



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

CAPÍTULO 4:

**SIMULACIÓN INTERACTIVA DE ACCIONAMIENTOS
CON SRM, MEDIANTE SIL.**

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
4.6 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
4.7 ACONDICIONADOR DE LAS SEÑALES DE MEDIDA.....	138
4.7.1 MEDIDA DE VELOCIDAD.....	138
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
4.9.2 CONTROL DE VELOCIDAD.....	201
4.10 SIMULACIÓN DE FALTAS.....	206
4.11 SIMULACIÓN DE CARGAS VARIABLES.....	209

4.1 INTRODUCCIÓN.

La simulación interactiva permite evaluar el comportamiento de un SRD, con el objetivo de validar sus diseños y ajustes iniciales y posteriormente mediante el control digital en las plataformas HIL, implementar los diferentes controles en un perfil concreto y conocido para regímenes permanentes y transitorios, sin riesgos de cometer errores fatales para el accionamiento. También permite ajustar el tiempo de los convertidores y procesadores digitales, así como su resolución y límites ya que estos ejecutarán el código de forma análoga al implementado en la simulación usando las técnicas SIL.

Con este fin se ha procurado programar un modelo del accionamiento capaz de sintetizar todos estos aspectos de una forma sencilla y versátil con el propósito de comprobar el diseño completo del accionamiento antes de ser construido y analizar como se comportaría este en las condiciones deseadas de funcionamiento.

Debido a que el análisis dinámico del SRD es muy complejo, es aconsejable evaluar múltiples factores como son la potencia, la velocidad, el coste final del accionamiento completo, los controles, el ruido, etc. [MIL01], mediante simulaciones que se acerquen a la realidad y nos ayuden a mejorar los diseños que forman el accionamiento, adelantándonos a los resultados, pudiendo retroceder en la etapa de diseño y de esta forma poner solución a algunos problemas que aparecerían en la práctica antes de montar el accionamiento completo de la aplicación proyectada.

4.2 DESCRIPCIÓN GENERAL DEL ACCIONAMIENTO PROGRAMADO.

Las librerías que se han desarrollado permiten múltiples posibilidades y están abiertas a nuevas técnicas y elementos que se compatibilicen con MATLAB/SIMULINK. Es posible simular motores de tres fases con estructura 6/4 y 12/8 aunque existe la posibilidad de introducir nuevas estructuras con diferentes topologías de una forma sencilla debido a la facilidad que aportan los programas basados en BD (Block-diagrams). Se realiza la descripción del accionamiento con el SRM 6/4 descrito en el **anexo de motores**, ya que este es el prototipo con el que se han ensayado los controles propuestos pudiendo contrastar los resultados prácticos.

Inicialmente se deben describir las opciones o posibilidades del accionamiento partiendo de un sistema de programación sencillo que permita evaluar hasta donde se puede llegar en el entorno de programación escogido. Una vez validado el entorno de programación así como el sistema de simulación se pueden sofisticar o mejorar los modelos utilizados con el objetivo de mejorar los resultados obtenidos.

En etapas iniciales de esta tesis se ensayaron simulaciones con modelos lineales del SRM, obteniendo los primeros resultados de forma aproximada. Estos fueron de gran ayuda para la interpretación de los primeros resultados en los cálculos matemáticos de flujo concatenado en función de la posición $\Psi(\theta)$ dentro del entorno que más tarde se utilizaría con los modelos no lineales. Dado que los modelos lineales se ejecutan mucho más rápido que los no lineales, estos se utilizan para definir el entorno de programación de una forma rápida ya que los problemas de convergencia normalmente son inexistentes, permitiendo describir el sistema de simulación más acertado para evaluar el accionamiento completo, tanto del SRM, como del resto de bloques que componen el accionamiento (Observar figura 4.2.1).

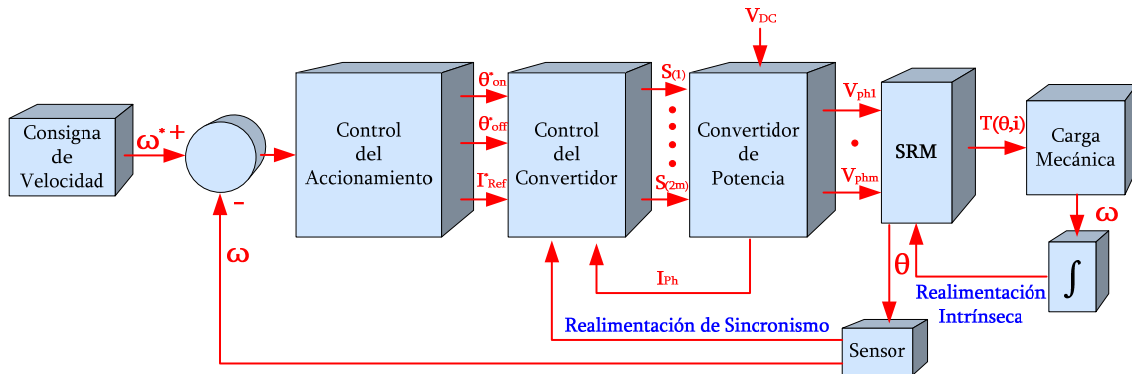


Figura 4.2.1: Diagrama de bloques del control de velocidad de una SRD.

En esta tesis se han utilizado principalmente modelos no lineales debido a que el motor de SRM trabaja altamente saturado y de otra forma no se hubiesen obtenido los resultados esperados. Tras la experiencia en la simulación de accionamientos eléctricos [LOR06] la consideración de los interruptores de potencia no resulta de extrema relevancia y se puede suponer que los tiempos de conmutación son nulos debido a que estos se encuentran en serie con un circuito altamente inductivo. Así pues se modelará el convertidor con interruptores ideales, como se verá más adelante, esto resulta muy ventajoso si se desea obtener buenos resultados de compatibilidad en el diseño HIL relacionado con SIL.

Como ya se vio en capítulos anteriores, es posible controlar un SRM en los cuatro cuadrantes escogiendo de forma adecuada los ángulos (ángulo de inicio de conducción y de finalización de la conducción) en que se aplica la corriente a cada fase. De esta forma para controlar la velocidad de un motor de SRM es necesario controlar la corriente I , el ángulo de inicio de conducción θ_{on} y el ángulo de finalización θ_{off} para cada fase tal y como se puede observar en la figura 4.2.1.

El convertidor de potencia se considera una matriz de interruptores, que multiplica la tensión de alimentación en continua V_{DC} por las funciones de conmutación de cada fase. Estas señales de control y conducción se generan mediante el bloque de control del convertidor y dependerán del ángulo de conducción deseado, del tipo de control a aplicar y de la topología del convertidor. El control del convertidor tiene dos funciones principales; sincronizar los ángulos de referencia con la posición del rotor y controlar las corrientes de fase en el estator según la estrategia escogida. El

control del accionamiento; controla los ángulos y la corriente de referencia que se debe procesar el control del convertidor; todo ello a partir de la señal de error de la velocidad.

Las características de estos bloques se explicitarán en este capítulo acompañándolos de las simulaciones oportunas y de las diferentes estrategias de control.

4.3 OPCIONES A CONSIDERAR EN LA SIMULACIÓN DEL ACCIONAMIENTO.

Cuando se implementa un sistema de simulación interactiva mediante un software específico como es el caso que nos ocupa (MATLAB/SIMULINK), deben especificarse las posibilidades que se considerarán en la simulación, o al menos el máximo de ellas, aunque simplemente se realicen pequeñas aportaciones. Saber los posibles convertidores electromecánicos o de potencia así como los posibles procesos de control que se desean programar es de vital importancia, ya que ello simplificará la optimización de los programas así como las posibles ampliaciones en el futuro.

Tal y como puede observarse en la figura 4.3, cualquier aplicación para accionamientos con SRM parte de unas especificaciones (objetivos) que deben obtenerse llegando a comprometer otras características del accionamiento relacionadas mediante las variables de diseño, que finalmente constatan las particularidades del convertidor electromagnético y estático, relacionadas con los parámetros de control para obtener los resultados esperados.

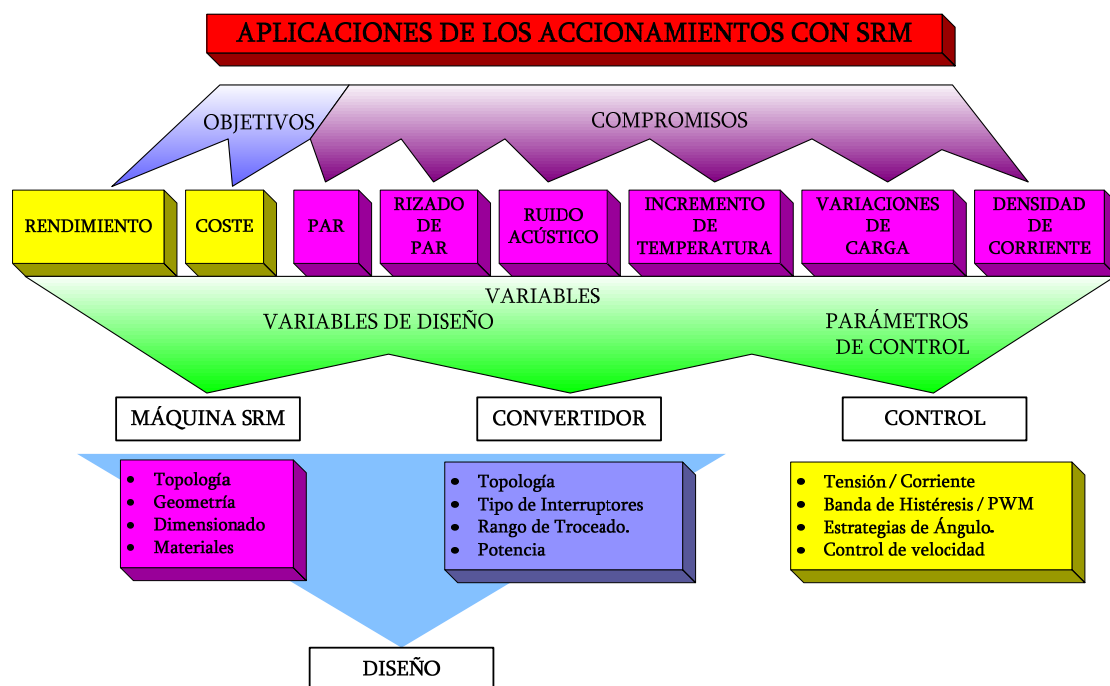


Figura 4.3: Esquema de diseño para accionamientos con SRM.

Seguidamente se listan las posibilidades de simulación para el accionamiento de SRM que se ha programado.

SIMULACIÓN DEL SRM

- Dos modelos para el SRM, con posibilidades de mejorarlos.
 - Un modelo Simplificado de carácter general para todo tipo de regimenes (transitorios y permanentes).
 - Y otro Completo con el propósito de mejorar el análisis en régimen permanente.
- SRM de 3 fases con posibilidad de ampliación a un mayor número de fases.
- Implementación de los parámetros mecánicos (inercia, rozamiento, par de arranque, etc).
- Consideraciones sobre las pérdidas.

SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR

- Implementación de convertidor clásico para 3 fases utilizando interruptores ideales, con posibilidad de ampliación (mediante Stateflow).
- Alternativas en las medidas de corriente.

CONTROL DEL CONVERTIDOR

- Diferentes modos de operación para los interruptores del convertidor.
- Generador de secuencia de conmutación con posibilidad de variación del ángulo de inicio y final de conducción.
- Selección de la dirección de giro y arranque seguro en ambas direcciones.
- Alternativas en las medidas de corriente.
- Limitación de corriente para el accionamiento.
- Control de corriente por histéresis.
- Control de corriente mediante PWM.

CONTROL DEL ACCIONAMIENTO

- Elección del tipo de sensor de velocidad
- Control para ángulos de disparo constantes.
- Posibilidad de variar el ángulo de disparo en línea mediante estrategias por variación de ángulo.
- Control de velocidad mediante PI
- Medidas de potencia, par, velocidad, posición, tensión.

SIMULACIÓN DE CARGAS

- Posibilidad de utilizar cargas variables.

SIMULACIÓN DE FALTAS

- Simulación de faltas; de cortocircuito de fase y de circuito abierto.

TIPOS DE ENSAYOS

- Ensayos interactivos en régimen permanente.
- Ensayos interactivos en régimen transitorio.

4.4 DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SISTEMA SIL Y HIL PROPUESTO PARA LOS SRD

Seguidamente se muestra el esquema del accionamiento completo programado mediante Matlab/Simulink (Figura 4.4.1), el cual sigue la filosofía del sistema SIL. Se puede apreciar que aparecen BD, que implementan la propuesta de control de velocidad de la figura 4.2.1, aunque son análogos al control digital real del accionamiento que se muestra en la figura 4.4.2.

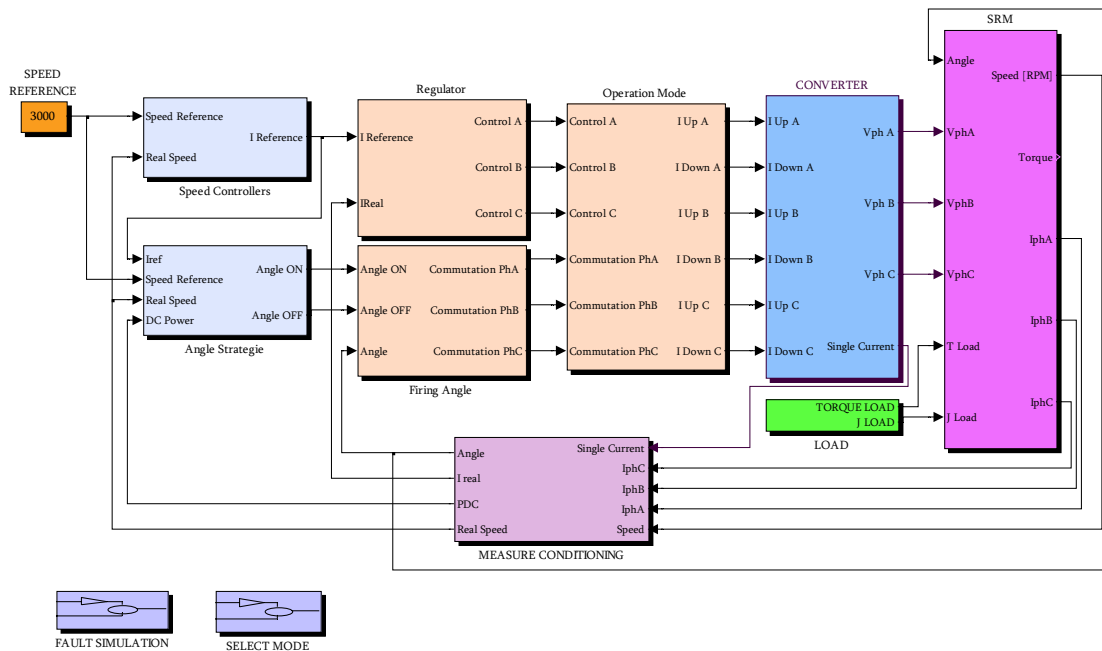


Figura 4.4.1: Esquema de un accionamiento completo de SRM en simulación. Implementado mediante SIL.

El accionamiento se esquematiza por tres bloques bien diferenciados:

- La fuente de alimentación y el convertidor de potencia. (Modelado).
- El convertidor electromecánico. (Modelado).
- El control digital.
 - Interface, Sensores, Driver y Plataforma de control. (Simulación Hardware).
 - Control en tiempo Real. (Software).

Los controladores están implementados mediante el mismo software que el que se utiliza para el modelado del Convertidor electromecánico, la fuente de alimentación y el convertidor de potencia, de esta forma se permite la simulación interactiva del accionamiento constituido mediante un Prototipo Virtual en cierta forma igual al que se usará en la realidad. La diferencia estriba en que este se evalúa mediante software, considerando el entorno completo, usando las librerías Real-Time Workshop de Simulink para simular el hardware (tarjeta de desarrollo DS1104) la

cual es una parte muy importante en el lazo de control. Por lo tanto, el hardware de control también se encuentra dentro del lazo, modelado en forma de software (SIL). En la siguiente figura 4.4.2 se muestra el esquema completo de un accionamiento de SRM para la topología 6/4 con un control digital en tiempo real. Se aprecia el convertidor de potencia y los circuitos acondicionadores de señales para la implementación digital de los controles mediante una plataforma de desarrollo en tiempo real (RT) la cual se describe en el capítulo 5.

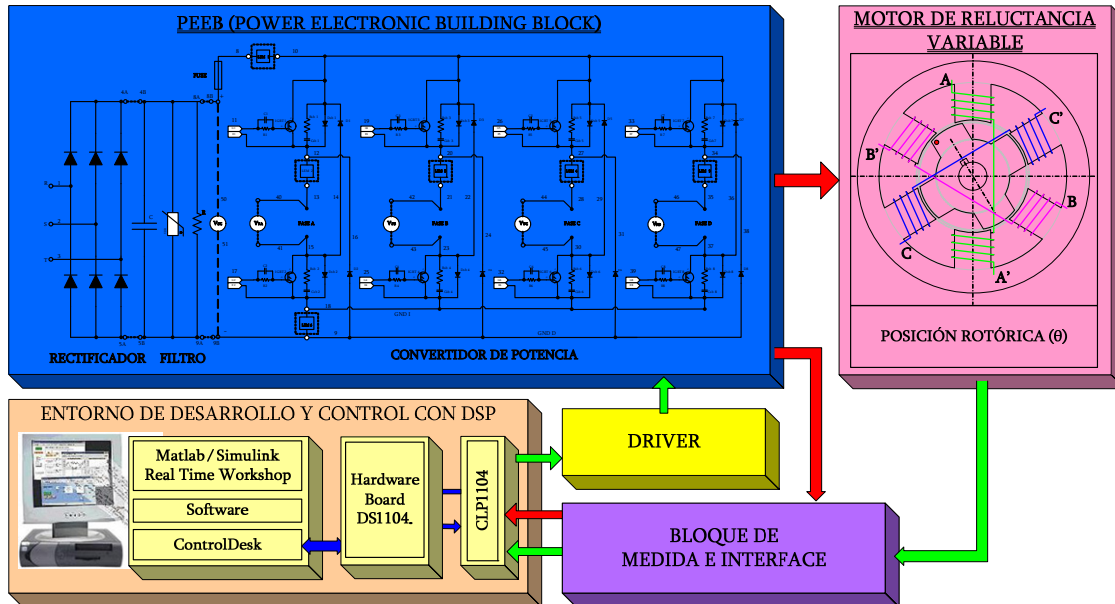


Figura 4.4.2: Esquema de un accionamiento completo de SRM utilizando HIL.

El accionamiento también se esquematiza por tres bloques bien diferenciados análogos a los de la figura 4.4.1:

- La fuente de alimentación y el convertidor de potencia.
- El convertidor electromecánico.
- El control digital.
 - Interface, Sensores y Driver. (Hardware).
 - Control en tiempo Real. (Software).

El control implementado mediante software (Simulink) se ejecuta en tiempo real en un entorno de desarrollo formado por una tarjeta DS1104, la cual está provista de un procesador digital de señal (TMS320F240) de la firma Texas Instruments. Por lo tanto al controlador implementado mediante software se simula utilizando un prototipo o el accionamiento real, de esta forma se está introduciendo el Hardware dentro del lazo (HIL).

De esta manera se compatibilizarán los dos sistemas. Una vez validados los modelos de los convertidores y ajustados los controles mediante simulación usando técnicas SIL se podrá pasar al ensayo del SRD mediante HIL, pero utilizando el mismo algoritmo de control que se había desarrollado en la simulación.

4.5. MODELOS DEL SRM USADOS EN LA SIMULACIÓN.

Como ya se comentó en el capítulo 2, el tratamiento de las curvas de magnetización es de vital importancia para la constitución de un modelo válido del SRD, y dependiendo del sistema utilizado para la generación de estas curvas, los resultados obtenidos en la simulación serán diferentes. La experiencia nos indica que metodologías muy complejas utilizan tiempos de paso muy pequeños (para obtener soluciones convergentes) en los algoritmos de resolución [LOR06], de forma que se alargan los tiempos de cálculo, y por el contrario si se utilizan modelos muy simples con el objetivo de ganar tiempo en la simulación; los resultados no se asemejan a la realidad, con lo cual se pone en duda la utilidad del método utilizado.

Los resultados obtenidos cuando se realiza la simulación en régimen permanente del accionamiento completo, no divergen en gran medida de la realidad tanto si se utilizan modelos completos o simplificados, pero los resultados que se obtienen en el análisis de transitorios son menos satisfactorios con modelos completos, debido a que los tiempos de cálculo aumentan considerablemente y las soluciones no son convergentes. Así pues esta opción solo tiene sentido en régimen permanente y para situaciones muy concretas y por este motivo no se utiliza como una alternativa válida del accionamiento completo. No obstante, se presentará su configuración de acuerdo con la filosofía de funcionamiento en tiempo real del accionamiento ya que esta problemática es debida al tiempo de procesado y se puede suponer que en un futuro cercano es posible su utilización debido a la velocidad con la que prosperan los entornos de simulación en tiempo real [MIL90].

A continuación se muestra la forma utilizada para implementar el modelo simplificado de las curvas de magnetización que se propuso en el capítulo, reconstruyendo las curvas de magnetización para cualquier posición y corriente a partir de únicamente dos curvas originales; la obtenida para la posición de alineamiento y para la de desalineamiento. Para ello se parte de unos pocos puntos que definan la forma de estas curvas, en el ejemplo utilizado para ilustrar el modelado y la simulación se utilizan solamente 10 puntos para la curva de magnetización de la posición de alineamiento y un solo punto para la de no alineamiento. **Se aporta, como mejora, una ampliación del comportamiento para el régimen dinámico.**

4.5.1 PROCEDIMIENTO DE INICIALIZACIÓN Y AJUSTES DEL MODELO SIMPLIFICADO PROPUESTO PARA LA SIMULACIÓN DEL SRM.

El programa que se describe a continuación se ha realizado mediante la interfaz gráfica llamada 'Guide' de Matlab, que permite crear un entorno de llamada a subprogramas, entrada de datos y visualización interactiva. Todo ello con el objetivo de ajustar el modelo y comprobar que los datos obtenidos se ajustan a los valores deseados. En la figura 4.5.1 puede observarse el entorno de programación que

permite la reconstrucción de las curvas de magnetización mediante el modelo simplificado explicado en el capítulo 2.

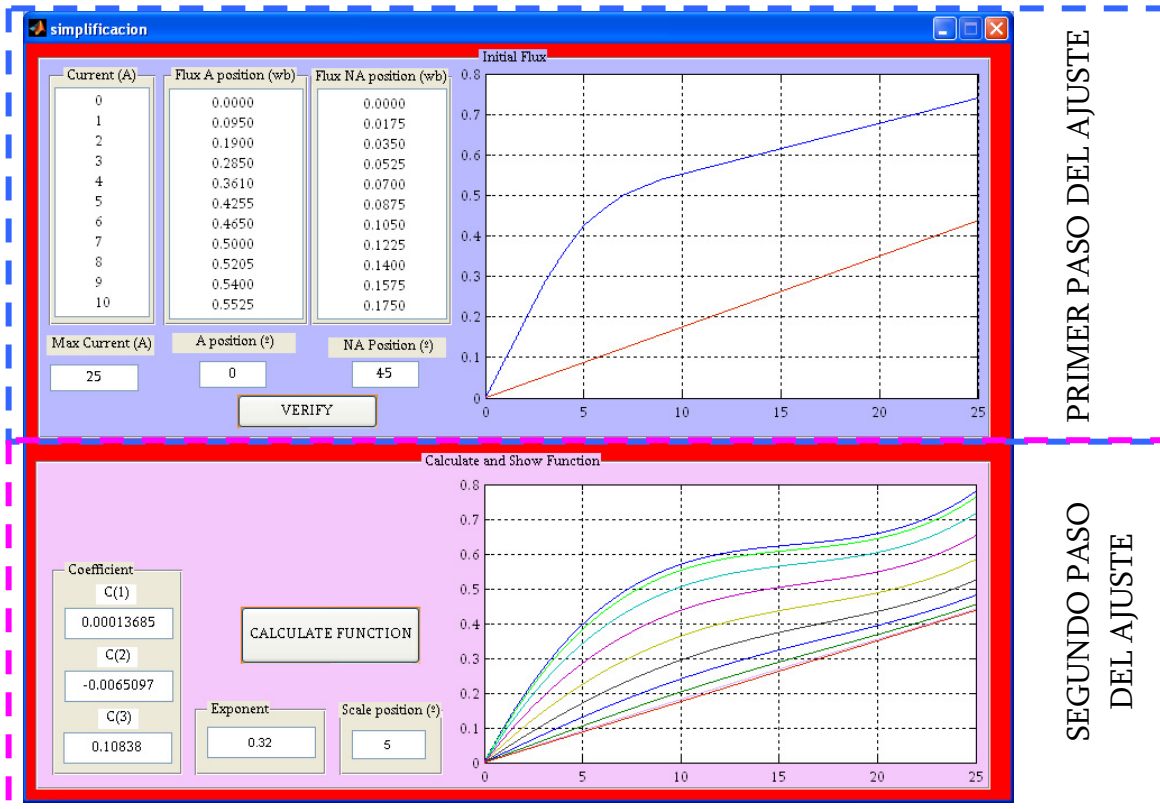


Figura 4.5.1: Entorno gráfico para el modelado de las curvas de magnetización en un accionamiento 6/4.

Para la reconstrucción de las curvas de magnetización es necesario realizar un proceso de ajuste que se divide en dos pasos, correspondientes a las dos gráficas (superior e inferior) que se distinguen en la figura 4.5.1.

PRIMER PASO:

Este paso sirve para encuadrar los puntos correspondientes a las dos curvas de magnetización básicas introduciendo 10 valores de flujo en la posición de alineamiento y otros 10 para la posición de no alineamiento en función de la corriente. Estos datos pueden obtenerse previamente a través de un programa FEA (análisis por elementos finitos) o mediante ensayo del accionamiento, si se dispone de este, tal como se explicó en el capítulo 2.

De esta forma, en la fase inicial de la constitución del modelo mediante el entorno gráfico se introducen los datos de unas curvas de magnetización tanto para la posición de alineamiento como para la de no alineamiento con la finalidad de ampliar las curvas a mayores valores de corrientes ya que en el caso de obtener los datos de forma experimental es imposible aplicar valores de corriente elevados (típicos en régimen transitorio), pues se destruiría la fase y debido a que en

condiciones transitorias se usan valores de corriente elevados, este paso resulta necesario.

En el ejemplo se toman los valores de corrientes válidos para el proceso de simulaciones dinámicas ya que si esto no se realizase de esta forma y se pretendiesen utilizar valores de flujo superiores a los estipulados podrían producirse incongruencias en las soluciones ya que las curvas de flujo pueden ofrecer más de una solución numérica para algunos valores de corriente o posición tal y como se observa en la zona marcada de la figura 4.5.1.1.

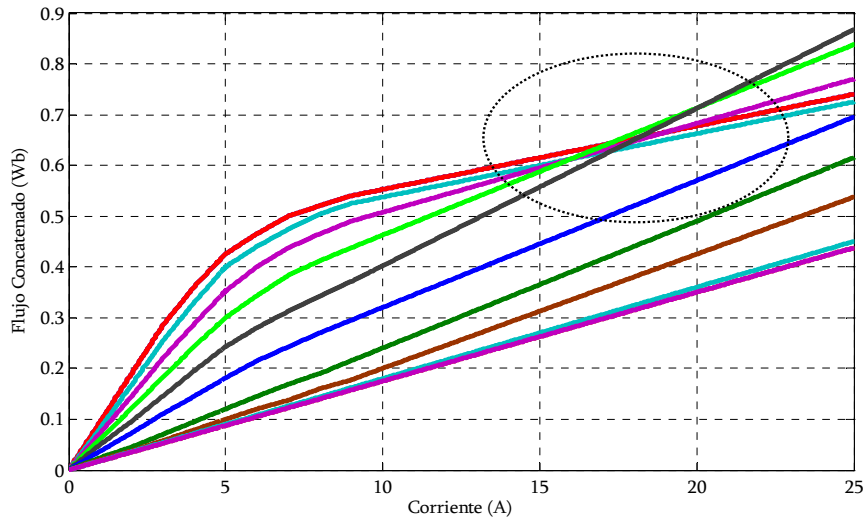


Figura 4.5.1.1: Error numérico cometido en la reconstrucción de las curvas de magnetización hasta 25 A partiendo de los valores iniciales obtenidos hasta 10 A.

La programación de este algoritmo se ha realizado mediante Simulink con la función 'Look-Up Table' con interpolación por extrapolación, tal y como se puede apreciar en la figura 4.5.1.2

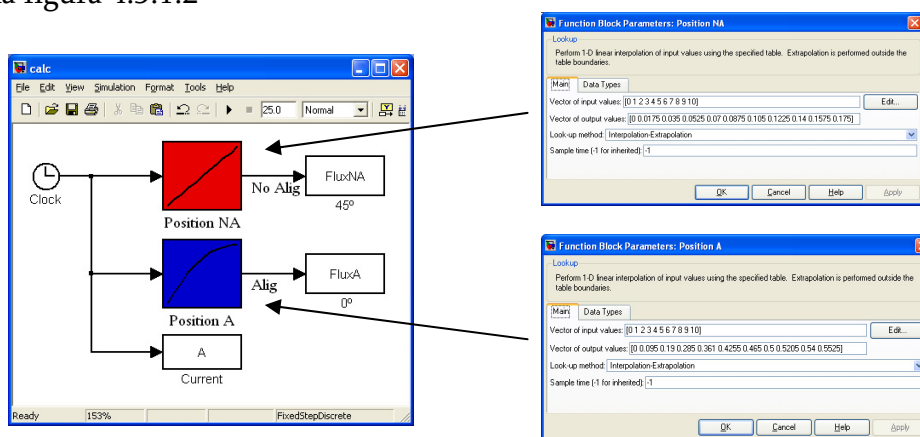


Figura 4.5.1.2: Programación de la curva de magnetización en Simulink.

De esta forma se cumplimenta la primera parte del programa de generación de curvas de flujo, introduciendo los datos y alargando el comportamiento hasta un valor de corriente máximo (en el ejemplo 25 A), para verificar estos datos pulsando 'VERIFY'.

SEGUNDO PASO:

Con estos pocos datos de partida se generarán en la fase final todas las curvas de magnetización de una forma sencilla tal y como se explica a continuación.

La reconstrucción de las curvas de magnetización se realiza resolviendo la ecuación (2.3.3.2.1.1) a través de una función simplificada de tres coeficientes explicada en el apartado (2.3.3.2) de modelado no lineal del capítulo 2.

Para utilizar este método es necesario aproximar por una función el flujo concatenado tanto para la posición de alineamiento (Ψ_A) como la de no alineamiento (Ψ_{NA}), proponiéndose la siguiente para la posición de alineamiento.

$$\Psi_A = a \cdot i^3 + b \cdot i^2 + c \cdot i \quad (4.5.1.1)$$

Donde los coeficientes a, b y c se obtienen de la aproximación por mínimos cuadrados de los puntos introducidos para la característica de flujo alineado después de ampliar la característica al valor máximo de corriente, según el procedimiento descrito anteriormente en el paso 1 para la posición de no alineamiento tendremos:

$$\Psi_{NA} = d \cdot i \quad (4.5.1.2)$$

En este caso el coeficiente d es la pendiente de los puntos introducidos para la característica del flujo no alineado extendido a la corriente máxima ($I_{m\acute{a}x}=25A$).

Finalmente sólo queda obtener el valor de la pendiente en la zona lineal para hallar k_s según la ecuación (2.3.3.3.4). Se pueden utilizar dos sistemas para obtener la pendiente, el primero realizando la derivada del flujo concatenado para la posición de alineamiento entre cero y el primer dato introducido y el segundo mecanismo consiste en aprovechar el coeficiente 'c' de la expresión del flujo obtenida mediante el sistema de mínimos cuadrados.

Obtención de la pendiente en la zona lineal :

Derivando la función del Ψ_A se obtiene:

$$\frac{d\Psi_A}{di} = [3 \cdot a \cdot i^2 + 2 \cdot b \cdot i + c]_{i=\text{primer punto}} \quad (4.5.1.3a)$$

Si se aplican sistemas con pequeñas variaciones de paso se puede aproximar por el término independiente.

$$\frac{d\Psi_A}{di} = c \quad (4.5.1.3b)$$

De las ecuaciones anteriores se puede verificar que la utilización del término independiente es acertada siempre y cuando el primer punto de corriente sea muy pequeño o se aproxime a cero. Como se ha realizado un nuevo redimensionado de

la función donde el tiempo de integración utilizado es muy pequeño ($10E-3$ s, ver figura 4.5.1.3) se podrá utilizar esta aproximación facilitando el cálculo del coeficiente k_s .

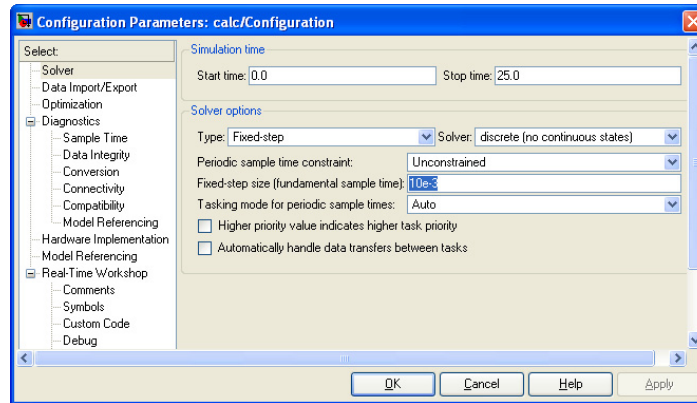


Figura 4.5.1.3: Configuración del tiempo de integración para un paso fijo de 10 ms durante 25 s (correspondientes a los 25 A de corriente máxima) en Simulink.

Entonces:

$$k_s = \frac{c}{a \cdot i^2 + b \cdot i + c} \quad (4.5.1.4)$$

Por lo tanto la función completa

$$\psi(\theta, i) = P1 + P2 \cdot \cos(N_R \cdot \theta) + P3 \cdot \cos(2 \cdot N_R \cdot \theta) \quad (4.5.1.5)$$

$$\psi(\theta, i) = \left[\begin{array}{l} \left(\frac{\Psi_A}{2} \cdot k_s^\zeta \right) \\ + \left(\frac{\Psi_A - \Psi_{NA}}{2} \right) \cdot \cos(N_R \cdot \theta) \\ + \left(\frac{\Psi_A \cdot (1 - k_s^\zeta) + \Psi_{NA}}{2} \right) \cdot \cos(2 \cdot N_R \cdot \theta) \end{array} \right] \quad (4.5.1.6)$$

Substituyendo:

$$\psi(\theta, i) = \left[\begin{array}{l} \left[\frac{(a \cdot i^3 + b \cdot i^2 + c \cdot i)}{2} \cdot \left(\frac{c}{a \cdot i^2 + b \cdot i + c} \right)^\zeta \right] \\ + \left[\left(\frac{a \cdot i^3 + b \cdot i^2 + c \cdot i - d \cdot i}{2} \right) \right] \cdot \cos(N_R \cdot \theta) \\ + \left[\frac{(a \cdot i^3 + b \cdot i^2 + c \cdot i)}{2} \cdot \left(1 - \left(\frac{c}{a \cdot i^2 + b \cdot i + c} \right)^\zeta \right) + \frac{d \cdot i}{2} \right] \cdot \cos(2 \cdot N_R \cdot \theta) \end{array} \right] \quad (4.5.1.7)$$

Implementando esta función se finaliza la segunda parte del programa de inicialización, mostrando la función para el valor de ' ζ ' óptimo en los márgenes establecidos en la etapa anterior

.De la experiencia se toma el coeficiente de ajuste ' ζ ' como óptimo, cuando las curvas de flujo obtenidas por cálculo de simplificación no se cortan en el margen de corriente escogido para el funcionamiento y para los valores de corriente nominal. Obteniendo una reconstrucción de las curvas de magnetización para las diferentes posiciones, simétricamente distribuidas respecto de la posición central, entre las posiciones de alineamiento y no alineamiento. Para ello se introduce un procedimiento recursivo mediante el cual se procede al cálculo de este valor ' ζ ' para todas las curvas de magnetización de forma que se asegura el correcto funcionamiento en zona ampliada de trabajo (hasta 25A en el ejemplo).

Las curvas de magnetización se reconstruyen directamente y se extienden a la corriente máxima mediante la ecuación 4.5.1.7 en pasos de 5° como se indica en el entorno gráfico.

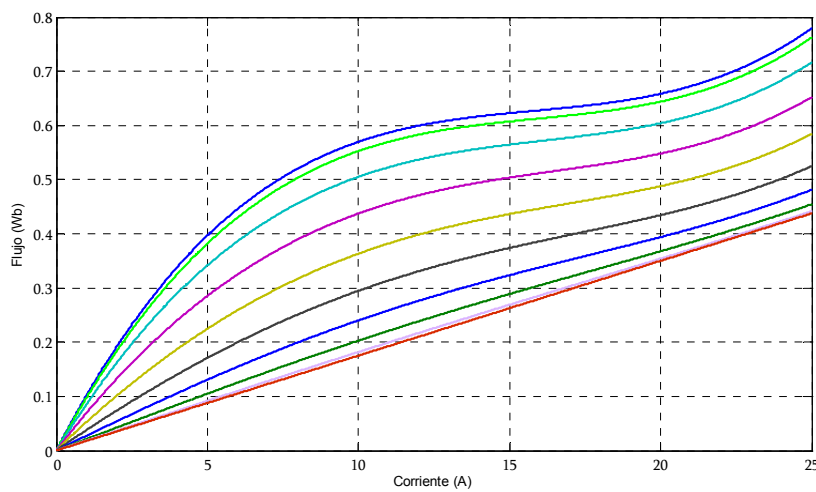


Figura 4.5.1.4: Reconstrucción del flujo en función de la corriente para la posición de alineamiento y no alineamiento y las posiciones intermedias a intervalos de 5° .

El bloque 'Phase Flux (SIM)' implementado mediante Simulink (ver figura 4.5.1.5) reproduce las curvas de flujo concatenado de la figura 4.5.1.4.

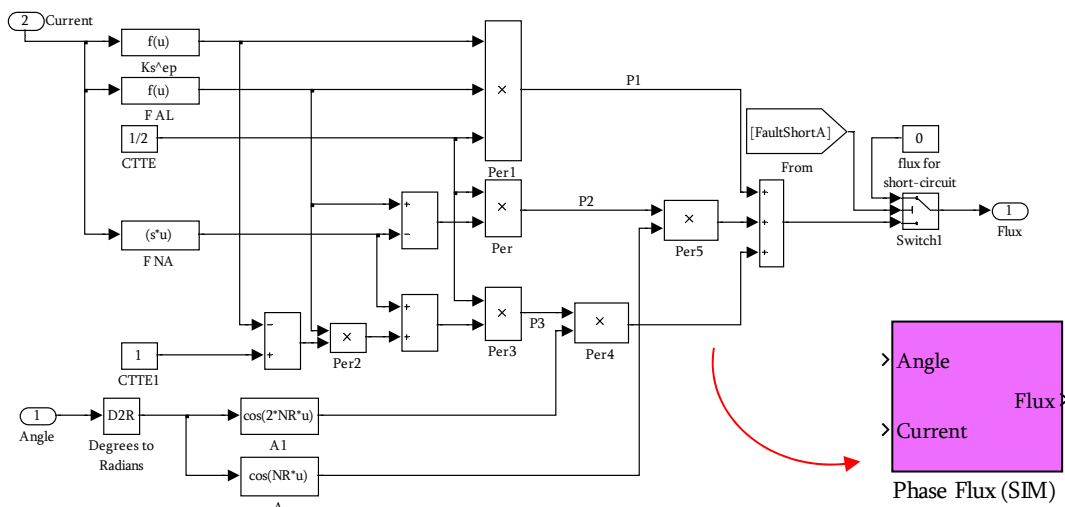


Figura 4.5.1.5: Cálculo del flujo concatenado en función de la posición y la corriente en Simulink (Modelo Simplificado).

Finalmente, resolviendo la ecuación 4.5.1.8 se obtienen las curvas de par:

$$M(\theta, i) = \frac{d}{d\theta} \left[\int_0^i [\psi(\theta, i)] \cdot di \right]_{i=cte} \quad (4.5.1.8)$$

Sustituyendo 4.5.1.7 en 4.5.1.8 se obtiene

$$M(\theta, i) = \frac{d}{d\theta} \int_0^i \left[\begin{aligned} & \left[\frac{(a \cdot i^3 + b \cdot i^2 + c \cdot i)}{2} \cdot \left(\frac{c}{a \cdot i^2 + b \cdot i + c} \right)^\zeta \right] \\ & + \left[\frac{(a \cdot i^3 + b \cdot i^2 + c \cdot i - d \cdot i)}{2} \right] \cdot \cos(N_R \cdot \theta) \\ & + \left[\frac{(a \cdot i^3 + b \cdot i^2 + c \cdot i)}{2} \cdot \left(1 - \left(\frac{c}{a \cdot i^2 + b \cdot i + c} \right)^\zeta \right) + \frac{d \cdot i}{2} \right] \cdot \cos(2 \cdot N_R \cdot \theta) \end{aligned} \right] \cdot di \quad (4.5.1.9)$$

Operación que no tiene solución analítica debido al uso del término Ks^ζ que complica el proceso de integración en función de la corriente, debido a que dicho término posee un denominador cuadrático dependiente de esta variable. Por lo que se debe reconstruir esta función Ks^ζ de forma que sea integrable, con el objetivo de obtener una expresión analítica válida para el uso en Simulink.

Para reconstruir esta función se realiza la aproximación por una función f_T en series de Taylor de orden 3, entorno al punto i_n según la ecuación 4.5.1.10:

$$f_T = Ks^\zeta = \left[\begin{aligned} & \left(\frac{(b^2 - ca)}{ai_n^2 + c + bi_n} \right)^\zeta \\ & - \frac{\left(\frac{c}{ai_n^2 + c + bi_n} \right)^\zeta \zeta (b + 2ai_n)}{ai_n^2 + c + bi_n} \cdot (i - i_n) \\ & + \left(\frac{c}{ai_n^2 + c + bi_n} \right)^\zeta \left(-\frac{\zeta (-3a^2i_n^2 + ca - 3abi_n - b^2)}{(ai_n^2 + c + bi_n)^2} + \frac{\zeta (b + 2ai_n)^2 \cdot (\zeta - 1)}{2(ai_n^2 + c + bi_n)^2} \right) \cdot (i - i_n)^2 \end{aligned} \right] \quad (4.5.1.10)$$

De la experiencia se puede decir que la aproximación es válida para $i_n=0$ A , con lo cual se logra simplificar la ecuación.

Consiguiendo expresar Ks^ζ como una función polinómica de 2º grado.

$$f_T = Ks^\zeta = 1 - \left[\zeta \frac{b}{c} \right] i + \left[\frac{\zeta (b^2 - ca)}{c^2} + \frac{\zeta b^2 (\zeta - 1)}{2c^2} \right] i^2 = C + Bi + Ai^2 \quad (4.5.1.11)$$

Donde:

$$A = \frac{\zeta}{c^2} \left[(b^2 - ca) + \frac{b^2 (\zeta - 1)}{2} \right]$$

$$B = -\zeta \frac{b}{c}$$

$$C = 1$$

En la figura 4.5.1.6 se muestra en rojo la evolución de la función K_s^ζ obtenida mediante la ecuación 4.5.1.7 y en Azul la aproximación que se obtiene mediante la función f_T en series de Taylor de orden 3 entorno al punto $i_n=0$ A de la ecuación 4.5.1.11 en el ejemplo que nos ocupa.

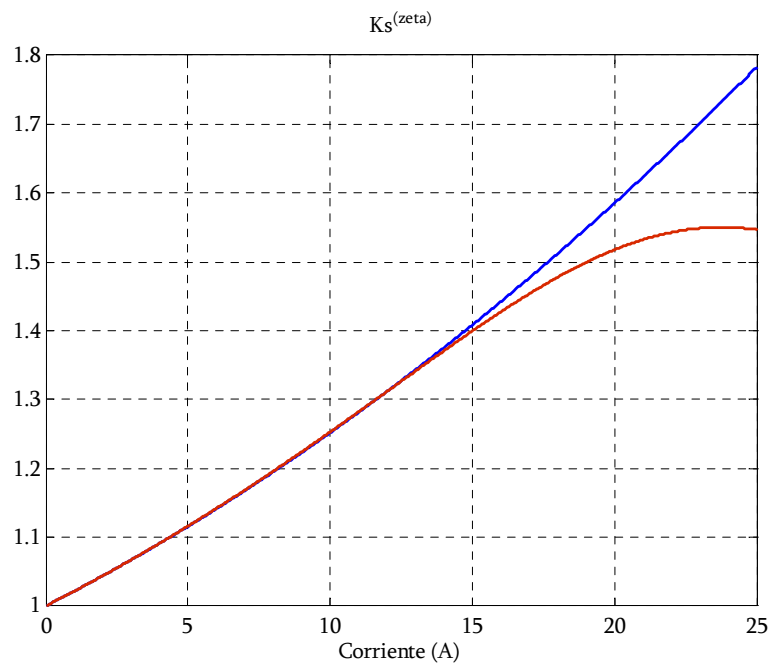


Figura 4.5.1.6: Comparativa de la función K_s^ζ (en rojo) con la aproximación f_T (en azul) mediante series de Taylor.

