto que la anchura de estos puertos (de 8 bits) es menor que el tamaño de la palabra de datos de los DSPs que los incluyen (de 32 bits), estos disponen de memorias FIFO para la fragmentación y reensamblado de los datos que se transfieren a través de ellos. La comunicación usando estos puertos va acompañada normalmente por DMA.

Periféricos específicos: Los DSPs diseñados para aplicaciones muy concretas como el control de motores o sistemas de potencia disponen, además, de periféricos específicos para tales aplicaciones como son los generadores de señal PWM, temporizadores especiales para implementación de tacómetros digitales, conversores A/D, etc . Estos últimos se suelen incluir conjuntamente con conversores D/A, en DSPs destinados a aplicaciones de voz (Teléfonos móviles, contestadores ….). En general suele tratarse de DSPs de gama baja ya que el área de chip utilizada para estos periféricos limita el tamaño de los bancos de memoria interna y la sofisticación de la CPU.

3.4.2.5 FORMATO DE DATOS Y ANCHO DE PALABRA PARA DATOS.

Normalmente la clasificación de los DSPs se realiza en base al tipo de aritmética que utilizan para realizar los cálculos matemáticos dividiéndose en DSPs en coma fija o en como flotante. Dentro de cada grupo se clasifican, además, según la anchura de su palabra de datos.

Una de las características más importantes que determinan la idoneidad de un DSP para una aplicación dada es el tipo de formato y número de bits de los datos con que realiza los cálculos matemáticos. Con relación al tipo de formato de datos, los DSPs pueden operar con números en coma fija o en coma flotante.

3.4.2.5.1 Aritmética en coma fija:

Algunos DSPs sólo son capaces de operar con números enteros, mientras que las aplicaciones reales utilizan números fraccionados como por ejemplo las referencias de corriente, las constantes de los controles, los coeficientes de filtros, etc. El formato de coma fija utiliza una representación similar a la de un número entero, salvo que se considera la existencia de un punto binario mediante el cual se escalan los valores enteros para de esta forma, obtener números fraccionados. Este factor de escala es igual a 2-bp donde 'bp' es la posición del punto binario. El DSP realiza operaciones de suma o multiplicación como si se tratase de números enteros, sin considerar este factor de escala. Es responsabilidad del programador interpretar la posición del punto binario.
Al desplazar el punto decimal a la izquierda, utilizando más bits para la parte fraccionaria, la precisión aumenta, pero disminuye el margen de valores de la representación. Puesto que el tamaño de la palabra de datos es fijo, la situación del punto binario será una situación de compromiso entre la precisión a obtener y el margen de valores a cubrir (margen dinámico de la variable). Esto resulta crítico cuando se utilizan elementos integradores para implementar algoritmos de control, ya que la saturación debe quedar totalmente controlada. El programador debe utilizar el mayor número de bits para la parte fraccionaria (máxima precisión) que permiten representar todo el rango de valores que toma una variable.
Si durante el procesamiento un número en coma fija aumenta demasiado para poder ser representado con el número de bits disponibles para la parte entera, el programador debe realizar un escalado descendente del número mediante un desplazamiento a derechas perdiendo los bits de menor peso y por tanto disminuyendo la precisión. Si por el contrario el número en coma fija disminuye demasiado el número de bits utilizados en la parte fraccionaria puede ser insuficiente. El programador debe realizar un desplazamiento a izquierdas para aumentar la precisión. En ambos casos el programador debe tomar en consideración como se ha ido desplazando el punto binario restaurando todos los números de coma fraccionaria a una misma escala en una etapa posterior. Esto convierte la programación de aplicaciones en una tarea muy tediosa.

La utilización de rutinas en coma fija que emulan las operaciones en coma flotante (que permiten manejar cómodamente números fraccionarios) es muy costosa en cuanto a tiempo de ejecución del código se refiere, lo que hace imposible su uso en aplicaciones de tiempo real.

Se puede concluir por tanto que en coma fija:

- La CPU de los procesadores de coma fija requiere un hardware más simple que la de los procesadores de coma flotante. Esto se traduce en una reducción del coste unitario del DSP haciéndolos idóneos para aplicaciones de gran consumo que no requieran unas prestaciones elevadas. Esta simplicidad de la CPU también reduce el consumo del dispositivo (para aplicaciones de muy bajo consumo) y su tamaño, un aspecto sumamente interesante en aplicaciones portátiles como teléfonos móviles. La utilización de una CPU poco sofisticada permite liberar área del chip para incluir más bancos de memoria EPROM o FLASH, donde grabar el código de la aplicación.
- Además, suelen disponer de un conjunto de periféricos más variado. De hecho los procesadores destinados a aplicaciones específicas como por ejemplo el control de motores, sistemas de tratamiento de voz, etc, son procesadores de coma fija.
- La anchura de la palabra de datos puede ser según los casos de 16, 24 o 32 bits. Esto tiene una importante repercusión en el coste, porque influye poderosamente en el tamaño del circuito integrado y en el número de terminales del dispositivo, así como el tamaño de los dispositivos de memoria externa conectados al mismo. Por lo tanto, los diseñadores intentan utilizar el chip con el menor ancho de palabra que su aplicación pueda tolerar.