De esta forma se puede realizar la integral en función de la corriente para obtener el par mediante la derivada, según se expresa en la ecuación 4.5.1.12:

$$M(\theta, i) = \frac{d}{d\theta} \int_0^i \left[\begin{aligned} & \left[\frac{(a \cdot i^3 + b \cdot i^2 + c \cdot i)}{2} \cdot (A \cdot i^2 + B \cdot i + C) \right] \\ & + \left[\frac{(a \cdot i^3 + b \cdot i^2 + c \cdot i - d \cdot i)}{2} \right] \cdot \cos(N_R \cdot \theta) \\ & + \left[\frac{(a \cdot i^3 + b \cdot i^2 + c \cdot i)}{2} \cdot (1 - (A \cdot i^2 + B \cdot i + C)) + \frac{d \cdot i}{2} \right] \cdot \cos(2 \cdot N_R \cdot \theta) \end{aligned} \right] \cdot di \quad (4.5.1.12)$$

$i = \text{cte}$

Integrando:

$$M(\theta, i) = \frac{d}{d\theta} \left[\begin{aligned} & \left[\frac{a \cdot A \cdot i^6}{12} + \frac{(b \cdot A + a \cdot B) \cdot i^5}{10} + \frac{(c \cdot A + b \cdot B + a \cdot C) \cdot i^4}{10} + \frac{(c \cdot B + b \cdot C) \cdot i^3}{6} + \frac{c \cdot C \cdot i^2}{4} \right] \\ & + \left[\frac{a \cdot i^4}{8} + \frac{b \cdot i^3}{6} + \frac{c \cdot i^2}{4} - \frac{d \cdot i^2}{4} \right] \cdot \cos(N_R \cdot \theta) \\ & + \left[\frac{a \cdot A \cdot i^6}{6} + \frac{(-b \cdot A - a \cdot B) \cdot i^5}{5} + \frac{(-c \cdot A - b \cdot B + a \cdot (1 - C)) \cdot i^4}{4} \right] \\ & + \left[\frac{(-c \cdot B + b \cdot (1 - C)) \cdot i^3}{3} + \frac{c \cdot (1 - C) \cdot i^2}{2} + \frac{d \cdot i^2}{2} \right] \cdot \frac{1}{2} \cdot \cos(2 \cdot N_R \cdot \theta) \end{aligned} \right]_{i=cte} \quad (4.5.1.13)$$

Derivando:

$$M(\theta, i) = \begin{aligned} & -N_R \cdot \left[\frac{a \cdot i^4}{8} + \frac{b \cdot i^3}{6} + \frac{c \cdot i^2}{4} - \frac{d \cdot i^2}{4} \right] \cdot \sin(N_R \cdot \theta) \\ & -N_R \cdot \left[\frac{a \cdot A \cdot i^6}{6} + \frac{(-b \cdot A - a \cdot B) \cdot i^5}{5} + \frac{(-c \cdot A - b \cdot B + a \cdot (1 - C)) \cdot i^4}{4} \right] \\ & \cdot \sin(2 \cdot N_R \cdot \theta) \end{aligned}$$

Simplificando dado que (C=1):

$$M(\theta, i) = \begin{aligned} & -N_R \cdot \left[\frac{a \cdot i^4}{8} + \frac{b \cdot i^3}{6} + \frac{c \cdot i^2}{4} - \frac{d \cdot i^2}{4} \right] \cdot \sin(N_R \cdot \theta) \\ & -N_R \cdot \left[\frac{a \cdot A \cdot i^6}{6} + \frac{(-b \cdot A - a \cdot B) \cdot i^5}{5} + \frac{(-c \cdot A - b \cdot B) \cdot i^4}{4} \right] \\ & \cdot \sin(2 \cdot N_R \cdot \theta) \end{aligned} \quad (4.5.1.14)$$

Finalmente las curvas de par se obtiene implementando en Simulink la ecuación (4.5.1.14) mediante los dos términos del bloque ‘Phase Torque (SIM)’ mostrado en la figura 4.5.1.7.

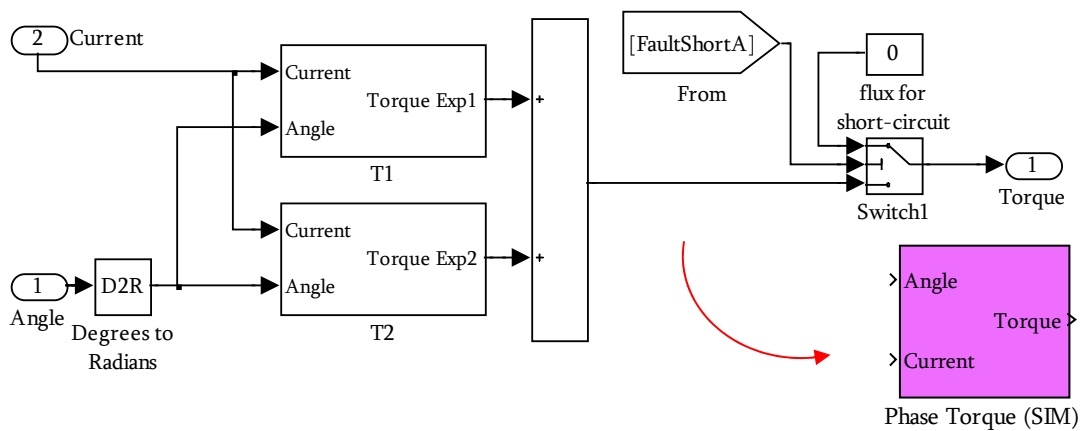
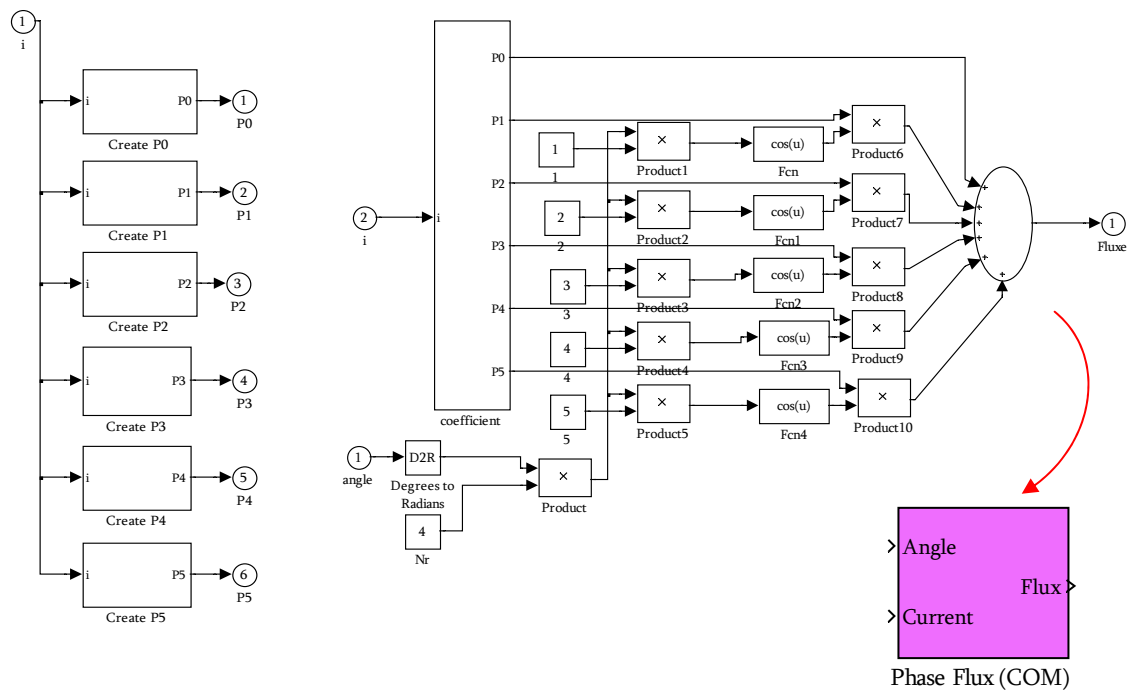


Figura 4.5.1.7: Cálculo del par en función de la posición y la corriente en Simulink. (Modelo Simplificado).

De esta forma ya nos encontramos en disposición de constituir un modelo para cada fase que responda a las características de flujo concatenado y del par para el modelo simplificado propuesto.

4.5.2 PROCEDIMIENTO DE INICIALIZACIÓN Y AJUSTES DEL MODELO COMPLETO (MEDIANTE SERIE DE COSENOS) PROPUESTO PARA LA SIMULACIÓN DEL SRM.

En el caso de desear utilizar el modelo completo, simplemente se deberá sustituir el módulo de flujo concatenado obtenido para el modelo simplificado ‘Phase Flux (SIM)’ y de par ‘Phase Torque (SIM)’ por los correspondientes a los del modelo completo presentados en el capítulo 2. El bloque ‘Phase Flux (COM)’ implementado mediante Simulink (ver figura 4.5.2.1) reproduce las curvas de flujo concatenado obtenidas utilizando la ecuación 2.3.3.2.1.1 usando los 5 coeficientes correspondientes a las ecuaciones (2.3.3.2.1.[2,3]).



Cálculo de los 5 coeficientes

Desarrollo de la suma cosenoidal de 5 coeficientes.

Figura 4.5.2.1: Cálculo del flujo concatenado en función de la posición y la corriente en Simulink (Modelo Completo).

En el caso de desear obtener el par mediante el procedimiento para el modelo completo se deberán desarrollar las derivadas de los elementos obtenidos al integrar el flujo concatenado expresadas en la ecuación 4.5.1.8 simplificando la expresión a los 5 términos más significativos según se muestra en la figura 4.5.2.2.

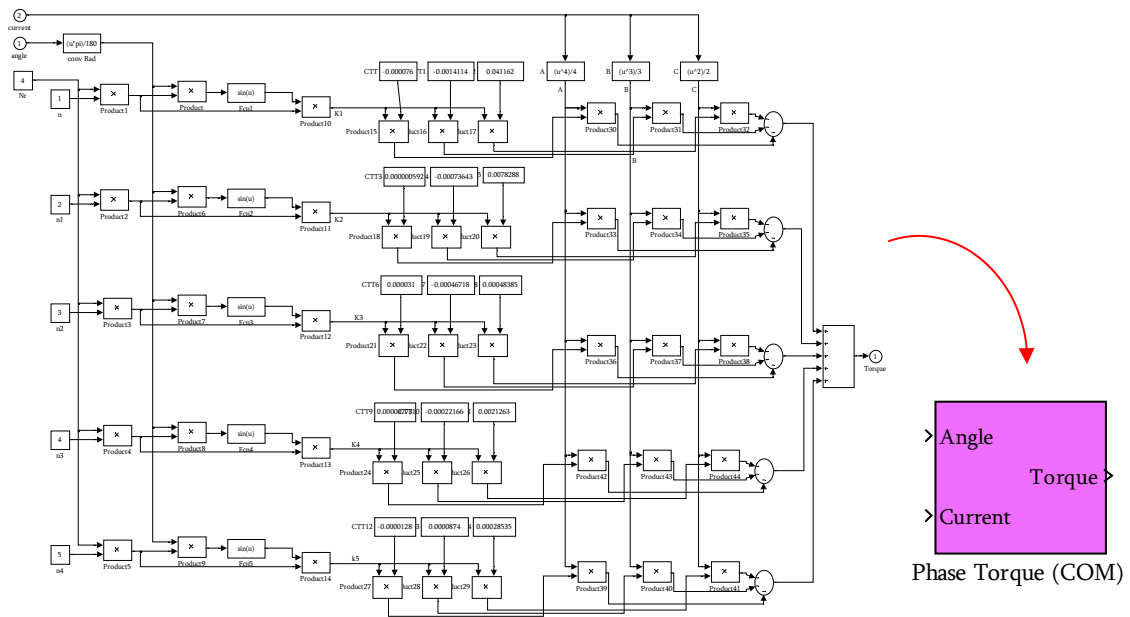


Figura 4.5.2.2: Cálculo del par en función de la posición y la corriente en Simulink (Modelo Completo).

Seguidamente se muestra (figura 4.5.2.3) una comparativa de la forma de onda del par en régimen permanente (750 rpm) con carga a 1,2 Nm y ángulos de conducción $\theta_{On} = 0^\circ$ y $\theta_{Off} = 30^\circ$ para los dos modelos de simulación.

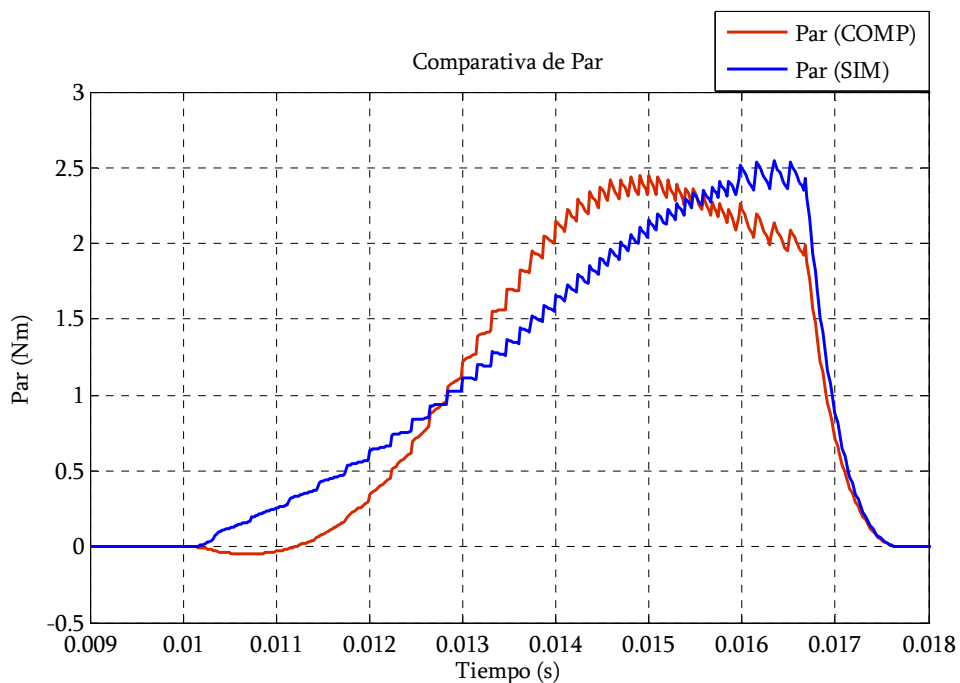


Figura 4.5.2.3: Comparativa de las formas de onda de par mediante el modelado simplificado 'Par (SIM)' y el modelado completo 'Par(COM)'.

4.5.3 SIMULACIÓN DEL SRM:

Como se ha podido observar en los anteriores esquemas, el SRD posee varios elementos en común, tanto en la configuración de la simulación (SIL) como en la real (HIL). Estos elementos son el convertidor de potencia, el motor SRM y el control. El motor es el elemento objeto de estudio y responde mediante sus tres fases a la tensión proporcionada por el convertidor ‘Vph’ según el modo de operación escogido y el tipo de control seleccionado tal y como puede apreciarse en la figura 4.5.3.1.

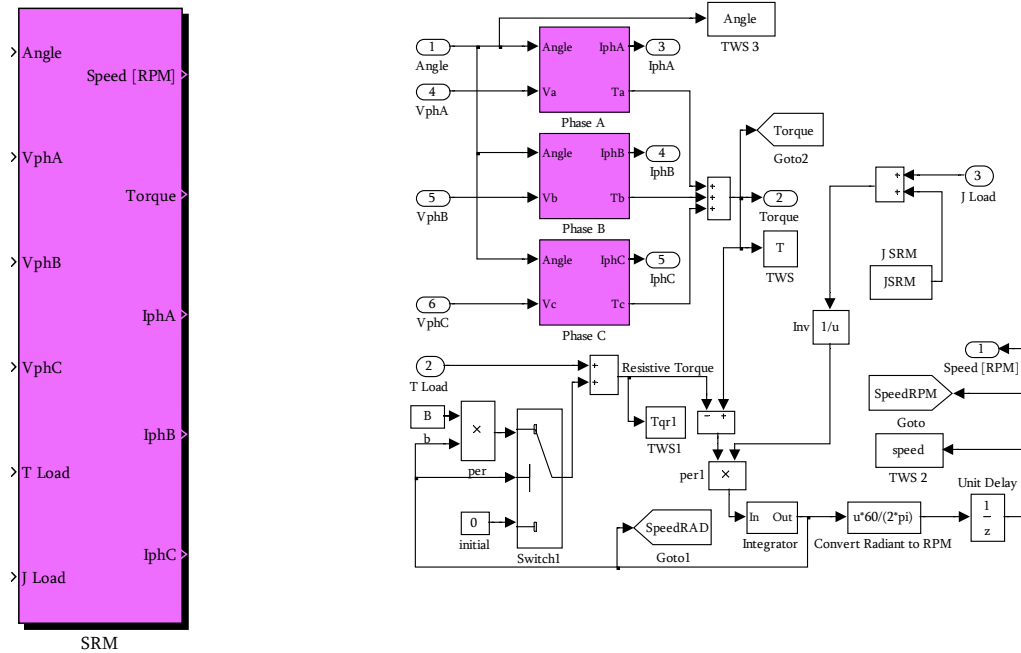


Figura 4.5.3.1: Motor SRM de 3 fases

4.5.3.1 SIMULACIÓN DE LAS ECUACIONES MECÁNICAS.

Se puede determinar la corriente de todas las fases y el par que estas generan. Los parámetros mecánicos están incorporados en este programa y responden a la siguiente ecuación:

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_{SRM} - M_L - B \cdot \omega \tag{4.5.3.1}$$

Extraída de las ecuaciones pertenecientes al modelo no lineal explicado en el capítulo 2 y que explica la forma de obtener la velocidad (ω) que alcanza el accionamiento en función de las variables mecánicas, entre ellas; la inercia y el par resistente (formado por el par de la carga (M_L) y el coeficiente de rozamiento viscoso (B)).

4.5.3.2 SIMULACIÓN DE LAS ECUACIONES ELÉCTRICAS.

Todas las fases que componen el SRM son idénticas por lo cual cada una de estas se ha implementado de forma recursiva, respondiendo a bloques idénticos llamados; ‘SRM Phase Model’ fijando las consideraciones de ángulo para cada una de ellas según la topología del SRM. Todas las fases responden a una referencia de ángulo absoluta desfasadas un ángulo ‘Dph’ igual al ángulo de paso del SRM.

$$\varepsilon = \frac{360^\circ}{N_{\text{pasos}}} = \frac{360^\circ}{N_R \cdot m} \tag{4.5.3.2.1}$$

Este ángulo por lo tanto se deberá modificar si se utilizan topologías diferentes ya que le indica a la fase entre que valores debe generar corrientes y par, y esto depende de parámetros constructivos. En el caso del SRM con topología 6/4 este ángulo será de 30°.

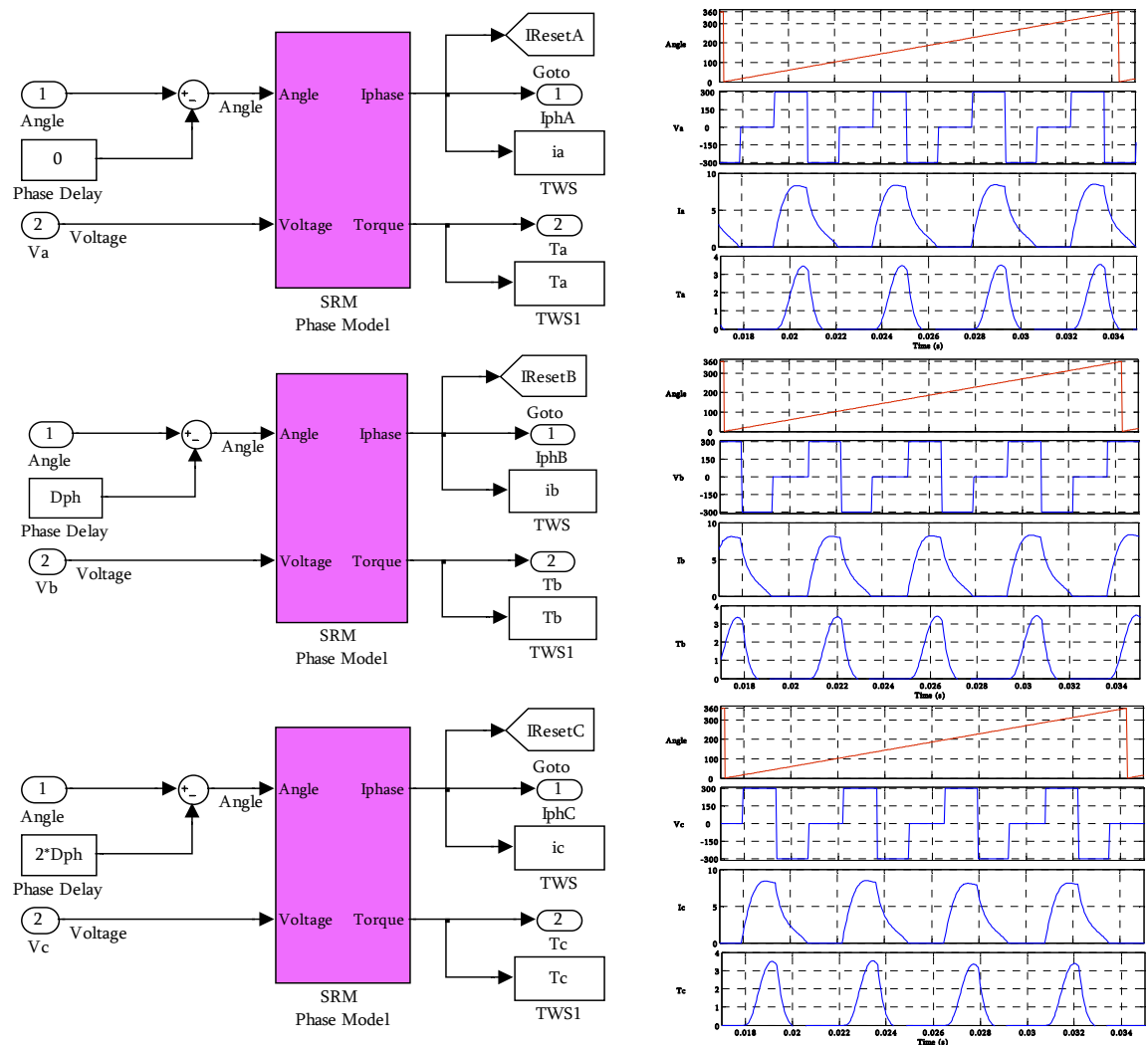


Figura 4.5.3.2.1: Fases del accionamiento con la implementación del ángulo de paso.

Como se aprecia en la figura 4.5.3.2.1, la tensión para cada fase provoca una corriente y un par determinado por las características de la estructura y de las condiciones mecánicas. En adelante siempre se considerará el modelo simplificado.

A continuación se muestra el bloque principal para cualquier fase donde se introducen los valores de resistencia de fase y los modelos de flujo y par obtenidos según el programa de inicialización propuesto. En el caso de desear aumentar el número de fases, debe generarse un bloque como el de la figura 4.5.3.2.2 para cada fase.

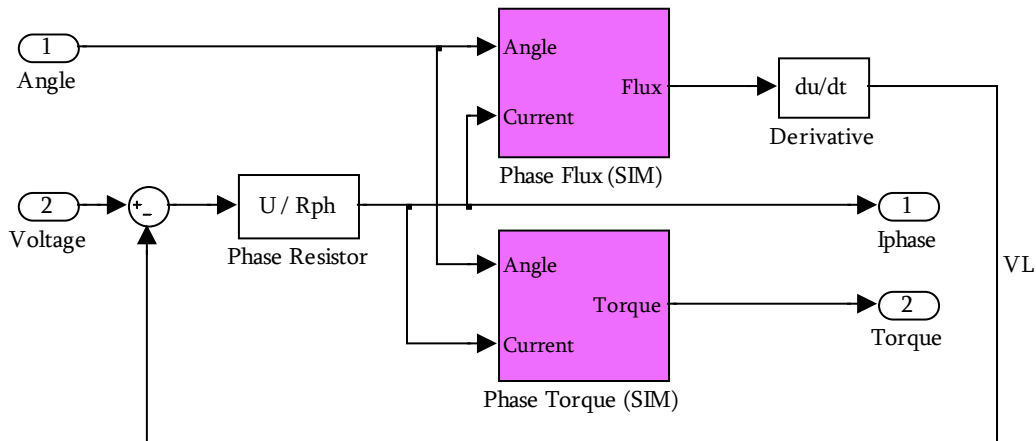


Figura 4.5.3.2.2: Modelo para una fase del SRM

De esta forma, mediante la tensión que proviene del convertidor, la resistencia de fase, la derivada del flujo (V_L) sin considerar pérdidas, se obtiene la corriente que circula por la fase del motor según la ecuación.

$$V_{ph} = R_{ph} \cdot i_{ph} + \frac{d\psi(i_{ph}, \theta)}{dt} + V_{swph} \tag{4.5.3.2.2}$$

donde:

V_{ph} = Tensión de fase.

R_{ph} = Resistencia de fase.

i_{ph} = Corriente de fase.

ψ_{ph} = Flujo concatenado de fase.

V_{swph} = Caída de tensión en los interruptor de estado sólido para una fase (En el caso del convertidor clásico la caída de tensión a considerar es la de dos interruptores, y depende del valor de la resistencia dinámica del interruptor y de la corriente que circula por este).

Aislando:

$$i_{ph} = \frac{V_{ph} - V_{swph} - \left[\frac{d\psi(i_{ph}, \theta)}{dt} \right]}{R_{ph}} \tag{4.5.3.2.3}$$

En este caso las pérdidas debidas a los interruptores del convertidor V_{swph} no se consideran. Para contemplarlas, se debería realizar el cálculo de estas en el propio convertidor, ya que esta tensión se puede restar directamente de la tensión del bus de continua (V_{DC}) que entrega la potencia al convertidor y por lo tanto se considerarían nulas en el modelo del SRM, obteniendo:

$$i_{ph} = \frac{V_{ph} - \left[\frac{d\psi(i_{ph}, \theta)}{dt} \right]}{R_{ph}} = \frac{V_{ph} - V_L}{R_{ph}} \quad (4.5.3.2.4)$$

Así pues, el modelo del SRM se finalizará introduciendo los parámetros mecánicos de inercia y coeficientes de rozamiento, el número de polos de estator y rotor y el valor de la resistencia de fase en la máscara de subsistema mostrada en la figura 4.5.3.2.3.

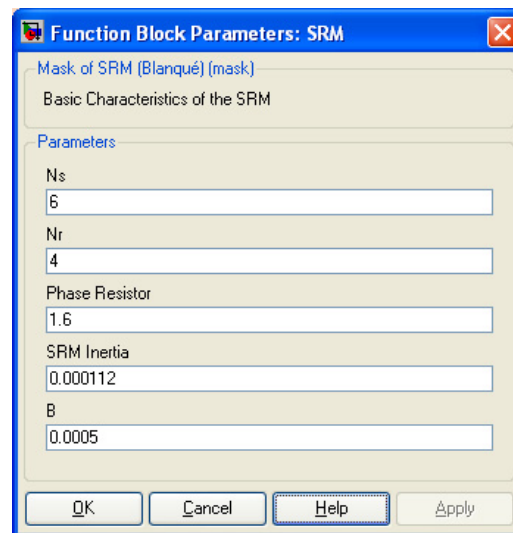


Figura 4.5.3.2.3: Ejemplo de la máscara de inicialización para el prototipo 6/4 del anexo de motores.

4.5.3.3 CONSIDERACIÓN DE LAS PÉRDIDAS EN EL HIERRO.

Hasta ahora no se ha considerado ningún tipo de pérdidas en modelo del SRM, aunque la consideración de estas, en especial las pérdidas en el hierro, produce variaciones en los resultados obtenidos y así lo constata el trabajo de varios autores han trabajado en este tema, como [RAU04] y [CHAR06], 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.

La valoración de las pérdidas puede realizarse a través de los programas FEA mediante simulación o de forma experimental por separación.

Dado que las pérdidas más importantes son las que se producen en el hierro se han tomado las medidas experimentales expresadas en la figura 4.5.3.3.1 obtenidas de dos ensayos a par nominal en el prototipo 6/4, uno mediante control de histéresis y otro a pulso único.

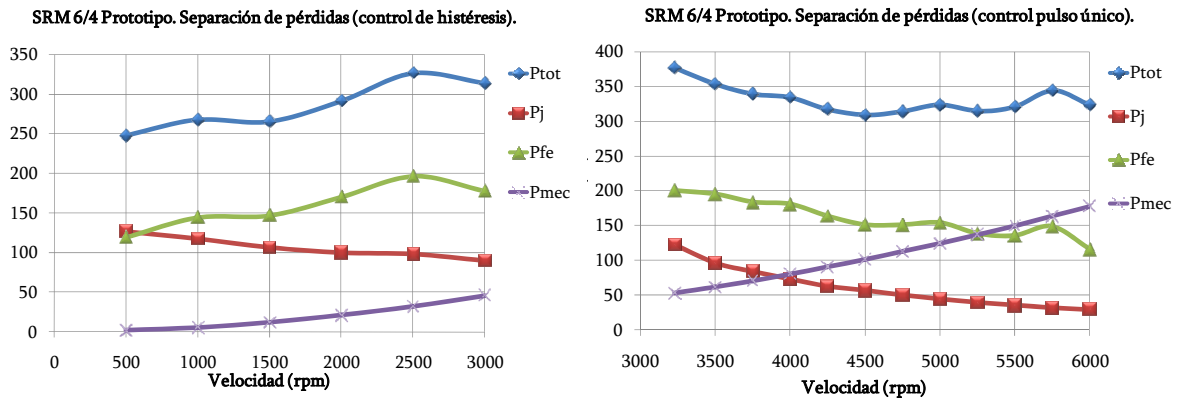


Figura 4.5.3.3.1: Resultados experimentales de las pérdidas en el SRM 6/4.

Como se puede apreciar las pérdidas en el hierro son mayoritariamente las más importantes, por lo que únicamente se han tomado estas pérdidas para analizar la influencia de su inclusión en los resultados obtenidos.

Así el modelo presentado en la figura 4.5.3.2.2 debe modificarse para considerar las pérdidas de la forma que se muestra en el circuito equivalente de la figura 4.4.3.3.2.

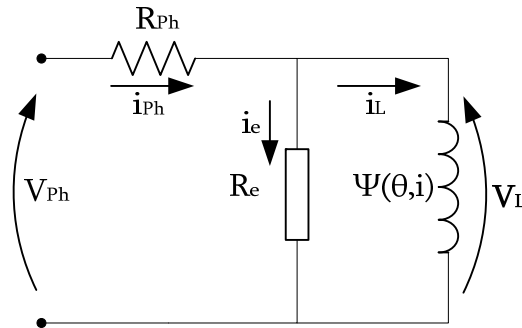


Figura 4.5.3.3.2: Circuito equivalente para la consideración de las pérdidas en el hierro.

Obteniéndose la ecuación 4.5.3.2.4 si no se consideran las pérdidas ($R_e = \infty \Omega$, $I_{ph} = I_L$) y que se transforma en la ecuación 4.5.3.3.1 si se consideran las pérdidas en el hierro.

$$i_{ph} = i_L - i_e = \frac{V_{ph} - V_L}{R_{ph}} - i_e \tag{4.5.3.3.1}$$

Donde

$$i_e = \frac{V_L}{R_e} \tag{4.5.3.3.2}$$

Y dado que la tensión V_L puede tomarse como constante y de valor V_{DC} durante el periodo de conducción, se obtiene i_e simplemente elaborando una relación analítica para el valor de R_e en la forma que se indica en la ecuación 4.5.3.3.3.

$$R_e = \frac{V_L^2}{P_e} = \frac{V_{DC}^2}{K_e \cdot N} \tag{4.5.3.3.3}$$

Donde K_e es la constante de linealidad de las pérdidas en el hierro en función de la velocidad (N) del SRM obtenida de los ensayos representados en la figura 4.5.3.3.1 la cual se introduce en el bloque 'Iron Losses' que se muestra en la figura 4.5.3.3.3 análogo al mostrado en la figura 4.5.3.2.2 para cualquier fase donde ahora si que se consideran las pérdidas en el hierro.

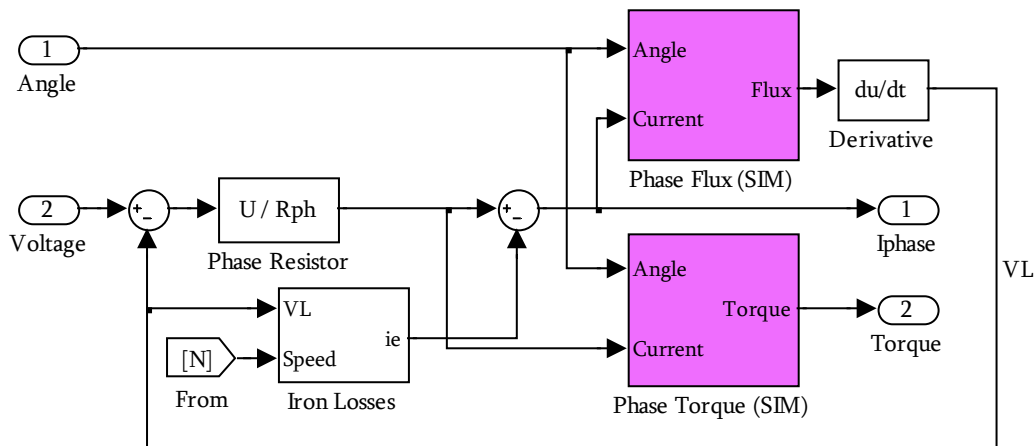
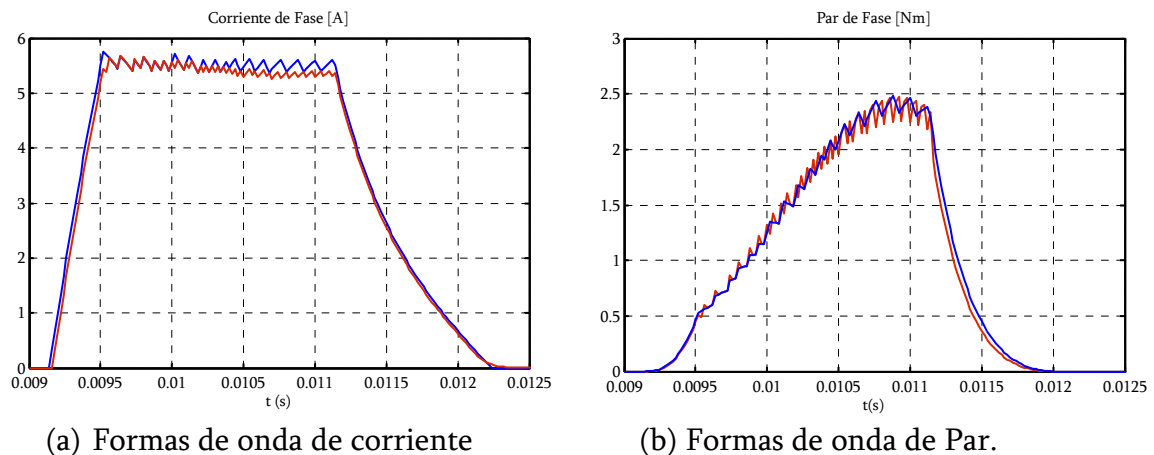


Figura 4.5.3.3.3: Modelo para una fase del SRM considerando las pérdidas del hierro.

Como puede observarse en la figura 4.5.3.3.4 en la comparativa del modelo simplificado a 2500 rpm (donde las pérdidas del hierro son mayores) en un control de histéresis, no se aprecian grandes diferencias en las formas de onda para la corriente y el par, de forma que este modelo de pérdidas únicamente se usará en régimen permanente y cuando se deseen valorar variables dependientes de este efecto.



(a) Formas de onda de corriente

(b) Formas de onda de Par.

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.

4.6 SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR.

4.6.1 ELECCIÓN DEL TIPO DE CONVERTIDOR

Des de el punto de vista de la simulación el control de SRM puede realizarse con dos tipos diferentes de convertidores según el tipo de alimentación utilizada; mediante una fuente de corriente o una fuente de tensión.

Si se usa una fuente de corriente, la alimentación se suministra mediante pulsos de corriente a cada fase en determinadas posiciones rotóricas [HUY89], [HUY90], actuando el convertidor como un conmutador de corriente. Si por el contrario se utiliza una fuente de tensión, la alimentación se aplica en forma de una tensión de amplitud constante a cada fase, con polaridad positiva o negativa [VUK91], [BAS87], [TOR91a]. Una tensión positiva provoca la circulación de corriente en la fase mientras que una tensión negativa o cero determina su rápida extinción. La conmutación de la tensión sobre la fase permite aplicar a la misma una tensión media menor que la del generador, lográndose así un control de la corriente aplicada a la fase.

Para escoger el tipo de convertidor usado en la simulación se parte de las siguientes consideraciones:

1. A velocidades inferiores a la nominal los convertidores de tensión se comportan como los de corriente, obteniéndose características similares.
2. A velocidades superiores a la nominal los convertidores de tensión son capaces de obtener valores de par por encima de los que se obtienen con los convertidores de corriente, siempre y cuando se utilicen estrategias de variación del ángulo de conducción.
3. Un convertidor de tensión con un control adecuado es capaz de comportarse como una fuente de corriente.
4. La simulación de un convertidor de corriente es mucho más sencilla.

Vistos estos aspectos *se ha decidido utilizar un convertidor de tensión.*

El objetivo de esta tesis no consiste en analizar las distintas alternativas de los posibles convertidores de tensión que alimentan el motor de SRM y existen diversas formas para clasificar los convertidores de potencia para los SRM [BAS87], [HUY90], [BAR98], [VUK91], [GRI99].

En la siguiente tabla 4.6.1.1 podemos observar las características más relevantes de algunas de las topologías más habituales de los convertidores para motores SRM.

CARACTERÍSTICAS	TOPOLOGÍA DE LOS CONVERTIDORES		
	UNIPOLAR	MILLER	CLÁSICO
NÚMERO DE INTERRUPTORES	TANTOS COMO FASES TENGA EL MOTOR (m)	TANTOS COMO FASES TENGA EL MOTOR MÁS UNO (m+1)	EL DOBLE DE FASES QUE TENGA EL MOTOR (2m)
NÚMERO DE DIODOS Y COMPONENTES	(m+1) RESISTENCIAS, 1 UN ZENER	(m+1) DIODOS	2m DIODOS
kVA	BAJO	BAJO	ALTO

Tabla 4.6.1.1: Características de las configuraciones de los convertidores.

Por lo tanto se ha decidido utilizar un convertidor clásico, porque aunque los costes de fabricación puedan incrementar por utilizar un mayor número de interruptores de estado sólido, esto permite una mayor robustez ante faltas y tienen la capacidad de trabajar a mayor potencia.

Las ventajas e inconvenientes del convertidor clásico han sido motivo de estudio antes de programar su modelo en Simulink.

Ventajas:

- Se puede aplicar sobre la bobina tensiones positivas, negativas o nulas.
- Gran tolerancia a las faltas.
- Independencia entre fases.
- Elevado N° de posibilidades de control.

Inconvenientes:

- Requiere un N° elevado de interruptores de estado sólido.
- Requiere un N° elevado de fuentes aisladas de disparo.
- Cada fase del SRM soporta la tensión de la fuente de entrada menos la caída de tensión que se produce en los interruptores de estado sólido. En aplicaciones donde la fuente de alimentación tiene una tensión baja la disminución de tensión aplicada supone un tanto por ciento elevado.

4.6.2 MODELADO DEL CONVERTIDOR CLÁSICO

El convertidor está constituido por tantas ramas como fases tiene el accionamiento al que debe alimentar. En cada rama hay dos interruptores controlados (IGBTs) y dos interruptores no controlados (diodos), quedando conectadas las correspondientes fases del motor tal como se puede observar en la figura 4.6.2.1 para una topología de convertidor trifásico.

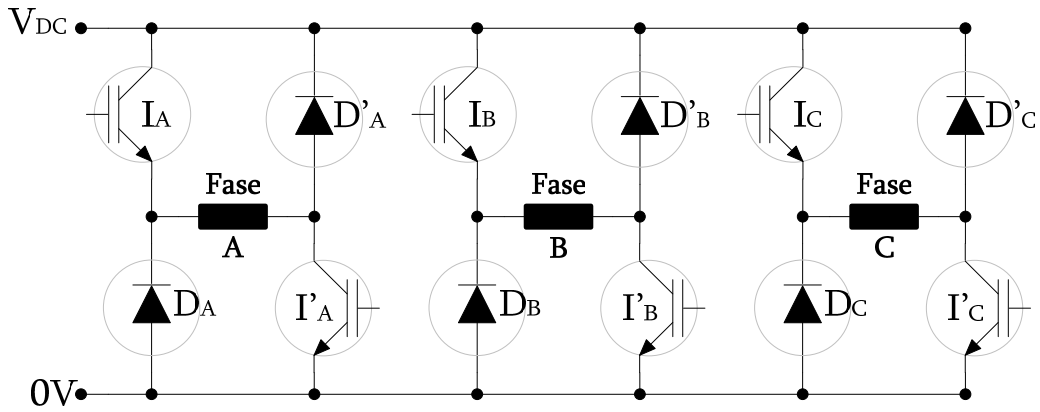


Figura 4.6.2.1: Esquema para la estructura del convertidor clásico, para SRM's trifásicos

Los interruptores controlados se activan mediante las señales combinadas de conmutación y control, las cuales definen los distintos estados de funcionamiento que se describen en la tabla 4.6.2 [HEX97], [PER01].

Dado el esquema de la figura 4.6.2.2 donde se muestran las equivalencias de los interruptores controlados y no controlados con sus interruptores ideales para una fase del convertidor clásico, los interruptores superiores controlados (en el ejemplo I_A) atienden a las señales de control con referencia 'Up' y los interruptores controlados inferiores (en el ejemplo I'_A) a la referencia 'Down'.

Los interruptores controlados de la figura 4.6.2.2.(a) I_A e I'_A se comportarán como los interruptores ideales mostrados en la figura 4.6.2.2.(b), los cuales están en corto circuito cuando se activen mediante la señal ' $I_{UpA}=On$ ' para el interruptor superior ' I_A ' o ' $I_{DownA}=On$ ' para el interruptor inferior ' I'_A ' y permanecerán en circuito abierto cuando se desactiven mediante la señal ' $I_{UpA}=Off$ ' para el interruptor superior ' I_A ' o ' $I_{DownA}=Off$ ' para el interruptor inferior ' I'_A '.

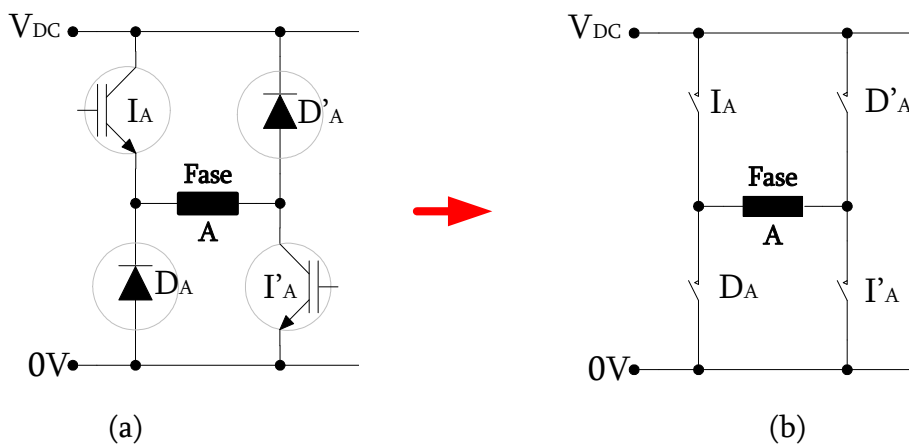


Figura 4.6.2.2: Esquemas equivalentes de la idealización correspondiente a los interruptores de una fase en el convertidor clásico.

ESTADO 0 : <i>Reposo de la fase</i>				
I_A	I'_A	D_A	D'_A	V_{Fase}
Off	Off	Off	Off	0V
On	Off	Off	Off	0V
Off	On	Off	Off	0V
<p>Todos los interruptores están desactivados (en circuito abierto 'Off') y si existe algún interruptor controlado activo (On) no hay corriente en la fase. La fase se encuentra en reposo o no circula corriente.</p>				
ESTADO 1 : <i>Alimentación de la fase</i>				
I_A	I'_A	D_A	D'_A	V_{Fase}
On	On	Off	Off	V_{DC}
<p>Los dos interruptores controlados I_A y I'_A se activan (On). La fase se encuentra activa ya que circula corriente por la fase y el rotor tiende a alinearse con el estator.</p>				
ESTADO 2 : <i>Libre circulación de la fase</i>				
I_A	I'_A	D_A	D'_A	V_{Fase}
On	Off	Off	On	0v
<p>Solamente un interruptor controlado I_A permanece activo (On). El diodo D'_A está en condiciones de conducir (On) si hay corriente en la fase con el propósito de descargarla sobre ella misma disipando la potencia en forma de calor. Cuando no circula corriente por la fase se pasa al estado 0.</p>				
ESTADO 3 : <i>Libre circulación de la fase</i>				
I_A	I'_A	D_A	D'_A	V_{Fase}
Off	On	On	Off	0v
<p>Solamente un interruptor controlado I'_A permanece activo (On). El diodo D_A está en condiciones de conducir (On) si hay corriente en la fase con el propósito de descargarla sobre ella misma disipando la potencia en forma de calor. Cuando no circula corriente por la fase se pasa al estado 0.</p>				
ESTADO 4 : <i>Recuperación de la fase</i>				
I_A	I'_A	D_A	D'_A	V_{Fase}
Off	Off	On	On	$-V_{DC}$
<p>Los dos interruptores controlados I_A y I'_A se desactivan (Off). Los diodos D_A y D'_A está en condiciones de conducir (On) si hay corriente en la fase con el propósito de descargarla sobre la fuente de alimentación, recuperando esa energía. Cuando no circula corriente por la fase se pasa al estado 0.</p>				

Tabla 4.6.2: Estados de funcionamiento para una fase de un convertidor clásico.

4.6.3 SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR CLÁSICO.

4.6.3.1 HERRAMIENTAS UTILIZADAS EN LA SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR

Existen múltiples alternativas para implementar el convertidor clásico del SRM y entre ellas podemos encontrar las herramientas para el modelado de sistemas eléctricos de potencia que posee Simulink llamada '*SimPowerSystems*' que permite utilizar dispositivos de estado sólido como los IGBTs y Diodos necesarios para la implementación del convertidor. Estas herramientas son de difícil utilización ya que poseen las redes de ayuda a la conducción y de protección (Snubbers) integradas y suelen dar problemas con los tiempos de integración en el cálculo debiendo reducirse y creando un cuello de botella para todo el sistema. Como ya se explicó los tiempos de integración pequeños son deseables para dar solución a las simulaciones pero se contraponen a los tiempos de muestreo que aumentan con la complejidad del sistema por lo tanto no es interesante en este tipo de sistemas utilizar herramientas que nos obliguen a disminuir los tiempos de integración alejándonos así de la realidad. Hoy en día existen empresas paralelas a Matworks que ofrecen soluciones a estos inconvenientes, un ejemplo es el software 'PLECS', el cual se comporta como una toolbox optimizada de Simulink para sistemas no lineales, permitiendo al programador la utilización de herramientas mucho más potentes y ventajosas para el modelado de sistemas eléctricos, minimizando los problemas de convergencia, pero están pensadas para trabajar solamente con dispositivos eléctricos, es decir que es sencillo introducir las características de inductancia $L(\theta, i)$, pero si lo que se desea es introducir las características de flujo concatenado en función de la posición y de la corriente $\Psi(\theta, i)$ se deberán utilizar artilugios matemáticos de solución compleja, los cuales introducen más inconvenientes que ventajas, De forma análoga aparecen otros sistemas para el modelado como la herramienta 'SLPS' de la firma ORCAD que permite integrar en un bloque de Simulink los diseños realizados mediante componentes eléctricos con pSpice y aunque la precisión de cálculo es muy buena, el sistema se vuelve mucho más lento de lo que sería deseable.

Por lo tanto no se han considerado utilizar estos sistemas de modelado después de realizar múltiples ensayos y someterlos a prueba, ya que estos han aumentado muchísimo los tiempo de cálculo y dado que no es necesario evaluar las pérdidas en el convertidor, ni su comportamiento en casos extremos, sino que se han tratado de evitar situaciones no deseadas desde el punto de vista del control, procurando no introducir retardos para comprobar la efectividad y validez de los algoritmos de programación cuando estos se implementan en la realidad mediante plataformas de RT.