3.4.2.5.2 Aritmética en coma flotante:

Otros procesadores disponen de una CPU capaz de operar directamente con números de coma flotante. La aritmética en coma flotante es un mecanismo más flexible que la aritmética en coma fija. Con la aritmética en coma flotante, los diseñadores de sistemas tienen acceso a un rango de valores mucho más amplio y a una mejor precisión. Esto facilita la programación ya que no es necesario preocuparse de la realización del escalado. Un número de coma flotante se representa mediante una mantisa y un exponente siendo su valor:

$$\text{valor} = \text{mantisa} \cdot 2^{\text{exponente}}$$

La mantisa es un número fraccionario mientras que el exponente determina la posición del punto binario (bp). En estos procesadores es el propio hardware de la CPU el que realiza los escalados mencionados anteriormente, quedando reflejada la posición del punto binario en el exponente. Esto facilita enormemente la programación de las aplicaciones ya que este proceso pasa a ser transparente para el programador.

Se puede concluir por tanto que en coma flotante:

- Los DSPs de coma flotante son dispositivos de gama alta, cuya CPU dispone de hardware específico para operar con datos de coma flotante. La anchura de la palabra de datos suele ser de 32 bits si bien el use de bits de guarda les permite operar en el interior de la CPU con datos de 40 bits. Esto no es óbice para que puedan operar también con datos en coma fija. El área que ocupa la CPU en estos DSPs es mayor que en el caso de los de coma fija, por este motivo la variedad de dispositivos periféricos (puertos serie, paralelo y DMA) y sobre todo los utilizados con elementos exteriores (conversores A/D y D/A) es inferior. Dentro de este grupo de DSPs, los más sofisticados disponen de puertos de comunicaciones que permiten facilitar el montaje de redes de DSPs para procesamiento en paralelo.

3.4.2.5.3 Escoger un DSP para control de SRM según la aritmética:

Cada tipo de procesador es ideal para un rango específico de aplicaciones. Los procesadores de 16 bits de coma fija son adecuados para sistemas de control de carácter general ya que la velocidad de estos sistemas no suele ser muy elevada y las frecuencias de portadora son asumibles en el caso de moduladores de ancho de pulso (PWM).
Las aplicaciones de altas prestaciones donde se deben realizar cálculos para optimizar el rendimiento y el rizado de par necesitan unos requerimientos mínimos ya que los conversores A/D y D/A deben operar con 16 bits y un procesador de 24 bits de coma fija serán suficientes si se desean altas prestaciones y además poder utilizar el sistema procesador en cascada con del hardware para validar prototipos en lo que constituye una plataforma de tiempo real.
Evidentemente las aplicaciones de procesamiento de imágenes, gráficos en 3D y simulaciones científicas tienen un rango dinámico mucho más amplio, por lo que precisa de procesadores DSP de 32 bits con aritmética en coma flotante.

3.4.2.6 CLASIFICACIÓN SEGÚN EL PARALELISMO DEL DISPOSITIVO:

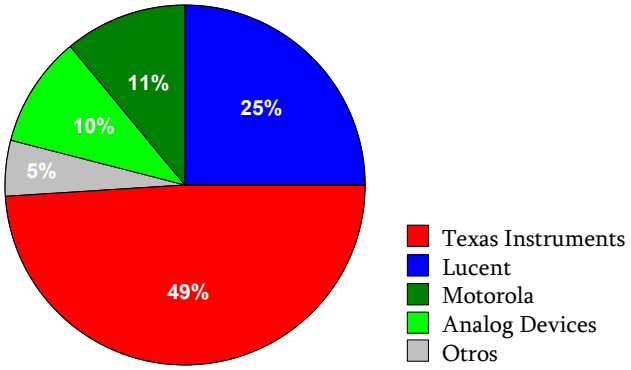
Otra clasificación de los DSPs se puede realizar atendiendo al paralelismo de éstos, entendiendo como tal la posibilidad de ejecutar múltiples instrucciones de forma concurrente, entre los que no se incluyen los DSPs básicos vistos hasta ahora. Este paralelismo puede ser explícito o implícito. En un DSP con paralelismo explícito se integran varias CPUs en un mismo encapsulado que se comunican por medio de una memoria compartida interna. Esta opción se ha convertido en una vía muerta, ya que es responsabilidad del programador el reparto del código a ejecutar por parte de cada una de las CPUs y la programación de las rutinas de comunicación, siendo esta tarea muy tediosa.
Un DSP con paralelismo implícito dispone de una sola CPU con múltiples unidades funcionales (por ejemplo; varias ALUs, multiplicadores y conjuntos de registros) de forma que se pueden ejecutar en paralelo varias instrucciones cada una de ellas sobre

una unidad funcional. Para ello disponen de un tamaño de palabra de instrucción de gran tamaño (Very Long Instruction Word, p.e. 256 bits), en la que se empaquetan varias instrucciones individuales. La planificación de qué instrucciones se van a ejecutar en paralelo en cada momento la realiza el propio compilador siendo un proceso transparente al programador. Este tipo de procesadores son sin duda la vanguardia de la tecnología de los DSPs.

3.4.3 DISPOSITIVOS COMERCIALES MÁS REPRESENTATIVOS.

Los principales fabricantes de DSPs son, por este orden, Texas Instruments, Lucent, Motorola y Analog Devices.

A continuación se enumeran las familias de DSPs más representativas. Cada fabricante suele disponer de familias de DSPs de coma fija y de coma flotante. Algunos también disponen de DSPs de emisión múltiple de instrucciones.



TEXAS INSTRUMENTS
TMS320C2X/5X
TMS320C3X/5X
TMS320C6000
LUCENT
DSP16xx
DSP16000
MOTOROLA
DSP56xxx
StarCore SC100

Figura 3.4.3: Mercado Mundial de DSPs en 2005 : $ 9,80 billones. (Fuente : Semiconductor Business News)

3.4.4 ÁREAS DE APLICACIÓN

Las ventajas de los DSPs han hecho que cada vez sean mayores las áreas de aplicación. Entre estas cabe destacar:

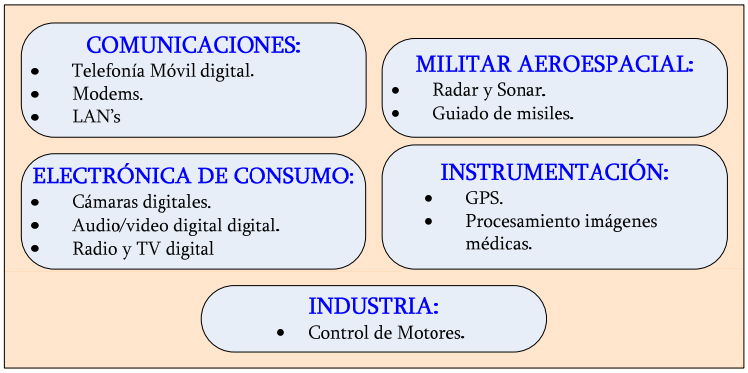


Figura 3.4.4: Áreas de aplicación de los DSPs

3.4.5 CRITERIOS DE SELECCIÓN DEL DSP.

Como ya se ha visto anteriormente la gran oferta de DSPs existentes en el mercado, incluso pertenecientes al mismo fabricante, hacen necesario un proceso de selección que permita distinguir cuál es el más adecuado para el procesamiento o la aplicación a desarrollar. Los pasos básicos que deben seguirse para desarrollar este proceso son los siguientes:

3.4.5.1 PASO1: SELECCIÓN DEL DSP

Se deben definir los valores de los siguientes factores a considerar de la aplicación a implementar.

El tipo de aritmética utilizada y el ancho de palabra de datos. El uso de DSPs de coma flotante simplifica la programación de algoritmos, pero son dispositivos más caros y de mayor consumo. El tamaño y el formato de las palabras de datos influye en el número de chips de los bancos de memoria externa y por lo tanto en el coste y consumo del sistema, así como en la velocidad de este.

Velocidad: Se puede indicar de dos formas; una de ellas es como valores de pico expresándose en millones de instrucciones por segundo para el caso de los DSPs de coma fija y en millones de operaciones por segundo para coma flotante. Otra forma de indicar la velocidad es mediante bancos de pruebas. Estos son algoritmos típicos de tratamiento digital de señal que se ejecutan sobre distintos DSPs midiéndose los tiempos de ejecución en cada dispositivo se establece una comparativa de velocidades.
Seguidamente se muestra un resumen comparativo (arquitectura, velocidad y operandos aritméticos) de algunas generaciones de DSPs de Texas Instruments.

DSP		C24x	C28x	C54x	C55x	C3x	C64x	C62x	C67x
Arquitectura		S*	SS*	SS	SS	S	VLIW	VLIW	VLIW
MHz	(Máx)	20	100	50	144	33	300	150	100
	(Mín)	40	150	160	200	150	1000	300	225
MIPS	(Máx)	20	100	50	288	-	2400	1200	-
	(Mín)	40	150	532	400	-	8000	2400	-
MFLOPS	(Máx)	-	-	-	-	33	-	-	600
	(Mín)	-	-	-	-	150	-	-	1350
Nº bits		16	32	16	16	32	32	32	32
MAC		No	Si	Si	Si	Si	Si	Si	Si

* Segmentada ** Supersegmentada

Tabla 3.4.5: Características de diferentes generaciones de DSPs de Texas Instruments.

Memoria Interna: Es deseable que los DSPs dispongan de la mayor cantidad de memoria interna, ya que los accesos sobre ésta se realizan a mayor velocidad. La disponibilidad de memoria FLASH interna permite reducir complejidad al sistema facilitando la programación.

Soporte multiprocesador: Interesante para aquellas aplicaciones que debido a su elevada carga computacional hace necesario su implementación en sistemas multiprocesador a diferentes velocidades.

Consumo: Este es un factor determinante en aplicaciones portátiles, como los teléfonos móviles, GPS, etc.

Coste: En aplicaciones de gran consumo este aspecto puede primar sobre otros que inciden más directamente sobre las prestaciones del DSP.

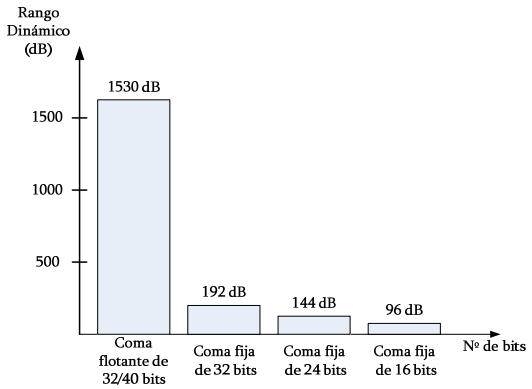
Rango dinámico: Es una figura de mérito que relaciona el tipo de aritmética utilizada y el ancho de la palabra de datos.

El rango dinámico es un concepto propio de los procesadores. Se define como la relación existente entre el máximo y mínimo valor (distinto de cero) representables. En un formato de coma flotante éste viene determinado por el número de niveles del exponente. Si expresamos esta relación en dB:

$$RD[dB] = 6 \text{ Niveles del exponente.}$$

Así para el caso típico de un exponente de 8 bits el rango dinámico es de 1530 dB.
En un formato en coma fija este depende del tamaño de la palabra de datos según la relación:

$$RD[dB] = 6 \text{ Tamaño de palabra.}$$



Para coma flotante :
RD[dB]= 6 Niveles del exponente.

Para coma fija :
RD[dB]= 6 Tamaño de palabra.