Si partimos de que el convertidor posee cuatro estados (agrupando los estados 2 y 3 en un estado intermedio que ofrece la misma tensión a la fase) se podría pensar en programar dicho convertidor mediante una máquina algorítmica tipo Mealy

utilizando las herramientas gráficas para el diseño de máquinas de estados de simulink, llamada; ‘StateFlow’. La utilización de una máquina de estados resulta una óptima solución en el diseño de sistemas de este tipo (RT), ya que aunque varíe la tensión, el modo de operación escogido o el tipo de control seleccionado, los estados son constantes lo que se traduce en un tiempo de procesado constante. Los compiladores de código para DSPs se ven en graves conflictos para adecuar los ciclos de paso (feet) en la ejecución de instrucciones variables y los algoritmos internos basados en cálculos de probabilidades no atinan cuando se trata de implementar controles que varían sus estrategias, por todo ello siempre que sea posible se intentará programar utilizando estas técnicas con el objetivo de optimizar los diseños.

El convertidor debe responder a las señales de conmutación y control que provienen de los controladores, aportando una tensión en la bobina de cada fase, la cual variará en función de la posición en la que se encuentre el motor y del valor de carga que arrastre, así como de los controles que se estén aplicando. La tensión se ofrece a la fase correspondiente con el objetivo de ser operada por el modulo que crea el flujo y a la vez por el que obtiene el par como se vio en la simulación del SRM. El convertidor además debe permitir la medida de las corrientes que circulan por él.

4.6.3.2 DESCRIPCIÓN DE LAS ENTRADAS DEL CONVERTIDOR:

El convertidor de potencia, se ha programado para una fase, genera un valor de tensión con el cual se realizará el cálculo matemático del flujo y del par para dicha fase. La salida es función del estado de los transistores superior e inferior de la fase, así como del valor de corriente que circula por esta tal y como se ha podido ver en la tabla 4.6.2.

El control de los interruptores superior e inferior para cada fase genera una palabra digital que en cada momento define un estado de la salida, aportando una gran estabilidad e inmunidad a ruidos ya que sólo permite cuatro estados estables procesados digitalmente.

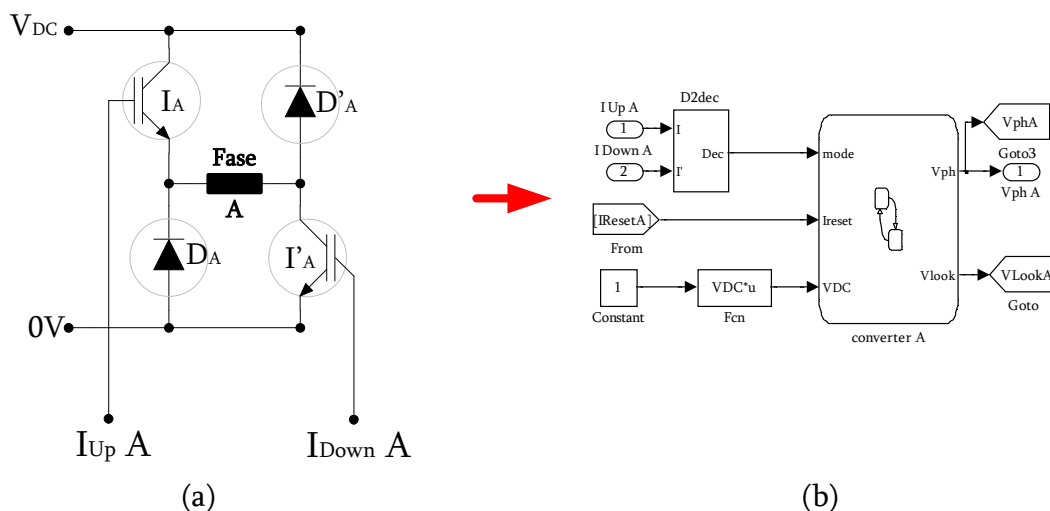


Figura 4.6.3.2: Equivalencia de las entradas reales del convertidor con el modelado mediante Simulink.

En la figura 4.6.3.2 (b), se muestra el preprocesado de la información que se realiza antes de constituir la máquina secuencial que modelará el convertidor de potencia.

Las entradas de conmutación y control se convierten en un valor decimal entero mediante el bloque 'D2dec', que indicará a la máquina de estados mediante una salida llamada 'Mode' los pasos que debe realizar, coincidiendo con los estados de los interruptores del convertidor tal y como puede observarse en la tabla 4.6.3.2.

Entradas			Salidas		Estado
Interruptores		Corriente	Bloqueo	Tensión	E
I _{Up.}	I _{Down.}	I _{reset}	V _{look}	V _{ph}	
0	0	=0	1	0	0
0	0	>0	0	-V _{DC}	4
1	1	x	0	V _{DC}	1
1	0	>0	0	0	2
1	0	=0	1	0	0
0	1	>0	0	0	3
0	1	=0	1	0	0

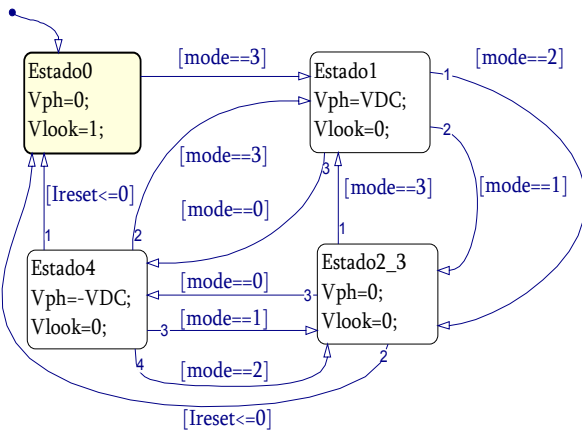
Tabla 4.6.3.2: Asignación de estados y tensiones en función de las señales de los interruptores y de la corriente

La entrada 'I_{reset}' permite bloquear el convertidor cuando el valor de corriente proveniente del cálculo sea igual o inferior a cero, asegurando así un correcto funcionamiento ya que no se permiten corrientes negativas, tal y como se indica en la tabla 4.6.2 de estados para el comportamiento del convertidor. Pueden observarse también los cuatro estados del convertidor y verse como el estado4 y el estado2_3 pasan al estado de reposo (estado0) cuando se obtiene una corriente de fase igual a cero.

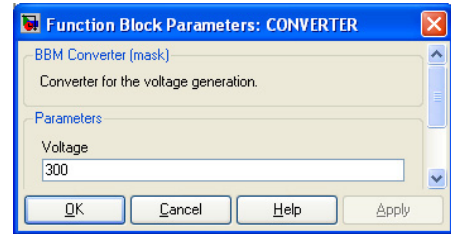
4.6.3.3 DESCRIPCIÓN DE LAS SALIDAS DEL CONVERTIDOR:

Las señales que se generan hacia el exterior son de dos tipos; señales de uso general como es la tensión de fase 'V_{ph}' que debe excitar cada fase en función de las señales provenientes de la conmutación y control y de cada estado según establece la tabla 4.6.3.2 y señales de uso local como la señal de bloqueo 'V_{look}' utilizada para indicar al exterior que la corriente de fase vale cero en el convertidor, de forma que se asegure el correcto funcionamiento de la fase. La señal local 'V_{look}' se genera a partir de la medida de corriente de la variable de entrada 'I_{reset}' e indica a la fase que la corriente ya es cero en el convertidor, de esta forma podrá anularse el flujo que se esté generando en el SRM y por lo tanto la derivada (V_L) tomará valor cero, bloqueando la fase por completo. De esta forma se eliminan los posibles errores debidos a este tipo de operadores (derivadores e integradores).

En la figura 4.6.3.2 se muestra la máquina de estados tipo Mealy programada mediante Stateflow, donde se pueden apreciar las señales de entrada y salida para cada estado.



(a) Máquina de estados tipo Mealy.



(b) Máscara de programación de tensión.

Figura 4.6.3.3: Programación de una fase del convertidor mediante StateFlow

La tensión que se genera V_{DC} es programable mediante la máscara mostrada en la figura 4.6.3.2(b), de forma que permite la utilización del convertidor para cualquier fuente de tensión que se desee, siempre que esta sea constante.

4.6.3.4 PROGRAMACIÓN COMPLETA DEL CONVERTIDOR:

En el caso de desear utilizar este convertidor con un mayor número de fases deberá modificarse la estructura básica simplemente añadiendo las ramas que sean necesarias. En la figura 4.6.3.4 se muestra la implementación de un convertidor trifásico como el que se utilizará en el desarrollo de este trabajo.

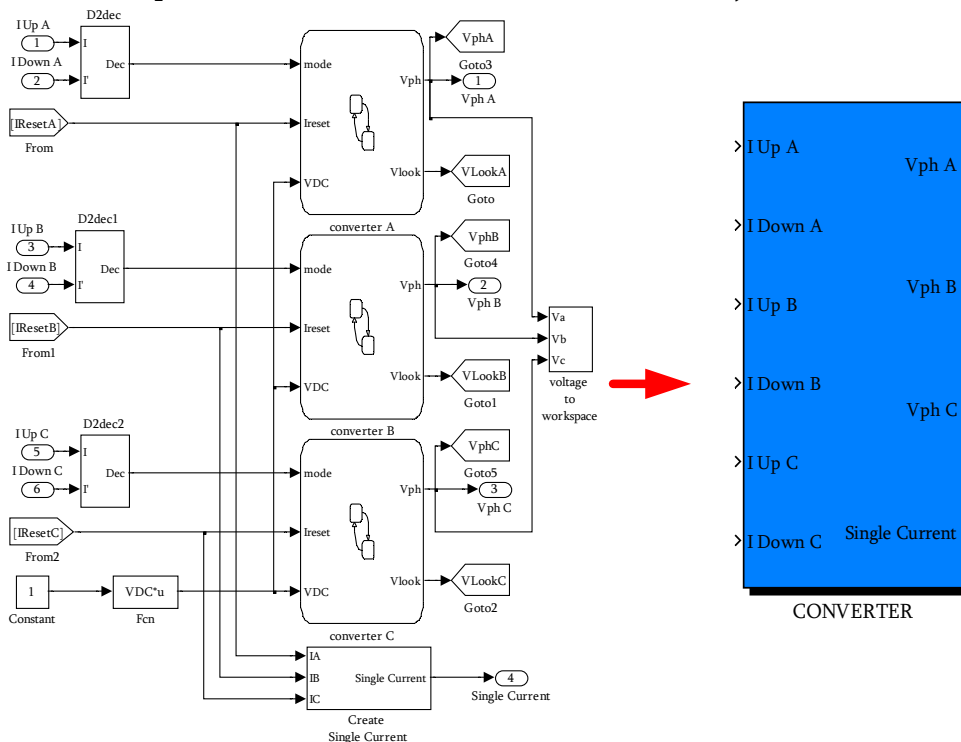


Figura 4.6.3.4: Esquema completo del convertidor clásico trifásico en Simulink.

4.7 ACONDICIONADOR DE LAS SEÑALES DE MEDIDA.

Cuando se realiza la medida de las variables a controlar en los accionamientos eléctricos, normalmente, se obtiene una señal que debe ser procesada con el fin de acondicionarla a un valor útil para su utilización dentro de las etapas de control.

Seguidamente se verá como se realiza tanto el acondicionamiento de las señales obtenidas de los elementos externos de medida (mostrados en el Anexo A) u obtenidas en los bloques que implementan los modelos del convertidor electromecánico o el convertidor de potencia.

4.7.1 MEDIDA DE VELOCIDAD

4.7.1.1 INTRODUCCIÓN.

En muchas aplicaciones de los SRM es necesario conocer la velocidad y la posición del rotor para lograr obtener altas prestaciones de los mismos. Estas magnitudes pueden ser medidas directamente con sensores mecánicos u ópticos; y durante los últimos años se han utilizado diversos métodos, más o menos ingeniosos, con el motivo de simplificar al máximo la adquisición de dicha magnitud de forma indirecta.

La velocidad es una variable lenta en la mayoría de aplicaciones de ámbito industrial a las cuales van destinados muchos de los accionamientos eléctricos en la actualidad, aunque si es verdad que poco a poco nuevas aplicaciones requieren de velocidades más elevadas, la transición de estas no suelen ser bruscas (ver figura 4.7.1.1.1).

La caracterización y modelización de los accionamientos completos (donde se tiene en cuenta la carga y la inercia) pueden dar una idea aproximada de la velocidad así como de la variación de esta lo cual nos ayudará a escoger la sensórica adecuada para cada accionamiento.

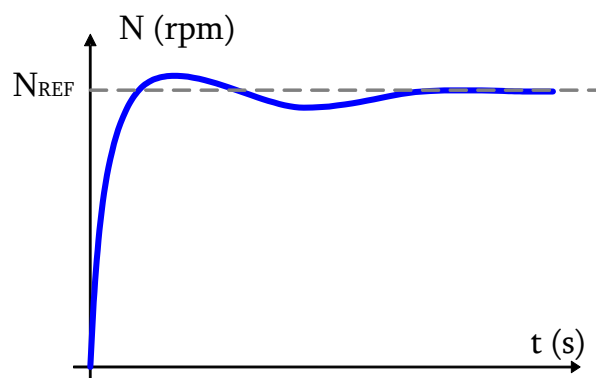


Figura 4.7.1.1.1: Respuesta en velocidad de una máquina de SRM.

Cuando se plantea la decisión de escoger un método adecuado para la medida de la velocidad se debe estudiar el sistema y optar por definir un método que tenga como prestación ***entregar la velocidad por lo menos 4 veces más rápido que la constante del sistema***. Si esto no fuese así, los controles no dispondrían de tiempo suficiente para responder a las posibles variaciones naturales del accionamiento.

Otro de los parámetros importantes en la medida de la velocidad es el de la precisión y según el método utilizado se obtendrá mayor o menor precisión. Normalmente la precisión esta ligada a la repetitividad del método de medida, ya que no se pueden permitir errores considerables aunque estos aparezcan en pocas ocasiones.

No se trata de obtener un método de medida muy rápido y preciso, sino llegar a un compromiso entre el error que estamos dispuestos a asumir y la rapidez que exige la aplicación. Por lo tanto el accionamiento y el tipo de control nos impondrá el tipo de censado para la velocidad.

Ya se ha dicho que los accionamientos de SRM son fiables, de construcción sencilla y resultan una alternativa por su reducido coste de fabricación, esto implica la utilización de la mínima sensórica posible de forma que no se encarezca el producto. Debido a la utilización de un disco ranurado con tres optointerruptores para la detección de la posición y ejecución del proceso de autoconmutación en SRM trifásicos tal y como puede observarse en la figura 4.7.1.1.2, se ha intentado prescindir de dispositivos como encoder's y resolver's (recomendados para aplicaciones de altas prestaciones) inclinándonos hacia el aprovechamiento de dichos optointerruptores como una solución de bajo coste.

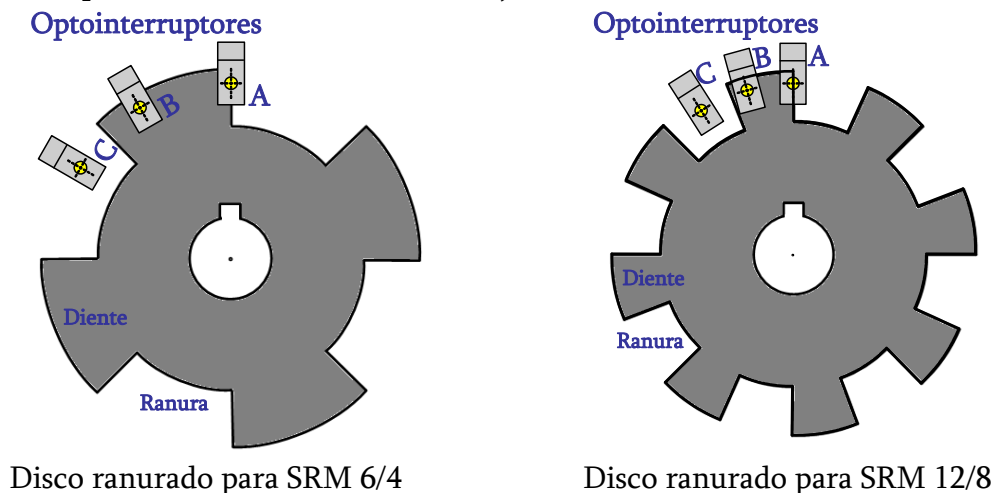


Figura 4.7.1.1.2: Discos ranurados y optointerruptores para SRM trifásicos.

Este método resulta económico ya que no añade ningún componente nuevo para el censado de la velocidad, en este caso se utilizan los pulsos que se obtienen de los tres detectores ópticos de posición para obtener un único pulso si es necesario de frecuencia tres veces superior a cada uno de ellos por combinación lógica.

Varios autores apuntan interesantes soluciones [KAV00], [GAL00], [PRO91] en la medida de la frecuencia mediante sistemas digitales, obteniendo excelentes resultados con sistemas procesadores de señal.

Los métodos analógicos más precisos son los que utilizan convertidores frecuencia-tensión a partir de PLD'S y multiplicadores de frecuencia y actualmente hay un gran número de circuitos integrados que disponen de soluciones a medida para cada aplicación.

El método que se propone, parte de la utilización de los propios sensores de posición para la obtención de la velocidad en rpm y su inversa (el tiempo invertido en recorrer un grado) ya que estas señales serán las que se utilicen para el control

digital. La velocidad en RPM se utiliza para el control de velocidad en lazo cerrado, sin embargo el tiempo por grado se utiliza como magnitud de referencia para el sistema utilizado en la selección del ángulo de disparo del accionamiento.

En la figura 4.7.1.1.3 se muestra como a partir de las señales obtenidas de los interruptores ópticos se realiza el cálculo de la velocidad, generándose una salida de velocidad en revoluciones por minuto.

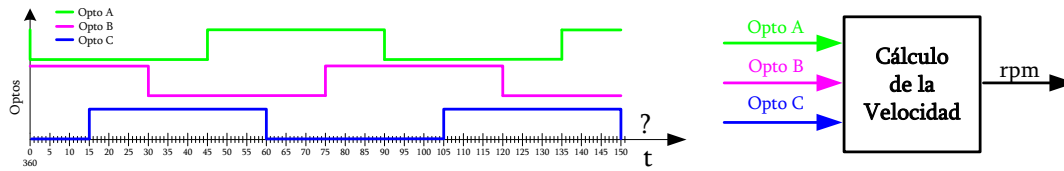
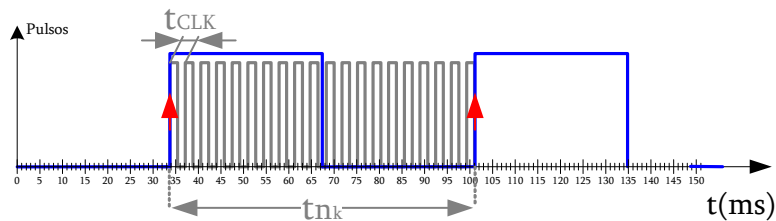


Figura 4.7.1.1.3. Generación de la velocidad en rpm mediante optointerruptores.

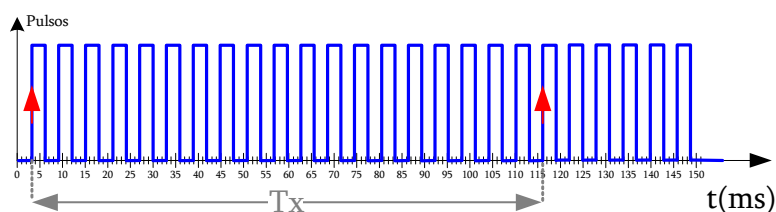
Después de estudiar las diferentes posibilidades aportadas por varios autores [KAV00], [GAL00] y en consonancia con el estado del arte para la medida de la velocidad utilizando sistemas de procesamiento digital en tiempo real, como son las DSP's de las que nos valemos en este trabajo o FPGA's, la tendencia actual deriva en dos opciones; una para velocidades bajas y otra para velocidades medias-altas.

El sistema que se propone se basa en dos principios distintos de cálculo:

- 1) Para bajas velocidades se cuenta el tiempo (t_{nk}) de duración de un periodo de la señal a medir. La precisión de medida de este método aumenta utilizando relojes de alta velocidad y gran resolución, pero aunque es muy preciso, en contra aparecen desventajas como son el aumento del tiempo de procesamiento (gastado en hacer muchas cuentas n_k) y la utilización de una gran cantidad de bits. Como solución se puede intentar multiplicar la frecuencia para utilizar menor número de cuentas y disminuir el tiempo de cálculo.



- 2) Para frecuencias medias-altas, no es aconsejable pulsos en el periodo de la señal a medir ya que tal y como aumenta la frecuencia estos tienen menor duración y en número de cuentas que se podrían realizar desciende muchísimo de forma que el error aumenta con la velocidad. El factor de integración es pequeño y para aumentarlo el procesador debe ser muy rápido.



Por lo tanto, se contarán pulsos de entrada durante un tiempo constante (T_x), llegando a un compromiso, ya que contar muchos pulsos puede implicar

tardar mucho en ofrecer la lectura válida, utilizando gran cantidad de bits y por el contrario contar pocos pulso puede significar cometer un gran error; por lo tanto se debe disminuir el tiempo de referencia (T_x) si aumentan demasiado.

Normalmente es más sencillo el cálculo de las frecuencias medio-altas que las bajas, obteniendo también mejores resoluciones y menores tiempos de conversión para estas.

4.7.1.2 MÉTODO PROPUESTO PARA LA ESTIMACIÓN DE LA VELOCIDAD:

Basándonos en la metodología expuesta y considerando que el tiempo de reloj (T_{CLK}) del que se dispone en el sistema de procesamiento digital es del orden de decenas de microsegundos (debido al uso de plataformas RT), **se propone**; la utilización del segundo procedimiento de cálculo usado para velocidades medias-altas recurriendo al propio contador del procesador para la obtención del tiempo entre pulsos, combinando el resultado de diferentes contadores que trabajan en paralelo, para ofrecer la mejor medida de velocidad en cada momento, cumpliendo con unos requerimiento o especificaciones mínimas.

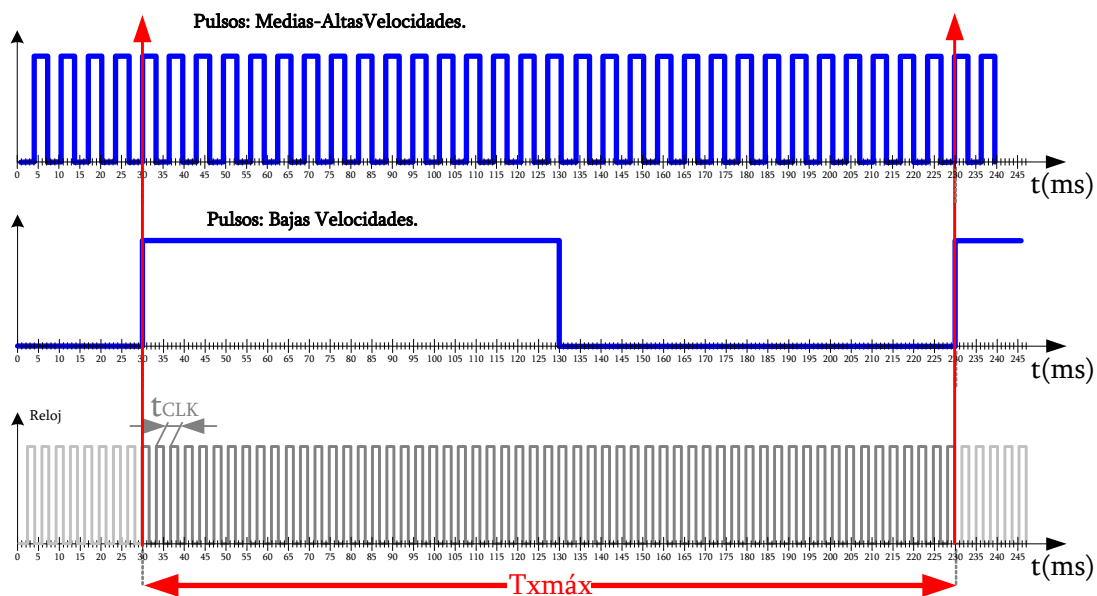


Figura 4.7.1.2.1: Método propuesto para obtener la velocidad del accionamiento.

Tal y como se aprecia en la figura 4.7.1.2.1, se van a utilizar dos contadores; un contador de tiempo (T_x de valor máximo igual a la constante de tiempo escogida para la medida) y un contador de pulsos que estará fijado a un valor constante k , el cual variará en función de la escala correspondiente de forma similar al sistema utilizado en los multímetros digitales convencionales.

Desde el punto de vista de la medida se deberá llegar a un compromiso entre el tiempo de muestra (T_x) de la señal a medir (optointerruptores) y el posible error (ϵ_n) cometido en la medida para definir el margen de velocidad útil de este conversor.

Las bajas velocidades vendrán impuestas por el número de bits del contador y el tiempo utilizado para el reloj de conteo. Para aumentar la frecuencia se combinan las señales de los optointerruptores, de forma que la frecuencia se multiplica por el número de optointerruptores utilizados (3 en el caso de un accionamiento 6/4).

La velocidad máxima útil se impone a partir del error máximo deseado en la medida. Resulta evidente que a mayor velocidad se realizarán un menor número de cuentas y es por ello que el error aumenta, por lo cual se podrá utilizar este conversor para un gran margen de velocidades. La solución que se plantea para velocidades muy elevadas es la de utilizar la menor de las frecuencias de entrada; que es la proveniente de un solo sensor de posición.

Así, se puede concluir; que el sistema resulta complejo y según el tipo de aplicación los requerimientos variarán, debiendo quedar bien claros los márgenes de velocidades, el tiempo de muestra (tiempo máximo para mostrar un valor útil de velocidad o constante de tiempo del sistema de medida) y el máximo error permisible.

Seguidamente se muestra una breve descripción del sistema de cálculo de la velocidad que se ha implementado mediante la metodología propuesta.

Elección de la Constante de tiempo y Velocidad mínima:

En el primer paso de cálculo se debe imponer la constante de tiempo del sistema de medida, que en este caso se ha fijado en un valor máximo de 0,2 segundos ya que las aplicaciones que se proponen para este accionamiento no son de altas prestaciones. Este dato impone la cantidad de pulsos que se deben contar para una velocidad determinada, ya que no se puede superar el tiempo de muestra máximo ($T_{x\text{máx}}$) en ofrecer un dato válido al sistema, vaya a la velocidad que vaya el accionamiento. Además impondrá la mínima velocidad que se puede medir con este tiempo ya que para velocidades menores se debería utilizar más tiempo para contar un solo pulso. Así la velocidad que corresponde a un pulso de 0,2 segundos es la de 25 rpm como se verá más adelante, aunque si consideramos la posibilidad de contar solamente la mitad de un pulso (el ciclo positivo) se podrá aumentar el margen de la medida a 12,5 rpm. Para aumentar el margen de medida a muy bajas velocidades se utilizará solamente la mitad del pulso a medir.

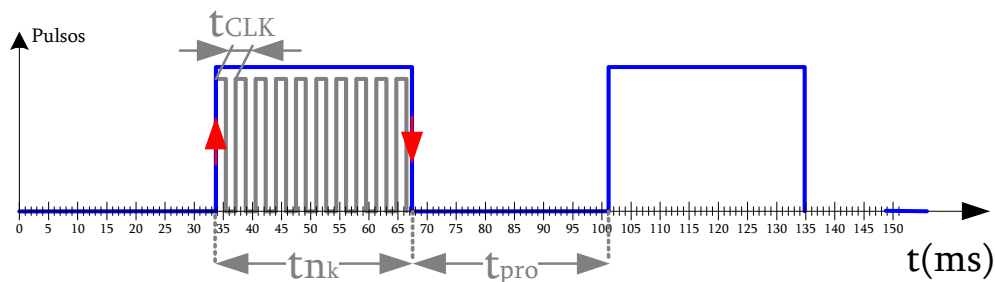


Figura 4.7.1.2.1: Medida de la mitad del pulso de entrada (Bajas velocidades).

El tiempo que se gana, además de permitir disminuir la capacidad del contador o aumentar el rango de velocidades por la parte inferior nos aporta un tiempo perfecto para procesar (t_{pro}) la información obtenida durante el ciclo de medida (t_{nk}). Así se divide el proceso en dos; una parte del ciclo se usa para realizar la medida y la otra para procesarla, entregando el valor de la velocidad antes del próximo flanco ascendente de la información de cálculo. Este procedimiento es muy eficaz en sistemas multitarea ya que permite aprovechar mejor los recursos del procesador.

Imposición del rango de velocidad:

A continuación se debe imponer el valor máximo de velocidad, partiendo del contaje de pulsos de entrada y recordando que el uso de una gran cantidad de cuentas provocará que los sistemas digitales de procesado queden saturados debido a que se deberá aumentar el número de bits que se utilizan para contar los pulsos de entrada.

$$\text{Velocidad máxima} = 2^{(\text{Cont}-1)} \cdot \text{Velocidad mínima} \quad (4.7.1.2.1)$$

Donde:

Cont=Número de contadores utilizados.

En este caso se ha tomado una velocidad máxima de 6400 rpm con un error inferior a ± 1 rpm, permitiendo velocidades superiores con errores superiores al mínimo. Por lo tanto serán necesarios 10 contadores para conseguir 6400 rpm a partir de la definición del margen inferior de velocidad a 12,5 rpm.

Descripción del algoritmo de cálculo de la velocidad:

El siguiente proceso puede programarse mediante una máquina de estados o mediante contadores, en este caso se han utilizado contadores programables para su realización.

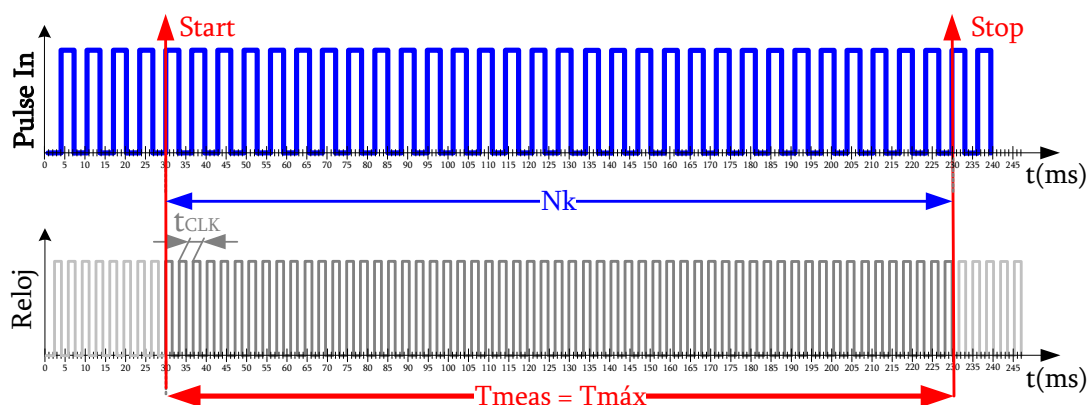


Figura 4.7.1.2.2: Sistema estándar de medida para velocidades medias-altas

La figura 4.7.1.2.1 muestra el procedimiento a seguir para realizar el cálculo de la velocidad, puede apreciarse como después de la inicialización de las variables de contaje y la selección de escala, los pulso que entran ("Pulse IN") van incrementando un contador N_k hasta el valor programado k de la escala deseada y mientras de forma

paralela un reloj cuenta el tiempo que tarda este proceso. Cuando se han realizado el número de cuentas necesario se activa la señal stop y se pasa a convertir la medida de tiempo en revoluciones y tiempo en recorrer un grado. El procedimiento de cálculo estándar se muestra en el algoritmo de la figura 4.7.1.2.3.

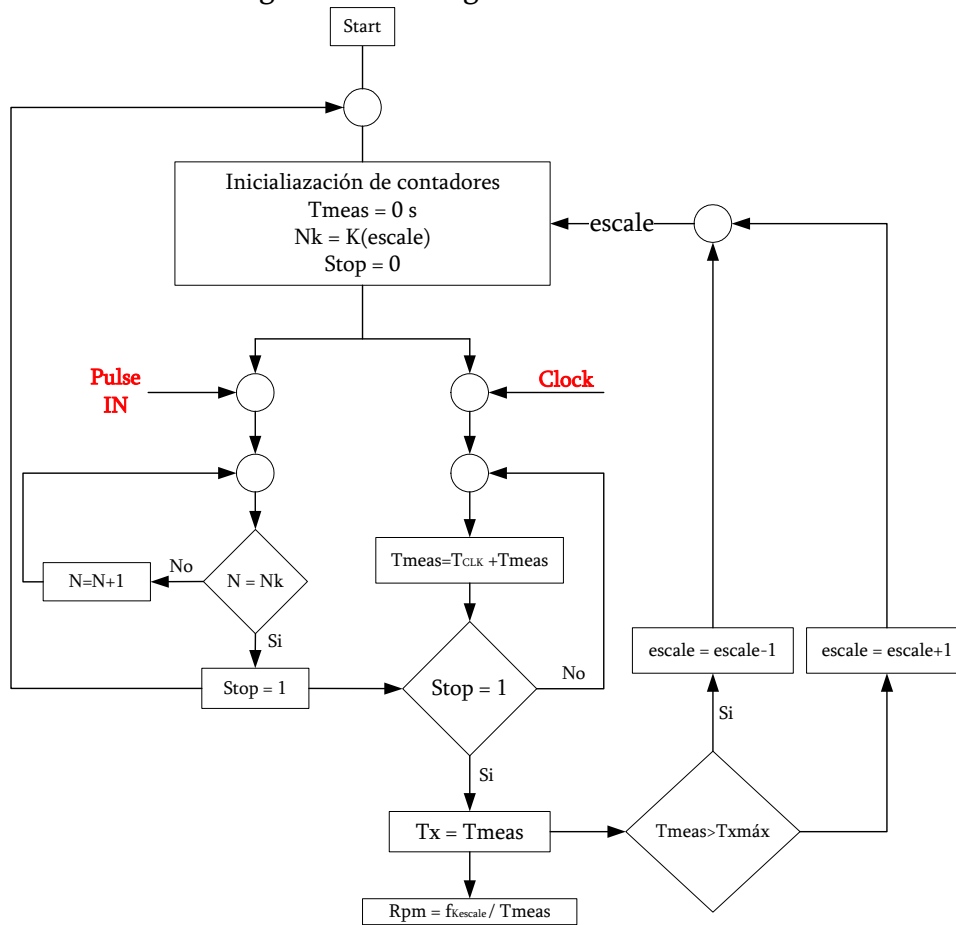


Figura 4.7.1.2.3: Algoritmo para el cálculo de la velocidad.

Las entradas de los 3 optointerruptores se combinan para obtener un pulso de frecuencia tres veces superior a la de un solo pulso.

La frecuencia que se obtiene de la salida de un optointerruptor del disco ranurado depende del número de dientes o ranuras que este tiene:

$$\text{Pulsos por revolución} = \text{Ranuras} = \frac{360^\circ}{\tau} = N_R \tag{4.7.1.2.2}$$

Donde:

N_R =Número de polos de rotor.

Y de la velocidad a la que está girando, obteniéndose de la siguiente forma:

$$f_{op} = \frac{N_R \cdot n}{60} \text{ [Hz]} \tag{4.7.1.2.3}$$

Donde:

n = velocidad en rpm

Esta frecuencia aumenta proporcionalmente en función del número de optointerruptores que se usen según la expresión 4.7.1.2.4:

$$f_{m_op} = \frac{N_R \cdot n \cdot m}{60} \text{ [Hz]} \quad (4.7.1.2.4)$$

Donde:

m=Número de optointerruptores

Por lo tanto para una estructura 6/4 como la que nos ocupa se obtendrá una frecuencia $f_{3op} = \frac{4 \cdot n \cdot 3}{60} = 0,2 \cdot n$ [Hz] que es función de la velocidad.

Luego el número de pulsos a contar se designa N_{m_op} cuando el accionamiento gira a una velocidad determinada y puede calcularse rápidamente si se fija el tiempo de muestra (T_x) siguiendo la expresión:

$$N_{m_op} = f_{m_op} \cdot T_x = \frac{N_R \cdot n \cdot m}{60} \cdot T_x \quad (4.7.1.2.5)$$

El máximo error cometido será diferente para cada escala de conteo ya que el número de muestras varía para cada una de ellas y el peor de los casos se da para altas velocidades. La resolución del reloj que cuenta el tiempo nos dará el error para cada escala.

Suponiendo que nunca tendremos tiempos de muestreo superiores al periodo de una señal de medida y si esto ocurriera utilizaríamos un solo optointerruptor para margen de velocidades en el que esto ocurre consiguiendo disminuir así la frecuencia de la señal de entrada, con lo cual cumpliríamos este requerimiento; el peor de los errores se obtiene cuando hay una cuenta de más o de menos en el contador de pulso para la escala correspondiente cuando el tiempo de medida es mínimo.

El tiempo que se necesita para medir los pulsos de entrada es:

$$T_x = \frac{N_{m_op} \cdot 60}{N_R \cdot n \cdot m} = \frac{N_{m_op}}{f_{m_op}} \quad (4.7.1.2.6)$$

El cálculo de la velocidad se realiza despejando la velocidad de la ecuación 4.7.1.2.6; llegando a la expresión 4.7.1.2.7.

$$n = \frac{N_{m_op} \cdot 60}{N_R \cdot T_x \cdot m} \quad (4.7.1.2.7)$$

Así se puede definir el error en rpm de dos formas o por la variación de tiempo T_x (ϵ_{n2}) debida al T_{CLK} o el peor de los casos a través de una cuenta de pulsos (ϵ_{n1}) aunque este error es poco probable a bajas velocidades ya que en el caso de ocurrir la medida sería totalmente errónea.

$$\epsilon_{n1} = \left[\left(\frac{N_{m_op} \cdot 60}{N_R \cdot T_x \cdot m} \right) - \left(\frac{(N_{m_op} \pm 1) \cdot 60}{N_R \cdot T_x \cdot m} \right) \right] = \pm \frac{60}{N_R \cdot T_x \cdot m} \quad (4.7.1.2.8)$$

$$\varepsilon_{n2} = \left[\left(\frac{N_{m_op} \cdot 60}{N_R \cdot T_X \cdot m} \right) - \left(\frac{N_{m_op} \cdot 60}{N_R \cdot (T_X \pm T_{CLK}) \cdot m} \right) \right] = \frac{N_{m_op} \cdot 60}{N_R \cdot m} \left(\frac{1}{T_X} - \frac{1}{(T_X \pm T_{CLK})} \right) \quad (4.7.1.2.9)$$

Entonces para la velocidad máxima de 6400 rpm y con el tiempo de muestra máximo permitido (es 0,2 segundos : impuesto por la constante de tiempo del sistema de medida) el número de pulsos a contar será de 256 valor con el que se carga el contador número diez (C10). Así con este contador, las velocidades superiores a 6400 rpm también se podrán medir, tardando menos tiempo en generar el dato debido a que el contador se cargará más rápidamente para los 256 pulsos establecidos, aunque el error será superior, dado que la frecuencia a la que entran los pulsos también será superior. Por otra parte, el error cometido en la medida será muy pequeño y dependerá del tiempo de reloj (T_{CLK}) del dispositivo digital que utilizamos. El error será de ± 1 pulso para tiempos de pulso del mismo orden que los que se están midiendo, esto quiere decir que el error siempre será inferior a 1 revolución.

A continuación en la tabla 4.7.1.2.1 se exponen los rangos de medida de los contadores que forman el sistema, así como el número de pulsos que se deben contar para cada uno de ellos y los márgenes de tiempo invertidos en contarlos.

Contador	rango de velocidades [rpm]		Pulsos [N _k]	tiempos de muestra [ms]	
	mín	máx		máx.	mín.
C1	12.5	25	0,5	200	100
C2	25	50	1	200	100
C3	50	100	2	200	100
C4	100	200	4	200	100
C5	200	400	8	200	100
C6	400	800	16	200	100
C7	800	1600	32	200	100
C8	1600	3200	64	200	100
C9	3200	6400	128	200	100
C10	6400	inf	256	200	T_{CLK}

Tabla 4.7.1.2.1: Rangos de medida para los contadores utilizados.

También se muestra algunos ejemplos del error máximo cometido en las diferentes escalas utilizadas y para distintos tiempos de reloj (T_{CLK}) en la tabla 4.7.1.2.2.

Contador	Velocidad medida [rpm]	Frecuencia de entrada [Hz]	T_{CLK} [μ s]	T_X [ms]	Error ε_n [rpm]	
					ε_{n1}	ε_{n2}
C1	24.5	4,9	60	≈ 100	± 50	$1,5 \cdot 10^{-3}$
C5	200	40	60	200	± 25	$6 \cdot 10^{-4}$
C5	399	79,8	60	≈ 100	± 50	$2,4 \cdot 10^{-3}$
C5	399	79,8	60	≈ 100	± 50	$36 \cdot 10^{-3}$
C9	6399	1279,8	60	≈ 100	± 50	$38 \cdot 10^{-3}$
C10	6400	1280	60	200	± 25	$20 \cdot 10^{-3}$
C10	6400	1280	120	200	± 25	$38 \cdot 10^{-3}$
C10	10000	2000	60	25,6	± 25	$117 \cdot 10^{-3}$
C10	10000	2000	120	25,6	± 25	$150 \cdot 10^{-3}$

Tabla 4.7.1.2.2: Posibles errores en función de la velocidad y el tiempo de reloj.

4.7.1.3 PROGRAMACIÓN EN SIMULINK DEL ESTIMADOR DE VELOCIDAD:

El modelo de medida para la velocidad parte de las tres entradas de los optointerruptores tal y como se observa en la siguiente figura 4.7.1.3.1.

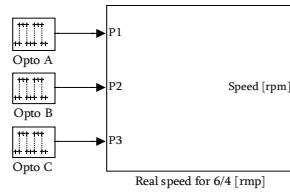


Figura 4.7.1.3.1: Modelo del estimador de velocidad programado en Simulink.

En la figura 4.7.1.3.2 se pueden observar como las señales de posición se combinan a la entrada en el bloque 'Freq Out = Freq In x 3' para obtener un pulso de frecuencia tres veces superior en la señal 'pulse x3', permitiendo abarcar bajas velocidades de una forma más efectiva (con menor error y más rápidamente). Posteriormente se introducen en los 10 contadores de forma que trabajen en paralelo, ofreciendo la velocidad con el mínimo error.

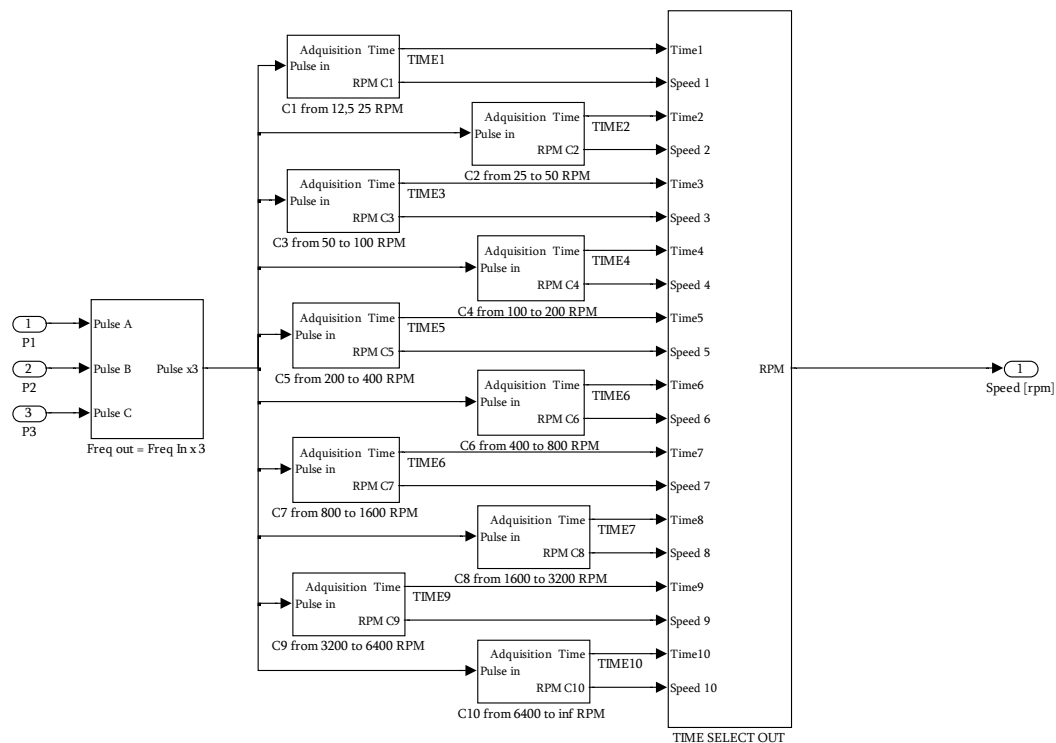


Figura 4.7.1.3.2: Programación de los 10 contadores en paralelo.

La selección de la medida válida se realiza en función del tiempo utilizado en realizar la medida 'TIMECx', de forma que se activa un selector de contador si el tiempo es inferior a la constante de tiempo tal y como puede observarse en la figura 4.7.1.3.3, pero de forma acumulativa no se permiten tiempos inferiores de otras escalas que aportarían más error.

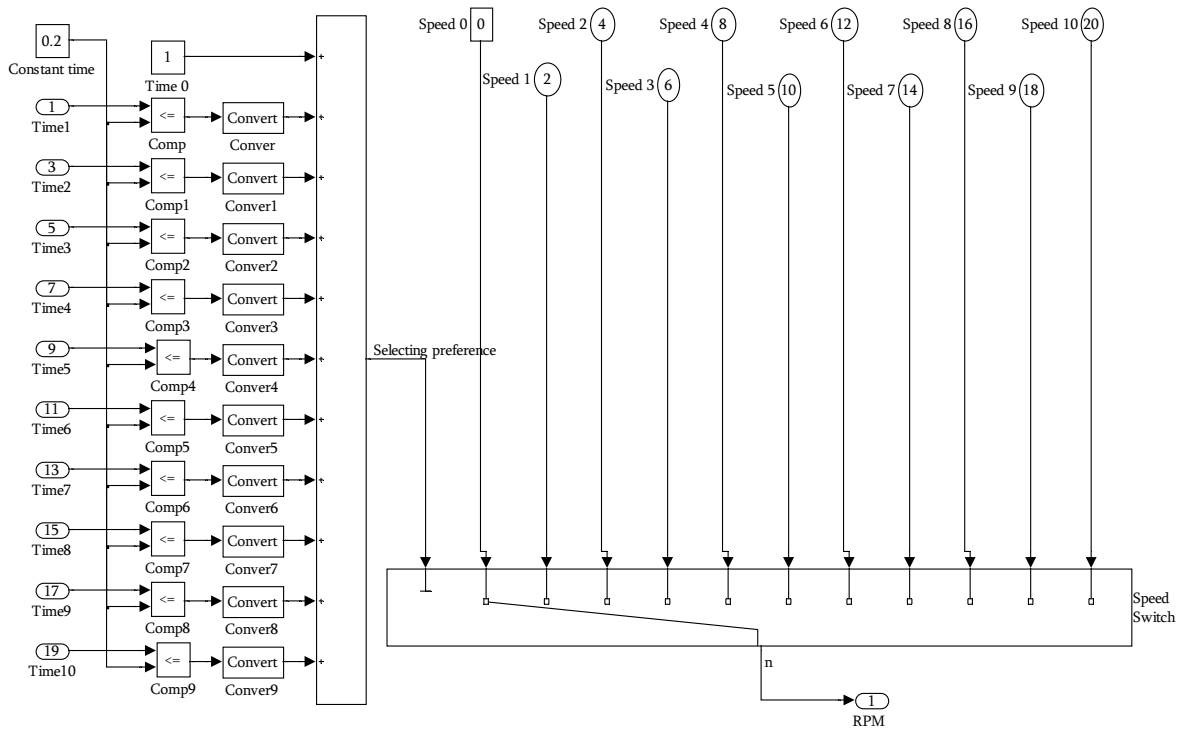


Figura 4.7.1.3.3: Selección de la medida válida.