El rango dinámico del procesador debe ser superior al de la aplicación. Este último viene determinado por los conversores A/D y D/A utilizados. De esta forma se garantiza que los errores introducidos durante el procesamiento (debidos al truncamiento, redondeos, etc) quedan por debajo del error que introducen lo propios conversores.

Entorno de desarrollo: Al elegir un DSP, es importante tener en consideración las herramientas software (ensambladores, linkadores, simuladores, debuggers, compiladores, librerías y sistemas operativos en tiempo real) así como la conectividad de éstas con los demás procesos de desarrollo del producto (simulación ensayo y verificación) dentro del ámbito de la ingeniería concurrente. También se deben tomar en consideración las herramientas hardware (tarjetas de desarrollo y evaluación o emuladores) y las herramientas adicionales (por ejemplos entornos de generación de código basados en diagramas de bloques, plataformas de desarrollo en tiempo real, conexiones físicas aisladas y productos que faciliten el trabajo de programación) que ayudarán al diseñador a trabajar con el DSP y llegar a una implementación del sistema elaborando un producto final [KER00].

El entorno de desarrollo juega un papel muy importante en la elección del tipo de simulador a utilizar en las etapas de diseño mediante simulación interactiva dado que resulta muy ventajoso escoger un entorno de simulación que sea compatible con el entorno de desarrollo.

Un entorno de desarrollo básico es aquel que además de estar formado por un hardware (placa física basada en el procesador bajo estudio), dispone de un software (para la monitorización del sistema) de forma que el usuario pueda comunicarse y trabajar con el procesador.

Los elementos que componen cualquier entorno desarrollo son:

- Un ordenador personal o PC usado para comunicarse mediante un canal físico con el sistema de desarrollo usando un software proporcionado por el fabricante.
- Un canal físico, que es el medio físico (comunicación serie, paralelo, USB, PCI, etc) por el que se establece la comunicación entre el PC y el sistema de desarrollo.
- El propio sistema de desarrollo. Es un sistema digital, basado en un microprocesador, microcontrolador o DSP, que dispone, además del elemento Procesador de trabajo de un número mínimo e indispensable de dispositivos o circuitos integrados adicionales. También incluye, normalmente, un software que permite la comunicación bidireccional con el PC.

La siguiente figura 3.4.5.1 muestra de forma resumida el conjunto de herramientas software y hardware que constituyen el entorno de desarrollo de cualquier microprocesador y DSP.