Cada módulo contador se ha implementado siguiendo el algoritmo presentado anteriormente en la figura 4.7.1.2.3. En la figura 4.7.1.3.4 puede apreciarse como para los dos primeros módulos calculadores, realmente no es necesario utilizar contadores a la entrada ya que se necesita un número de cuentas (medio pulso en la figura 4.7.1.3.4(a) y un pulso completo en la figura 4.7.1.3.4(b) respectivamente) inferior a 2^1 , que es mínimo valor capaz de contarse mediante un contador digital; con lo que simplemente con detectores de flanco se podrá realizar el procesamiento.

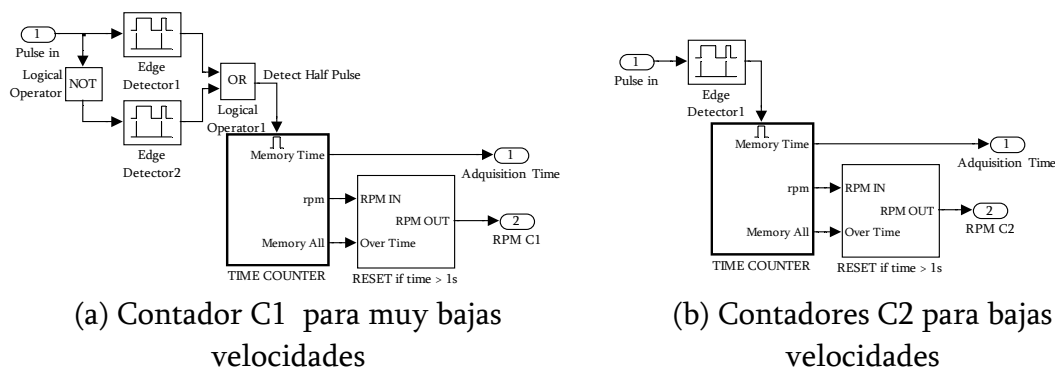


Figura 4.7.1.3.4: Cálculo de la velocidad y del tiempo empleado en la medida para bajas velocidades.

Es a partir del tercer contador que se reproduce la estructura de la figura 4.7.1.3.5 de una forma constante hasta el último. En todos los casos los contadores temporales realizan la conversión del tiempo invertido en realizar las cuentas asignadas a su contador a rpm filtrando la salida para no saturar el sistema si la velocidad es cero.

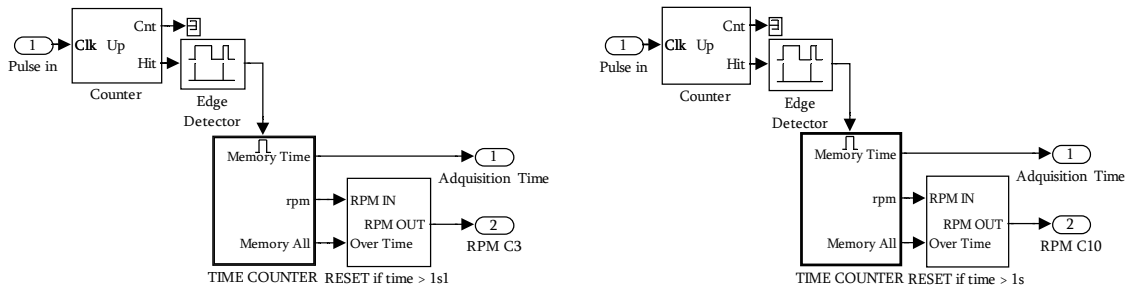


Figura 4.7.1.3.5: Cálculo de la velocidad y del tiempo empleado en la medida para medias-altas velocidades.

4.7.2 MEDIDA DE TENSIÓN, CORRIENTE Y POTENCIA.

Seguidamente en la figura 4.7.2.1 se muestran las medidas más significativas de corriente de fase, tensión de fase y potencia en el bus de continua.

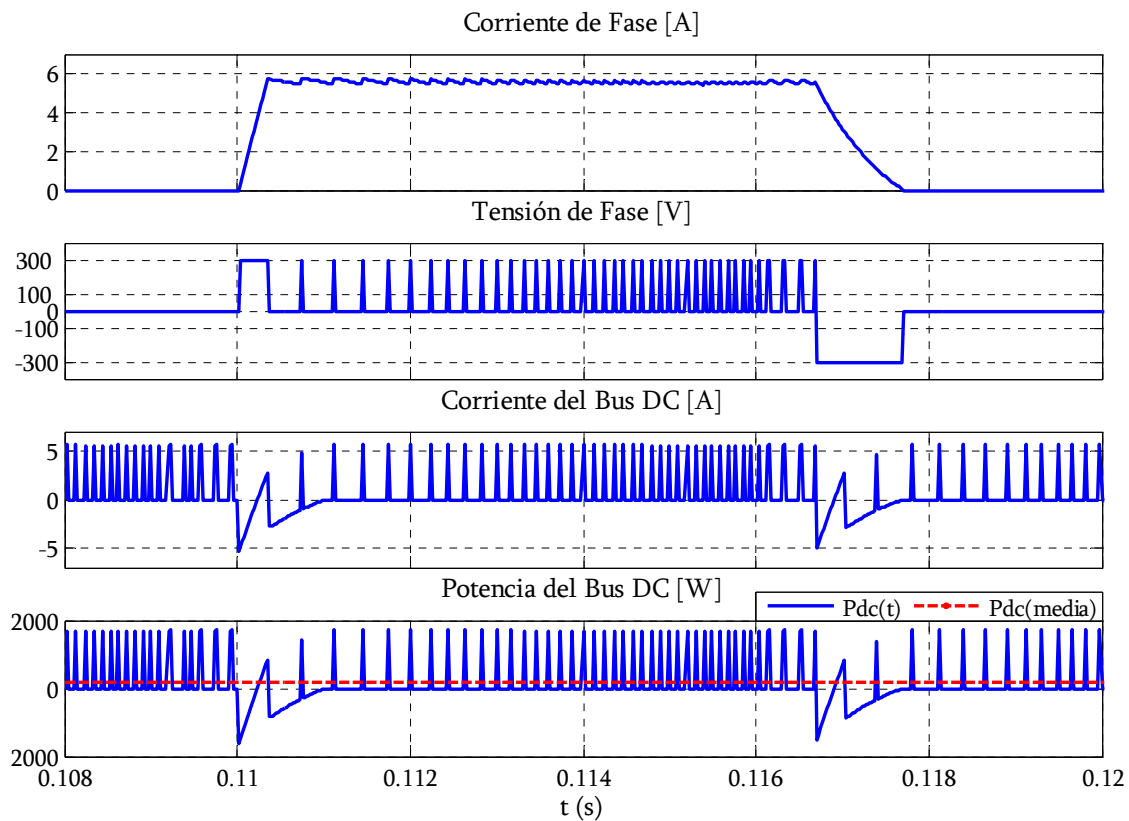


Figura 4.7.2.1: Formas de ondea de corriente de fase, tensión de fase y potencia en el bus de continua para un control de histéresis.

La medida de tensión del convertidor se realiza directamente desde la entrada V_{DC} del propio convertidor añadiendo un módulo acondicionador que simula la conversión que se debe realizar cuando la señal se introduce realmente a través de la entrada analógica para convertirse en digital.

entrada y dividiendo entre el número de muestras en el periodo T de la señal de medida.

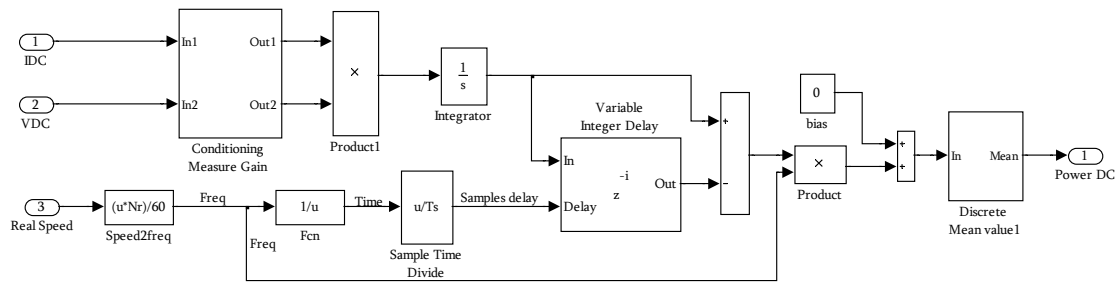


Figura 4.7.2.3: Cálculo de la potencia media del Bus de continua.

4.8. CONTROL DEL CONVERTIDOR

El control del convertidor tiene dos funciones principales; sincronizar los ángulos de referencia con la posición del rotor para asegurar el funcionamiento dentro de la zona de trabajo deseada (generador o motor) y controlar las corrientes de fase en el estator según la estrategia escogida tal y como puede observarse en la figura 4.8.1.

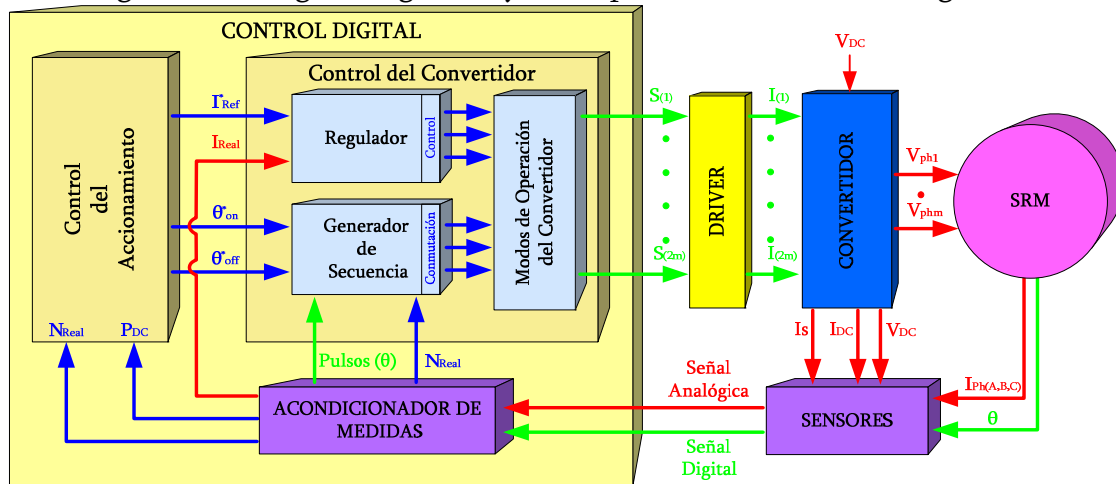


Figura 4.8.1: Diagrama de bloques detallado del control del convertidor de un SRD.

El control del accionamiento proporciona los valores de los ángulos de conducción a la etapa generadora de la secuencia de conmutación, (obteniéndose las señales de conmutación) y la referencia de corriente al regulador (el cual convertirá esos valores en señales de control en función de la corriente que circule por la fase). Seguidamente, el bloque selector de los modos de operación del convertidor, que también se encuentran en el bloque de control del convertidor, como puede observarse en la siguiente figura 4.8.1, combinará las señales de control y conmutación para activar los interruptores de estado sólido en función de la estrategia de troceado escogida para el convertidor.

El control del convertidor consta de los siguientes elementos:

- Selector del modo de operación del convertidor.
- Generador de secuencia de conmutación.
 - En ambos sentidos de giro.
 - Para arranque seguro.
 - Variación de los ángulos de inicio y final de la conducción
- Generador de señales de control.
 - Limitador de corriente.
 - Controlador de corriente.
 - Histeresis.
 - PWM.

4.8.1 SELECTOR DE MODO DE OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR.

Genera las señales que controlan los estados de conducción (On u Off) de los interruptores del convertidor (I_{Up} e I_{Down}) a partir de las señales de conmutación y de control recibidas en las etapas anteriores, tal y como se aprecia en la figura 4.8.1.1 para una fase del convertidor electromecánico.

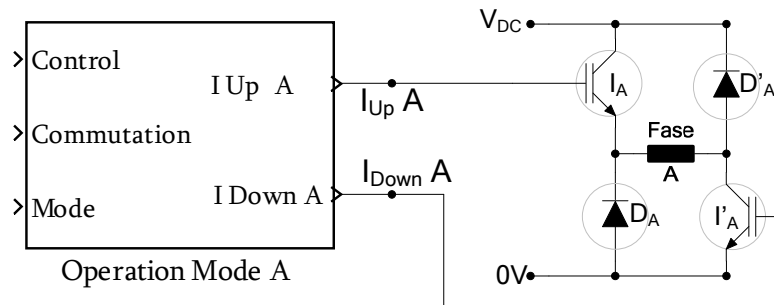


Figura 4.8.1.1: Bloque de selección de troceado para una fase.

Estas señales se construyen a partir de las señales de conmutación proporcionadas por el módulo generador de secuencia en función del sentido de giro escogido (considerando las estrategias de arranque seguro) y el ángulo de conducción deseado.

Las señales de entrada se operan digitalmente, pudiendo utilizar diferentes estrategias de troceado; HardChopping, SoftChopping, Alternating Phase ShiftChopping o Alternating SoftChopping, según se halla seleccionado mediante la opción 'Mode'.

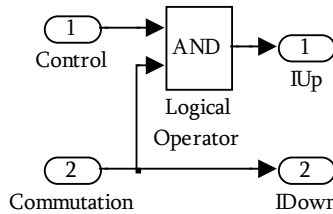
Cualquiera de estas estrategias de troceado puede utilizarse con las diferentes opciones de regulación, tanto sea por corriente como por tensión.

A cada fase se le asigna un módulo de Modo de operación de forma que ampliar el número de fases implica realizar una copia de este módulo para tantas fases como sean necesarias.

Seguidamente se explican dichos modos de troceado presentando su constitución así como los resultados de la simulación, para recomendar el uso de uno u otro modo en función de la velocidad de funcionamiento.

Modo “SoftChopping”. : Los interruptores superiores reciben el nombre de troceadores, respondiendo a las señales del control durante el tiempo de conducción de la fase, mientras los interruptores inferiores responden únicamente a la señal de conmutación.

El interruptor superior controla la corriente de la fase mediante una señal que se obtiene fácilmente combinando mediante lógica combinacional (una puerta AND) la señal de control con la señal de conmutación.



En la Figura 4.8.1.2 se muestran las formas de onda de corriente de fase, tensión de fase, señal de conmutación y control así como las señales VUp (para el control del interruptor superior (I_{Up})) y VDown (para el control del interruptor inferior (I_{Down})) del convertidor a 2500 rpm y control de histéresis a 9A.

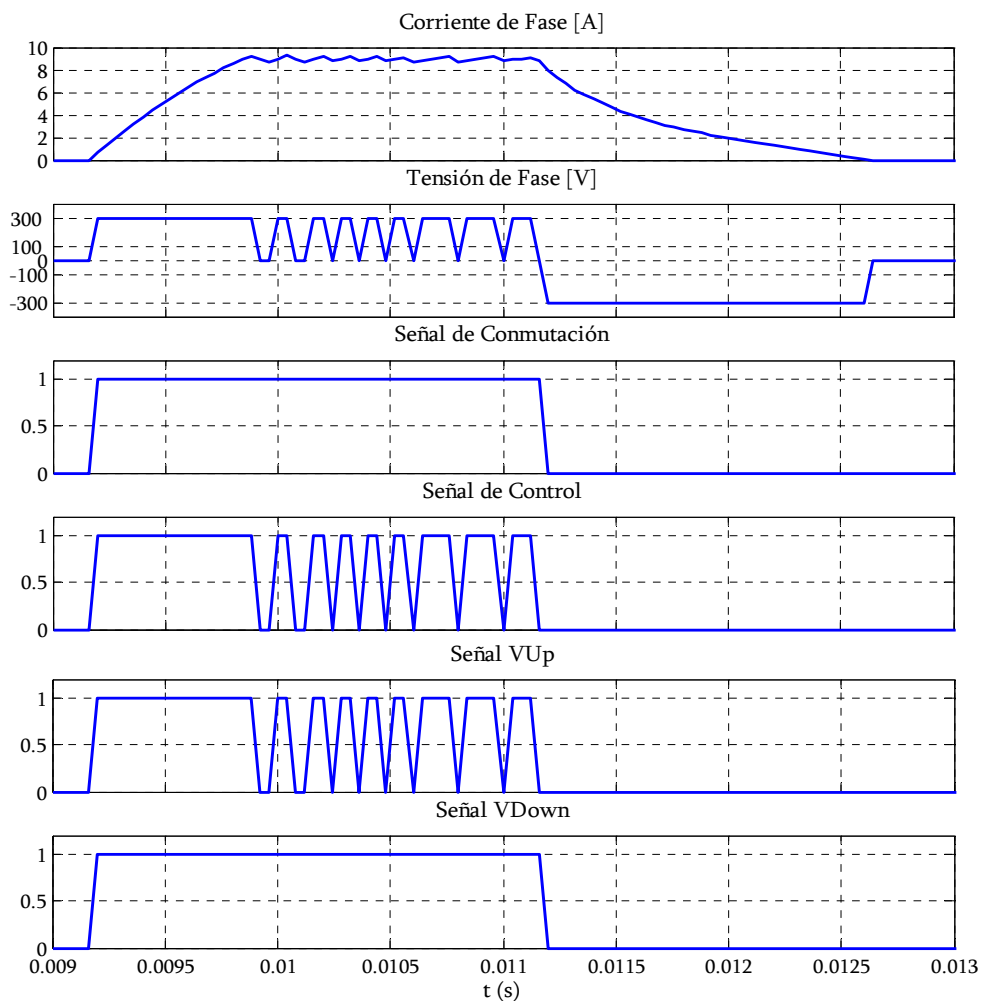
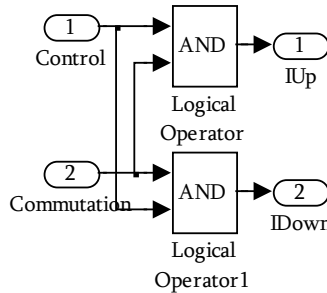


Figura 4.8.1.2: Formas de onda del modo SoftChopping a 2500 rpm y 9A.

Modo “HardChopping” : Consiste en abrir y cerrar los interruptores superiores e inferiores a la vez, de forma que si se necesita más corriente se cierran los interruptores y si se excede la consigna deseada se abren. Para poder utilizar esta técnica la topología del convertidor debe permitirlo. Tanto el interruptor superior como el inferior son usados para controlar la corriente de la fase mediante una señal que se obtiene fácilmente combinando mediante lógica combinatorial (dos puertas AND) la señal de control con la señal de conmutación.



En la Figura 4.8.1.3 se muestran las formas de onda de corriente de fase, tensión de fase, señal de conmutación y control así como las señales VUp (para el control del interruptor superior (I_{Up})) y VDown (para el control del interruptor inferior (I_{Down})) del convertidor a 2500 rpm y control de histéresis a 9A.

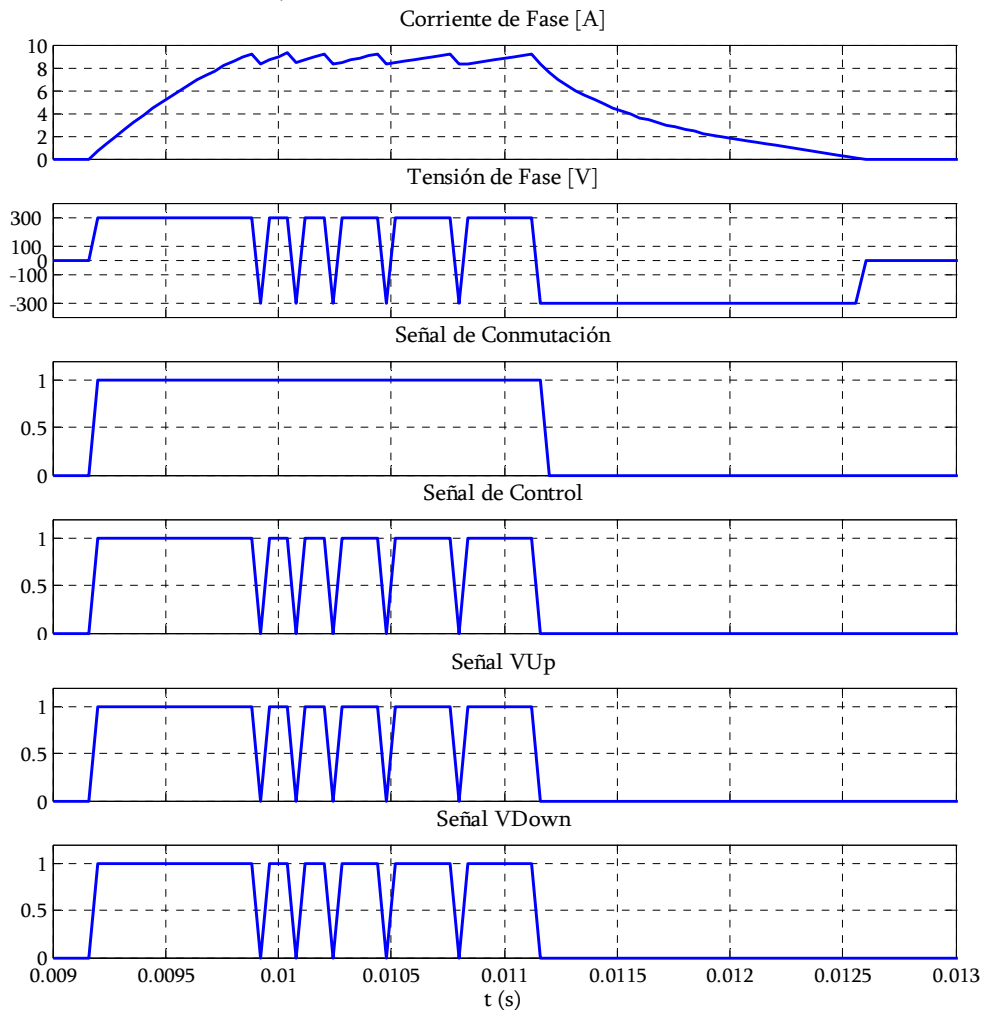


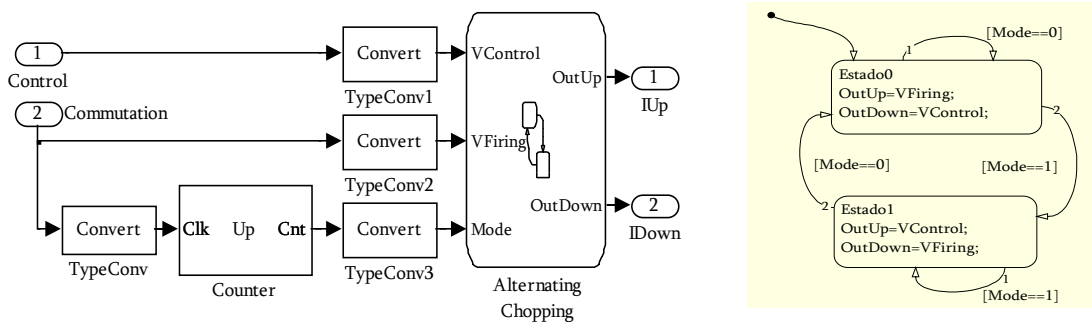
Figura 4.8.1.3: Formas de onda del modo HardChopping a 2500 rpm y 9A.

Existen otras alternativas, en las cuales los interruptores superiores e inferiores se utilizan como troceadores de forma alternada, estas son: Alternating SoftChopping y Alternating Phase ShiftChopping.

El **Modo “Alternating SoftChopping”**: Consiste en utilizar el interruptor superior como troceador y el inferior como conmutador durante un ciclo rotórico y al siguiente ciclo intercambiar el uso de los interruptores; dedicando el superior a la conmutación y el inferior al troceado, de forma que la fatiga debida al troceado se reparte entre los dos interruptores.

Este tipo de troceado es de fácil implementación en sistemas de control analógicos ya que se compone de un contador de un bit para seleccionar los interruptores dedicados al troceado o a la conmutación, de forma que en el estado 0 se utiliza SoftChopping en su formato normal y en el estado 1 se invierten las salidas.

Digitalmente puede programarse mediante una máquina de estados usando la toolbox de Simulink llamada ‘StateFlow’, como la que se muestra en la figura 4.8.1.4 (b). Inicialmente es necesario preprocesar la información de entrada tal y como se puede observar en la figura 4.8.1.4 (a), utilizando un reloj binario para la selección del estado de salida, el cual actuará sobre la variable ‘Mode’ a cada señal de conmutación, encargándose de alternar entre los dos estados de salida, simplemente haciendo un volcado de las señales de control y conmutación sobre el interruptor superior o inferior según el valor que tome la variable ‘Mode’.



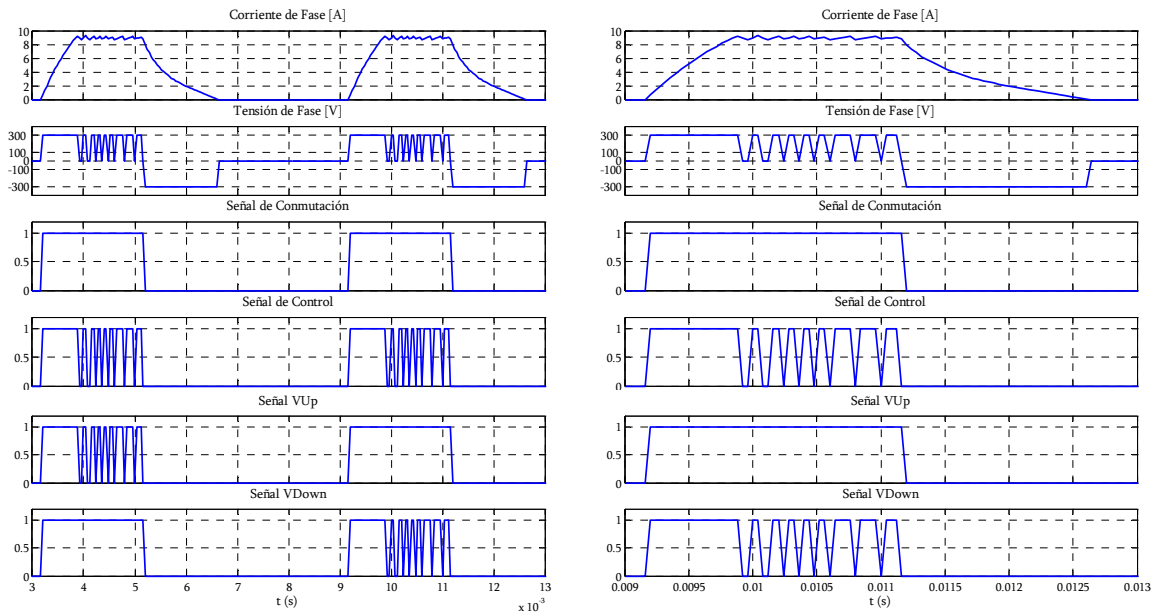
(a) Preprocesado para los modos de salida.

(b) Estados de StateFlow

Figura 4.8.1.4: Máquina de estados para el Modo Alternating SoftChopping

En la Figura 4.8.1.5 (a) se muestran para dos ciclos rotóricos las formas de onda de corriente de fase, tensión de fase, señal de conmutación y control así como las señales VUp (para el control del interruptor superior (I_{Up})) y VDown (para el control del interruptor inferior (I_{Down}) del convertidor a 2500 rpm y control de histéresis a 9A,

En la siguiente figura 4.8.1.5 (b) se muestra una ampliación de la figura 4.8.1.5 (a) en las mismas condiciones que los demás troceadores con el propósito de compararlos, observando que el funcionamiento es igual al Soft Chopping.



(a) Funcionamiento para 2 ciclos rotóricos.

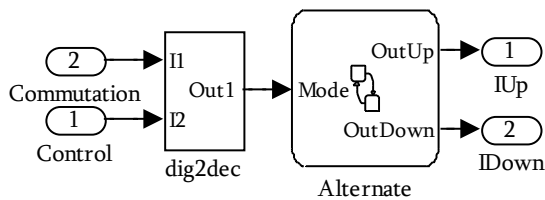
(b) Ampliación del 2º ciclo rotórico

Figura 4.8.1.5: Formas de onda del modo Alternating SoftChopping a 2500 rpm y 9A .

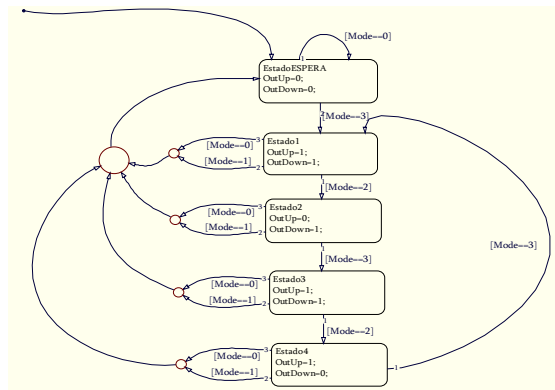
Modo ‘Alternating Phase Shift Chopping’: Consiste en combinar las señales de control que indican al convertidor como debe descargar la corriente en la fase utilizando cada vez un interruptor diferente para ello, de forma que los dos interruptores se reparten el troceado durante el tiempo que dura la conmutación de la fase.

La implementación de este modo de funcionamiento de forma analógica es mucho más compleja ya que debe aparecer un elemento de memoria interno para la señal de control, capaz de recordar que interruptor se utiliza en cada momento.

Digitalmente se puede utilizar una máquina de estados, la cual conmute y seleccione la señal para cada interruptor. Seguidamente en la figura 4.8.1.6 (b) se muestra la máquina de estados tipo Mealy programada mediante StateFlow para implementar este modo de funcionamiento.



(a) Preprocesado para la conversión en estados.



(b) Máquina de 5 estados en StateFlow

Figura 4.8.1.6: Máquina de estados para el Modo Alternating Phase ShiftChopping.

En la figura 4.8.1.6 (a) se puede observar el preprocesado de las señales de control y conmutación que se convierten en estados E de la máquina mediante un preprocesador 'dig2dec' que convierte las señales digitales (considerando la señal de conmutación con mayor peso) en señales decimales, utilizadas para la selección de estado mediante la señal 'Mode', equivalentes a los cuatro posibles estados (1, 2, 3 y 4). En la tabla 4.8.1.1 aparecen los valores de las entradas en formato digital y su conversión a estados decimales en 'E'

Entradas		Estados			Salidas	
Conmutación	Control	Mode	Estado	E _M	I _{Up} .	I _{Down} .
0	0	0	Espera	0	Off '0'	Off '0'
0	1	1	Espera	0	Off '0'	Off '0'
1	1	3	Estado1	0	On '1'	On '1'
1	0	2	Estado2	1	Off '0'	On '1'
1	1	3	Estado3	1	On '1'	On '1'
1	0	2	Estado4	0	On '1'	Off '0'
1	1	3	Estado1	0	On '1'	On '1'
1	0	2	Estado2	1	Off '0'	On '1'
0	0	0	Espera	0	Off '0'	Off '0'

Tabla 4.8.1.1: Estados del modo Alternating Phase ShiftChopping.

Posteriormente, en la máquina de estados aparece un estado intermedio de memoria 'E_M' donde se almacena el último interruptor utilizado, de forma que las salidas Off '0' de los interruptores de estado sólido se van alternando a cada señal de control. También puede observarse como al finalizar el ciclo, la señal de memoria 'E_M' se vuelve a reiniciar con el valor cero, de forma que siempre se empezará la desconexión con el mismo interruptor, es decir 'I_{Up}'.

Para evitar posibles errores, se ha considerado el valor de 'Mode'='1' como un estado de espera o reposo ya que corresponde a una señal de control '1' y conmutación '0', con lo que la respuesta del convertidor debe ser I_{Up}= Off e I_{Down}= Off. Este caso es posible cuando la señal de control indica al convertidor que debe conectarse para suministrar corriente pero el generador de la secuencia de conmutación le indica que finalizó la conducción, programando la desconexión de los dos interruptores.

En la Figura 4.8.1.7 se muestran las formas de onda de corriente de fase, tensión de fase, señal de conmutación y control así como las señales V_{Up} (para el control del interruptor superior (I_{Up})) y V_{Down} (para el control del interruptor inferior (I_{Down})) del convertidor a 2500 rpm y control de histéresis a 9A.

Se puede observar como se alternan los interruptores superior e inferior para realizar el troceado de la corriente generando una forma de corriente similar a la corriente mediante el Modo SoftChopping de la figura 4.8.1.2.

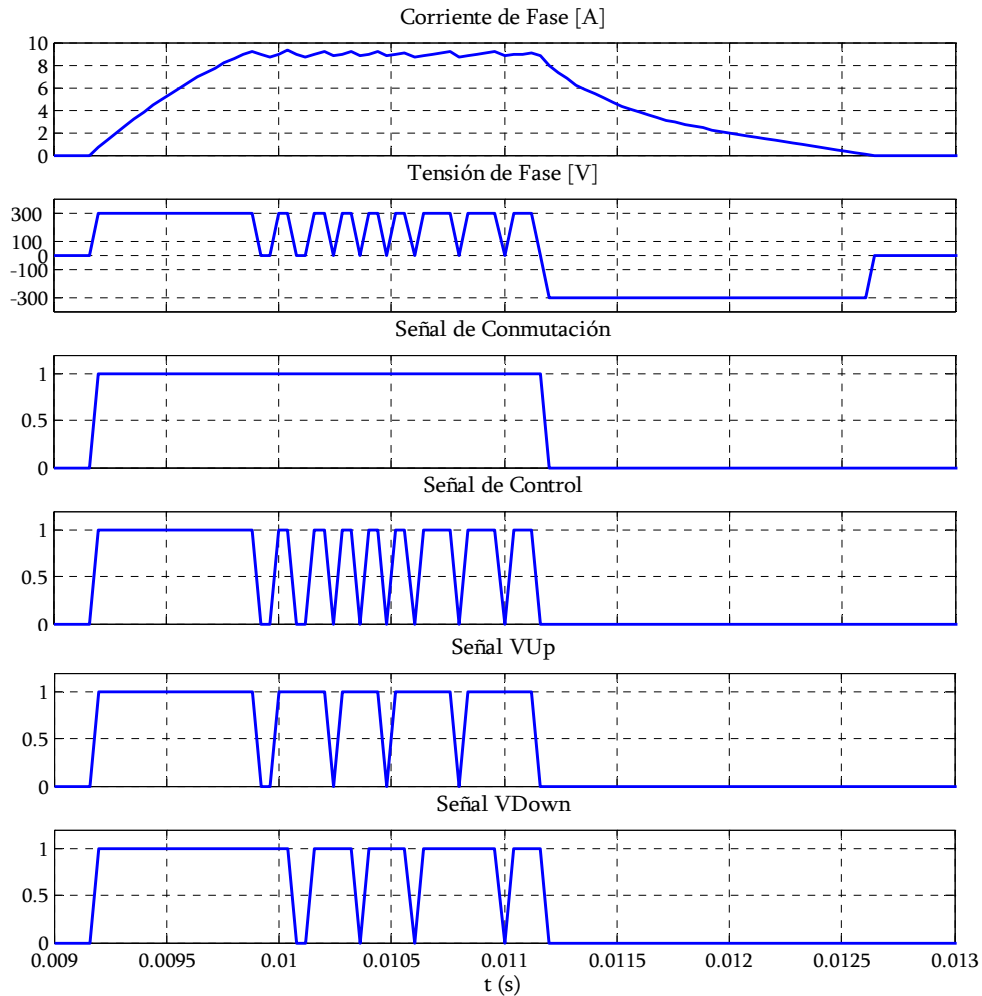


Figura 4.8.1.7: Formas de onda del modo Alternating 'Phase Shift Chopping' a 2500 rpm y 9A

Comparando con los demás modos de funcionamiento, en este modo se puede observar que aunque los dos interruptores se comportan como troceadores, estos están troceando a la mitad de la frecuencia que en los demás modos, consiguiendo reducir las pérdidas en los interruptores. Esto resulta de especial interés cuando se trabaja con reguladores de corriente donde no se tiene control de la frecuencia de conmutación, como ocurre con los reguladores de corriente por histéresis.

SELECCIÓN DEL MODO DE OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR

Todas estas posibilidades de troceado se pueden seleccionar dentro del bloque 'Operation Mode' a partir de la señal 'SwitchMode' tal y como se puede observar en la Figura 4.8.1.8. Cada modo de troceado se ha introducido en un bloque que puede utilizarse con cada fase del convertidor, por lo que para aumentar el número de fases solamente es necesario introducir tantos bloques como fases tenga el convertidor.

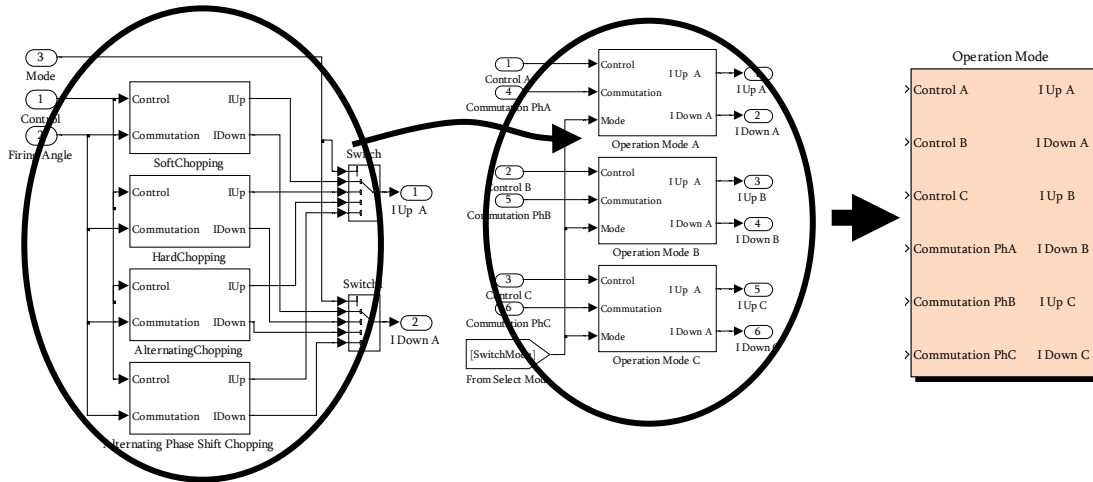


Figura 4.8.1.8 Bloque de selección del modo de operación del convertidor de 3 fases.

CRITERIOS PARA LA SELECCIÓN DEL MODO DE OPERACIÓN.

Los modos de troceado anteriormente descritos presentan ventajas e inconvenientes siendo adecuado su uso en función del tipo de aplicación que se desee implementar y por lo tanto de las posibilidades del convertidor y más concretamente de los interruptores utilizados en este.

No obstante se puede apreciar que para bajas velocidades el más recomendado es el Alternating Phase Shift Chopping ya que los interruptores tienen menores pérdidas.

Para velocidades medias es recomendable el modo Alternating Chopping ya que se reduce la frecuencia de conmutación y por tanto las pérdidas en el convertidor.

El modo Softchopping aumenta la frecuencia de conmutación de los interruptores troceadores, por lo que se podrá aumentar la velocidad de control, así pues es aconsejable utilizarlo cuando la velocidad es media-alta.

Hardchopping es un modo de funcionamiento que posee una frecuencia de trabajo inferior a la de Softchopping, siendo utilizarlo para mejorar las pérdidas de conmutación aunque al utilizar los dos interruptores de forma simultánea, las pérdidas se duplican, por ello no es un modo recomendado en los aspectos que se están comparando.

4.8.2 GENERACIÓN DE LA SECUENCIA DE CONMUTACIÓN:

La secuencia de conmutación debe generarse en función de la dirección de giro de la máquina y del comportamiento que se desee obtener de ella, siendo de vital importancia el lugar exacto donde se inicia la conducción y donde finaliza. El arranque también debe ser considerado dentro del ámbito de la generación de la secuencia, ya que debe asegurarse el arranque en la dirección de funcionamiento seleccionada.

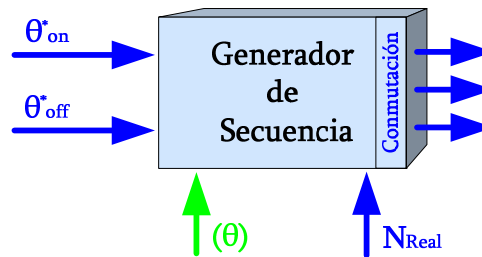


Figura 4.8.2: Posibles señales de entrada y salida del bloque generador de secuencia de conmutación.

Como puede observarse en la figura 4.8.2 para generar la secuencia de conmutación correctamente es necesario obtener realimentación de la posición rotórica y en función de esa posición (θ), de la velocidad (N_{Real}) y de las especificaciones del ángulo de conducción (ángulo de inicio (θ_{on}) y de final (θ_{off})); crear unas señales capaces de hacer funcionar el accionamiento en la dirección de giro prevista.

En el anexo A se describen los diferentes tipos de sensores de posición utilizados en este trabajo, destacando las ventajas de los sensores de posición constituidos por un disco ranurado y tres optointerruptores.

En este trabajo se ha utilizado dicho sensor, realizando novedosas aportaciones en el tratamiento digital de las señales obtenidas de los optointerruptores que se tratan para poder variar la posición de inicio de la conducción así como la de finalización.

4.8.2.1 COLOCACIÓN DEL CAPTADOR DE POSICIÓN.

Algunos autores [BEC93], [MIL93] han descrito como debe posicionarse el disco ranurado y los optointerruptores. En el anexo A se dan detalles de la constitución del disco ranurado y del número de optointerruptores que se deben utilizar según la estructura electromagnética del accionamiento de SRM (ver figura 4.8.2.1.1).

Seguidamente se explicará como debe situarse el disco ranurado para obtener las mejores prestaciones con el control digital que se propone.

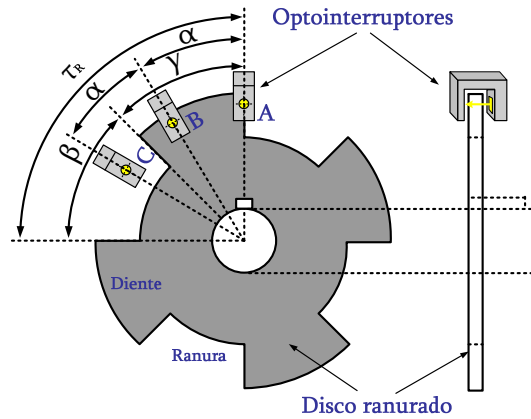


Figura 4.8.2.1.1: Detalle del disco ranurado y los optointerruptores para una estructura 6/4

Basándonos en el principio de funcionamiento mostrado en la figura 4.8.2.1.2, tal y como se explicó en el capítulo 2, el SRM se comporta como motor en la zona de inductancias crecientes (con derivada positiva) y como generador en la zona de inductancias decrecientes (con derivada negativa).

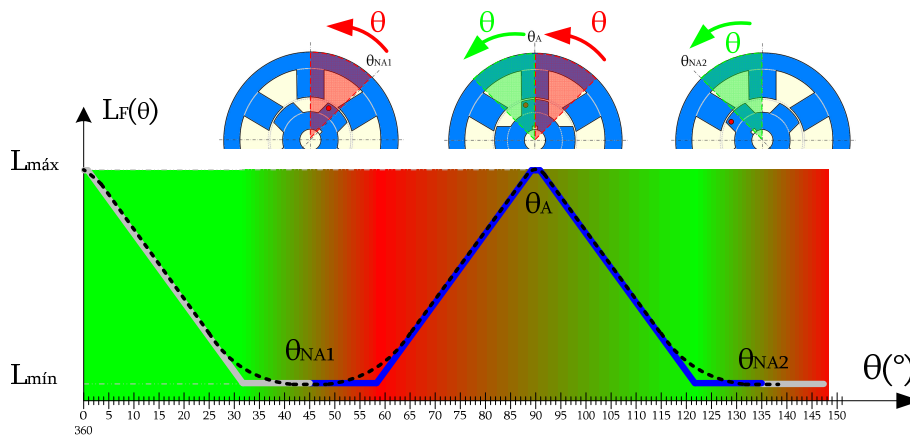


Figura 4.8.2.1.2: Zonas de funcionamiento en sentido de giro izquierdas. (Rojo=Motor y Verde=Generador).

Si se toma como dirección de giro la de la figura 4.8.2.1.2 (en sentido creciente del ángulo), el SRM se comporta como un motor si el ángulo de conducción se encuentra situado en la zona de color rojo, por lo tanto la zona habitual (válida) de inicio de conducción empieza a partir de la posición de no alineamiento θ_{NA1} y finaliza después de un ángulo aproximadamente igual al ángulo de paso (ϵ) de valor $\theta_{NA1}+30^\circ$, (suponiendo un funcionamiento a ángulos constantes y pulso único), volviendo a repetirse la operación cuando se encuentre en la posición θ_{NA2} y finalizando a $\theta_{NA2}+30^\circ$ y así sucesivamente para cada ciclo rotórico. Si la máquina girase en dirección contraria, es decir, para ángulos de giro decrecientes se toma como zona de interés la de color rojo, ya que en esa dirección es la zona en la que la inductancia crece y por lo tanto debería iniciarse la conducción aproximadamente en la posición de no alineamiento θ_{NA1} .

Se puede decir, por lo tanto, que la posición de no alineamiento es aproximadamente el punto a partir del cual se puede iniciar la conducción, debiendo coincidir con la información de la posición, es decir que parece ser un buen candidato como punto de inicio para el posicionado del disco si se desea utilizar el SRM como motor en ambos sentidos de giro. También se puede observar que de la misma forma, la posición de alineamiento θ_A parece ser la más adecuada para el comportamiento como generador en ambos sentidos de giro.

Dado que el Ángulo de resolución (ϵ_r) es el ángulo máximo en el que no se detecta variación de posición y depende del ángulo de paso que hay entre dos interruptores según la ecuación.

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{2} = \frac{360^\circ}{2 \cdot N_{\text{pasos}}} = \frac{180^\circ}{N_R \cdot m} \tag{4.8.2.1.1}$$

Para una topología 6/4, es cada 15° ($\epsilon_r = 15^\circ$) y la distancia en grados que existe entre la posición de alineamiento y no alineamiento es de 45° ($\tau/2$).

Por lo tanto los optointerruptores generan bits de información que se utilizan para codificar la posición del disco ranurado mediante la generación de palabras digitales, las cuales responden al formato ‘optoA optoB optoC’ donde optoA es el bit más significativo o de mayor peso.

Por lo tanto si se coloca el disco ranurado como se propone en la figura 4.8.2.1.4, se obtienen tres palabras de información 101, 100 y 110 entre la posición de alineamiento y no alineamiento en sentido izquierdas, asignando a la conducción de la fase dos palabras; la 101 y la 100 tal y como se muestra en gris en la figura 4.8.2.1.3.

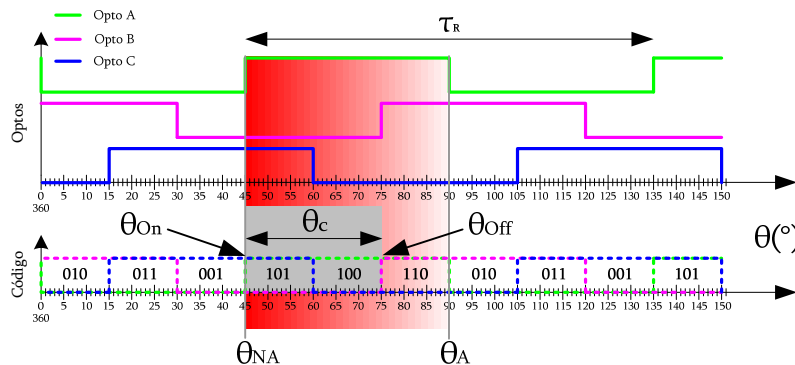


Figura 4.8.2.1.3: Señales de los optointerruptores y código digital generado.

Aparece entonces un problema de arranque, ya que si la orden de disparo coincide con la posición de no alineamiento θ_{NA} la máquina podría arrancar tanto a derechas como a izquierdas. Este problema es de fácil solución (se verá más adelante) siempre y cuando se sepa hacia donde se desea girar, forzando un arranque con una palabra de retraso respecto al funcionamiento normal (Modo de arranque seguro).

El disco debe quedar fijado al rotor y girar conjuntamente con este generando señales de codificación de la posición, permitiendo la detección de la posición de no alineamiento a partir de la cual se comenzarán las acciones para hacer conducir al SRM.

Se define como **evento** la acción de detectar un flanco ascendente o descendente de la señal obtenida de un interruptor (cambio de estado '0' a '1' o '1' a '0') y extrapolando esta detección a la codificación, se puede definir como un evento una variación en la palabra digital obtenida de los optointerruptores.

PROCEDIMIENTO PROPUESTO PARA LA FIJACIÓN DEL DISCO RANURADO:

El disco puede montarse siempre en la misma posición usando un chavetero, de esta forma se evitarán equivocaciones en su montaje y posteriores desmontajes si es que son necesarias.

Para fijar el disco ranurado y sincronizarlo con el rotor en la posición que se propone como referencia de ángulos para la detección de eventos, se procede moviendo el disco en la dirección de giro hasta que el inicio de un diente de este coincida con la posición de alineamiento de una fase del SRM. Utilizando uno de los sensores como detector de evento, ya que de esta forma se estará detectando la propia posición de alineamiento la cual es fácilmente reproducible en el rotor simplemente alimentado una fase en forma continua con una corriente controlada, tal y como puede observarse en la figura 4.8.2.1.4 (a).

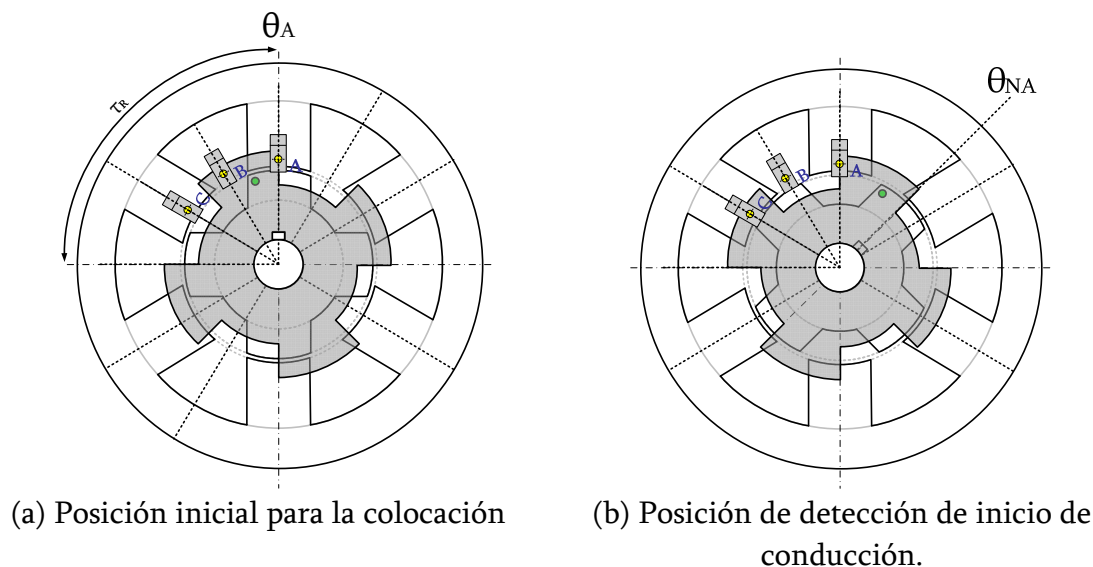
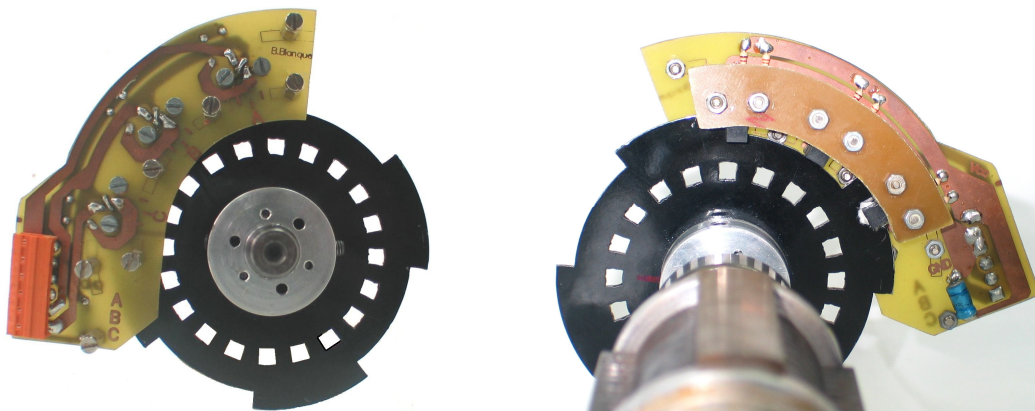


Figura 4.8.2.1.4: Proceso de sincronización del disco ranurado con el rotor del SRM.

Para esta posición, el disco ranurado debe estar indicando a los optointerruptores que la palabra (optoA.optoB.optoC) de valor 110 va a cambiar a 010, indicando que el diente ya ha pasado por el optoA , está pasando por el optoB y aún no ha llegado al optoC. Esta posición no es de especial interés si no es que se desee trabajar con el SRM como generador, pero sirve para obtener la verdadera posición de inicio mostrada en la figura 4.8.2.1.4 (b) retrasando el rotor y el disco 45°, es decir; a la posición donde se debería iniciar la conducción de la fase A. El evento que se produce en ese punto es debido a la variación de la palabra (optoA.optoB.optoC) 001 a 101 (el optoA pasa de valor '0' a valor '1') obteniendo así en este punto la detección real del evento que permite iniciar la conducción de la fase A.

En la figura 4.8.2.1.5 puede observarse el posicionado para el SRM 6/4 del anexo de motores donde el final del diente del disco ranurado Figura 4.8.2.1.5 (a) coincide con el sensor de posición A y a la vez coincide con la posición de alineamiento de la fase A es decir con el saliente del polo rotórico como se muestra en la figura 4.8.2.1.5 (b).



a) Vista del disco ranurado y los optointerruptores por la parte posterior (b) Vista del disco ranurado y los optointerruptores sincronizados con un polo rotórico

Figura 4.8.2.1.5: Posicionado y sincronización del disco en prototipo del SRM 6/4.

Como se había comentado anteriormente esto puede crear un problema en el arranque ya que el inicio de conducción coincide para ambos sentidos de giro con la posición de no alineamiento. Para solucionar este problema, la lógica de disparo debe contener información de la velocidad ofreciendo una zona de disparo segura para el arranque. En la solución adoptada esta posición de *arranque seguro* se realiza con 15° de retraso es decir para $\theta_{NA1}+15^\circ$ (coincidiendo con la información de los optointerruptores) respecto a la posición de inicio, cerciorándonos así del correcto arranque en el sentido de giro deseado.

Cuando se aplican las técnicas de control mediante ángulos variables estas recomendaciones en el posicionado del disco se mantienen vigentes y combinadas con el control digital pueden dar lugar a constituir un disparo de la fase en la posición que se desee y con el ángulo de conducción que se demande.

4.8.2.2 POSIBLES ESTRATEGIAS DE SELECCIÓN DE LOS ÁNGULOS DE CONDUCCIÓN.

Una vez posicionado el disco ranurado respecto al rotor, la codificación en palabras digitales que se obtendrá mediante los optointerruptores siempre será la misma para cada posición rotórica y por lo tanto nos deberemos valer exclusivamente de ellas para seleccionar el ángulo de conducción. Estas señales digitales por si solas únicamente pueden operar mediante lógica combinatorial, ofreciendo eventos detectables a cada ángulo de resolución obtenido para el disco ranurado (de 15° en 15° en el SRM 6/4). Por lo tanto en su forma de funcionamiento solamente se podrían disparar las fase de una forma válida con tres ángulos de conducción distintos, o 15° o 30° o 45° y en situaciones de inicio y final de conducción diferentes tal y como se aprecia en la siguiente figura 4.8.2.2.1.

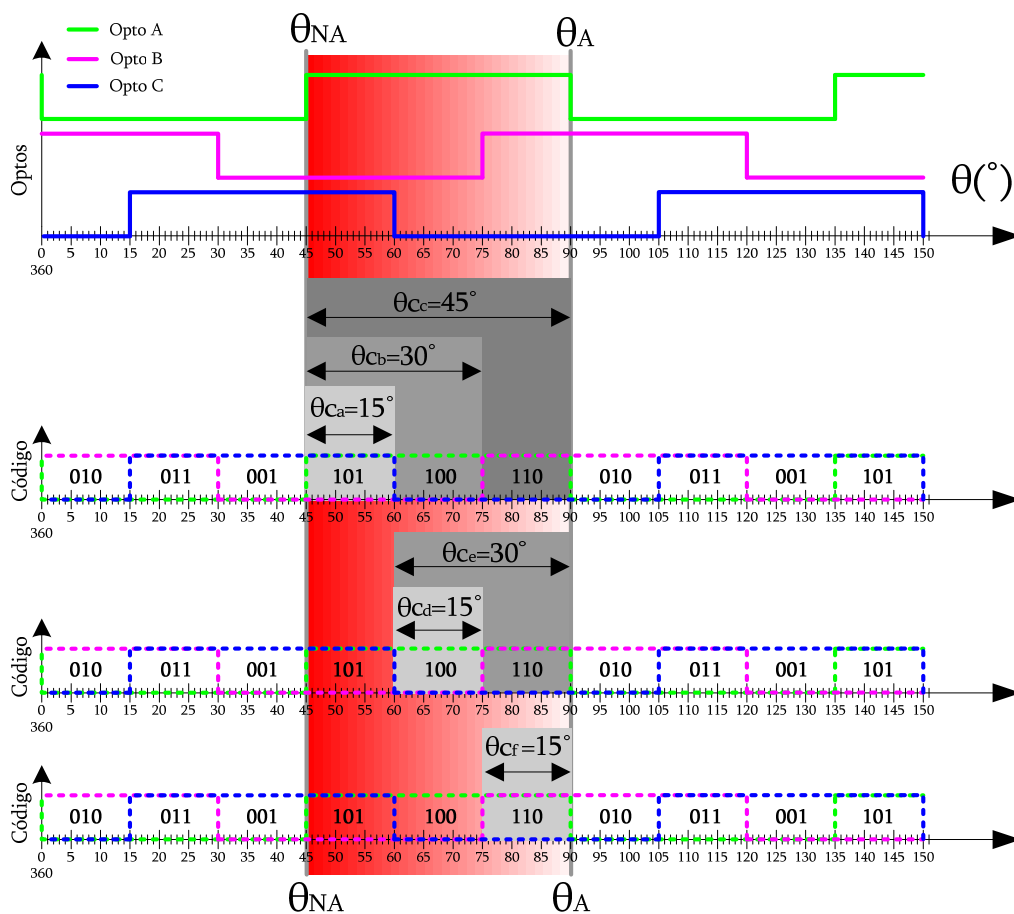


Figura 4.8.2.2.1: Ángulos de conducción obtenidos mediante lógica combinatorial entre la posición de alineamiento y no alineamiento.

Se observa también que con tres ángulos distintos de conducción las únicas posibilidades de disparo en función del ángulo de inicio (θ_{on}) y de final (θ_{off}) de conducción se limitan a seis, a las cuales se les llama θ_{ca} , θ_{cb} , θ_{cc} , θ_{cd} , θ_{ce} y θ_{cf} y responden a las características de la tabla 4.8.2.2.1.

Ángulo de conducción θ_c	Ángulo de inicio θ_{on}	Ángulo de final θ_{off}	Lógica combinacional de los optointerruptores Código = (Opto A Opto B Opto C)
$\theta_{ca} = 15^\circ$	θ_{NA}	θ_{NA+15°	101
$\theta_{cb} = 30^\circ$	θ_{NA}	θ_{NA+30°	101 or 100
$\theta_{cc} = 45^\circ$	θ_{NA}	θ_{NA+45°	101 or 100 or 110
$\theta_{cd} = 15^\circ$	θ_{NA+15°	θ_{NA+30°	100
$\theta_{ce} = 30^\circ$	θ_{NA+15°	θ_{NA+45°	100 or 110
$\theta_{cf} = 15^\circ$	θ_{NA+30°	θ_{NA+45°	110

Tabla 4.8.2.2.1: Definición de los ángulos de conducción mediante la codificación de los optointerruptores.

De esta forma se pueden conseguir seis posibilidades distintas para cada fase y combinarlas de forma sencilla simplemente utilizando una estrategia u otra según se desee. Como puede observarse además de permitir la activación de una fase de forma secuencial sin solapamiento $\theta_c \leq 30^\circ$ también permite el solapamiento cuando se supera este ángulo, hasta valores $\theta_c = 45^\circ$, lo cual resulta útil cuando se desea alargar el tiempo de conducción dentro de la zona válida de funcionamiento y por ejemplo se pretende compensar la falta de una fase dando instrucciones al control para que aumente al máximo la conducción.

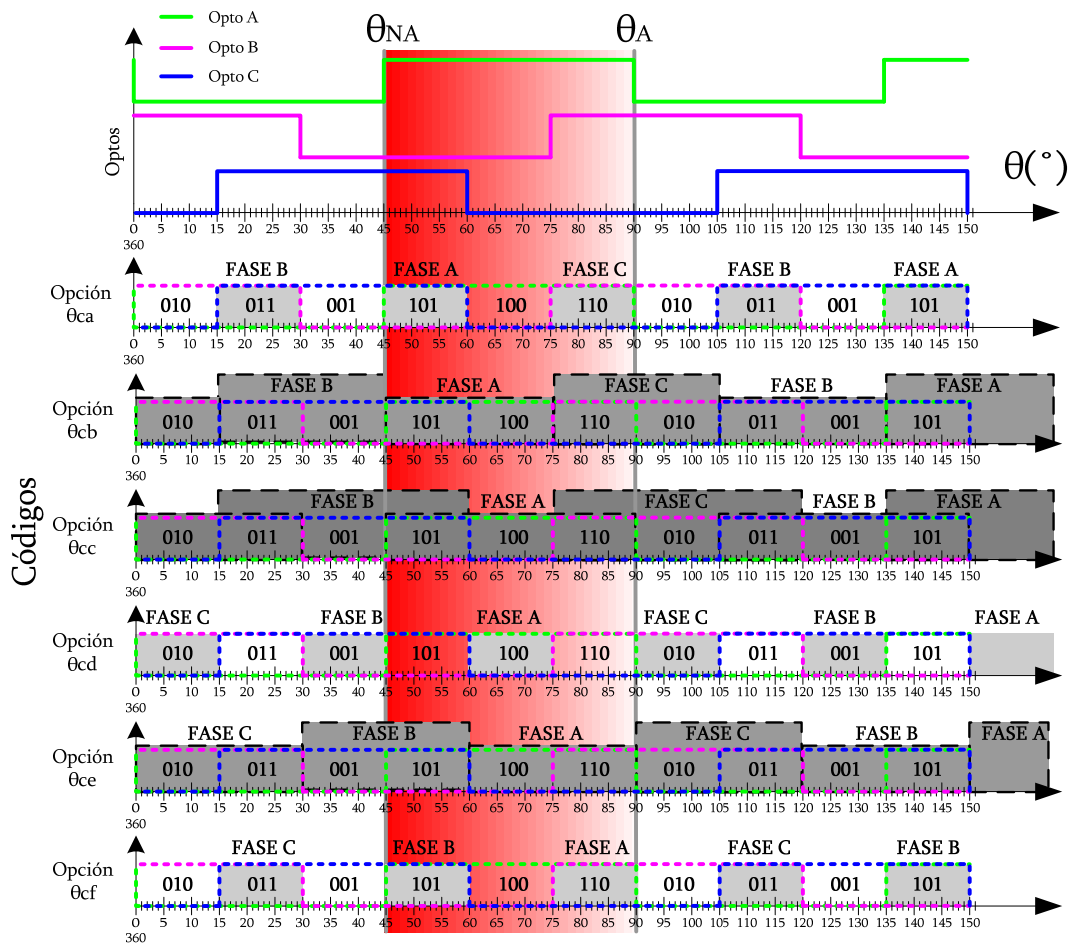


Figura 4.8.2.2.2: Representación de los ángulos de conducción obtenidos mediante lógica combinacional aplicados a cada fase.

Cabe apuntar, que las combinaciones para un arranque seguro, en el sentido de la marcha que nos ocupa en este ejemplo, podrían ser las correspondientes a los ángulos θ_{cd} , θ_{ce} o θ_{cf} , ya que todas ellas disponen de un ángulo de inicio que no se encuentra en θ_{NA} , sino que está retrasado como mínimo 15° , permitiendo un arranque seguro en sentido de giro especificado.

De todos modos, esta forma de escoger el ángulo de funcionamiento resulta adecuada en sistemas que generan la señal de disparo utilizan módulos de lógica combinatorial; asegurando una cierta elasticidad, pero no deja de ser un sistema limitado y de pocas posibilidades.

Las ventajas de este método consisten en que no se necesita tiempo de procesado para calcular y ajustar los ángulos ya que estos vienen dados por el sistema y aunque no tiene muchas posibilidades de variación, estas se multiplican si se introduce otro sensor óptico (Optointerruptor). El caso extremo de introducir más sensores de posición deriva en los encoder absolutos y relativos comerciales, los cuales resultan mucho más caros.

En este trabajo se pretende dotar al control del convertidor de un generador de secuencia de conmutación que ofrezca la posibilidad variar el ángulo de inicio y de final de conducción mediante el procesado de las señales codificadas de los optointerruptores y la velocidad del accionamiento, utilizando únicamente el propio procesador digital de señal utilizado para el control de todo el accionamiento.

4.8.2.3 RESTRICCIONES DEL ÁNGULO DE CONDUCCIÓN EN LA SECUENCIA DE CONMUTACIÓN.

Se desea disponer de la máxima variación de los ángulos de disparo utilizando el control digital y a partir de los sensores de posición. Para ello se impondrán limitaciones de las posibilidades de regulación definiendo la zona útil de regulación.

Basándonos en el principio de funcionamiento explicado con anterioridad (ver figura 4.8.2.1.3) para una accionamiento 6/4 que gira en sentido antihorario, se define como zona útil de disparo aquella en la que la inductancia es creciente, es decir desde θ_{NA} hasta θ_A .

Por lo tanto, el ángulo de inicio de conducción (θ_{on}) válido puede ser cualquier ángulo mayor que θ_{NA} y menor que θ_A .

El ángulo definido como ángulo de final de conducción (θ_{off}) válido debe ser siempre superior al de inicio (θ_{on}) y dado que la resolución del sistema de adquisición de ángulo mediante optointerruptores es (ϵ_r) de 15° se toma como ángulo mínimo $\theta_{on}+15^\circ$. De esta forma pueden definirse los márgenes de conducción mediante los valores mínimos y máximos de estas variables.

$\theta_{on_{mín}} < \theta_{on} < \theta_{on_{máx}}$	$\theta_{off_{mín}} < \theta_{off} < \theta_{off_{máx}}$
$\theta_{on_{mín}} = \theta_{NA}$	$\theta_{off_{mín}} = \theta_{on} + \varepsilon_r^\circ$
$\theta_{on_{máx}} = \theta_A - \varepsilon_r^\circ$	$\theta_{off_{máx}} = \theta_A$

Tabla 4.8.2.3: Rangos de los ángulos de inicio y final de conducción obtenidos mediante optointerruptores.

ARRANQUE EN MODO SEGURO:

En el arranque del SRM debe asegurarse que se va a realizar en la dirección adecuada y para ello se propone usar siempre la misma consigna de ángulo.

$$\theta_{on_{arranque}} = \theta_{NA} + \varepsilon_r^\circ \quad (4.8.2.3.1)$$

En el caso del SRM 6/4 un ángulo de valor $\theta_{on_{arranque}} = \theta_{NA} + 15^\circ$ el cual corresponde con la siguiente posición de los optointerruptores, pudiéndonos servir de esa posición ejecutada en adelante, hasta obtener una velocidad de seguridad igual a la mínima que puede medir el sistema (12,5 rpm definida en la sección 4.7.1), en la que se pasará a ejecutar la secuencia correcta.

4.8.2.4 MODO DE FUNCIONAMIENTO MEDIANTE ÁNGULOS VARIABLES.

Una vez definida la zona útil de funcionamiento, se pasa a describir como se ejecutará la secuencia de conmutación para ángulos variables de inicio y final de conducción.

Inicialmente se debe disponer de una señal de evento (δ), obtenida cuando se produce la variación de valor en la salida de un optointerruptor que detecta el paso de los dientes del disco ranurado (posicionado según la sección 4.8.2.1). El número de eventos (N_δ) que se pueden obtener con un disco ranurado son dos por optointerruptor, ya que cada diente al pasar por delante del sensor produce una variación de '0' a '1' o de '1' a '0', por lo tanto el número de eventos se obtiene aplicando la ecuación 4.8.2.4.1:

$$N_\delta = 2 \cdot m \quad (4.8.2.4.1)$$

Donde:

m = Número de optointerruptores.

Dichos eventos se procesan junto con la velocidad del accionamiento, usándolas como una referencia temporal a partir de la cual se puede obtener la variación del ángulo recorrido en función del tiempo desde que se inició el evento. Se obtiene así la posición relativa respecto al evento, el cual es conocido y se repite para cada posición rotórica del SRM coincidiendo con la descripción de la tabla 4.8.2.4.1.

	EVENTOS					
	δ'_a	δ_a	δ'_c	δ_c	δ'_b	δ_b
Variación detectada por el opto A	'0'	'0'a'1'	'1'	'1'	'1'a'0'	'0'
Variación detectada por el opto B	'1'a'0'	'0'	'0'	'0'a'1'	'1'	'1'
Variación detectada por el opto C	'1'	'1'	'1'a'0'	'0'	'0'	'0'a'1'
Posición detectada [Respecto a $L(\theta)$]	θ_{NA}	$\theta_{NA-\epsilon_r}$	θ_{NA}	$\theta_{NA-\epsilon_r}$	θ_{NA}	$\theta_{NA-\epsilon_r}$

Tabla 4.8.2.4.1: Características de los eventos para cada ciclo polar rotórico.

En la figura 4.8.2.4.1 se muestra la detección de los eventos a cada ciclo polar rotórico y para cada fase del SRM, relacionados con la evolución de la inductancia. También se muestran las señales obtenidas de los optointerruptores usadas para generar las señales de conmutación que dan lugar a la corriente de fase para un funcionamiento en pulso único.

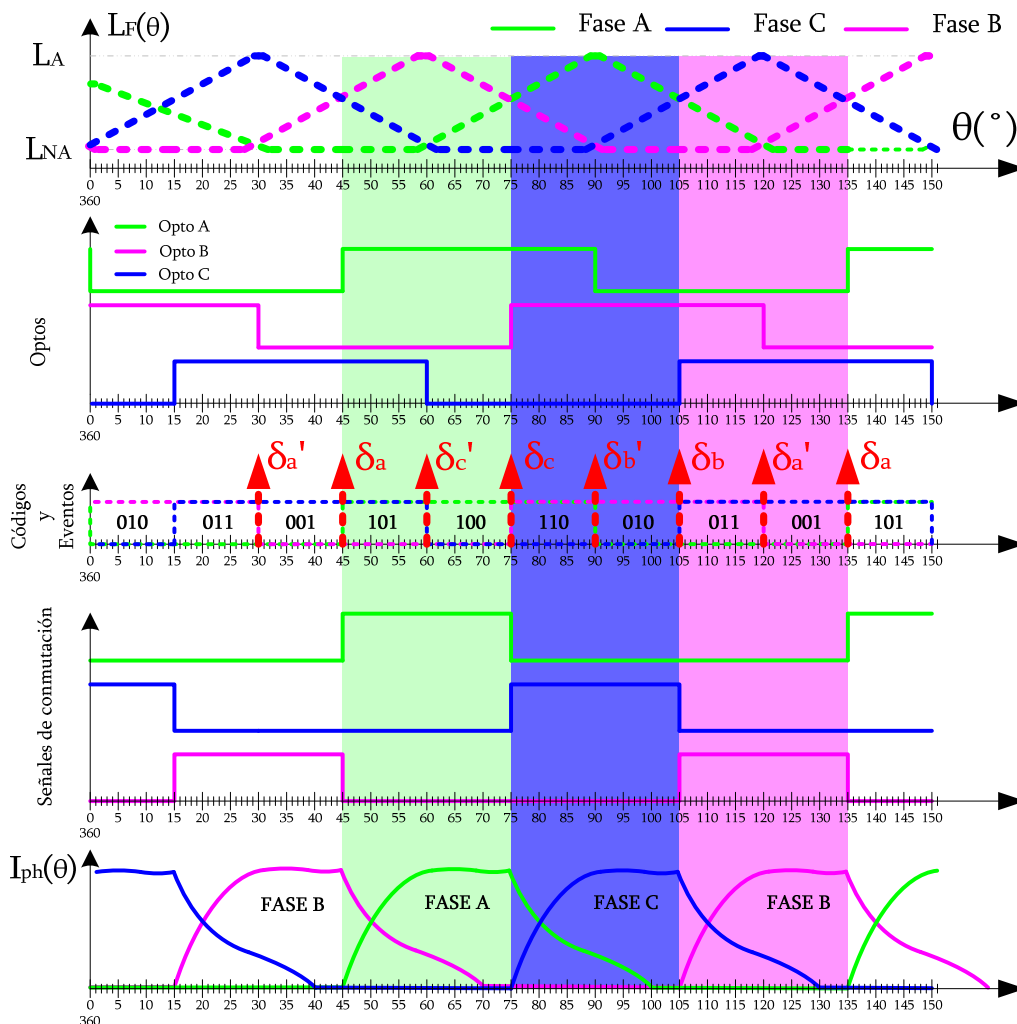


Figura 4.8.2.4.1: Representación de los eventos detectados para cada fase.

En la figura 4.8.2.4.1 puede observarse como por ejemplo, el evento δ_a obtenido del paso de la palabra 001 a la 101 provenientes de los optointerruptores (OptoA,OptoB,OptoC) que se explicitó en la tabla 4.8.2.4.1, nos permitirá retrasar

temporalmente mediante un sistema digital la palabra 101 con el objetivo de poder retrasar así el ángulo de inicio de conducción y/o final de conducción.

En la figura 4.8.2.4.2 se describe el objetivo propuesto, usando como ejemplo la generación de una nueva señal de conmutación para la fase A iniciada en un ángulo 'θon' que está retrasado respecto al evento δa y que finaliza con ángulo 'θoff' respecto a δa (o finaliza con ángulo 'θoff -15°' respecto a δc').

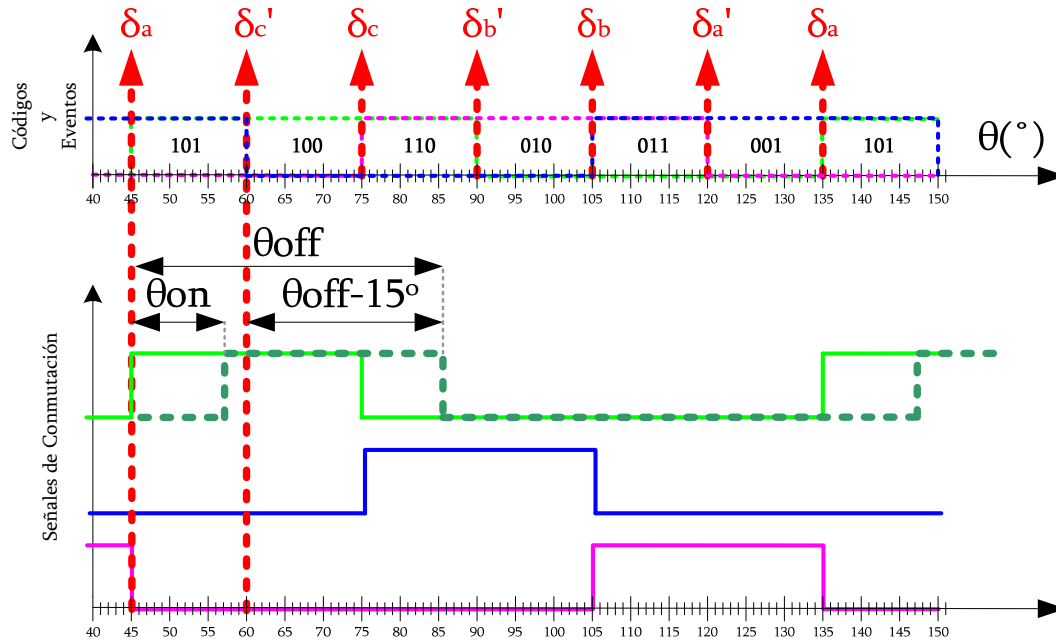


Figura 4.8.2.4.2: Descripción de las señales de conmutación con ángulos variables para una fase, en un ciclo polar rotórico.

Por lo tanto el valor del ángulo de conducción se ha retrasado respecto a la posición de no alineamiento. En adelante, la posición de no alineamiento y δ_m se tomarán como referencia de ángulo para cualquier fase ($m=a,b,c,\dots$), por lo cual, cuando se desee que una fase empiece a conducir con retraso respecto a esa posición, se denominará ángulo de inicio de conducción (θ_{on}).

De la misma forma, se puede obtener el ángulo de final de conducción (θ_{off}) con un retraso respecto a $\delta_{c'}$ o con referencia a δ_a o lo que es lo mismo la posición de no alineamiento. Esto es posible debido a que $\delta_{c'} = \delta_a + 15^\circ$.

Cabe apuntar, que tanto δ_a como $\delta_{c'}$ son eventos temporales y no tiene sentido pensar en utilizarlos cuando el accionamiento está parado. Si el accionamiento está en reposo no se podrá utilizar este método para retrasar el ángulo ya que los eventos temporales son inexistentes, entonces solo se podrá realizar el retraso mediante el método explicado en la sección 4.8.2.3 con resoluciones de 15° , y de hecho el arranque se puede decir que es seguro si comienza a partir de $\delta_{c'}$ (por lógica combinatorial para la palabra 100).

La utilización de eventos temporales para el ajuste de los ángulos de conmutación de un accionamiento de SRM, mediante disco ranurado, introduce nuevas restricciones en lo que a valores máximos y mínimos se refiere. Si las señales que se utilizan tienen referencias temporales intercaladas cada ϵ_r (15° en el caso que nos ocupa) no pueden generarse ángulos de conducción entrelazados superiores a $2\epsilon_r$ de forma que el máximo será la suma de dos referencias, es decir 30° o lo que se llama ángulo normal de conducción (θ_{cn}). Para solucionar estos problemas se inicia la operación un paso antes, es decir para la posición $\theta_{NA}-15^\circ$ o el evento δ_a' , obteniendo así más tiempo para realizar las operaciones de procesado.

Por lo tanto aunque δ_a se tome como referencia, las operaciones se iniciarán 15° antes con el objetivo de poder generar las señales desfasadas tal y como puede observarse en la figura 4.8.2.4.3.

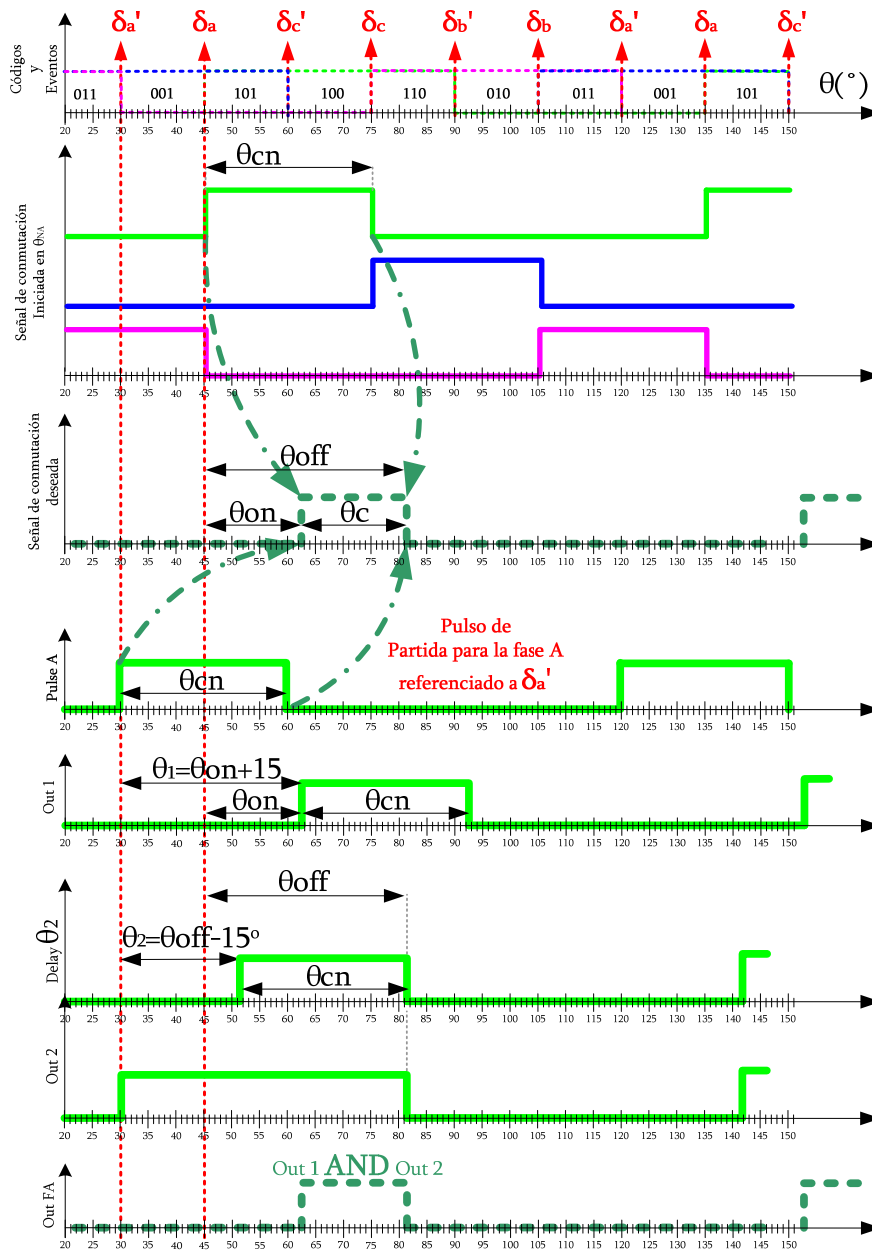


Figura 4.8.2.4.3: Generación de las señales de conmutación con ángulos variables para una fase, en un ciclo polar rotórico.

Finalmente en la figura 4.8.2.4.4, se describe el sistema con el que se obtiene la señal de conmutación una vez se han procesado los ángulos de inicio y final de la conducción partiendo de la referencia de ángulo $\delta a'$ y de la velocidad del accionamiento.

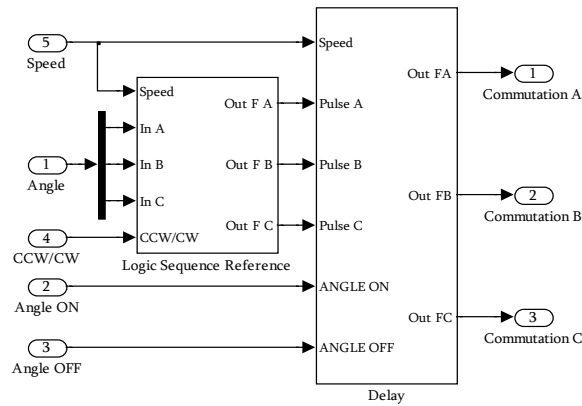
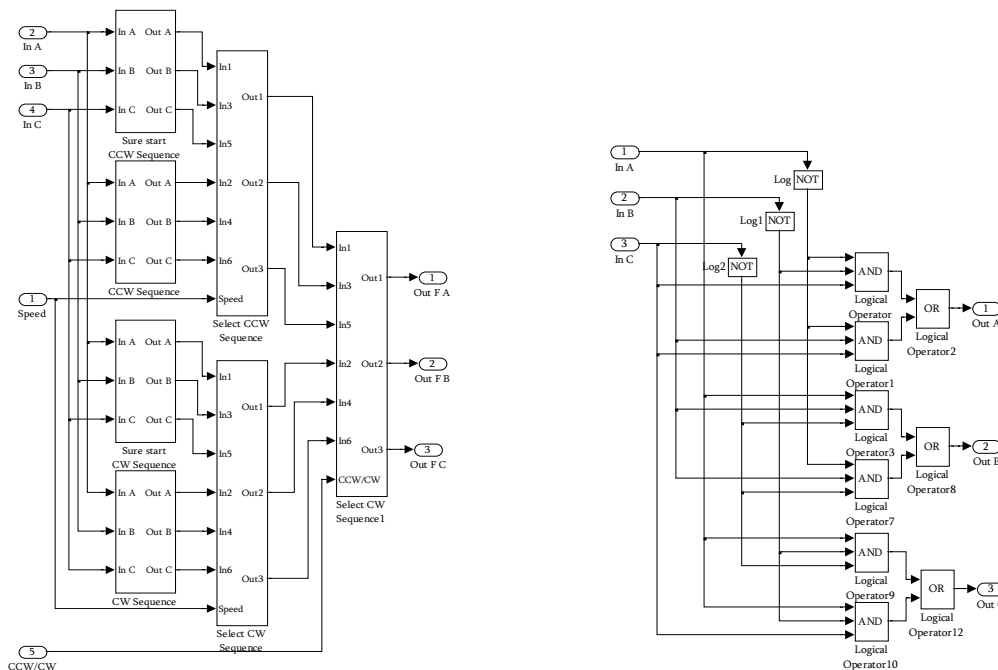


Figura 4.8.2.4.4: Esquema general de procesado del ángulo de conducción.

Se observa el bloque ‘Logic Sequence Reference’ de donde se obtiene la señal de conmutación de referencia o básica, acondicionada en función de las entradas de los optointerruptores, de la velocidad del accionamiento y del sentido de giro deseado. Dicha señal se genera a partir de los optointerruptores, con un ángulo de conducción normal (θ_{cn}) de 30° referido a $\delta c'$ para el arranque en modo seguro y con referencia a $\delta a'$ cuando ya se ha superado la velocidad de arranque (12,5 rpm). Se ha implementado mediante Simulink según se muestra en la figura 4.8.2.4.5.



(a) Bloque generador de la señal de conmutación de partida

(b) Generación de la señal de conmutación del bloque ‘Sure Start CCW Sequence’

Figura 4.8.2.4.5: Generación de la secuencia de conmutación básica.

En el caso que nos ocupa (SRM 6/4) se generará la señal de disparo mínima con inicio de la conducción en la posición $\theta_{NA}-15^\circ$ y fin de la conducción $\theta_{NA}+15^\circ$. En el caso de arranque la señal de disparo se realizará en la posición $\theta_{NA}+15^\circ$ y finalizará para la posición $\theta_{NA}+45^\circ$ durante el tiempo en que la velocidad sea inferior a la de modo seguro.

De esta forma, si no existiese el módulo ‘Delay’ las señales de salida del bloque ‘Logic Sequence Reference’ podrían usarse directamente sobre el bloque de modos de operación del convertidor.

La señal generada para cada fase se introduce en el módulo retardador ‘Delay’ para lograr la sincronización de las señales y producir el retardo indicado por las señales ‘Angle On’ y ‘Angle off’ siempre y cuando la velocidad del accionamiento sea superior a las 12,5 rpm de arranque seguro.

A continuación se describirá el módulo ‘Delay’ representado en la figura 4.8.2.4.6 donde se realiza el procesamiento los ángulos de inicio y final de conducción partiendo de la señal de conmutación básica de entrada.

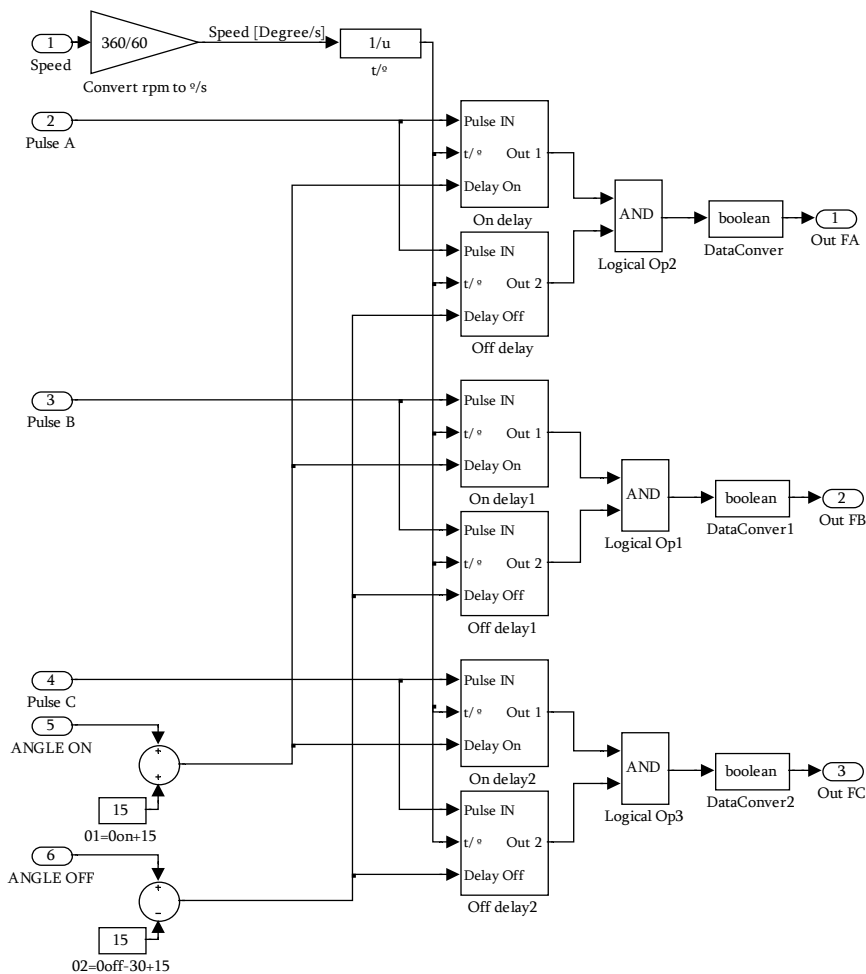


Figura 4.8.2.4.6: Generación de las señales de conmutación con ángulos variables.

Inicialmente, es necesario obtener los grados que se han recorrido en un segundo a partir de la velocidad en revoluciones por minuto y realizando la inversa se obtiene el tiempo que transcurre (a esa velocidad) en girar un grado. Esta medida se combinará internamente con el tiempo de muestreo para calcular en número de muestras que debe retrasarse la señal de conmutación de referencia o básica tal y como puede observarse con detalle en la figura 4.8.2.4.7 para una fase.

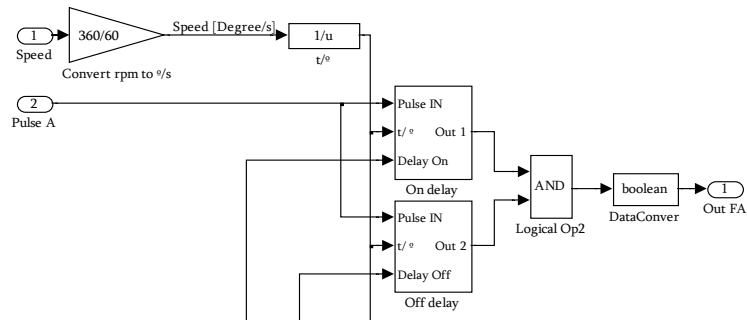


Figura 4.8.2.4.7: Cálculo de tiempo en recorrer un grado y bloques usados para la generación de la señales de conmutación con ángulos variables de una fase.

Para cada señal de entrada (Pulse A) se puede observar que se dispone de dos bloques desfasadores (On delay y Off delay), el primero para retrasar el ángulo de inicio a la conducción y el segundo para retrasar el ángulo de final de conducción tal como se mostró en el cronograma de funcionamiento de la figura 4.8.2.4.3.

El ajuste del ángulo de inicio de conducción (On delay) se ha constituido según se muestra en la figura 4.8.2.4.8.

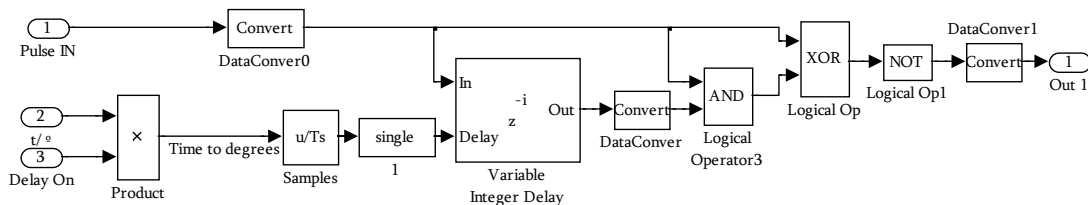


Figura 4.8.2.4.8: Procesado del ángulo de inicio de la conducción.

Obteniendo una salida (Out1) que combinada lógicamente mediante una puerta lógica AND con la salida del módulo retardador de ángulo de finalización de la conducción (Out2) mostrado en la figura 4.8.2.4.9, permite definir el ángulo de disparo de una fase (Out FA) del SRM

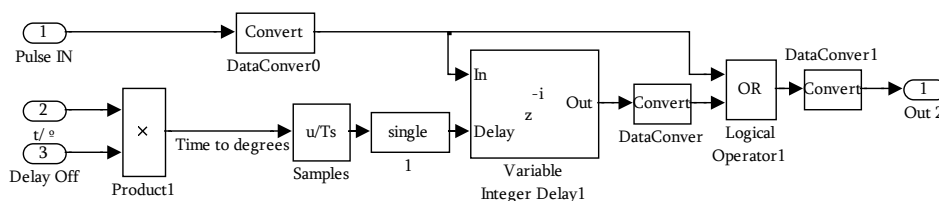


Figura 4.8.2.4.9: Procesado del ángulo de finalización de la conducción.