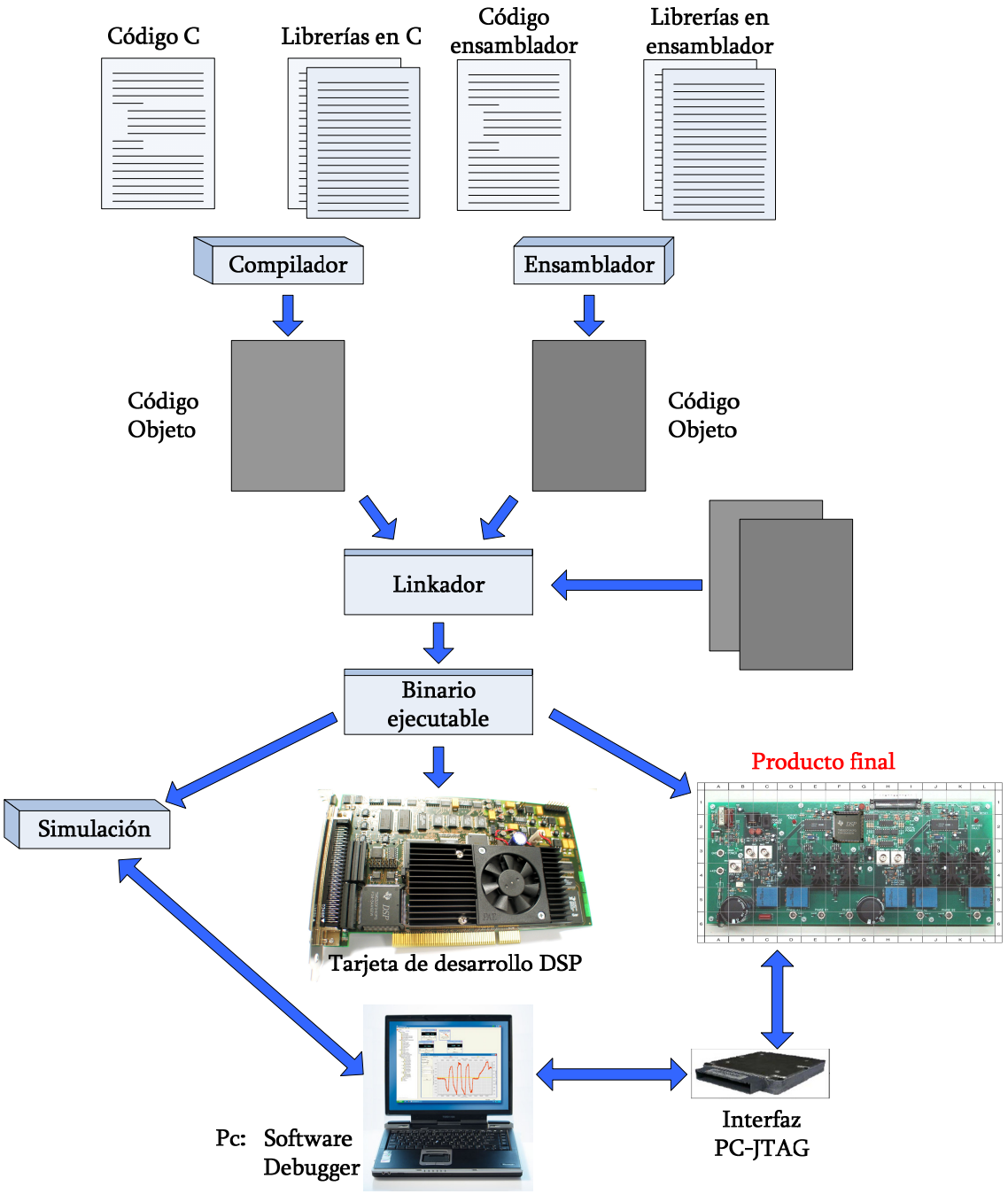


Figura 3.4.5.1: Esquema del entorno y herramientas de desarrollo para DSPs

Se ha incorporado en este esquema una herramienta hardware, ya que los procesadores más modernos y competitivos llevan en el propio chip el hardware interno estándar de emulación JTAG, mediante el cual el DSP se convierte en un sistema totalmente controlable y observable desde un PC con el correspondiente software de desarrollo que lo permite. La principal ventaja de esta lógica de emulación integrada en el propio chip (in circuit emulation) es que se puede depurar la aplicación con el DSP soldado a la tarjeta final.

3.4.5.2 *PASO2:* EVALUACIÓN DEL DSP SELECCIONADO

La segunda etapa incluye el aprendizaje más detallado del DSP y de sus herramientas de desarrollo, evaluando su capacidad para cumplir con los requerimientos de la aplicación específica.

3.4.5.3 *PASO3:* FASE INICIAL DE DESARROLLO.

Esta fase incluye la utilización de un sistema de desarrollo complejo junto con un kit de evaluación, que nos permitirá probar las posibilidades que nos ofrece el sistema y continuar el aprendizaje del manejo del procesador desde el punto de vista de las prestaciones. El propio kit de desarrollo puede servir para implementar algunas partes del proyecto final o evaluar los algoritmos de procesamiento diseñados.

3.4.5.4 *PASO4:* DESARROLLO DEL PRODUCTO FINAL

Se trata de la última fase de diseño y la más importante ya que se deben utilizar las herramientas de desarrollo para implementar y depurar la aplicación final sobre un soporte hardware o prototipo.

Para los cuatro pasos anteriores es importante valorar la ayuda y el soporte que nos puede proporcionar el fabricante o en su defecto los fabricantes de tecnología de prototipado. Tan interesante es disponer de software de pruebas, muestras gratuitas, notas de aplicación, asistencia vía web o correo electrónico, ejemplos de utilización, como de un sistema de producción que permita probar la aplicación en el DSP con plenas garantías, sin tener que fabricar el producto final.

De entre todos los fabricantes de DSPs, Texas Instruments es el líder indiscutible, con una cuota de mercado de aproximadamente el 50%. Dentro de su actividad en este sector, ofrece una amplia gama de procesadores digitales de señal que cubren la práctica totalidad del espectro de aplicaciones industriales y de comunicaciones. Entre ellos, cabe destacar las siguientes familias:

- La familia TMS320c2000, que **cubre el rango de aplicaciones relacionadas con el control digital de motores y automoción**. Se trata de una familia de DSPs con una gran cantidad de periféricos integrados, como memorias Flash, convertidores A/D y módulos CAN (Controller Area Network) destinados a lograr soluciones embebidas con posibilidades de ser utilizadas en entornos industriales. Esta familia cuenta con dos generaciones que trabajan en coma fija, la TMS320C24x y la más reciente TMS320C28x, que está sustituyendo a la anterior.
- La familia TMS320C5000. Es la más numerosa en cuanto a número de dispositivos se refiere y de menor consumo (optimizado a 0,33mA/MHz). Son muy utilizadas en aplicaciones portátiles e inalámbricas. Cuenta con las generaciones TMS320C54x, TMS320C55x y OMAP que trabajan en coma fija.

- Finalmente, los DSPs de altas prestaciones de Texas instruments están formados por la familia TMS320C3x, que pueden trabajar tanto en coma flotante como en coma fija según se desee y están pensadas para la instrumentación, el control y el procesamiento de señales de audio, aunque su sucesora actual la TMS320C6000 está indicada también para el tratamiento de video. Las generaciones de coma fija son la TMS320C62x, la TMS320C64x y la TMS320DM64x y para como flotante la TMS320C67x.

La nomenclatura utilizada por Texas Instruments para designar sus DSPs se muestra en la siguiente figura 3.4.5.4.