El bloque 'Variable integer delay' retrasa la entrada un número entero de muestras (del tiempo de muestreo utilizado por el sistema digital) calculadas como sigue:

$$N_{\text{muestras}} = \frac{60}{360 \cdot n(\text{rpm})} \cdot \theta_{\text{delay}} = \frac{60}{360 \cdot n(\text{rpm}) \cdot T_s} \theta_{\text{delay}} \quad (4.8.2.4.2)$$

Donde:

N_{muestras} = Número entero de muestras a retrasar.

T_s = Tiempo de integración o muestreo.

$n(\text{rpm})$ = velocidad del accionamiento en rpm.

θ_{delay} = Ángulo a defasar.

De esta forma también se puede estimar el error en grados que se comete en función de la velocidad a la que gira el accionamiento y tiempo de muestreo que el sistema requiera. El máximo error se cometer al redondear a un número de muestras entero el cálculo anterior es de ± 1 muestra; por lo tanto el máximo error se obtendrá:

$$\theta_{\text{error}} = \pm 1 \text{ Muestra} = \pm \frac{360 \cdot n(\text{rpm}) \cdot T_s}{60} \quad (4.8.2.4.3)$$

Los tiempos de muestreos utilizados en el sistema de procesado digital no suelen superar los $100\mu\text{s}$, aunque estos dependen de muchos parámetros y las velocidades a las que se funciona el accionamiento no suelen superar las 3000 rpm. Seguidamente en la tabla 4.8.2.4.2 se muestra el error cometido en grados usando rangos de tiempo y velocidades habituales en el control a modo de ejemplo.

$T_s(\mu\text{s})$	Velocidad (rpm)							
	250	500	1000	1500	2000	2500	3000	3500
40	0,06°	0,12°	0,24°	0,36°	0,48°	0,60°	0,72°	0,84°
60	0,09°	0,18°	0,36°	0,54°	0,72°	0,90°	1,08°	1,26°
80	0,12°	0,24°	0,48°	0,72°	0,96°	1,20°	1,44°	1,68°
100	0,15°	0,30°	0,60°	0,90°	1,20°	1,50°	1,80°	2,10°
120	0,18°	0,36°	0,72°	1,08°	1,44°	1,80°	2,16°	2,52°
140	0,21°	0,42°	0,84°	1,26°	1,68°	2,10°	2,52°	2,94°

Tabla 4.8.2.4.2: $\theta_{\text{error}}(^{\circ})$ para diferentes velocidades y tiempos de muestreo.

Si consideramos el error introducido en el cálculo de la velocidad, aparece un error acumulativo, pero resulta despreciable tal y como se vio en la sección 4.7.1, dado que el sistema para la medida de velocidad es preciso.

Sobre el generador de la secuencia de conmutación, cabe destacar que es fácilmente implementable mediante sistemas digitales independientes tales como FPGA's y la utilización de dichos sistemas trabajando con pequeños tiempos de muestreo, disminuye el error además de liberar al sistema de control de tareas rutinarias.

4.8.3 SEÑALES DE CONTROL DE LOS REGULADORES PROPUESTOS.

Los reguladores de corriente o tensión convierten la referencia o consigna (de corriente o tensión) que provienen del control del accionamiento en unas señales de excitación (control de la conducción) de las fases conectadas al convertidor, las cuales son interpretadas por el bloque que ejecuta los modos de operación para el convertidor, consiguiendo así que circule o no corriente por cada fase del SRM.

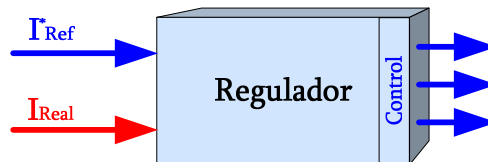


Figura 4.8.3.1: Posibles señales de entrada y salida del bloque Regulador.

Los distintos reguladores influirán en el comportamiento del SRM, respondiendo a la referencia de corriente como si de un regulador de par se tratase.

Los diferentes tipos de reguladores que se pueden aplicar según las zonas de funcionamiento (Ver Figura 2.2.5.1) del SRM se ven recogidas en la siguiente tabla 4.8.3.1 [BLA99].

Funcionamiento	Tipos de Reguladores	Variables	Constantes
Par constante	Histéresis	I_{REF} , θ_{On} y θ_{Off}	-
	PWM	D , θ_{On} y θ_{Off}	-
Potencia constante	Control a Pulso único	θ_{On} y θ_{Off}	V_{DC} $D=máx$ $I_{REF}=máx$
Característica natural		-	θ_{On} y θ_{Off} , V_{DC} $D=máx$ y $I_{REF}=máx$

Tabla 4.8.3.1: Estrategias de control en el SRM.

Las posibilidades de funcionamiento dependen del tipo de reguladores utilizados y estos serán:

- Regulador de corriente, mediante **histéresis**. Las señales de control se generan introduciendo el error de corriente (obtenido de la diferencia entre la corriente real que circula por la fase y la ofrecida por la consigna o referencia), en un comparador de histéresis como el mostrado en la figura 4.8.3.2 donde se puede programar el margen superior e inferior de la ventana.

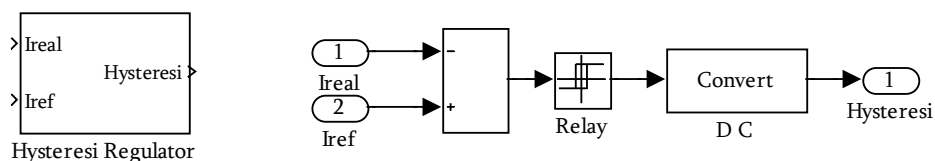


Figura 4.8.3.2: Módulo regulador de Corriente por Histéresis programado en Simulink.

Este regulador permite variar el margen superior de corriente y el inferior, pero no se dispone de control de la frecuencia pudiendo variar en función de la ventana programada para la corriente (cuanto más amplia sea la ventana de corriente, mayor será el rizado de corriente y menor será la frecuencia, de la señal de control).

La forma de la corriente se aproxima, especialmente en el margen de bajas velocidades, a la ideal rectangular tal y como se puede apreciar en la figura 4.8.3.3

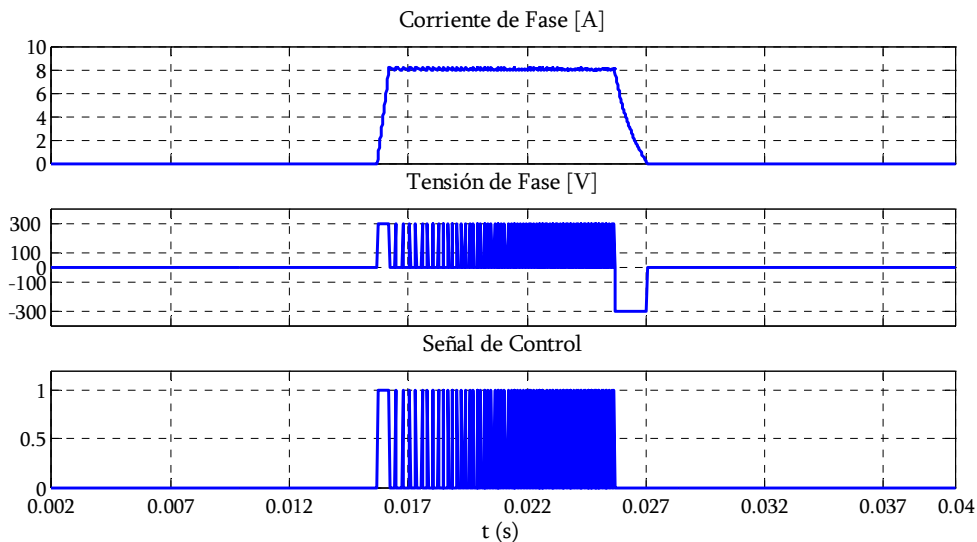


Figura 4.8.3.3: Regulación de corriente mediante histeresis a 8 A a una velocidad de 500 rpm

En el momento que el accionamiento no responde a la consigna de referencia, porque se ha superado el valor máximo de esta, ($I_{ref} > I_{m\acute{a}x}$) el regulador ha llegado a la saturación y se puede decir que el funcionamiento del accionamiento es a pulso único.

- Regulador mediante modulación por anchura de pulsos **PWM (Pulse Width Modulation)**. Las señales de control se obtienen a partir de la comparación entre una señal triangular de frecuencia elevada (entre 2 y 20 kHz para IGBT's) llamada portadora con una señal moduladora tal y como puede observarse en la figura 4.8.3.4.

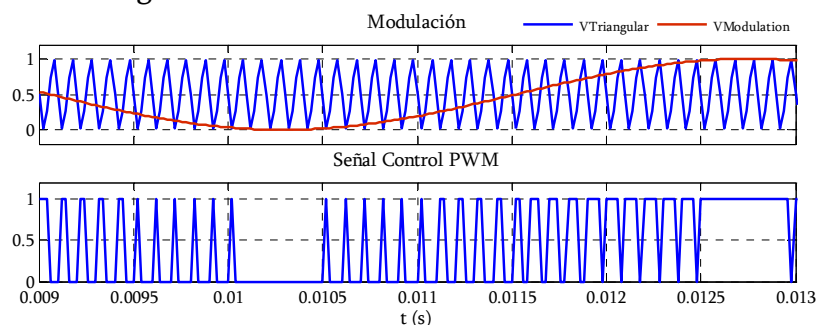


Figura 4.8.3.4: Señal de control obtenida mediante PWM a 10kHz.

- El regulador PWM de tensión genera señales de control partiendo directamente de la señal de consigna, por lo cual sobre a la fase se le aplica una tensión asociada a relación cíclica D (Duty Cycle) según la expresión 4.8.3.1.

$$D = \frac{T_{on_control}}{T_{Triangular}} \tag{4.8.3.1}$$

Donde:

$T_{on_control}$ = Tiempo en que la señal de control indica que se debe permanecer en conducción.

$T_{Triangular}$ = Periodo de la señal triangular.

En la figura 4.8.3.5 puede verse como se programa en Simulink el bloque regulador PWM.

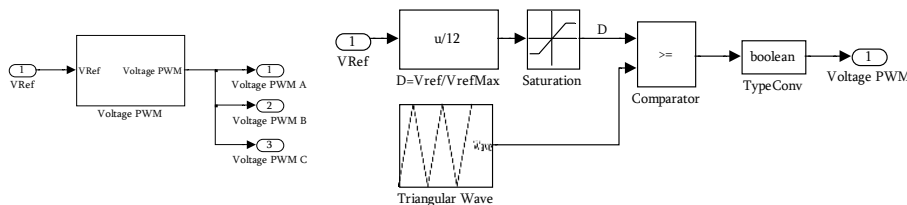


Figura 4.8.3.5: Bloque regulador de tensión PWM programado en Simulink.

En la figura 4.8.3.6 se muestran las formas de onda de la corriente y la tensión de fase juntamente con la señal de control obtenida mediante un regulador PWM en un SRM 6/4.

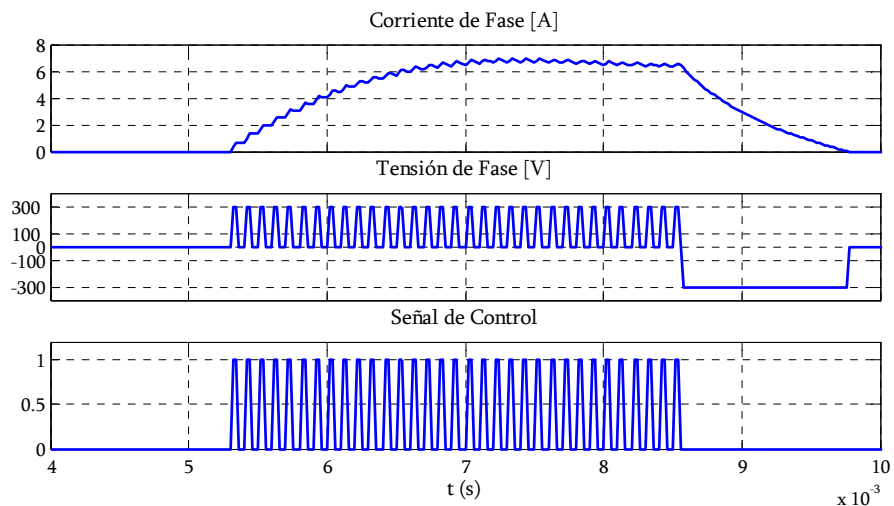


Figura 4.8.3.6: Regulación de tensión a $D=0,5$ ($V_{ref\,m\grave{a}x}/2$) obteniendo 1500 rpm.

En el momento que el accionamiento no responde a la consigna de referencia, porque se ha superado el valor máximo de esta, ($D \geq 1$) el

regulador ha llegado a la saturación y se puede decir que el funcionamiento del accionamiento es a pulso único.

Este regulador tiene la desventaja de no tener control sobre la corriente que circula por la fase, con lo cual podría darse el caso en que la corriente superara los valores límites del accionamiento. No es extraño encontrar este regulador conectado en cascada con un regulador de corriente por histéresis ajustado al valor de corriente máximo del accionamiento como medida de protección. Este tipo de regulador mantiene la frecuencia constante de forma que se pueden estimar las pérdidas debidas a la conmutación y se facilita la tarea de seleccionar los dispositivos de potencia que forman el convertidor de potencia ya que las frecuencias de trabajo serán las impuestas por el controlador.

○ **El Regulador PWM con realimentación de corriente** responde al error de corriente (obtenido de la diferencia entre la corriente real que circula por la fase y la ofrecida por la consigna o referencia) generando las señales de control después de aplicar un control PI como se muestra en la figura.

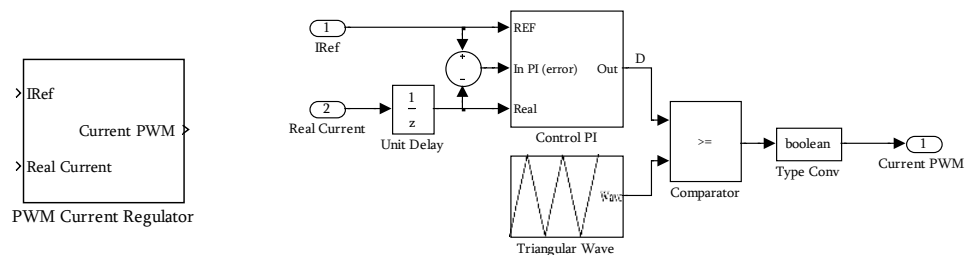


Figura 4.8.3.7: Módulo regulador de tensión PWM programado en Simulink.

Estos reguladores ofrecen la ventaja de trabajar con frecuencias constantes, de forma que los interruptores de troceado trabajan en condiciones constantes y conocidas, pudiendo valorar las pérdidas por conmutación o elevar las frecuencias para conseguir mitigar los efectos del ruido, lo cual no pasaba con los reguladores de Histéresis (Ver figura comparadora de frecuencias) que ofrecen frecuencias variables a los interruptores de troceado, lo que se convierte en un inconveniente para los circuitos de ayuda a la conducción o de protección de los interruptores, ya que deben estar sobredimensionados.

Pero uno de los principales inconvenientes del regulador PWM de corriente es el ajuste del PI en todo el rango de funcionamiento y para todas las posibilidades de control, lo que hace de este regulador un elemento poco utilizado si se desea abarcar amplios rangos de control. Seguidamente en la figura 4.8.3.8 se muestra la respuesta de corriente para un regulador PWM con realimentación de corriente para una consigna de 6 Amperios.

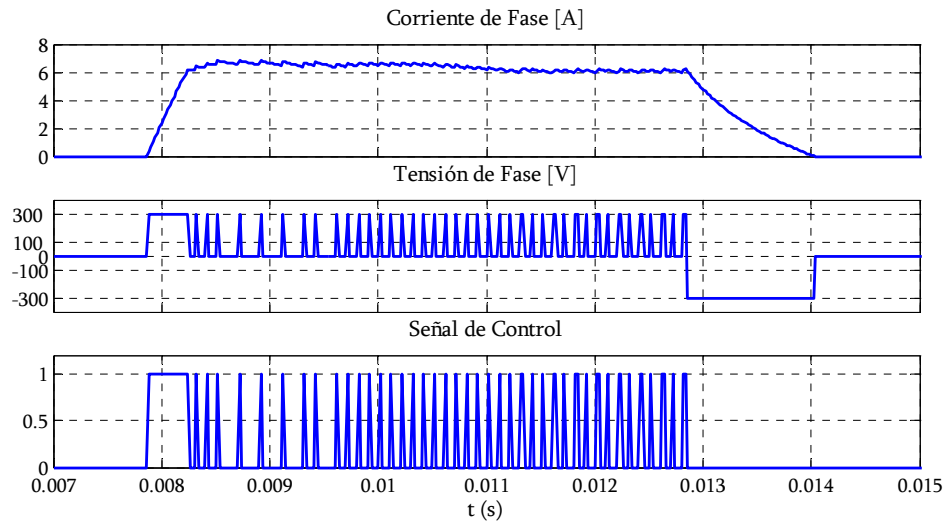


Figura 4.8.3.8: Regulación de corriente a 6 A obteniendo 1500 rpm.

En el momento que el accionamiento no responde a la consigna de referencia, porque se ha superado el valor máximo de esta, ($I_{ref} > I_{máx}$) la relación cíclica D del regulador toma su valor máximo ($D=1$) llegando a la saturación y se puede decir que el funcionamiento del accionamiento es a pulso único.

- **El control a pulso único** se obtiene cuando no hay posibilidad de regular la tensión ni la corriente debido a que se ha llegado al máximo valor de la señal de control, es decir; la misma que se usa para la conmutación, de esta forma los interruptores superior e inferior reciben la misma señal, sin que exista posibilidad de utilizar los diferentes modos de operación del convertidor. Como se pudo ver; las señales de conmutación se crean en el bloque generador de secuencia de conmutación y son función de la estrategia de control del accionamiento, siendo posible variar los ángulos para conseguir potencia constante.

Como puede observarse todos estos reguladores son adecuados para modificar la característica par-velocidad de los SRM ya que esta se modifica actuando en:

- La tensión de fase (Mediante la relación cíclica D).
- La corriente (Mediante la referencia de corriente I_{REF}).
- El período de conducción (Mediante los ángulos de inicio ' θ_{on} ' y finalización ' θ_{off} ' de la conducción).

Se debe tener en consideración la posibilidad de combinar las acciones de los reguladores con otros controles, como por ejemplo el de variación de ángulo, cuando se desean implementar estrategias como la maximización del rendimiento, minimización del rizado de par o la reducción del ruido audible, lo que requiere actuar sobre I_{REF} y los ángulos de inicio ' θ_{on} ' y finalización ' θ_{off} ' de la conducción en función de las leyes de control.

Conclusiones obtenidas de la simulación para los reguladores:

En la figura 4.8.3.9 se compara la corriente de fase para dos reguladores de corriente (en rojo regulador de Histeresis y en azul regulador PWM a 10kHz) en una simulación a 6 A y 1500 rpm.

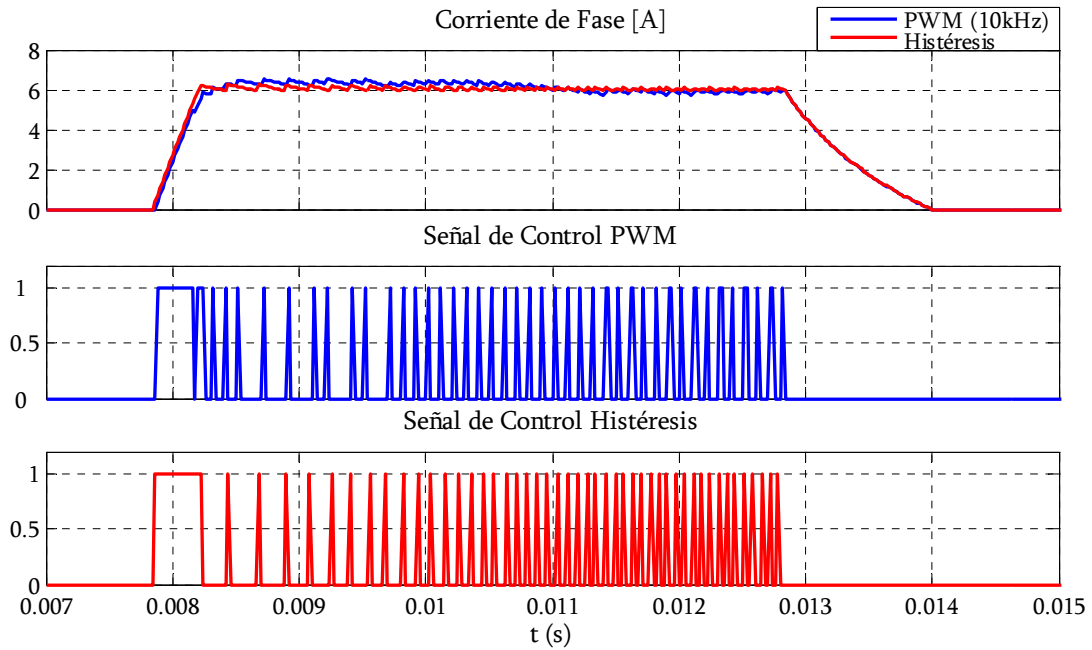


Figura 4.8.3.9: Señales de corriente y control para dos reguladores de (en rojo regulador de Histeresis y en azul regulador PWM a 10kHz).

En la figura 4.8.3.10 se muestra una ampliación de las señales anteriores, donde puede observarse que la frecuencia del regulador de Histeresis es ligeramente superior a los 10 kHz de la portadora del regulador PWM.

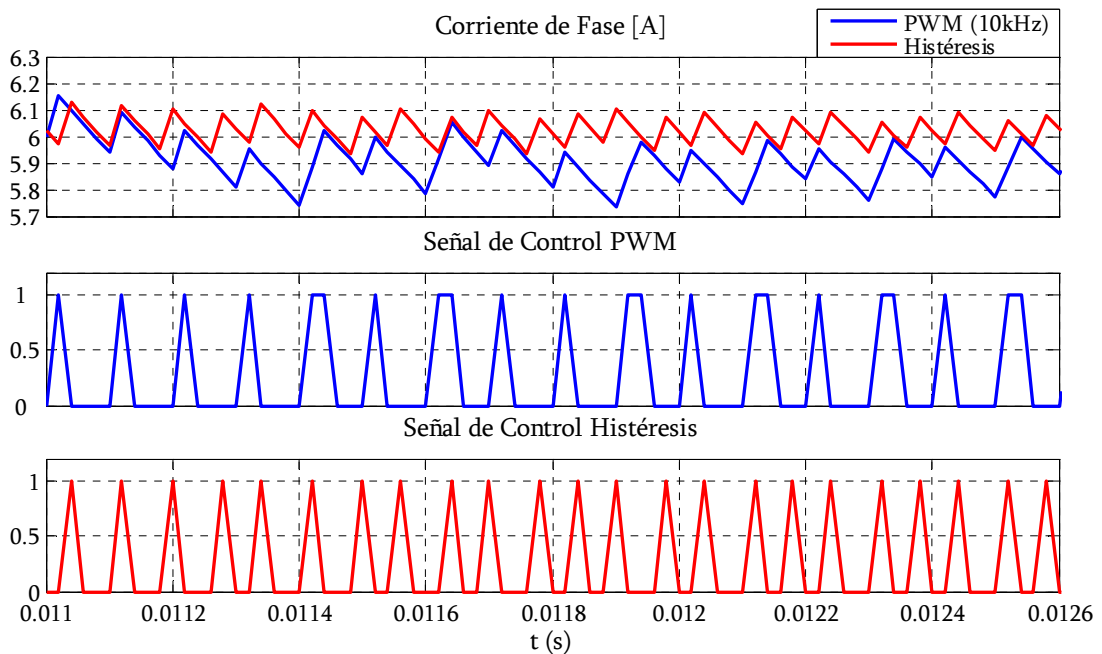


Figura 4.8.3.10: Ampliación de las Señales de la figura 4.8.3.9.

Selección de las opciones para los diferentes reguladores:

En la programación del accionamiento completo se pueden contemplar diferentes posibilidades en la regulación mediante realimentación de corriente y por ello se ha dotado al sistema de diferentes opciones, las cuales se muestran en la figura 4.8.3.11.

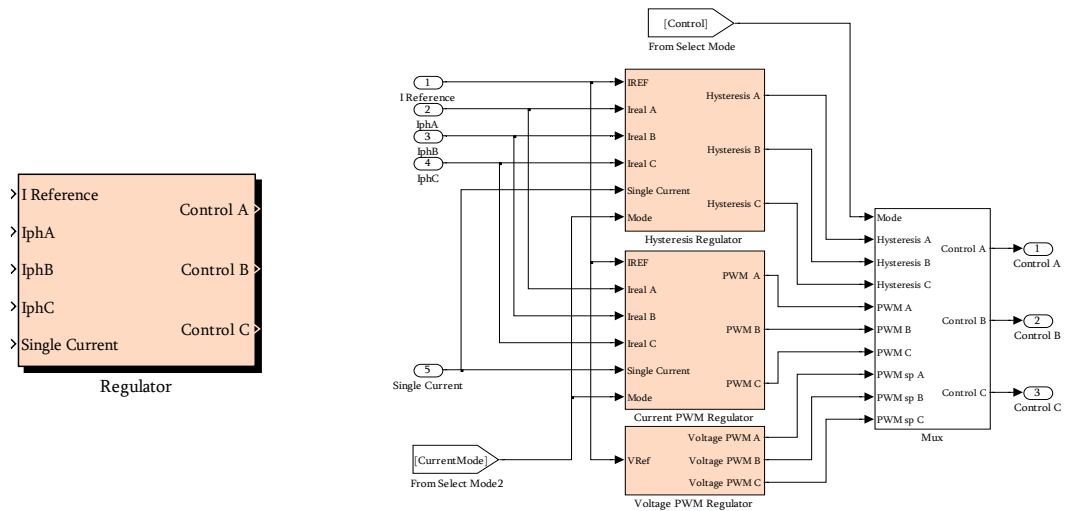


Figura 4.8.3.11: Módulo regulador programado en Simulink

Mediante la opción 'Current Mode' se pueden escoger diferentes realimentaciones de corriente (Corriente para cada fase o corriente total) utilizando un módulo regulador para cada una de ellas, de forma que se independicen las acciones sobre las fase, esto es muy útil cuando se evalúan cortocircuitos de fase ya que se puede independizar el control sobre la corriente de cada fase. La opción 'Control' permite escoger el tipo de regulador.

4.9. CONTROL DEL ACCIONAMIENTO

El control del accionamiento es el encargado de elegir los ángulos de inicio y finalización de la conducción (ángulos de conmutación) y la corriente de referencia que debe utilizar el control del convertidor para aplicar tensión al convertidor. Tanto los ángulos como la referencia de corriente responderán a las leyes de control programadas en el generador de los ángulos de conmutación y en el control de velocidad respectivamente tal y como puede observarse en la siguiente figura:

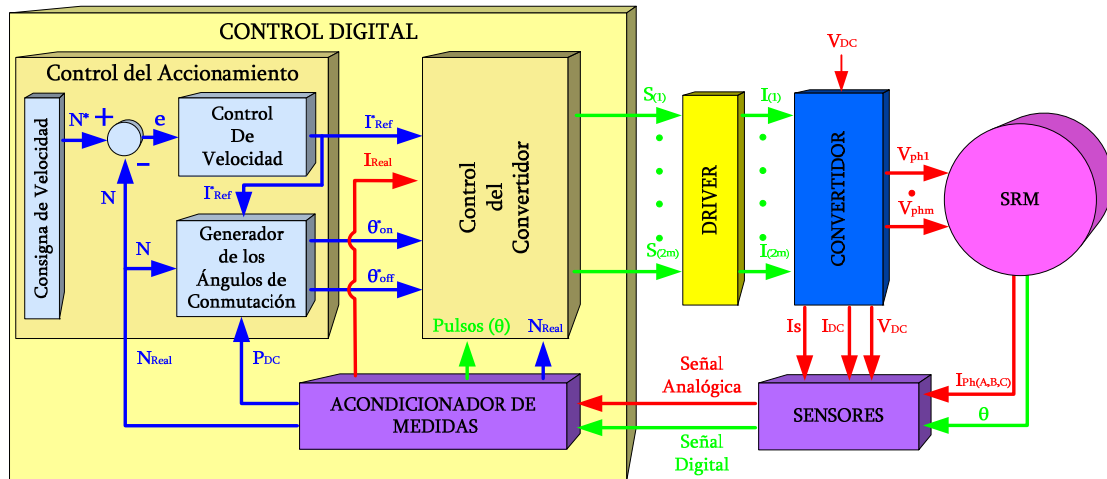


Figura 4.9: Diagrama de bloques detallado del control del accionamiento de un SRD.

El control del accionamiento consta de los siguientes elementos:

- Generador de los ángulos de conmutación.
- Control de velocidad

Las variables utilizadas serán; el error de velocidad para el control de velocidad y la velocidad y/o la potencia absorbida por el convertidor P_{DC} para la generación de los ángulos de conmutación.

Característica par-velocidad en función de los controles para el accionamiento:

El par creado por un SRM y la velocidad obtenida, dependen de múltiples variables normalmente no lineales (I_{REF} , V_{REF} , V_{DC} , θ_{on} , θ_{off} , ω) a las cuales se les pueden aplicar teorías de control sencillas, aunque podrían determinarse condiciones específicas de funcionamiento donde primase la reducción del ruido acústico o la maximización del rendimiento. En este trabajo se ha tomado como ejemplo el control por histéresis maximizando el rendimiento, lo que requiere de una actuación en la corriente de referencia (I_{REF}) para el control de velocidad y en los ángulos de conducción dados por θ_{on} y θ_{off} en cada instante. Esto es posible gracias a los reguladores de corriente y a los elementos de variación del ángulo de disparo programados en las etapas anteriores.

4.9.1 GENERADOR DE LOS ÁNGULOS DE CONMUTACIÓN.

El Bloque generador de los ángulos de conmutación ofrece en todo momento los ángulos de inicio y finalización de la conducción al control de convertidor. Los procedimientos utilizados para la obtención de los ángulos de conmutación son diversos [GRI99], [MAD03], [TOR91], [OME02] y se basan en indicar el valor óptimo para cada aplicación [BLA05]. En el ejemplo de la figura 4.9.1 se pueden observar las formas de onda de corriente, Conmutación y control referidas a la evolución idealizada de la inductancia aplicando un regulador de corriente ajustado a I^*_{REF} utilizando $\theta_{on}=5^\circ$ y $\theta_{off}=35^\circ$, donde puede observarse que la corriente se extingue a $\theta_e=44^\circ$ (Usando la posición de no alineamiento como referencia de ángulos).

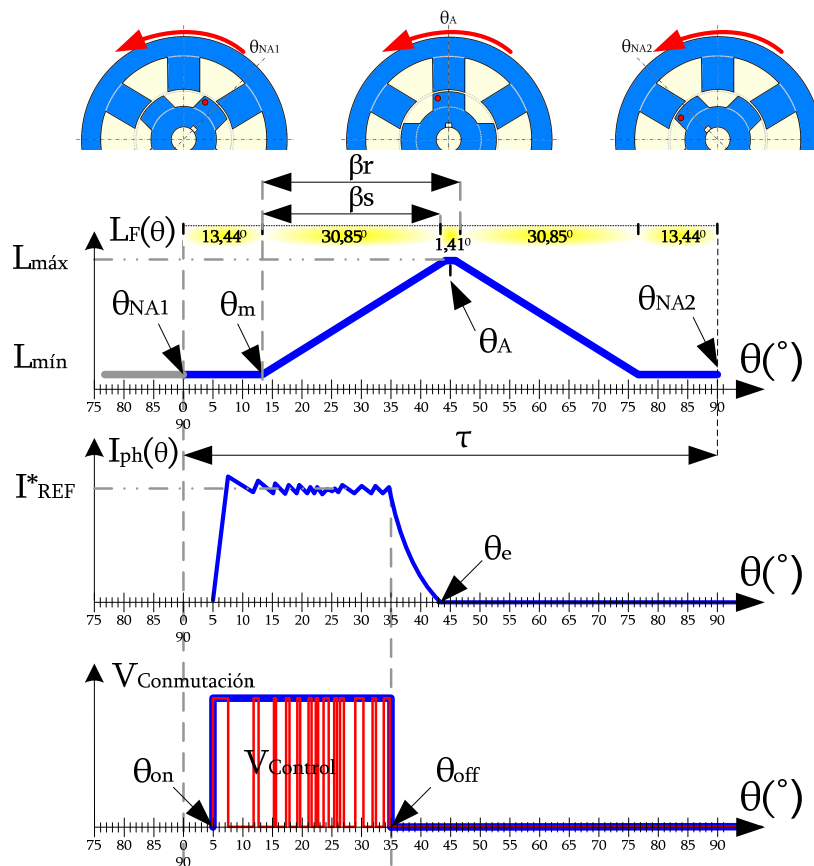


Figura 4.9.1: Localización de los ángulos de conmutación referidos a la evolución idealizada de la inductancia para un control de corriente.

4.9.1.1 GENERACIÓN DE ÁNGULOS DE CONMUTACIÓN CONSTANTES.

Inicialmente, si se conoce el comportamiento del SRM y sus curvas de magnetización puede indicarse un valor constante de estos ángulos para una característica determinada, por ejemplo; un valor de ángulo que proporcione el mejor funcionamiento en condiciones nominales, obteniendo un rizado de par aceptable, un rendimiento adecuado y un comportamiento satisfactorio ante perturbaciones de carga. A este funcionamiento se le llama; ‘de ángulos constantes’.

Es deseable obtener un valor para estos ángulos de forma que se pueda usar el accionamiento de forma adecuada [MAD03], [BLA05a], y con garantías de éxito para un extenso margen de funcionamiento.

En la siguiente figura 4.9.1.1 se muestra el módulo para la selección de los ángulos constantes programado en Simulink, simplemente realizando una asignación directa.



Figura 4.9.1.1: Módulo para la selección de ángulos constantes programado en Simulink.

Cuando se dispone de la caracterización completa del motor mediante sus curvas de magnetización o suficientes ensayos experimentales relacionando los ángulos de conducción con el rendimiento, puede realizarse una ampliación de esta metodología considerando zonas de funcionamiento y asignándoles un valor de ángulos (de inicio θ_{on} y finalización θ_{off} de conducción) constantes en función de la zona en la que se encuentra, por ejemplo para unos determinados valores de corriente de referencia o de potencia de entrada y unos márgenes de velocidades determinadas, obteniendo unas tablas tan complejas como datos experimentales se posean del SRM

4.9.1.2 GENERACIÓN DE LOS ÁNGULOS DE CONMUTACIÓN VARIABLES.

4.9.1.2.1 OBTENCIÓN DEL ÁNGULO DE INICIO DE CONDUCCIÓN.

Este ángulo indica a los interruptores del convertidor cuando deben actuar y se puede seleccionar para obtener las mejores características de par, rendimiento o ruido acústico.

En este trabajo se ha considerado la utilización de la regla de Bose [BOS86] para obtener el ángulo de inicio de la conducción en el caso de desconocer la posición óptima del accionamiento y en la optimización del rendimiento, partiendo del ángulo de inicio de la conducción impuesto por dicha regla para actuar en él, con el objetivo de conseguir aumentar el rendimiento.

Si partimos de la ecuación eléctrica 4.9.1.2.1.1 del SRM usada en el modelado, donde no se consideran las pérdidas de los interruptores para el convertidor:

$$V_{ph} = R_{ph} \cdot i_{ph} + \frac{d\psi}{dt} \quad (4.9.1.2.1.1)$$

Aplicando la expresión del flujo y simplificando debido a que; $R_{ph} \approx 0 \Omega$, la ecuación resultante es:

$$V_{ph} = \frac{d\psi}{dt} = L_{NA} \frac{di_{ph}}{dt} + i_{ph} \cdot \frac{dL_{NA}}{dt} \quad (4.9.1.2.1.2)$$

También se puede simplificar el segundo término del sumatorio anterior aplicando:

$$L_{NA} = \text{constante} \quad (\theta_m + [\beta_r + \beta_s] \leq \theta \leq \tau) \quad \text{y} \quad (0 \leq \theta \leq \theta_m)$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}$$

Obteniendo:

$$i_{ph} \frac{dL_{NA}}{dt} = i_{ph} \cdot \frac{dL_{NA}}{dt} \cdot \frac{d\theta}{d\theta} = i_{ph} \cdot \frac{dL_{NA}}{d\theta} \cdot \omega = 0 \quad (4.9.1.2.1.3)$$

Por lo tanto:

$$V_{ph} \approx L_{NA} \frac{di_{ph}}{dt} \quad (4.9.1.2.1.4)$$

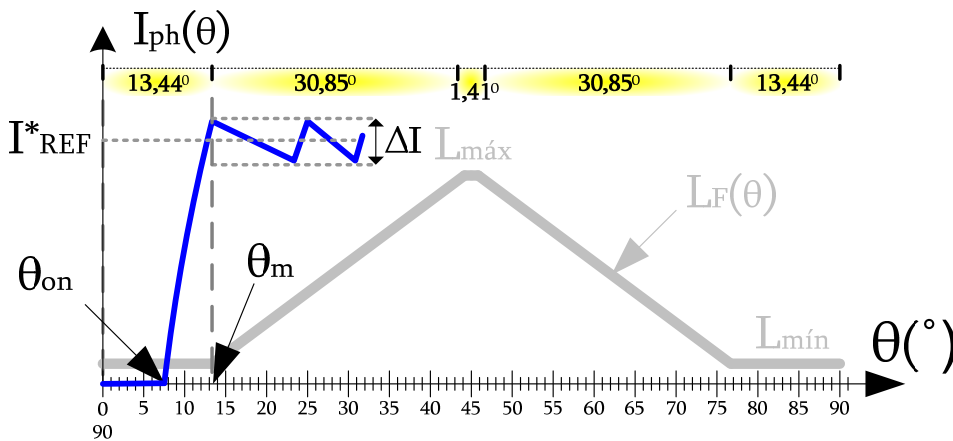


Figura 4.9.1.2.1.2: Evolución de la corriente referida a la posición no alineada de la evolución idealizada de la inductancia.

Considerando $\Delta I \approx 0A$, si operamos el término ‘di’ de la figura 4.9.1.2.1.2:

$$\int_0^{I_{REF}} \frac{di_{ph}}{dt} \cdot dt = \int_{\theta_{on}}^{\theta_m} \frac{V_{ph}}{L_{NA}} \cdot dt$$

$$\int_0^{I_{REF}} di_{ph} = \frac{V_{ph}}{L_{NA}} \int_{\theta_{on}}^{\theta_m} dt = \frac{V_{ph}}{L_{NA}} \int_{\theta_{on}}^{\theta_m} \frac{d\theta}{\omega} = \frac{V_{ph}}{L_{NA} \cdot \omega} [\theta_m - \theta_{on}]$$

Despejando se obtiene:

$$I_{REF} = \frac{V_{ph}}{L_{NA} \cdot \omega} [\theta_m - \theta_{on}] \quad (4.9.1.2.1.5)$$

Aislado el ángulo de inicio de conducción de la ecuación 4.9.1.2.1.5 se obtiene la ecuación propuesta por Bose [BOS86], para reguladores de corriente.

$$\theta_{On} = \theta_m - \frac{L_{NA} \cdot \omega}{V_{ph}} \cdot I_{REF} \quad (^\circ) \quad (4.9.1.2.1.6)$$

Si se desea, es posible expresar dicho ángulo en función de la velocidad N en rpm :

$$\theta_{On} = \theta_m - 6 \frac{L_{NA} \cdot N}{V_{DC}} \cdot I_{REF} \quad (^\circ) \quad (4.9.1.2.1.7)$$

Si se utiliza un regulación de tensión la ecuación puede expresarse de la siguiente forma:

$$\theta_{On} = \theta_m - 6 \frac{L_{NA} \cdot N}{D \cdot V_{DC}} \cdot I_{REF} \quad (^\circ) \quad (4.9.1.2.1.8)$$

Donde el ciclo de trabajo impone la tensión del convertidor.

4.9.1.2.2 OBTENCIÓN DEL ÁNGULO DE FINALIZACIÓN DE CONDUCCIÓN.

El ángulo que indica el final de la conducción para una fase corresponde con el instante en que los dos interruptores de estado sólido del convertidor quedan bloqueados. Igual que ocurre con el ángulo de inicio debe considerarse aquel ángulo que maximice el par medio, es decir la obtención de mayor área W correspondiente al ciclo de energía, considerando que las pérdidas son muy bajas y pueden despreciarse. De esta forma W se obtiene:

$$W = \oint i(\psi, \theta) d\psi \quad (4.9.1.2.2.1)$$

Como es sabido el flujo concatenado es función de la posición rotórica. El área correspondiente al ciclo de energía se puede obtener mediante dos términos tal y como se observa en la ecuación 4.9.1.2.2.2.

$$W = \int_0^{\psi_{Off}} i_{phOn} \cdot [\psi, \theta_{mag}(\psi)] \cdot d\psi + \int_{\psi_{Off}}^0 i_{phOff} \cdot [\psi, \theta_{demag}(\psi)] \cdot d\psi \quad (4.9.1.2.2.2)$$

El primer término es debido al ciclo de magnetización de la fase cuando conducen los dos interruptores del convertidor y el segundo al ciclo de desmagnetización de la fase cuando dejan de conducir los dos interruptores para liberar la energía a través de los diodos coincidiendo con la posición rotórica θ_{off} . En la figura 4.9.1.2.2.1 se puede observar una comparativa del ciclo de energía para un control de corriente a 8 A y 500 rpm, manteniendo constante el ángulo de inicio de la conducción a $\theta_{on}=2^\circ$ y variando la finalización de conducción (en rojo $\theta_{off}=25^\circ$ y azul $\theta_{off}=32^\circ$).

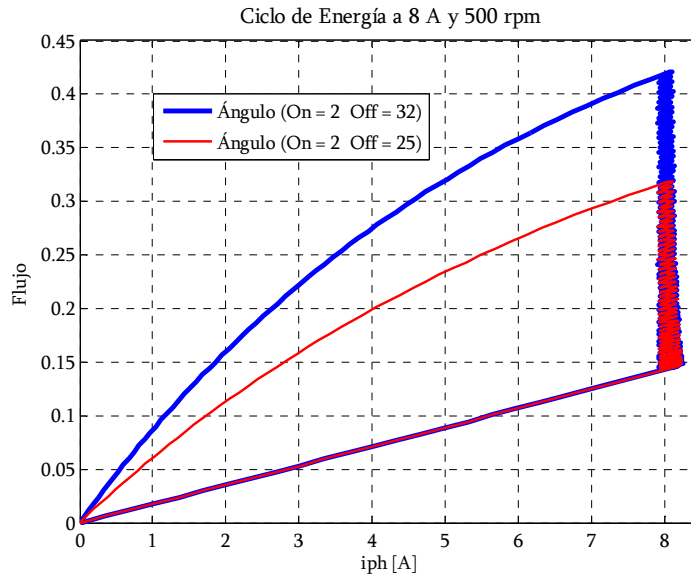


Figura 4.9.1.2.2.1 :Ciclo de energía para un control de corriente a 8 A y 500 rpm, manteniendo constante el ángulo de inicio de la conducción a $\theta_{on}=2^\circ$, en rojo $\theta_{off}=25^\circ$ y azul $\theta_{off}=32^\circ$

Por lo tanto el área correspondiente al ciclo de energía es función de los ángulos de conmutación usados en la conducción de los interruptores y del valor de la corriente, siendo posible obtener el ángulo óptimo para que esta área sea máxima realizando la derivada e igualándola a cero.

Antes de aplicar la derivada deben valorarse las variables a utilizar:

- $\theta_{mag}(\Psi)$: Representa la posición rotórica expresada como una función del flujo concatenado durante el ciclo de magnetización. Depende del ángulo con el que se inicia la conducción θ_{on} , de la tensión para el bus de continua V_{DC} . Por lo tanto como $\theta_{mag}(\Psi)$ no es función de θ_{off} : $(d\theta_{mag}/d\theta_{off})=0$.
- $\theta_{demag}(\Psi)$: Representa la posición rotórica expresada como una función del flujo concatenado durante el ciclo de desmagnetización. Depende del ángulo con el que se finaliza la conducción θ_{off} , de la tensión para el bus de continua $-V_{DC}$ Por lo tanto como $\theta_{mag}(\Psi)$ es función de θ_{off} .

Por lo tanto cabe considerar que :

$$\theta_{demag} = \theta_{Off} - \frac{\omega}{V_{DC}} \cdot (\psi - \psi_{Off}) \tag{4.9.1.2.2.3}$$

Derivando:

$$\frac{d\theta_{demag}}{d\theta_{Off}} = 1 + \left(\frac{\omega}{V_{DC}} \cdot \frac{d\psi_{Off}}{d\theta_{Off}} \right) \tag{4.9.1.2.2.4}$$

Ahora si; aplicamos diferenciación a la ecuación 4.9.1.2.2.2 para obtener $dW/d\theta_{off}$:

$$\frac{dW}{d\theta_{Off}} = - \left(\frac{d\theta_{demag}}{d\theta_{Off}} \right) \int_0^{\psi_{Off}} \frac{\partial i}{\partial \theta} \cdot d\psi \tag{4.9.1.2.2.5}$$

Y substituyendo 4.9.1.2.2.12 en la anterior ecuación:

$$\frac{dW}{d\theta_{\text{Off}}} = - \left(1 + \frac{\omega}{V_{\text{DC}}} \cdot \frac{d\psi_{\text{Off}}}{d\theta_{\text{Off}}} \right) \int_0^{\psi_{\text{Off}}} \frac{\partial i}{\partial \theta} \cdot d\psi \quad (4.9.1.2.2.6)$$

Dado que el término (constante) que multiplica a la integral jamás puede ser cero debido a que como mínimo valdrá uno, se debe obtener la solución que hace cero el término integral:

$$f_1(\psi_{\text{Off}}, \theta_{\text{Off}}) = \int_0^{\psi_{\text{Off}}} \frac{\partial i}{\partial \theta} \cdot d\psi = 0 \quad (4.9.1.2.2.7)$$

Se puede observar que aunque el flujo concatenado esté relacionado con la posición rotórica y esta a la vez con la posiciones de desmagnetización, la ecuación describe una función no lineal, por lo que parece adecuado obtener otra condición para la optimización:

$$f_2(\psi_{\text{Off}}, \theta_{\text{Off}}) = 0 \quad (4.9.1.2.2.8)$$

La cual se puede expresar para el regulador de corriente:

$$f_2(\psi_{\text{Off}}, \theta_{\text{Off}}) = i(\psi_{\text{Off}}, \theta_{\text{Off}}) - I_{\text{REF}} = 0 \quad (4.9.1.2.2.9)$$

Y para el regulador de tensión:

$$f_2(\psi_{\text{Off}}, \theta_{\text{Off}}) = \psi_{\text{Off}} - D \frac{V_{\text{DC}}}{\omega} (\theta_{\text{Off}} - \theta_{\text{On}}) = 0 \quad (4.9.1.2.2.10)$$

Ahora solo resta solucionar las dos ecuaciones f_1 y f_2 no lineales para obtener el ángulo de finalización de la conducción que maximiza el ciclo de energía.

En el SRM la corriente es función del flujo concatenado y de la posición $i = i(\psi, \theta)$, aproximando mediante las curvas extremas en la posición de alineamiento $i_{\text{AL}}(\psi)$ y de no alineamiento $i_{\text{NA}}(\psi)$ del rotor con el estator, obtenemos la siguiente expresión:

$$i(\psi, \theta) = i_{\text{A}}(\psi) + \{i_{\text{NA}}(\psi) - i_{\text{A}}(\psi)\} \cdot G(\theta) \quad (4.9.1.2.2.11)$$

Donde la función $G(\theta)$ es la función de ajuste, para los intervalos de interés sin considerar la saturación:

$$\begin{aligned} \theta \in [-\theta_{\text{NA}}, -\theta_{\text{m}}] &\rightarrow G(\theta) = 1 \\ \theta \in [-\theta_{\text{m}}, -\theta_{\text{m}}] &\rightarrow G(\theta) = \left| \frac{\theta}{\theta_{\text{m}}} \right| \\ \theta \in [+ \theta_{\text{m}}, +\theta_{\text{NA}}] &\rightarrow G(\theta) = 1 \end{aligned} \quad (4.9.1.2.2.12)$$

Obteniendo la expresión para la corriente en la posición de alineamiento:

$$i_A(\psi) = \frac{\Psi}{L_A} = R_A \psi \quad (4.9.1.2.2.13)$$

Y en la posición de no alineamiento:

$$i_{NA}(\psi) = \frac{\Psi}{L_{NA}} = R_{NA} \psi \quad (4.9.1.2.2.14)$$

A partir de la ecuación 4.9.1.2.2.7 y 4.9.1.2.2.12 se obtiene:

$$\frac{\partial i}{\partial \theta} = \pm \frac{R_{NA}}{\theta_m} \psi \quad (4.9.1.2.2.15)$$

Y substituyendo 4.9.1.2.2.15 en 4.9.1.2.2.12 se obtiene:

$$\frac{R_{NA}}{\theta_m} \int_0^{x\psi_{Off}} \psi \cdot d\psi - \frac{R_{NA}}{\theta_m} \int_{x\psi_{Off}}^{\psi_{Off}} \psi \cdot d\psi = 0 \quad (4.9.1.2.2.16)$$

Donde $x = \frac{\psi(\theta_A)}{\psi_{Off}}$

La solución de la integral es posible para:

$$x = \sqrt{\frac{1}{2}} \quad (4.9.1.2.2.17)$$

Obteniendo posibilidad de variar x entre $\sqrt{\frac{1}{2}}$ y $\frac{2}{3}$

Para obtener el ángulo óptimo en un regulador de corriente basta con sustituir 4.9.1.2.2.9 en 4.9.1.2.2.17:

$$I_{REF} = i(\psi_{Off}, \theta_{Off}) = i_A(\psi_{Off}) + i_{NA}(\psi_{Off}) \times G(\theta) = R_A \psi_{Off} + R_{NA}(\psi_{Off}) \left(-\frac{\theta_{Off}}{\theta_m} \right)$$

Obteniendo:

$$I_{REF} = i(\psi_{Off}, \theta_{Off}) = \psi_{Off} \left(R_A - \frac{R_{NA} \theta_{Off}}{\theta_m} \right) \quad (4.9.1.2.2.18)$$

A partir de la ecuación 4.9.1.2.2.3 se obtiene:

$$\theta_{demag} = \theta_{Off} - \frac{\omega}{V_{DC}} (\psi - \psi_{Off}) = 0$$

$$\theta_{\text{Off}} = \frac{\omega}{V_{\text{DC}}} (x \cdot \psi_{\text{Off}} - \psi_{\text{Off}})$$

$$\psi_{\text{Off}} = \frac{\theta_{\text{Off}} \cdot V_{\text{DC}}}{\omega(x-1)}$$

Y por lo tanto:

$$\psi_{\text{Off}} = \frac{V_{\text{DC}} \cdot \theta_{\text{Off}}}{\omega(x-1)} = \frac{I_{\text{REF}}}{\left(R_A - \frac{R_{\text{NA}} \theta_{\text{Off}}}{\theta_m} \right)} \quad (4.9.1.2.2.19)$$

Resolviendo la ecuación obtenemos la ecuación propuesta por Gribble et al. [GRI99]:

$$\theta_{\text{Off}} = -\frac{\theta_m}{2} \left(-\frac{R_A}{R_{\text{NA}}} + \sqrt{\left(\frac{R_A}{R_{\text{NA}}} \right)^2 + 4 \left(\frac{I_{\text{REF}} \cdot (1-x) \cdot \omega}{R_{\text{NA}} \cdot V_{\text{DC}} \cdot \theta_m} \right)} \right) \quad (4.9.1.2.2.20)$$

Aunque debe especificarse que dicha teoría considera como ángulo de referencia la posición alineada ($\theta_A=0$) y si recordamos como se había generado el bloque retardador de los ángulos de inicio y final de conducción para la generación de la secuencia de generación se consideró como referencia la posición de no alineamiento ($\theta_{\text{NA}}=0$)

Expresando la ecuación 4.9.1.2.2.20 en función de la velocidad N en rpm:

$$\theta_{\text{Off}} = \theta_A - \frac{\theta_m}{2} \left(-\alpha + \sqrt{\alpha^2 + \left(\frac{24 \cdot I_{\text{REF}} \cdot (1-x) \cdot N}{R_{\text{NA}} \cdot V_{\text{DC}} \cdot \theta_m} \right)} \right) \quad (4.9.1.2.2.21)$$

Con un regulador de tensión se obtiene la igualdad:

$$\psi_{\text{Off}} = \frac{D \cdot V_{\text{DC}}}{\omega} (\theta_{\text{Off}} - \theta_{\text{On}}) = \psi_{\text{Off}} = \frac{\theta_{\text{Off}} \cdot V_{\text{DC}}}{\omega \cdot (x-1)}$$

Resolviendo:

$$\theta_{\text{Off}} = \frac{D}{D + \left(\frac{1}{1-x} \right)} \theta_{\text{On}} \quad (4.9.1.2.2.22)$$

4.9.1.2.3 APLICACIÓN DE LA REGLA DE BOSE Y GRIBBLE EN EL CÁLCULO DE LOS ÁNGULOS DE CONMUTACIÓN.

El procedimiento propuesto para el cálculo de los ángulos de conmutación no requiere del conocimiento de las curvas de magnetización del motor sino que basta con el conocimiento de la inductancia en la posición de alineamiento y de no alineamiento, además de la velocidad, la tensión en el bus de continua y la corriente de referencia [BLA05a], de acuerdo con las ecuaciones presentadas en la dos secciones (4.9.1.2.1 y 4.9.1.2.2) anteriores.

Se propone un método analítico mediante el cual se pueden obtener el valor adecuado de los ángulos de conmutación teniendo en consideración las condiciones de operación del accionamiento. Evidentemente ya se puede prever que este método no será el mejor optimizando el rendimiento, el rizado de par o el ruido acústico, pero permite utilizar el accionamiento dentro de unos amplios márgenes de funcionamiento ofreciendo un comportamiento satisfactorio de estos parámetros.

El ángulo de inicio de la conducción se calcula a partir de la regla de Bose [BOS85] mediante la ecuación 4.9.1.2.1.7 para un regulador de corriente.

Y se programa en Simulink según se muestra en la figura 4.9.1.2.3.1

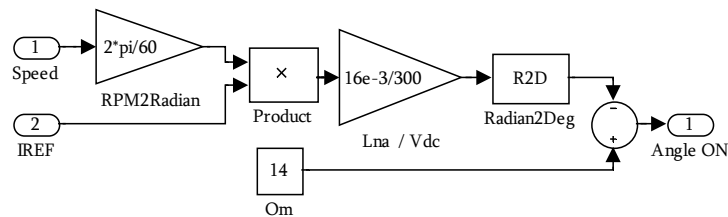


Figura 4.9.1.2.3.1: Programación en Simulink del módulo para el cálculo del ángulo de inicio de conducción por la regla de Bose.

El ángulo de finalización de conducción se calcula considerando el método propuesto por Gribble [GRI99] en su expresión simplificada la cual se muestra en la ecuación 4.9.1.2.2.1

$$\theta_{off} = \theta_A - \frac{\theta_m}{2} \left(-\alpha + \sqrt{\alpha^2 + \left(\frac{24 \cdot I_{REF} (1-x) N}{R_{NA} \cdot V_{DC} \cdot \theta_m} \right)} \right) \quad (4.9.1.2.2.1)$$

Y se programa en Simulink según se muestra en la figura 4.9.1.2.3.2.

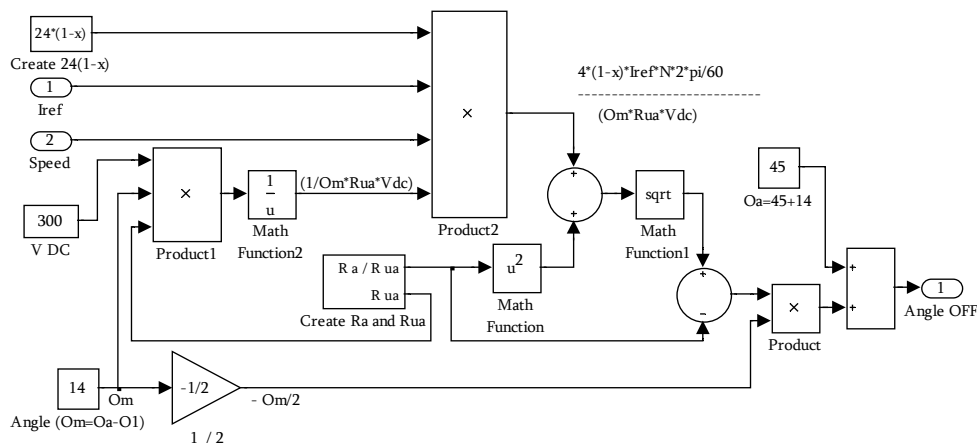


Figura 4.9.1.2.3.2: Programación en Simulink del módulo para el cálculo del ángulo de inicio de conducción por la regla de Gribble.

De esta forma a partir de la velocidad y de la corriente a la que se regula el accionamiento se obtiene el ángulo óptimo de conmutación formado por el ángulo

de inicio θ_{on} y finalización θ_{off} de conducción. Su programación para ambos ángulos en Simulink se muestra en la siguiente figura 4.9.1.2.3.3.

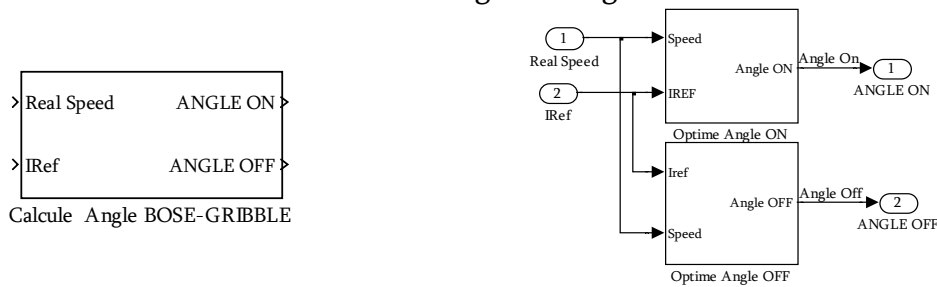


Figura 4.9.1.2.3.3: Bloques para el cálculo de los ángulos de conmutación mediante la Regla de Bose y Gribble.

4.9.1.3 AJUSTE DE LOS ÁNGULOS DE CONMUTACIÓN PARA LA MAXIMIZACIÓN DEL RENDIMIENTO

Cuando se desea optimizar alguna variable del accionamiento de SRM, como; el ruido acústico, el rizado de par o como en el caso que nos ocupa; el rendimiento de par, deben definirse condiciones de funcionamiento o zonas en las que pueden aplicarse dichas optimizaciones. Este tipo de algoritmos requieren de medidas muy precisas y son efectivos con controladores de velocidad rápidos y muy estables.

Se propone un algoritmo para la optimización del rendimiento utilizable en régimen permanente y condiciones estables de velocidad y de carga. En estas condiciones el accionamiento trabaja a par y la velocidad constantes obteniendo valores de potencia útil; constantes, con el objetivo de ajustar los ángulos de conducción en estas condiciones de trabajo [BLA05a], [KJA95b], [KJA97].

Este bloque genera los ángulos de conducción manteniendo la potencia útil de la máquina y auto-ajustándose para reducir la potencia absorbida. Esta técnica se basa en incrementar el valor de corriente que circula por la fase reduciendo el ángulo de conducción, de forma que a velocidades elevadas los tiempos de conducción en los interruptores de conmutación disminuyen notablemente y por otro lado los interruptores troceadores actúan mucho menos, provocando la absorción de mayor cantidad de corriente en instantes de tiempo menores. Todo ello afecta al filtro utilizado en el bus de continua, con lo cual no se puede suponer una tensión V_{DC} sin fluctuaciones para todos los márgenes de velocidades (Sobre todo para velocidades elevadas).

Suponiendo una tensión de bus V_{DC} constante, solamente sería necesario medir la corriente I_{DC} , actuando para reducir este valor y conseguir el efecto deseado. El algoritmo que se presenta considerará la potencia de entrada P_{DC} , aunque sería igualmente válido para I_{DC} si se mantiene la tensión constante en el bus de continua.

Para realizar el auto-ajuste de los ángulos es necesario conocer:

- **Valores de ángulos iniciales :** El bloque optimizador debe iniciarse para unos valores de ángulo adecuados, pudiendo utilizar tanto ángulos constantes como los obtenidos mediante la regla de Bosse y Gribble.
- **Velocidad:** Debe mantenerse constante para asegurar potencia útil constante.
- **Referencia de velocidad:** Indica al bloque optimizador que las condiciones de cálculo se mantienen constantes. Si en algún momento varía la referencia de velocidad se debe reiniciar el algoritmo.
- **Corriente de Referencia:** Indicador de las posibilidades del convertidor, si se llega al valor máximo el regulador no actúa.
- **Medida de Potencia o Corriente absorbida:** Es la variable cuantitativa utilizada en modo comparativo para mejorar el rendimiento.

También es importante indicar que los controladores de velocidad diseñados paralelamente deben prever el comportamiento de este tipo de algoritmo ya que introduce una perturbación directa en dos de las variables de control (ángulos de inicio θ_{on} y finalización θ_{off} de conducción) e indirectamente en la corriente de referencia del regulador, para ello será necesario realizar un preprocesado o filtrado de las variables de entrada que asegure la estabilidad del sistema.

En la figura 4.9.1.3.1 se puede observar el preprocesado de las señales de referencia de corriente y velocidad y los parámetros de ajuste del algoritmo que se pretende utilizar.

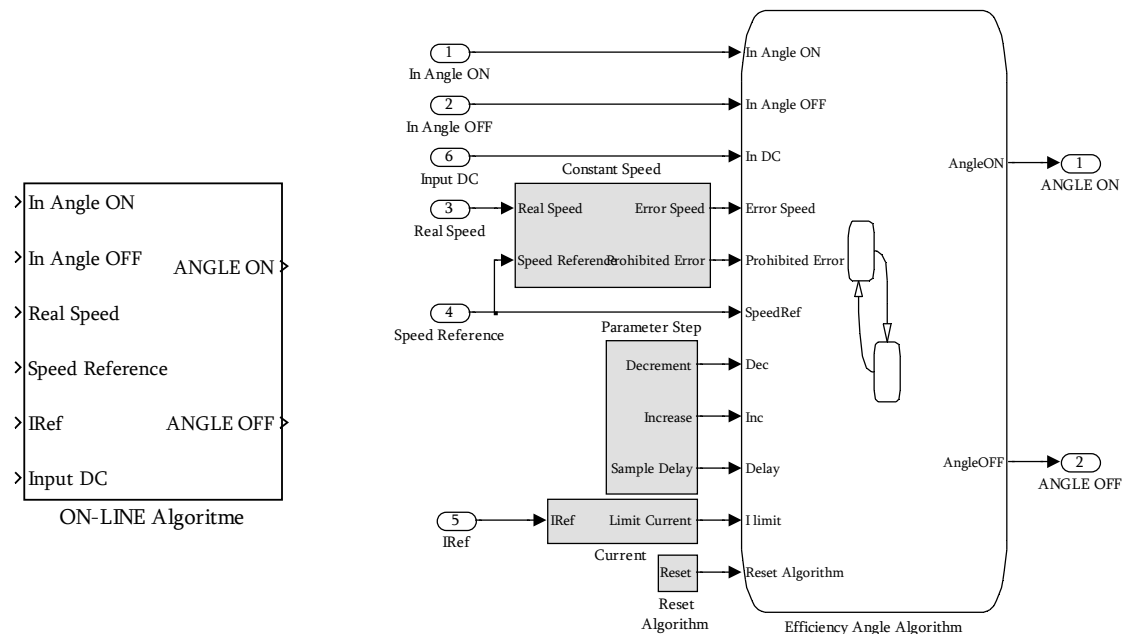


Figura 4.9.1.3.1: Programación en Simulink del bloque optimizador de rendimiento.

Descripción de las operaciones de preprocesado para el algoritmo propuesto:

Este algoritmo se basa en aumentar el área del ciclo de energía mediante la comprobación en línea, es decir; manteniendo el par de carga constante y la velocidad constante se realiza una actuación sobre los ángulos de conducción y posteriormente se comprueba que dicha actuación haya producido una disminución de la potencia de entrada (o corriente de entrada), si es así; la actuación es correcta y se continua actuando hasta llegar al máximo.

Cualquier variación de los ángulos de conmutación produce un descontrol de la velocidad del accionamiento que debe ser reconducido por los controladores en el mínimo tiempo posible. Mientras esto ocurre el algoritmo debe permanecer a la espera sin actuar, ya que en el caso contrario el sistema se podría desestabilizar. Este efecto se ve reflejado tanto en el error de velocidad como en el valor de la corriente de referencia que el controlador de velocidad entrega al regulador de corriente.

El controlador de velocidad se podrá recuperar siempre y cuando se disponga de un margen antes de llegar a saturar el regulador de corriente, por lo tanto la **ILimit** debe ser de un valor inferior a la saturación del regulador de corriente, tomando valor '0' si no se supera el límite establecido y '1' para indicar que los controladores están apunto de entrar en saturación (Ver figura 4.9.1.3.2).

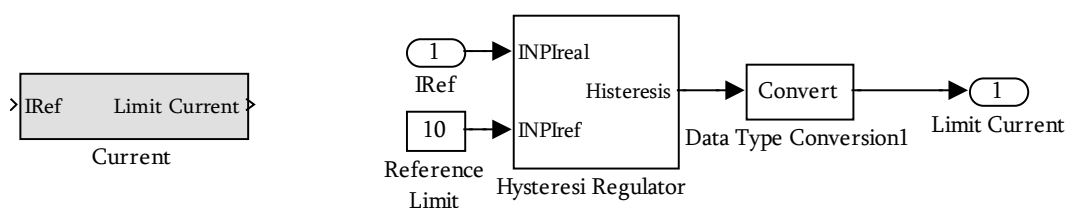


Figura 4.9.1.3.2: Preprocesado de la referencia de corriente (I_{ref}) proveniente del control de velocidad.

Por otra parte no se debe actuar si el error de velocidad no está dentro de los límites del controlador de velocidad, debiendo reiniciar el sistema si la actuación ha provocado la entrada en la zona prohibida.

Se definen dos zonas de cálculo que dan lugar a 3 posibles estados de respuesta para el algoritmo representados en la figura 4.9.1.10:

- Estado normal: El algoritmo puede realizar las operaciones pendientes sin problemas de estabilidad.
- Estado de espera: La velocidad está fuera de los márgenes normales pero no ha entrado en la zona prohibida. El algoritmo espera un tiempo a que los controles de velocidad reaccionen, si esto no ocurre se situará en el punto anterior.
- Estado de reinicio : La velocidad está dentro de la zona prohibida de funcionamiento y es posible que el accionamiento se desestabilice.

En la siguiente figura 4.9.1.3.3 se puede observar la velocidad dentro de los 3 estados posibles para el control.

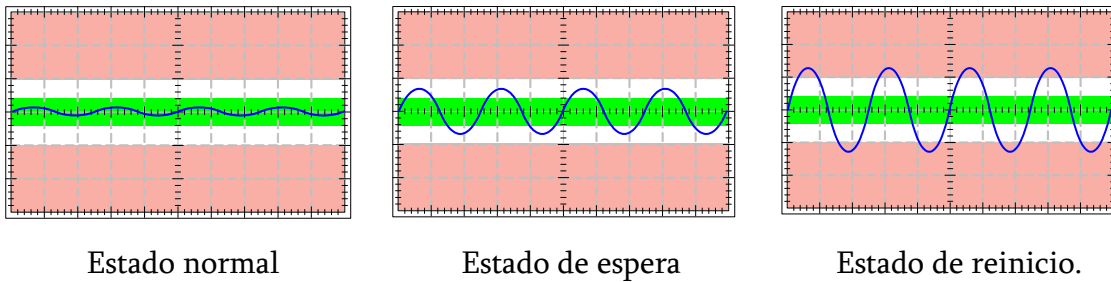


Figura 4.9.1.3.3: Zonas de funcionamiento del algoritmo de rendimiento. (en verde la zona normal y en rojo la zona prohibida).

Error Speed : si toma valor '0' indica que el accionamiento se encuentra en el estado normal, si toma valor '1' indica al algoritmo que se encuentra fuera de la zona normal, con lo que se pueden dar dos posibilidades; entrar en la zona de espera o de reinicio.

Prohibited Speed : Toma valor '0' cuando el accionamiento se encuentra en el estado normal o en el estado de espera y toma valor '1' si entra dentro del estado de reinicio. Estos dos comparadores se fijan en función de la velocidad de referencia y de la afinación para los controles de velocidad en % sobre la consigna de velocidad tal y como puede observarse en la figura 4.9.1.3.4.

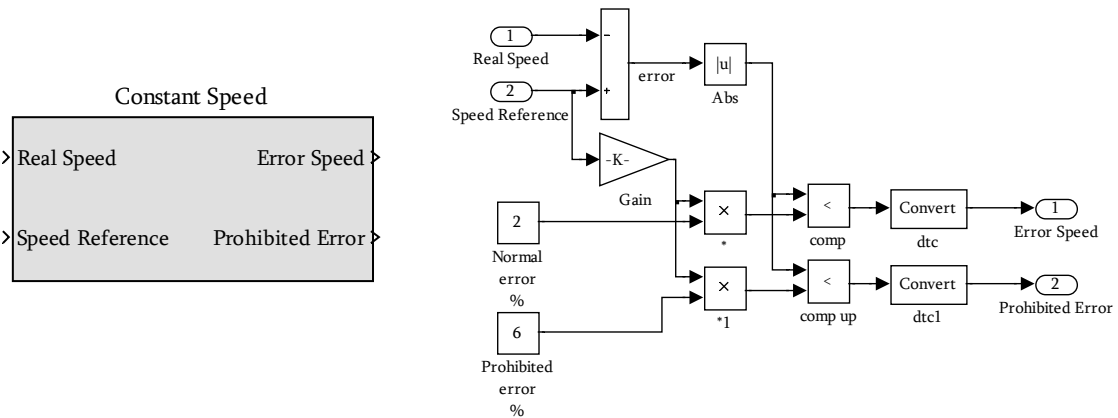


Figura 4.9.1.3.4: Preprocesado de la velocidad y la referencia de velocidad.

El bloque **Parameter Step** se utiliza para introducir los incrementos y decrementos de ángulo a utilizar en el algoritmo, así como el tiempo de espera que se usa para la comprobación de los efectos que causan estas variaciones. Estos parámetros se ajustarán según la velocidad del sistema en lazo cerrado, utilizando incrementos pequeños para asegurar estabilidad, pero lo suficientemente grandes para que este sistema no invierta muchos segundos en ajustar los ángulos de conmutación.

En la figura 4.9.1.3.5 se pueden observar los valores típicos utilizados en el ajuste de los parámetros:

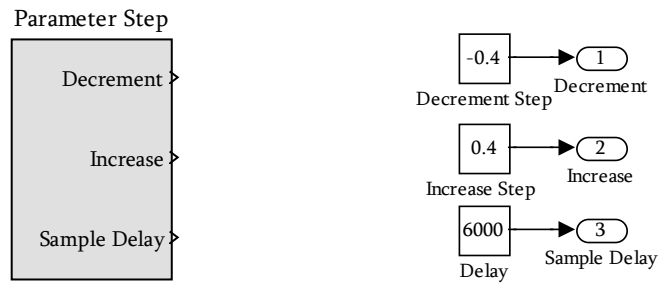


Figura 4.9.1.3.5: Bloque de ajuste para los parámetros de paso.

El bloque de **reset** simplemente fuerza el inicio o reinicio del algoritmo.

Programación del Algoritmo optimizador de rendimiento:

La programación del algoritmo se ha realizado mediante una máquina de estados tipo Mealy usando StateFlow y siguiendo el diagrama de flujo representado en la figura 4.9.1.3.6, donde se pueden ver los estados básicos relacionados.

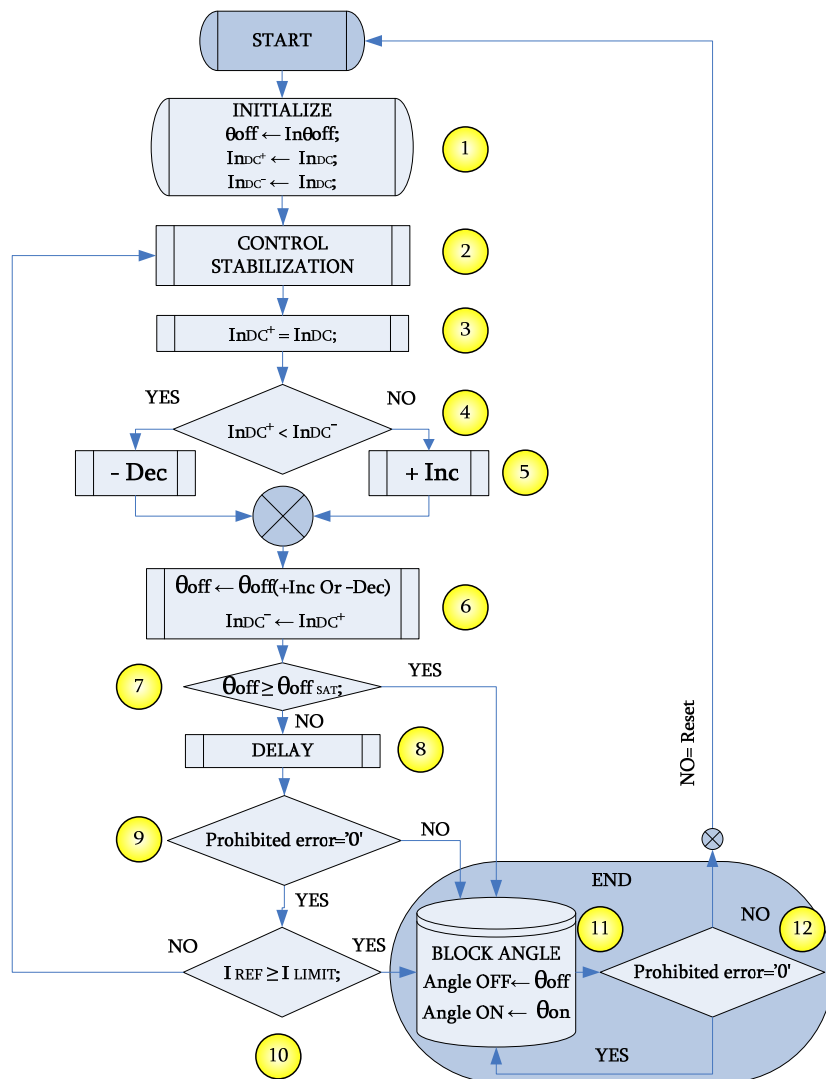


Figura 4.9.1.3.6: Diagrama de flujo relacionado con los estados para el algoritmo optimizador de rendimiento.

Descripción de los estados:

Estado 1: Inicialización de las variables de inicio. En primera instancia se utilizan los ángulo obtenidos mediante la regla de Bose y Gribble ya que estos proporcionan unos ángulos validos de inicio, los cuales aunque no sean óptimos permiten iniciar el algoritmo que más tarde conseguirá la optimización de una forma sencilla.

También se inicializa la variable local $InDC^+$ (medida actual en continua) e $InDC^-$ (medida anterior en continua) con el valor de corriente o potencia de entrada $InDC$.

Estado 2: Tiempo de espera para la estabilización de los controles de velocidad. Aunque la primera vez no es necesario esperar, en las siguientes ocasiones siempre se iniciará el algoritmo en este estado, esperando a que la velocidad vuelva a la zona normal de funcionamiento o que la variable 'ErrorSpeed' tome valor '0'.

Estado 3: El valor de continua actual $InDC^+$ toma el valor real de continua $InDC$. Es decir se lee el valor a optimizar y se guarda en la variable $InDC^+$.

Estado 4: El valor de continua actual se compara con el valor de continua anterior $InDC^-$ actuando en consecuencia, ya que si esta comparación es correcta se debe continuar decrementando el ángulo de final de conducción. En el caso de que el resultado obtenido no sea el adecuado, la estrategia ha sido errónea y por lo tanto se debe incrementar.

Estado 5: El incremento o decremento se ha programado en el bloque 'parameter step' y solamente se carga en la variable, pero no se aplica.

Estado 6: Estado de actuación para la variable de incremento o decremento del ángulo, de forma que se actúa sobre el valor del ángulo θ_{off} . También se realiza la asignación de la medida de continua, de forma que la medida que era la anterior toma el valor de la actual, preparándola para la próxima comparación.

Estado 7: Se comprueba que el valor para el ángulo de salida no esté saturado para poder continuar al estado 7. En el caso de haber llegado a la saturación se finaliza el algoritmo pasando al estado 11.

Estado 8: Estado temporal de espera al valor 'delay' programado en el bloque de 'parameter step' para la estabilización de los controles de velocidad, antes de comprobar el estado de la actuación.

Estado 9: Se comprueba si después del tiempo transcurrido, la acción efectuada no ha desestabilizado el sistema haciéndole entrar en la zona prohibida de velocidad. Si se ha desestabilizado el sistema, se usa el último ángulo válido y se bloquean los ángulos finalizando el algoritmo en estado 11.

Estado 10: En este estado se puede decir que la operación ha sido correcta, pero podría darse el caso de funcionar cercanos a la saturación del regulador de corriente, con lo cual no se podría permitir otra actuación ya que de ser así seguramente los controladores de velocidad no podrían reajustarse. Por lo tanto en el caso de llegar al límite de corriente para el regulador se debe parar el proceso ejecutando el estado 11.

Estado 11: Se ha finalizado el proceso de ajuste y se bloquean los ángulos de conmutación de forma que se ofrece un valor de ángulos constantes para ese régimen de funcionamiento.

Estado 12: Este estado indica al sistema si se entra en la zona prohibida de velocidad. En el caso de una desestabilización accidental del propio sistema o forzada por el

usuario con necesidad de cambiar el régimen de funcionamiento se provoca la liberación del punto de bloqueo realizando un reset del algoritmo, para reiniciar de nuevo.

Los estados del algoritmo pueden verse implementados mediante Stateflow en la siguiente figura 4.9.1.3.7.

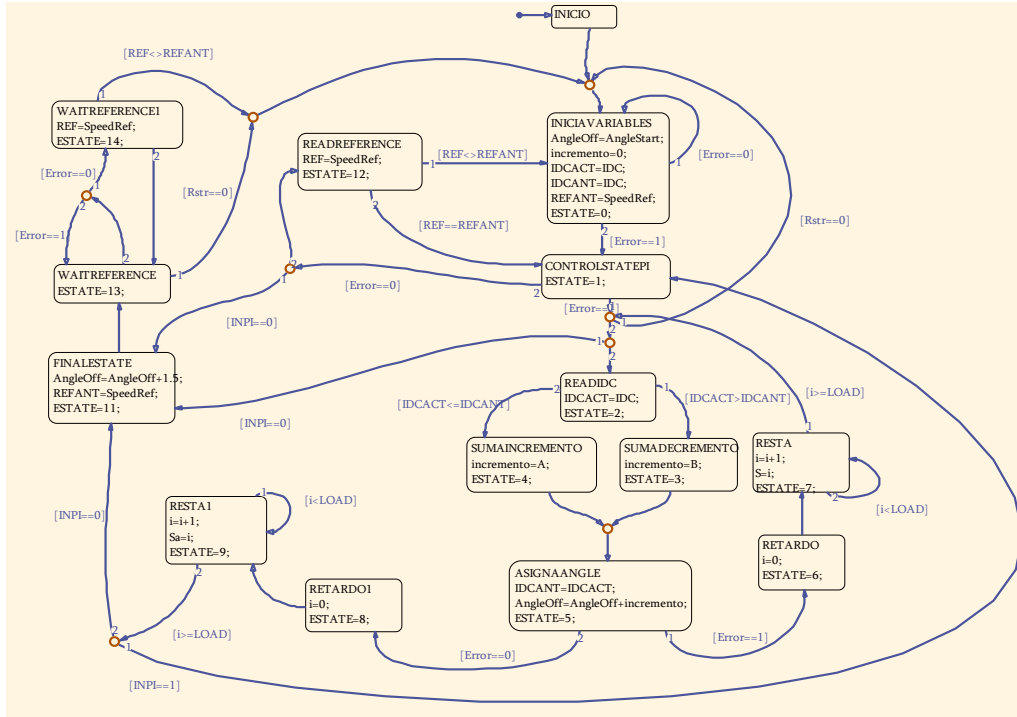


Figura 4.9.1.3.7: Diagrama de estados para el algoritmo optimizador de rendimiento propuesto.

En la figura 4.9.1.3.8 se presenta el módulo generador de los ángulos de conmutación donde pueden escogerse cualquiera de las propuestas implementadas a través de la entrada 'AngleStrategie'. Puede observarse que aparece un bloque llamado 'Angle to Sure Start' donde se realiza un filtrado de los ángulo de inicio y finalización de la conducción cuando se realiza el arranque, para velocidades inferiores a la mínima detectable (12,5 rpm) utilizando $\theta_{on} = 0^\circ$ $\theta_{off} = 30^\circ$. De esta forma se ejecutará correctamente el arranque previsto en el bloque generador de la secuencia de conmutación que controla el convertidor.

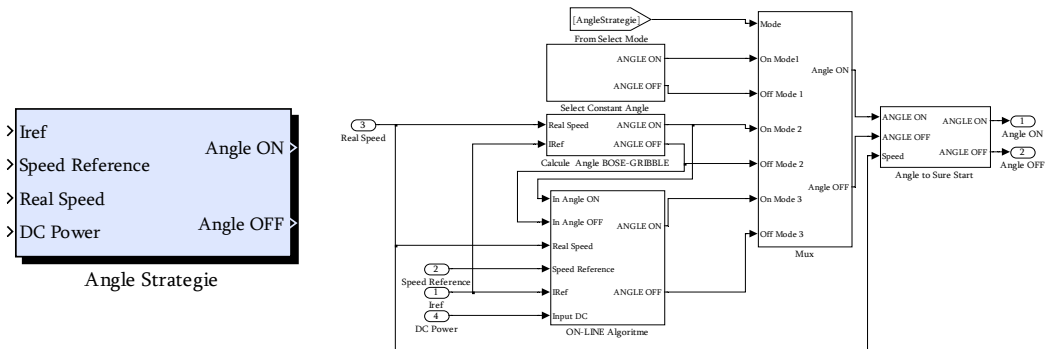


Figura 4.9.1.3.8: Módulo generador de los ángulos de conmutación con las propuestas de programación.

4.9.2 CONTROL DE VELOCIDAD.

Cuando se pretende implementar el controlador de la variable (Par, Velocidad, Posición, etc) del accionamiento se deben analizar muchos factores, tales como; la respuesta a las señales de referencia o consigna, la insensibilidad al ruido de medida o a las variaciones en el proceso, el rechazo a las perturbaciones de carga o el comportamiento ante una falta. En el diseño del sistema de control también intervienen otros aspectos como son; la potencia del convertidor, las limitaciones de corriente, la saturación de las variables o las características de las perturbaciones.

Por observación empírica, generalmente, la mayoría de los procesos pueden ser controlados razonablemente con control PID, ya que las características exigidas a los controladores en muchos procesos industriales no suelen ser muy sofisticadas y parece sorprendente que un controlador tan simple como el PID pueda trabajar tan bien.

Frecuentemente, la acción derivativa no es muy usada. Es interesante observar que muchos controladores industriales sólo tienen la acción PI y que en otros, la acción derivativa puede ser deshabilitada, como frecuentemente ocurre. Se puede demostrar que un control PI es adecuado para procesos donde el comportamiento del sistema es esencialmente de primer orden. Es fácil comprobar esto, si fuese el caso, midiendo la respuesta al escalón o la respuesta en frecuencia del proceso. Si la respuesta al escalón es similar a la de un sistema de primer orden, o más precisamente, si la curva de Nyquist se sitúa sólo en el primero y cuarto cuadrante, entonces el control PI es suficiente. Otra razón para utilizar solamente un control PI es que el proceso ha sido diseñado tal que su operación no requiere un control fino. En muchas ocasiones también se utilizan aunque el proceso tenga una respuesta de orden superior a uno, lo que se requiere es una acción integral que lleve a cero el error en estado estacionario y una adecuada respuesta transitoria lo cual se consigue mediante una acción proporcional.

Por lo tanto en este trabajo se utilizará un compensador tipo PI.

El esquema básico del compensador propuesto, se representa en la figura 4.9.2.1.:

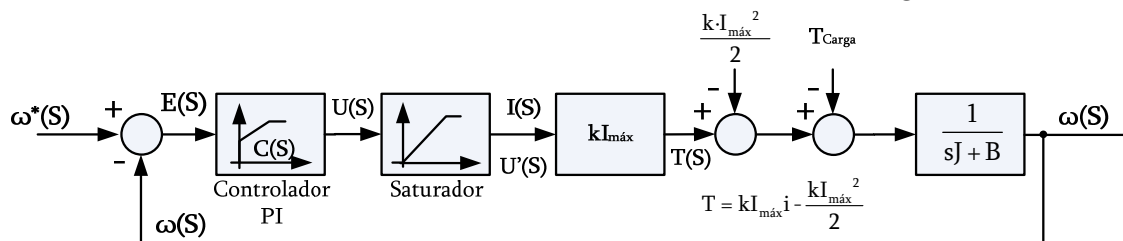


Figura 4.9.2.1 Diagrama de bloques del sistema de control simplificado.

La señal de error del sistema 'e(t)' es procesada por el controlador de velocidad PI, cuya salida 'u(t)' es interpretada como un requisito de corriente (para un regulador de corriente) o tensión (para un regulador de tensión) y por lo tanto deberá limitarse mediante un elemento saturador 'u(t)' al valor máximo permitido del regulador.

Para el diseño del control se tomaron algunas simplificaciones, suponiendo que en todo instante conduce una y solo una de las fases estáticas, y que la corriente que circula por la fase en conducción no produce una saturación de las características magnéticas de la máquina. En estas condiciones el par que se obtiene es bastante aproximado al real siempre y cuando se trabaje por debajo de las condiciones nominales.

Implementación del controlador:

Si se pretende implementar un controlador digitalmente. Los problemas más importantes que suelen aparecer tienen que ver con el muestreo, la discretización y la cuantificación. Si se supone que los sistemas disponen de tiempos de muestreo lo suficientemente pequeños y un gran número de bits para realizar la discretización y la cuantificación, además de disponer de los filtros 'antialiasing' correspondientes, se puede utilizar un diseño analógico para los controladores. Los sistemas basados en DSP's con plataformas en tiempo real disponen de estas ventajas, por lo cual el controlador se ha implementado de forma analógica como si trabajase en tiempo continuo.

Se ha implementado un compensador PI, con una constante integra (T_i) similar a la constante de tiempo de la carga mecánica. El criterio para elegir la ganancia proporcional (K_p) es un tanto arbitrario, ya que la variación de las condiciones de trabajo pueden ser diversas, así pues si se pretende obtener un sistema muy rápido y a la vez minimizar el error de velocidad originado por el par de carga y la estructura del SRM, se obtendrá un sistema muy sensible a las variaciones de referencia, llevando al controlador rápidamente a la saturación.

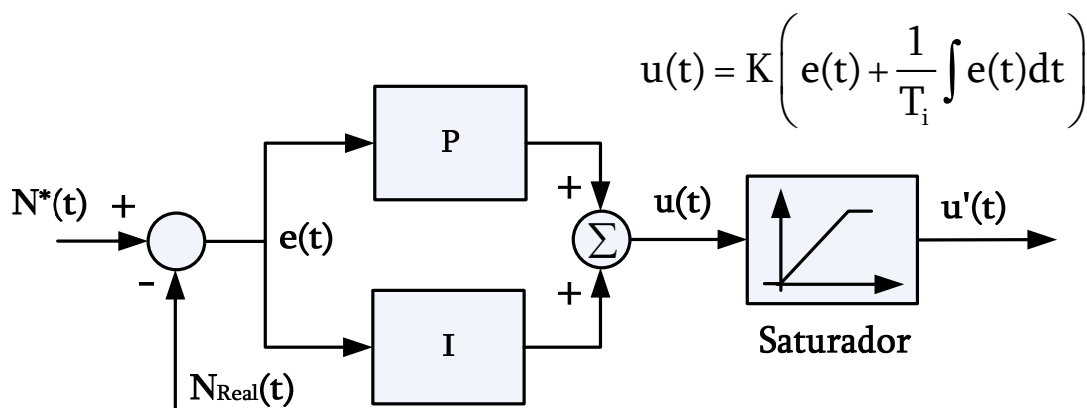


Figura 4.9.2.2: Esquema clásico del PI utilizado.

Se ha elegido un K_p tal que una variación de la referencia de velocidad inferior al 20% de la velocidad nominal, no conduzca al actuador a la saturación.

Los parámetros del compensador resultan: $T_i=0,5$ y $K_p=0,005$

Los bloques del controlador PI implementado en Simulink se muestra en la figura 4.9.2.3,

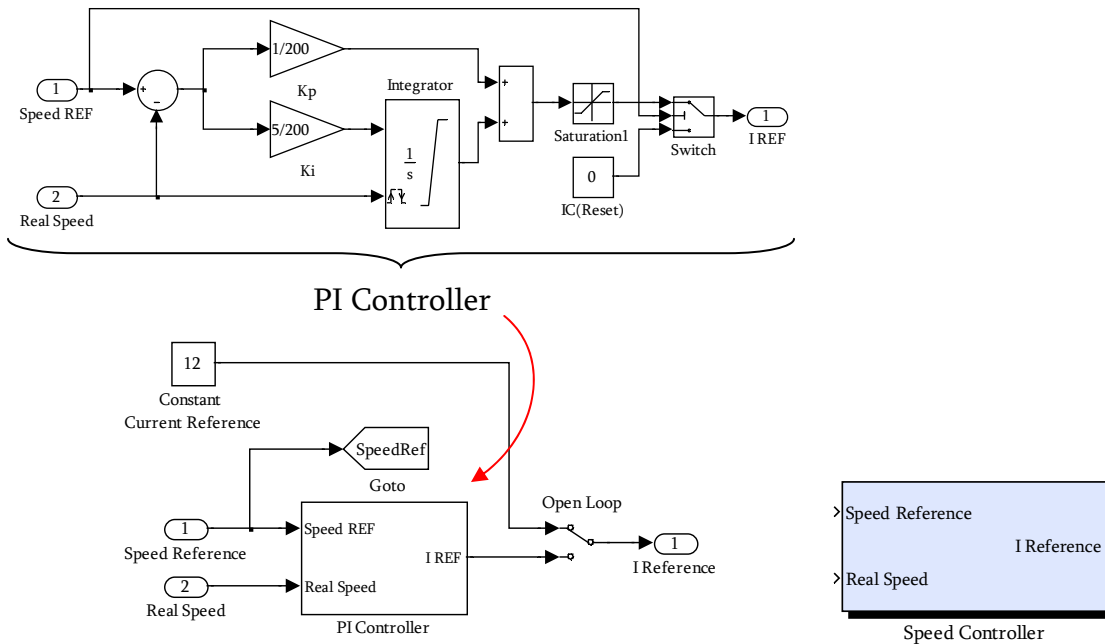


Figura 4.9.2.3: Bloques del controlador PI Programado en Simulink.

El controlador integral se ha realizado mediante un bloque integrador que permite poner a cero (resetear) su salida cuando la velocidad se hace cero (Ver figura 4.9.2.3 superior).

Como puede observarse en este punto se puede abrir el lazo de velocidad para indicar al regulador posterior un valor constante de corriente con lo cual se trabajaría en lazo abierto de velocidad.

Consideraciones sobre la saturación del integrador (WIND-UP).

Aunque muchos de los aspectos de un sistema de control se pueden entender a partir de la teoría de control lineal, algunos efectos no lineales deben ser tomados en cuenta a la hora de implementar un controlador. Todos los actuadores tienen limitaciones: un accionamiento tiene limitada su velocidad, potencia o corriente e igual que una válvula no puede abrirse más de “completamente abierta” y no puede cerrarse más de “complemente cerrada”, la fuente de alimentación está limitada.

Para un sistema de control con un amplio rango de condiciones de operación como el que se está estudiando, puede suceder que la variable de control alcance los límites prefijados por el regulador, dejando de actuar ya que el lazo realimentado permanece en su límite independientemente de la salida del proceso. Si se usa un controlador con acción integral, el error continuará siendo integrado, incrementando aún más su valor. Así, el estado del integrador en cuestión puede alcanzar valores excesivos, que deteriorarán la respuesta transitoria del sistema, generalmente produciendo grandes sobrevalores.

Este efecto se denomina wind-up («enrolle» o «saturación» del integrador) y se debe intentar evitar al diseñar el controlador o en el caso de observar sus efectos, estos deben ser eliminados.

Como puede observarse en la figura 4.9.2.4 a modo de ejemplo de aplicación con del controlador para una consigna de arranque a 1000 rpm, se programan dos valores de carga habituales (plena carga a 2,4 Nm y un cuarto de carga a 0.6 Nm), observando que no aparece wind-up.