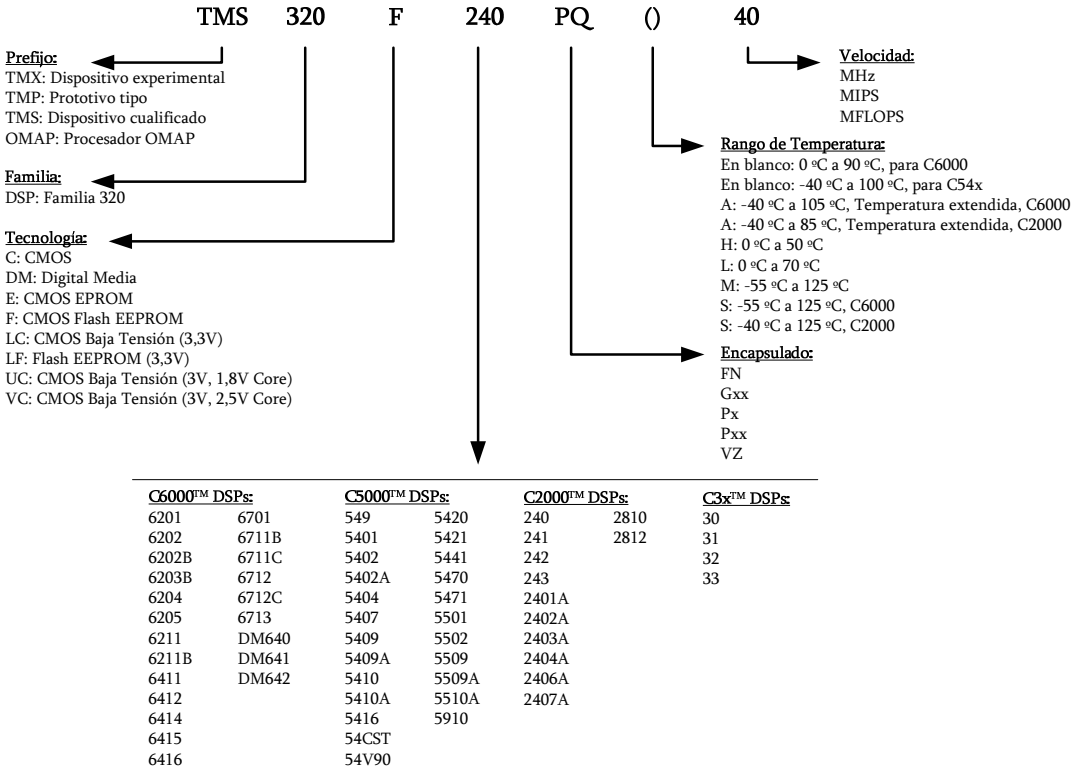


Figura 3.4.5.4: Nomenclatura de los DSPs de Texas Instruments

3.4.6 PLATAFORMAS DE DESARROLLO EN TIEMPO REAL (RT)

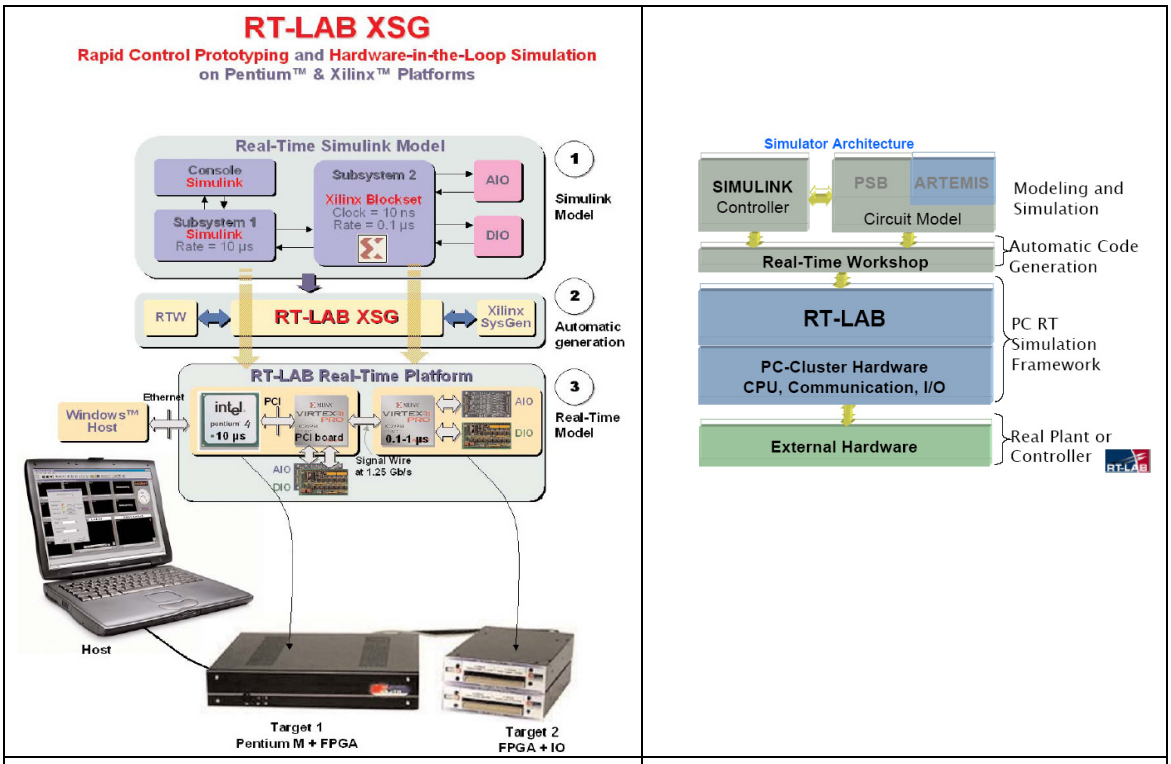
Actualmente existen muchas herramientas destinadas a facilitar el desarrollo e implementación de un producto final por parte del diseñador además del simulador y de los entornos de desarrollo y estas son las pertenecientes a las plataformas de desarrollo en tiempo real.

En este negocio, existen grandes inversiones por empresas terceras con el propósito de ofrecer unas herramientas que convivan con las de los fabricantes de DSPs pero que faciliten la tarea al diseñador.

En la actualidad se pueden describir diferentes soluciones mediante plataformas de desarrollo en tiempo real. Seguidamente se presentan algunas propuestas presentadas por las empresas OPAL-RT, QUANSER y dSPACE, donde pueden apreciarse ejemplos sobre la arquitectura de estas plataformas, así como de la interrelación entre todos los elementos que la componen.

3.4.6.1 PLATAFORMAS BASADA EN CPU–RT:

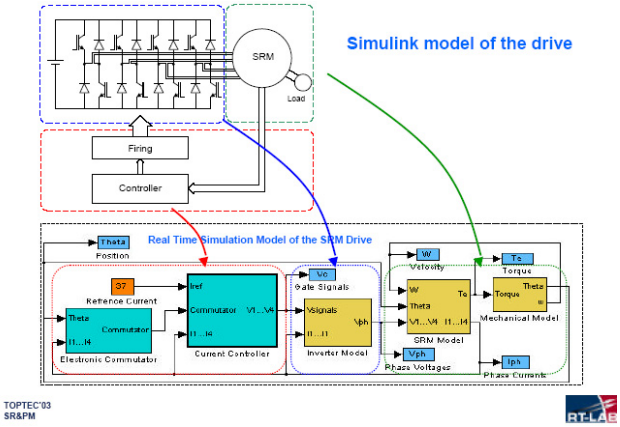
La empresa OPAL-RT ofrece una solución Hardware mediante 3 CPU's y una FPGA de alta velocidad y una estructura software con soluciones completas a partir de aplicaciones mediante SIMULINK como puede observarse en la figura 3.4.6.1.1.



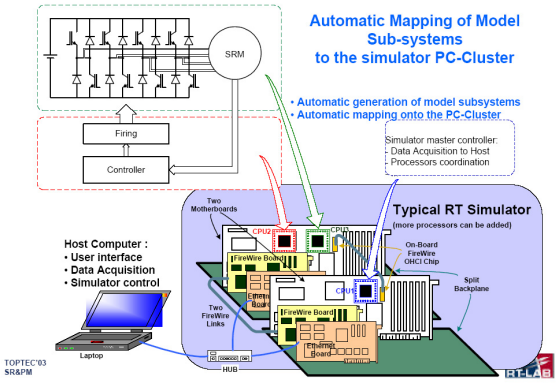
(A) Arquitectura para prototipado rápido | (B)Estructura para el Software.

Figura 3.4.6.1.1: Ejemplo de arquitectura y Software de OPAL-RT

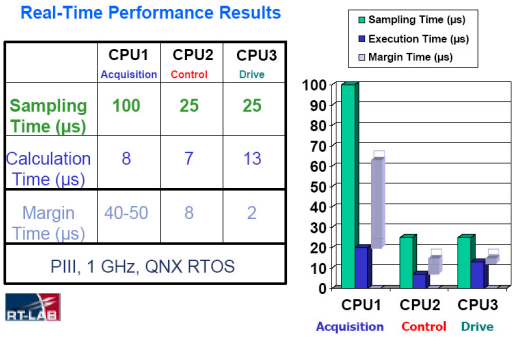
Esta empresa presenta en su WEB un ejemplo de simulación para un accionamiento de SRM mediante SIL (Ver figura 3.4.6.1.2(A)) y su aplicación mediante HIL (Ver figura 3.4.6.1.2(B)), por lo tanto este tipo de entorno parece ser adecuado para el desarrollo de accionamientos con SRM tal y como se demuestra en los tiempos de adquisición, procesado y control de la figura 3.4.6.1.2(C).



(A) Simulación mediante SIL



(B) Aplicación HIL para un accionamiento de SRM

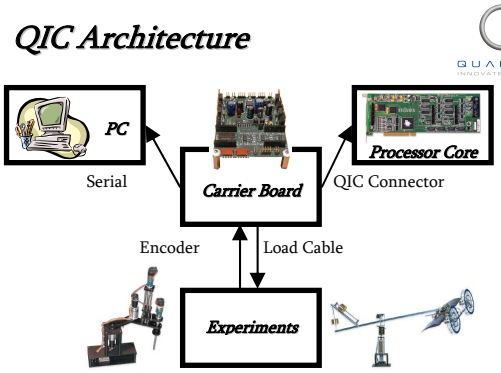


(C) Comportamiento del sistema ante el tiempo de ejecución.

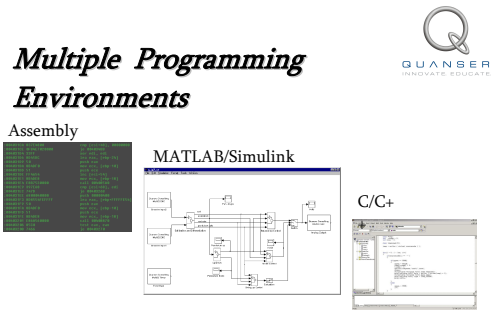
Figura 3.4.6.1.2: Aplicación de la plataforma de desarrollo para realizar un test mediante HIL.

3.4.6.2 PLATAFORMAS BASADAS EN MICROPROCESADORES-RT.

Otra empresa dedicada al control de procesos para aplicaciones eléctricas y electrónicas es Quanser. Esta empresa ofrece soluciones para la implementación de sistemas en HIL y SIL orientado a la instrumentación y el control de procesos mediante los microprocesadores de Microchip. En la figura 3.4.6.2 puede verse la estructura Hardware y Software para esta plataforma



(A) Estructura Hardware



(B) Estructura Software

Figura 3.4.6.2: Ejemplo de arquitectura y Software de QUANSER.

3.4.6.3 PLATAFORMAS BASADAS EN CPU Y DSP-RT.

La empresa dSPACE ofrece nuevas soluciones de forma integra en una sola tarjeta con la posibilidad de implementar el proceso completo HIL y SIL siguiendo el proceso de ingeniería concurrente, tal y como se muestra en la figura 3.4.6.3.

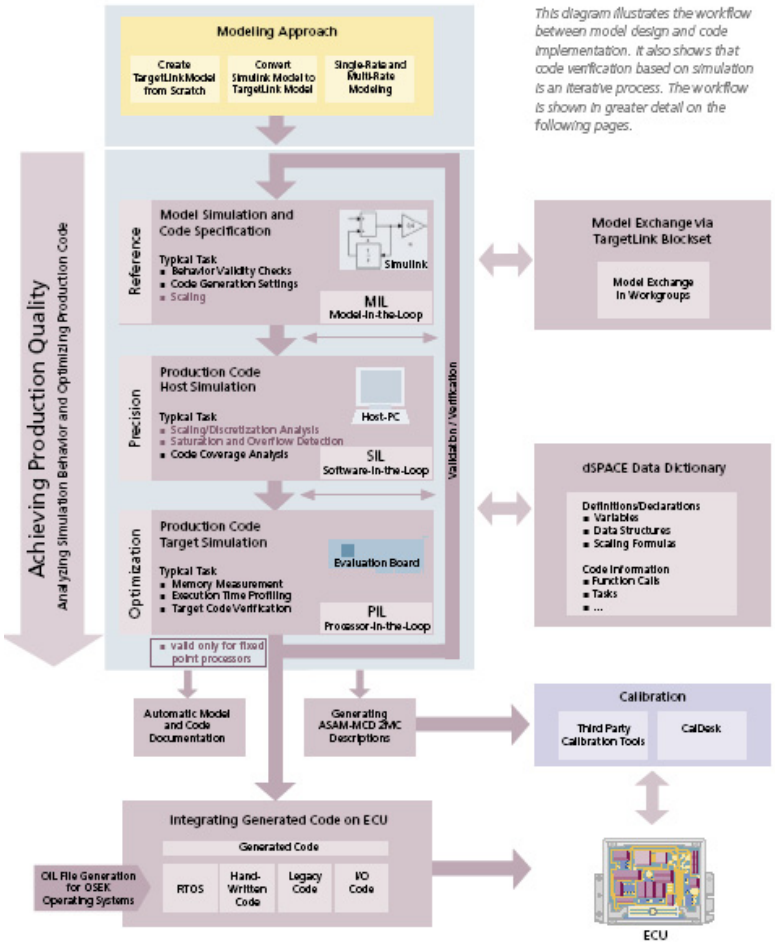


Figura 3.4.6.3: Diagrama de implementación en RT para HIL de dSPACE.

3.5 PLATAFORMA ESCOGIDA PARA EL DESARROLLO DE ACCIONAMIENTOS.

3.5.1 JUSTIFICACIÓN DEL SOFTWARE ESCOGIDO

Tomando en consideración las características del software comercial disponible para la simulación, además de las necesidades en la adaptación a los sistemas de control en tiempo real, se ha considerado utilizar un software orientado a objeto que permita separar los diferentes dominios tecnológicos en submodelos independientes, lo cual resulta muy útil en la simulación dinámica de accionamientos eléctricos.

Aunque se pueden desarrollar programas cerrados para la simulación de accionamientos con SRM, es mucho más ventajoso utilizar programas comerciales de simulación que además de adaptarse a los sistemas multidisciplinares se adapten perfectamente a la filosofía de la ingeniería concurrente, permitiendo la coexistencia del Software en todas las etapas del desarrollo del accionamiento.

Teniendo en cuenta estos aspectos y lo mencionado sobre la evolución de los programas citados en la sección 3.2 de este capítulo, se ha considerado utilizar MATLAB-SIMULINK para la simulación interactiva del SRD prefiriendo el único uso de las Toolbox de SIMULINK frente a programas de simulación de circuitos como pueden ser SPICE o SIMPLORER, debido a que estos deben utilizar programas como SLPS (para SPICE) para compatibilizar los diseños con SIMULINK o simplemente, no se puede llevar a cabo como en el caso de SIMPLORER.

Las razones que indujeron a utilizar este programa fueron las siguientes:

- En UPC hay licencia de uso del programa MATLAB y las TOOLBOX de SIMULINK.
- SIMULINK cuenta con múltiples librerías y con un sistema basado en BD orientados al desarrollo de controles en tiempo real para sistemas SIL.
- Las herramientas Software compatibles con los sistemas de desarrollo en RT consideran la implementación mediante MATLAB-SIMULINK de los sistemas HIL.
- Las posibles ampliaciones en los diferentes campos de la técnica son fáciles de introducir mediante la representación gráfica de sus componentes en nuevos modelos.

3.5.2 JUSTIFICACIÓN DE LA PLATAFORMA HARDWARE DE DESARROLLO.

Dado que el software de simulación MATLAB/SIMULINK se adapta perfectamente a las plataformas de desarrollo en tiempo real y que los resultados obtenidos mediante la simulación deben integrarse de una forma sencilla en los entornos de desarrollo tal y como se describe en la sección 3.3 de este capítulo se utilizará una herramienta compatible con este software (MATLAB/SIMULINK).

Existe gran variedad de productos capaces de utilizar las herramientas de desarrollo en tiempo real (ver sección 3.4.6) para el desarrollo de accionamiento de SRM, pero podemos concluir que utilizando el criterio de implementación de los controladores mediante DSP's de Texas Instruments, se ha escogido la plataforma que presenta dSPACE ya que además de utilizar una sola placa de desarrollo esta es compatible con la metodología explicada en la sección 3.3 sobre ingeniería concurrente. Asimismo de ofrecer grandes ofertas para los entornos universitarios lo cual nos llevo a adquirir un Kit de desarrollo ACE-KIT DS1104 usado para desarrollar, depurar e implementar los controles de los accionamientos usados en este trabajo.