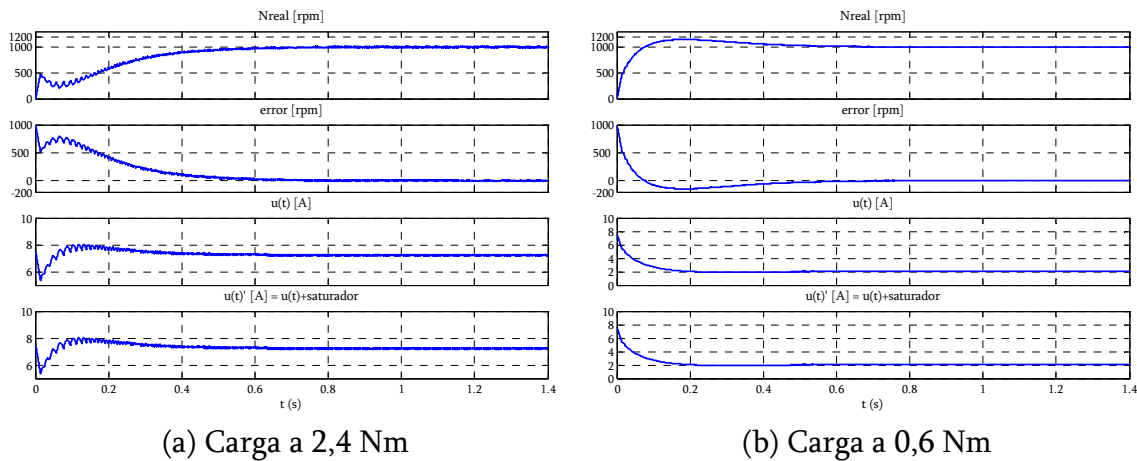


Figura 4.9.2.4: Comportamiento del controlador para un arranque a 1000 rpm a plena carga y a un cuarto de carga.

Véase un ejemplo (Figura 4.9.2.5) donde los saturadores $u(t)'$ se encuentran reteniendo el valor de la integral, pero el integrador $u(t)$ no para de decrementar el valor de salida cuando el accionamiento se encuentra a un 10 % de la carga nominal (0,24Nm).

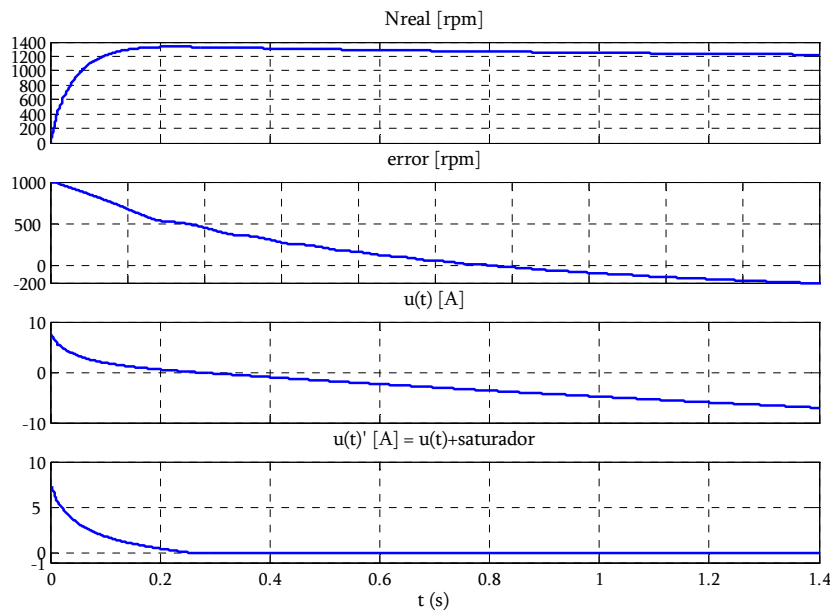
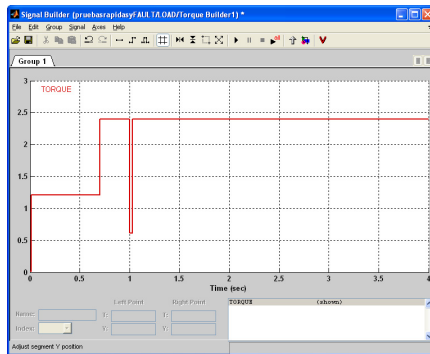
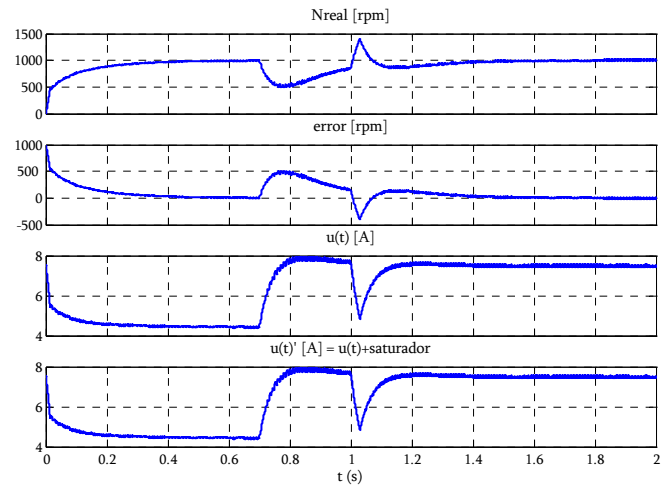


Figura 4.9.2.5: Saturación del integrador para un arranque a 1000 rpm con una carga de 0,24 Nm

Otra consideración a tener en cuenta es la respuesta a las perturbaciones de par, requiriéndose que el controlador sea estable a cualquier variación de par y en el caso de existir una perturbación de esta señal, el accionamiento debe responder sin desestabilizarse. Este hecho se puede observar en la figura 4.9.2.6.



(a) Generación de la perturbación de carga de 0-1,2-2,4-0,6-2,4 Nm



(b) Respuesta del controlador al arranque y a una perturbación de carga

Figura 4.9.2.6: Comportamiento del accionamiento a una perturbación de carga después de un arranque a 1000 rpm.

Consideraciones sobre el control implementado:

Se concluye que con las técnicas de control para sistemas lineales, el comportamiento es satisfactorio en aplicaciones industriales con un amplio rango de velocidades. Y es particularmente apto para aplicaciones de medias y altas velocidades. Tiene el inconveniente de presentar un elevado rizado de par el cual es más importante a velocidades de operación inferiores. Si se desea obtener una prestación equivalente a un servo-accionamiento se deben estudiar el controlador en mayor profundidad, lo cual no es un objetivo de este trabajo.

4.10 SIMULACIÓN DE FALTAS.

Los accionamientos eléctricos están relacionados con aplicaciones donde una falta puede tener graves repercusiones del sistema. Cuando un fallo del accionamiento afecta al sistema de producción pueden existir pérdidas de producción, esto suele ocurrir en el sector industrial. En otros sectores, como el aeroespacial y el aeronáutico, un fallo del accionamiento tiene repercusión sobre los sistemas de navegación, lo cual puede poner en peligro la seguridad de las personas.

En aquellos sistemas donde se deba asegurar un correcto funcionamiento a pesar de la aparición de alguna falta, se utilizarán accionamientos tolerantes a faltas, capaces de continuar funcionando, una vez detectada y despejada una falta [MEC95]

Los accionamientos de reluctancia autoconmutados (SRM) son accionamientos que se ajustan muy bien a las exigencias de un accionamiento tolerante a faltas, debido a la independencia magnética de las fases del motor y de las ramas del convertidor de potencia. Por lo tanto en estas condiciones de trabajo, no hay contribución al par motor de la fase dañada por lo que las fases sanas han de incrementar su aportación para poder mantener el par exigido por la carga.

Esto se consigue a costa de tener que aceptar algunas perturbaciones; distorsión de corriente, incremento del rizado de par, oscilaciones en la velocidad y ruido acústico, las cuales han sido objeto de estudio.

Sobre el análisis de las faltas en motores de SRM han sido varios los investigadores que han propuesto estudios específicos dedicados a evaluar los fallos más comunes así como sus posibles causas y consecuencias [STE91]. También se estudian los efectos que provocan las faltas en el convertidor estático de potencia [ARK95], [SRA98]. Incluso se han realizado estudios sobre el comportamiento de los accionamientos observando las formas de onda de par y velocidad para diferentes tipos de faltas [HUS99]. En todos estos estudios se ha demostrado que este tipo de accionamientos tienen una gran capacidad para tolerar fallos.

EXIGENCIAS DE LOS ACCIONAMIENTOS TOLERANTES A FALTAS:

En los accionamientos tolerantes a faltas es necesario cumplir una serie de requisitos:

- Independencia y aislamiento de los diferentes elementos que forman el accionamiento (Convertidor electromecánico y Convertidor de potencia).
- Utilización de elementos detectores de faltas y de desconexión de estas.
- Garantizar el funcionamiento del accionamiento dentro de unos márgenes, hasta que este pueda detenerse para la reparación.

Como es sabido los accionamientos con SRM cumplen con estos requisitos, siendo tolerantes a faltas desde el punto de vista del convertidor electromecánico debido a

la independencia de sus fases y al hecho de carecer de imanes o bobinados de excitación, desde el convertidor de potencia caben destacar las topologías que aseguran independencia de todas las ramas y su inmunidad a disparos intempestivos, permitiendo la desconexión con la fase afectada del motor.

Por lo tanto el SRD tiene una respuesta satisfactoria cuando se produce una falta, tal y como puede apreciarse en la figura 4.10.2, en lo que a las oscilaciones de velocidad, y par se refiere. Los efectos del ruido o el incremento de temperatura, así como los efectos de reducción de potencia no son excesivos.

CLASIFICACIÓN DE LAS FALTAS.

Seguidamente se presentan las faltas más comunes que permiten el funcionamiento del motor, aunque sea en condiciones incorrectas sin provocar ninguna avería grave.

CONVERTIDOR ELECTROMECAÁNICO:

Fase a masa.

Fase en circuito abierto (bobina cortada).

Bobina de un polo o varios polos con varias espiras cortocircuitadas o totalmente cortocircuitada.

Bobinas de una fase cortocircuitadas.

Cortocircuito entre fases .

CONVERTIDOR DE POTENCIA:

Debido a que la estructura del convertidor influirá en las faltas que pueden ocurrir de diferente forma, solamente se han considerado las que afectan a la topología clásica utilizada.

Interruptor de una fase abierto.

Interruptor de una fase en cortocircuito.

Ambos interruptores de una fase en cortocircuito.

Diodo de una fase abierto.

Ambos diodos de una fase abiertos.

También pueden aparecer otras averías, como por ejemplo en los detectores de posición, debido a que un sensor óptico deje de captar la variación de posición o falle la alimentación, lo cual influye en varios aspectos del accionamiento, por lo cual no se ha considerado.

SISTEMA DE SIMULACIÓN PROPUESTO.

Cuando se pretende realizar el estudio del accionamiento ante una posible falta, siempre debe acudir a la simulación, si esto es posible, ya que probar lo que ocurre en la realidad podría ser destructivo para el sistema.

Los sistemas SIL deben permitir ensayar los controladores y el resto de elementos que conforman el accionamiento mientras se fabrica el prototipo y en este tiempo pueden estimarse las estrategias a seguir cuando se produce una falta en el SRM o en el Convertidor.

La simulación de faltas permite valorar los efectos sobre el accionamiento completo de posibles daños que accidentalmente acaben provocando una falta de corriente en una fase o un exceso de corriente por corto circuito [HUS99]. Por lo tanto se han considerado únicamente estas dos posibilidades (corto circuito en una fase o circuito abierto), que engloban de alguna forma todas las demás, ya que las faltas en el convertidor pueden simularse falseando (mediante combinaciones lógicas) las señales que se obtienen del bloque de modos de operación para el convertidor.

Las opciones básicas entonces para la selección de falta son o por corto-circuito o por circuito abierto para cada una de las fases tal y como se muestra en la figura 4.10.1.

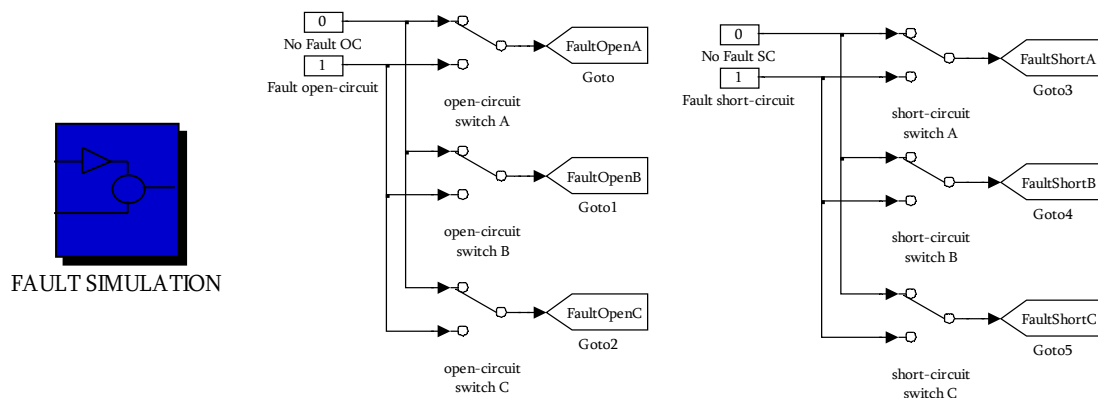


Figura 4.10.1: Opciones de cortocircuito y circuito abierto de fase.

Esta opción permite simular una falta de los tipos mencionados anteriormente en cualquier instante de tiempo, permitiendo observar al programador la respuesta de los controladores en cualquier momento o permitiéndole temporizar este efecto con el objetivo de depurar los sistemas de detección e interactuar en la forma más rápida posible, valorando lo que ocurre en estos casos.

Los mecanismos de detección de cortocircuito realizan la localización de este y provocan la liberación inmediata de la fase afectada, de esta forma, los controles se ajustan siempre para el caso de circuito abierto [HAO00]. Dichos detectores pueden comprender únicamente el convertidor electromecánico, produciéndose la liberación de la fase con los propios interruptores controlados del convertidor de potencia, o pueden abarcar también el convertidor estático de potencia (normalmente se trata de un interruptor controlado que se encuentra en serie con cada una de las ramas del convertidor).

En la figura 4.10.2 se han representado las formas de la corriente de Fase para las tres fases del accionamiento y la corriente total de este antes y durante la aparición de una falta en la fase A mediante un control de histéresis usando SoftChopping.

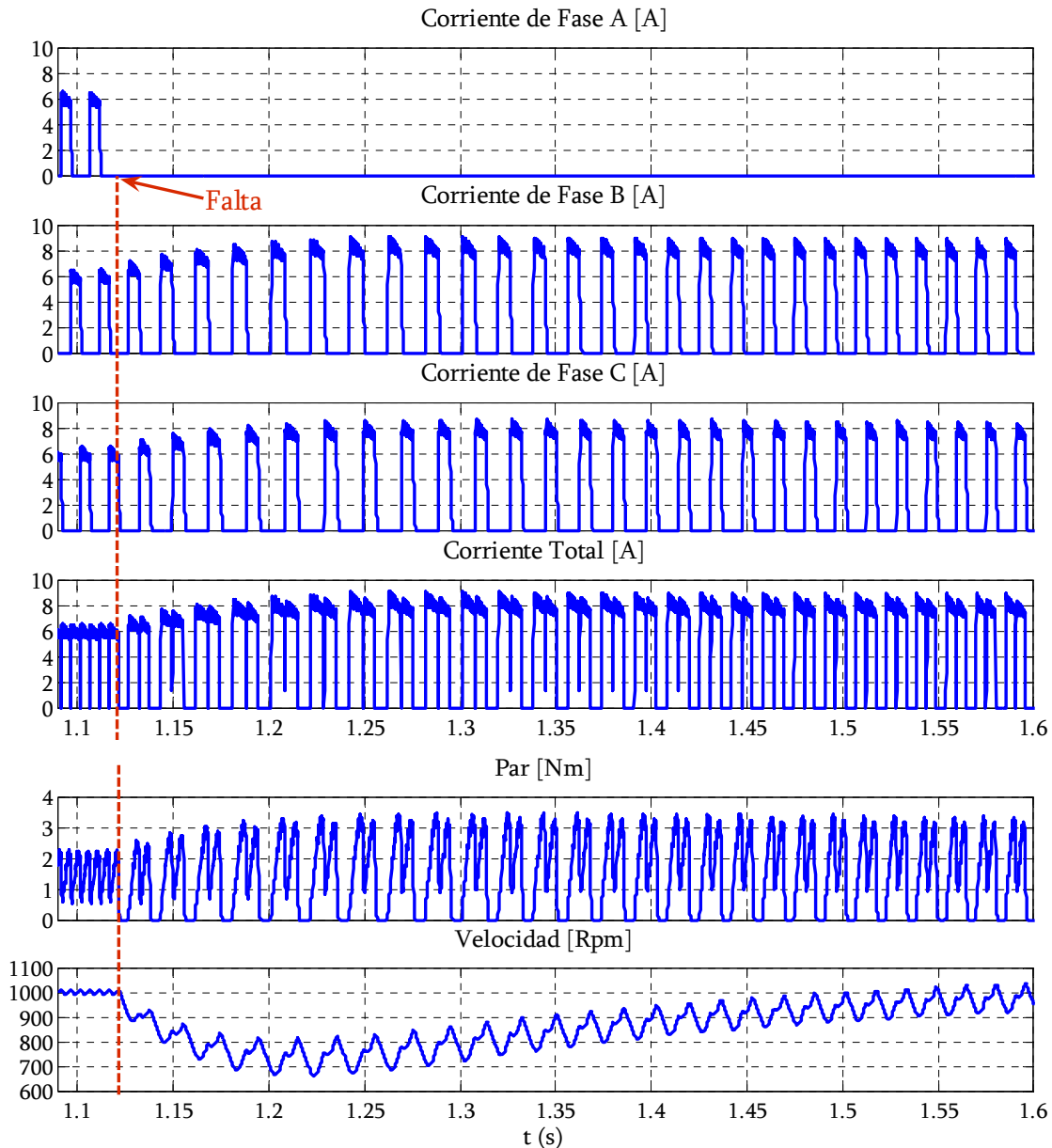


Figura 4.10.2: Respuesta del accionamiento a una falta en una fase.

Además se puede observar la evolución del par dinámico para una carga de 1,8 Nm así como la respuesta en velocidad que ha sido programada a 1000 rpm, verificando que los controles responden a la falta satisfactoriamente, asumiéndola y permitiendo el correcto funcionamiento a la velocidad de referencia.

4.11 SIMULACIÓN DE CARGAS VARIABLES

Con el propósito de poder conocer el comportamiento del accionamiento ante la variación de cargas y ajustar las leyes de control para responder de forma adecuada a perturbaciones de esta índole, se ha dotado al entorno de un sistema que permite

crear cargas distintas para situaciones distintas dentro del bloque 'LOAD' que se muestra en la figura 4.11.1 y que se conecta directamente al bloque 'SRM'

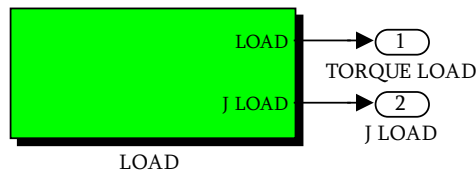


Figura 4.11.1: Bloque para la simulación de cargas variables

La programación de las cargas se puede realizar como se muestra en la figura 4.11.2 a través de la máscara del bloque de carga 'Load DC Machine', donde se introduce la inercia y el valor del par, recibiendo un tratamiento como si de una máquina de continua se tratara (sin considerar los rozamientos) y seleccionando el tipo de par a través de la interfaz gráfica 'Torque Builder' para la generación del par en función del tiempo mediante trayectorias de carga como vectores de módulo variable o a través del bloque de programación 'Torque-Speed' donde el par se genera en función de la velocidad.

Torque Builder : Entorno gráfico de programación de la carga

Torque-Speed : Entorno de programación de carga en función de la velocidad

Máscara para las constantes de carga.

Figura 4.11.2 Entorno de programación de cargas variable.

De esta forma se podrá ensayar el accionamiento en régimen permanente de velocidad, cuando se produzcan faltas, o en régimen dinámico, observando como se comportan el accionamiento completo, obteniendo la máxima información del sistema para ajustar las opciones que mejor se adapten a cada situación mediante SIL.

CAPÍTULO 5

**PLATAFORMA PARA EL DESARROLLO
DE ACCIONAMIENTOS CON SRM EN RT,
MEDIANTE PROTOTIPADO RÁPIDO Y HIL.**

5.1 INTRODUCCIÓN.....	212
5.1.1. DESCRIPCIÓN 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
5.3.3 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
5.6 VALIDACIÓN DE LA PLATAFORMA DE DESARROLLO EN EL ÁMBITO DEL PROTOTIPADO RÁPIDO.....	247

5.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se presenta una plataforma para el desarrollo, en tiempo real, de accionamientos con SRM, mediante prototipado rápido. Esta plataforma es una herramienta para la aplicación de la ingeniería concurrente al diseño de accionamientos SRM digitales y es consecuencia de la experiencia acumulada por el autor y de todo lo expuesto en los capítulos precedentes. La plataforma que se propone es flexible, modular y robusta, y permite al diseñador:

- Configurar convertidores con distintas topologías.
- Implementar distintas estrategias de control en tiempo real.
- Tener acceso a las magnitudes eléctricas más significativas.
- Evitar los problemas habituales de prueba y ajuste, que tanto tiempo hacen perder en el diseño convencional de accionamientos.
- Centrar la atención y los esfuerzos en los conceptos y aspectos clave de los accionamientos en desarrollo.

La plataforma que se propone, además de servir al propósito para el cual se ha concebido, puede ser una herramienta muy útil para la enseñanza de accionamientos con SRM usando las simulaciones SIL, que permiten conocer el comportamiento previo del accionamiento. Ayudando a superar, quizás, el principal obstáculo para el desarrollo y expansión de este tipo de accionamientos, que es la falta de ingenieros familiarizados con sus fundamentos. Permitiendo también integrar y utilizar las técnicas HIL para comprobar el funcionamiento real del accionamiento.

5.1.1. DESCRIPCIÓN GENERAL DE LA PLATAFORMA DE DESARROLLO.

La plataforma para el desarrollo de accionamientos con SRM, cuyo diagrama de bloques se muestra en la figura 5.1.1.1, esta constituida por:

- Un módulo para la configuración del convertidor estático denominado **'PEBB'** (Power Electronic Building Block).
- Un módulo, denominado **'Driver'**, para el acondicionamiento y aislamiento de las señales de control que parten del módulo de control hacia los interruptores de estado sólido del PEBB.
- Un módulo de medida y acondicionamiento de señales hacia el módulo de control denominado **'Medida e Interface'**.
- Un módulo de control, denominado **'DSP Controller Board'**, basado en DSP que permitirá implementar las estrategias de control.

Todos estos módulos han sido concebidos ex profeso para esta plataforma excepto el módulo de control "DSP Controller Board" el cual puede estar formado por cualquier firma comercial que cumpla las especificaciones mencionadas en el capítulo 3

(sección 3.4.6) escogiéndose la tarjeta Dspace ACE kit 1104 CLP kit por las razones explicitadas en dicha sección.

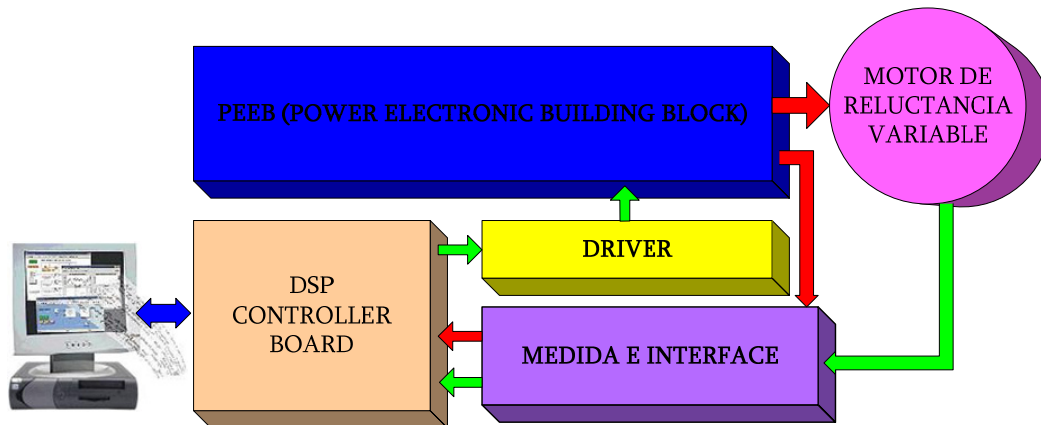


Figura 5.1.1.1: Diagrama de bloques de la plataforma propuesta.

La plataforma permite diseñar accionamientos con SRM de hasta cuatro fases y es capaz de manejar una potencia de hasta 10 kVA. Para que además pueda convertirse en un verdadero banco de ensayo de este tipo de accionamientos se ha complementado dicha plataforma con un transductor de par y una carga variable, tal y como se muestra en la figura 5.1.1.2.

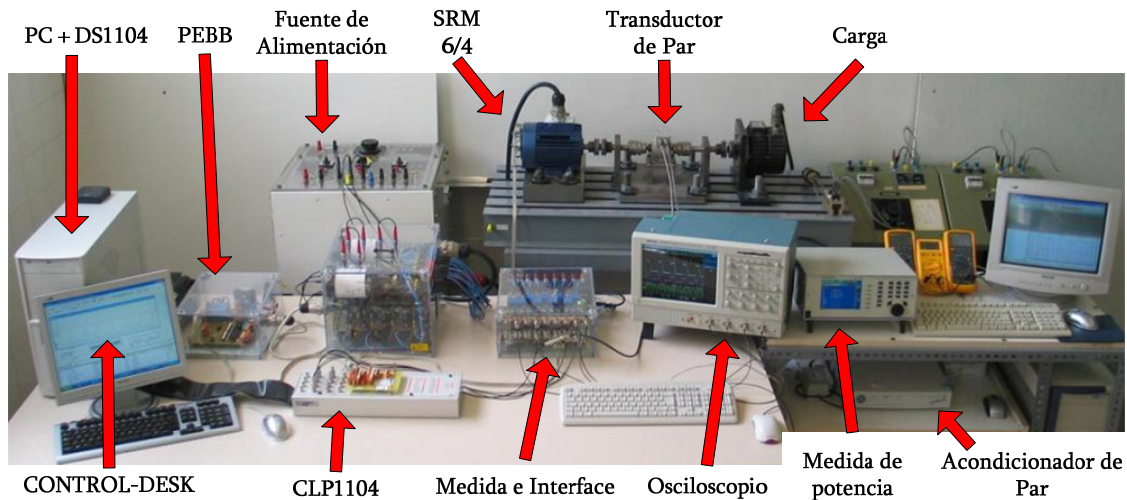


Figura 5.1.1.2: Banco de prueba para el Test HIL de accionamientos de SRM.

5.2 CONSTITUCIÓN DEL PEEB

El módulo para la configuración del convertidor está constituido por:

- Un rectificador de diodos trifásico.
- Un filtro.
- Una serie de interruptores (IGBT'S y diodos) hasta para 4 fases.

Dispuestos de tal manera que permiten conformar distintas estructuras de convertidores como se puede observar en la figura 5.2.

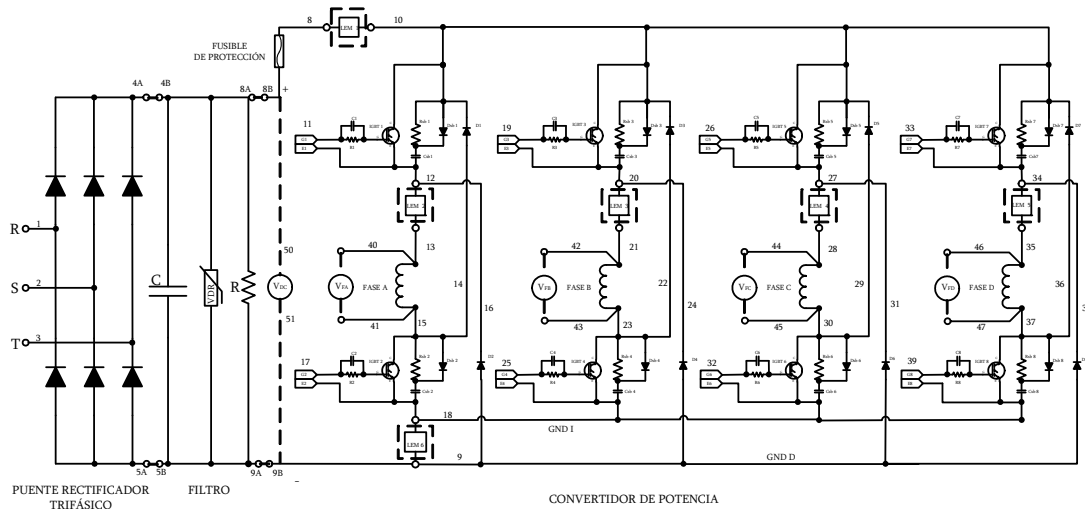


Figura 5.2: Esquema general del conjunto PEEB con el puente rectificador trifásico, filtro, convertidor de potencia y circuitos de protección y ayuda a la conmutación.

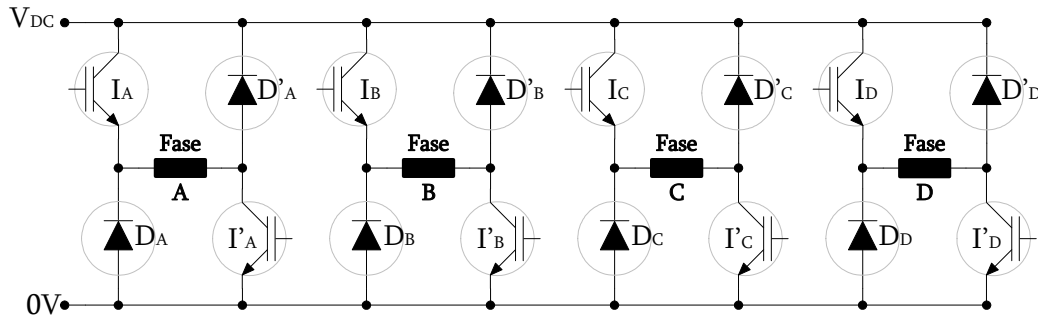
5.2.1 RECTIFICADOR Y FILTRO

Debido a que los convertidores propuestos en este trabajo necesitan una fuente de alimentación continua se ha utilizado un puente rectificador trifásico (SKD31) y dos condensadores en paralelo de $2200\mu\text{F}$ para suministrar una tensión continua adecuada a las potencias de 10 kVA. Como puede observarse en la figura 5.2 tanto el puente rectificador como el filtro se encuentran integrados en el PEEB, pero aislados para permitir la máxima flexibilidad, admitiendo el uso de otras fuentes o alternando con elementos externos (filtros, arrancadores, etc.).

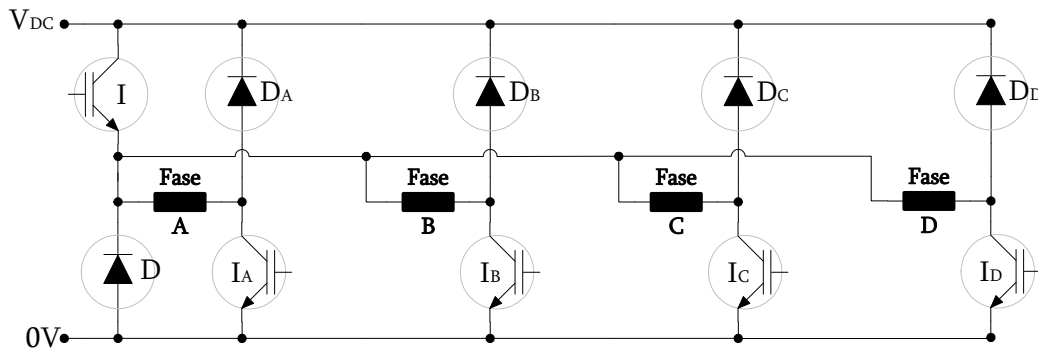
5.2.2 POSIBLES TOPOLOGÍAS DE LOS CONVERTIDORES DEL PEEB.

Las posibles topologías que pueden configurarse con el PEEB son:

- Convertidor Clásico. (ver figura 5.2.2.A)
- Convertidor Miller. (ver Figura 5.2.2.B)



(A) Convertidor Clásico.



(B) Convertidor Miller

Figura 5.2.2: Topologías de los convertidores estáticos (4 fases).

Aunque en este trabajo se toma como base el convertidor Clásico, se puede implementar el convertidor Miller reconfigurando las conexiones tal y como muestra en la tabla 5.2.2, permitiendo ambas topologías el uso de tres o cuatro fases.

Diodos.

- $D_A = D$
- $D'_A = D_A$
- $D'_B = D_B$
- $D'_C = D_C$
- $D'_D = D_D$
- $D_B = D_C = D_D = \text{DESCONECTADOS}$

Interruptores Controlados.

- $I_A = I$
- $I'_A = I_A$
- $I'_B = I_B$
- $I'_C = I_C$
- $I'_D = I_D$
- $I_B = I_C = I_D = \text{DESCONECTADOS}$

Tabla 5.2.2: Re-conexión del módulo PEEB para pasar del convertidor Clásico al Miller.

5.2.3 SELECCIÓN DE LOS COMPONENTES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA.

Básicamente la selección de los dispositivos semiconductores a utilizar como interruptores depende de la capacidad de corte de corriente, de la frecuencia de conmutación y del nivel de aislamiento en tensión. Dado que estos elementos tienden a ser mucho más rápidos cuanto menor es la capacidad de gestionar tensión o corriente, se debe llegar a un compromiso entre las frecuencias de conmutación a utilizar y la capacidad de corte y de aislamiento requerida.

El rango de aplicaciones que se desean abordar está sobre los 10kVA de potencia, en pequeña y media tensión. El manejo de estos niveles de potencia de forma electrónica es posible combinando diversos márgenes de tensión y corriente utilizando dispositivos electrónicos de potencia con diferentes topologías de convertidores. La Figura 5.2.3.1 muestra el rango de dispositivos electrónicos de potencia comerciales en el año 2000 [BER00]. En la actualidad, para aplicaciones de media tensión, los dispositivos electrónicos más empleados son los IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistors).

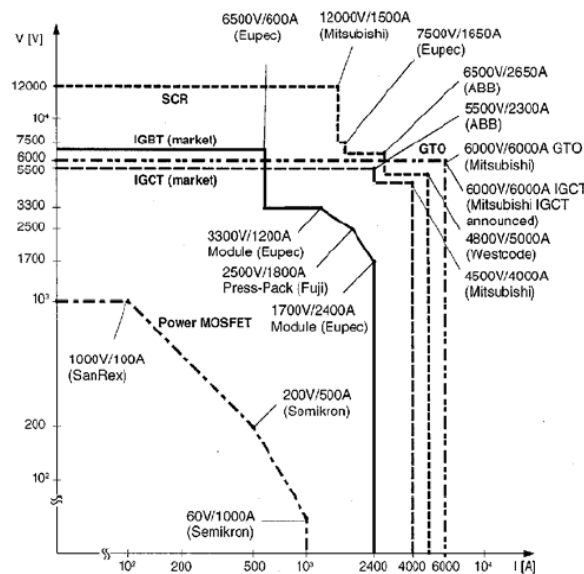


Figura 5.2.3.1: Rango de dispositivos electrónicos de potencia comerciales.

Por tanto, debido al uso de estas aplicaciones en corriente y llegando a establecer un compromiso entre tensión y frecuencia mostrada en la tabla 5.2.2.1 se ha decidido utilizar la tecnología IGBT.

Tensión (V)	Frecuencia de Conmutación
600	hasta 30 kHz
1200	hasta 20 kHz
1700	hasta 10 kHz
3300	hasta 3 kHz

Tabla 5.2.3.1: Frecuencias de conmutación típicas de los IGBTs.

El IGBT combina las ventajas de los BJT y de los MOSFET. Un IGBT tiene una alta impedancia de entrada, igual que los MOSFET, y bajas pérdidas de conducción en estado activo, como los BJT. Pero no presentan ningún problema de ruptura secundaria, como los BJT. Cabe resaltar que, el IGBT es un dispositivo controlado por tensión, similar al MOSFET de potencia. Tiene menores pérdidas de conmutación y de conducción, así comparte muchas de las atractivas características de los MOSFET de potencia, como la facilidad de excitación de la puerta debido a la pequeña corriente de pico y baja capacidad, ofreciendo pequeñas resistencias de conducción.

Debido a que las suposiciones utilizadas en los sistemas HIL idealizan los interruptores, se debe asegurar:

- Pequeñas pérdidas.
- Elevada Potencia.
- Tiempos de respuesta bajos para conseguir una elevada frecuencia de funcionamiento.(en la conmutación y aún más en el troceado). Una limitación importante en los dispositivos de potencia es que el paso de corte a conducción y viceversa no es instantáneo, si no que siempre habrá un retardo (t_{on} y t_{off}).
- Alta concentración de intensidad por unidad de superficie del semiconductor.
- Dispersión de los puntos calientes debidos a grandes concentraciones de temperatura por unidad de superficie.

Los interruptores seleccionados son de la firma International Rectifier, en concreto el modelo IRG4PF50W por adaptarse en sus características técnicas, dado que la corriente máxima prevista para una fase coincide con la corriente en continua de colector (28A) , que la tensión de ruptura entre Colector y Emisor es del doble (900V) de la tensión de uso establecida y las características temporales no suponen retardos superiores a los 110 ns.

De igual forma para adaptar las suposiciones HIL los diodos a utilizar deben tener las siguientes características:

- Tiempo de recuperación muy rápida (Hyper fast Recovery Time).
- Deben soportar tensiones de trabajo elevadas.
- Deben soportar corrientes de trabajo elevadas.

Los diodos seleccionados son de la casa *International Rectifier*, en concreto el modelo *30EPH06* por poseer características complementarias al IGBT en corriente (hasta 30 A), tensión inversa (600 V) y de tiempo de respuesta (28 ns).

Como puede observarse los dos dispositivos semiconductores cumplen las características de tensión, corriente y frecuencia exigidas.

5.2.4 CIRCUITOS DE AYUDA A LA CONDUCCIÓN.

Si se desea considerar los interruptores ideales es conveniente reducir al máximo los retardos de conmutación a la conducción y al bloqueo, los cuales limitan la frecuencia de funcionamiento. Se utilizan diversos recursos para reducir los tiempos de conmutación; el más sencillo es el que aconseja el fabricante, basado en generar una señal que ayude a la correcta polarización del interruptor, aunque alternativamente y paralelamente se utilizan los circuitos de ayuda a la conmutación que consisten en la modificación de las características de la puerta del interruptor en función de la frecuencia. La forma de la señal de disparo de los interruptores de potencia, se puede observar en la figura 5.2.4.1.

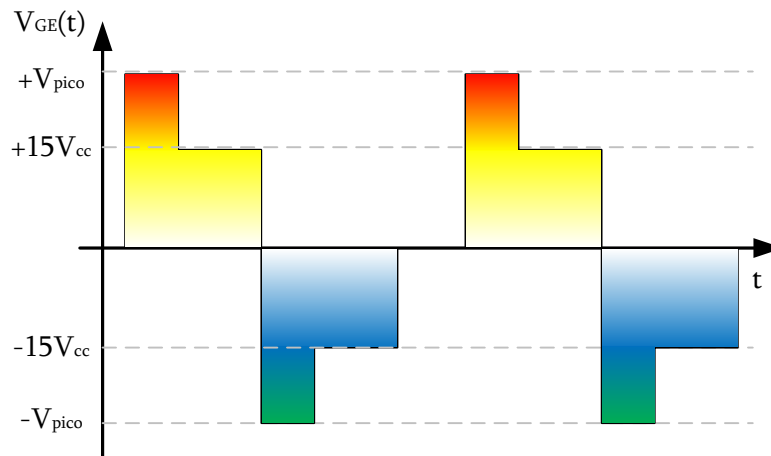


Figura 5.2.4.1: Forma de la señal de disparo en la puerta del interruptor.

Si se desea realizar la conmutación de un interruptor de potencia lo más rápidamente posible y con las menores pérdidas, la mejor opción consiste en atacar la puerta del dispositivo con una señal parecida a la de la figura 5.2.4.1 tal y como aconseja el fabricante.

Se trata de utilizar en el ciclo de conducción, un primer tramo de mayor amplitud que favorezca el paso a conducción del interruptor, mucho más rápido, reduciendo así el tiempo de encendido (t_{on}). El segundo tramo de tensión de valor inferior al primero asegura el estado de conducción del interruptor manteniéndolo en saturación, de esta forma se logra disminuir la potencia disipada.

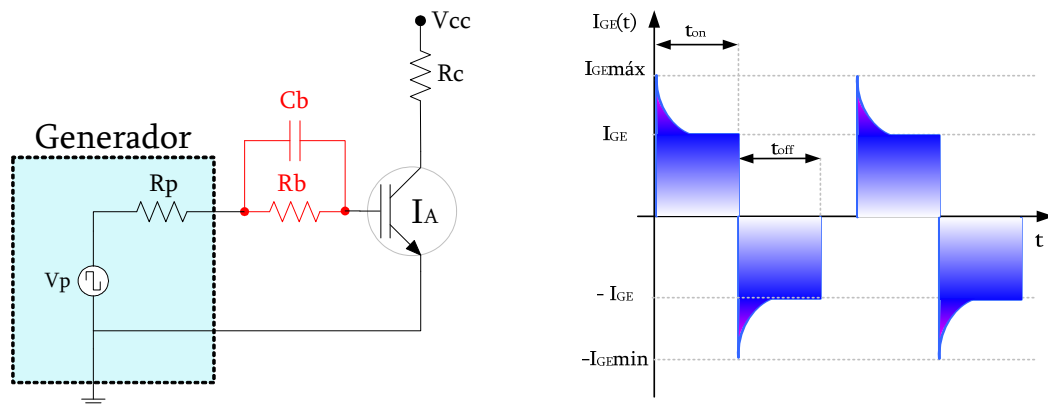
De forma análoga en el ciclo de bloqueo se aconseja utilizar un valor negativo suficiente que permita disminuir el tiempo de apagado (t_{off}), una vez el interruptor se encuentra en estado de no conducción el valor de la señal de ataque se mantienen a un valor superior, suficiente para mantener el estado de bloqueo.

Por otro lado no se pueden superar los valores límite de excitación de la puerta del interruptor, ya que si esto sucede se podría llegar a destruir el dispositivo. **Este tipo de alimentación se generará en la etapa llamada 'DRIVER' que se describe más adelante.**

Para reducir la fatiga del dispositivo semiconductor debida a la conmutación y poder asegurar un régimen de trabajo constante se dotará al circuito de potencia con un circuito que tiene como finalidad la de ayudar a la conmutación.

El circuito de ayuda a la conmutación de los IGBT se ha realizado mediante una red RC, la cual se comporta de la siguiente forma ante un pulso creado por una fuente V_p con valor de resistencia R_p (ver figura 5.2.4.2):

- La resistencia R_b se utiliza para polarizar o fijar la corriente que llegará a la puerta del interruptor, de este modo se establece el punto de trabajo adecuado para el dispositivo.
- El condensador en paralelo mejora la respuesta dinámica del IGBT ayudando a la inyección de corriente en la conmutación ya que a frecuencias elevadas se comporta como un cortocircuito, permitiendo reducir los tiempos de conmutación y así poder aumentar la frecuencia de trabajo.



Circuito de ayuda a la conmutación. Corriente aplicada a la base del interruptor.

Figura 5.2.4.2: Corriente aplicada al IGBT mediante un circuito RC de ayuda a la conducción

Dicha red se ha implementado prácticamente mediante una resistencia R_b de valor 15Ω y un condensador C_b de valor 220 nF a 63V , para asegurar el correcto funcionamiento del IGBT en conmutación, dotándolo de la corriente necesaria en la puerta para realizar el cambio de estado correctamente hasta los 25kHz .

5.2.5 CIRCUITOS DE PROTECCIÓN (SNUBBER).

Los circuitos Snubber son utilizados para proteger los interruptores, de los estados transitorios en las conexiones/desconexiones de tensión.

En las máquinas eléctricas, cuando el interruptor se cierra o se abre o para iniciar la conexión o desconexión de la fase, se produce una diferencia de tensión elevada entre el colector y el emisor y esta aun puede aumentar mucho más cuando se produce la desmagnetización de las bobinas, provocando una sobrecarga de tensión en el interruptor. Esta situación es desfavorable para el buen funcionamiento de los interruptores IGBT. El hecho de que estos dispositivos conmuten elevados valores de corriente en intervalos de tiempo muy breves, comporta transitorios de tensiones potencialmente destructivas. Para evitar la aparición de estos transitorios de tensión que pueden llegar a provocar la destrucción de los componentes, se acude a la utilización de circuitos de protección (Snubber) que mitiguen estos efectos durante el estado de conmutación.

Los snubbers más típicos en los convertidores para SRM son:

- Circuitos de reducción de tensión RCD. (Ver Figura 5.2.5.1).
- Red Snubber RCD de carga-descarga. (Ver Figura 5.2.5.2).

Los circuitos de reducción de tensión RCD: se utilizan en aplicaciones que utilizan corrientes medias y elevadas, siendo las ventajas más notables:

- La minimización de las pérdidas.
- La reducción directa de los picos de tensión a la desconexión.
- Reducción de los picos de corriente en el estado transitorio de encendido.
- No provocan oscilaciones en el bus de continua.

El inconveniente a tener en cuenta es que necesitan muchos componentes.

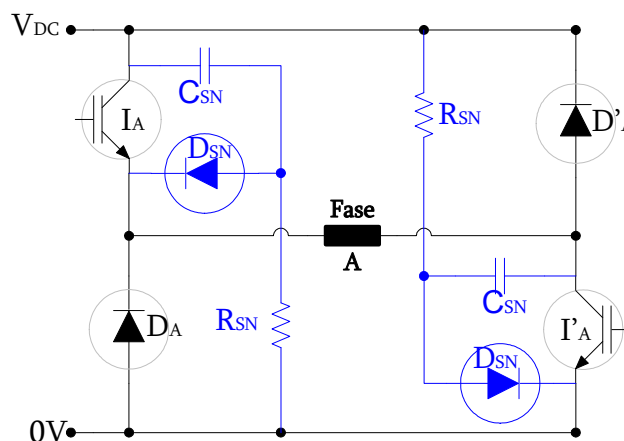


Figura 5.2.5.1: Circuitos de reducción de tensión RCD.

Los circuitos de carga/descarga: se utilizan en aplicaciones que utilizan corrientes bajas y medias, siendo las ventajas más notables:

- La reducción de los picos de tensión, lo cual reduce las pérdidas de apagado del interruptor de estado sólido.
- No provoca variaciones en el bus de continua.

Los inconvenientes a considerar:

- Pérdidas significativas a frecuencias fuera de los márgenes de diseño, debidas al propio Snubber.
- Requieren muchos componentes que son complicados de calcular y seleccionar.

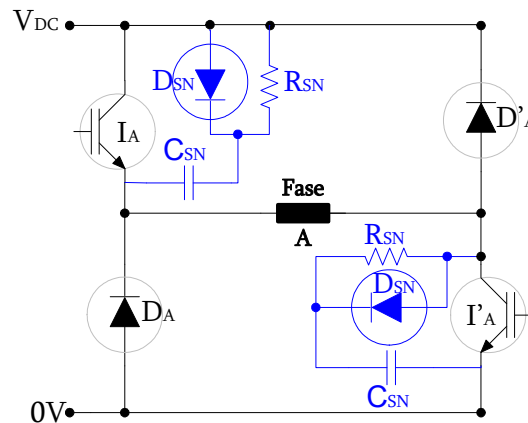


Figura 5.2.5.2: Red Snubber RCD de carga-descarga.

El circuito Snubber RCD de Carga-Descarga ha sido el escogido para proteger los interruptores de estado sólido del convertidor de potencia tipo clásico, que permitirá trabajar con frecuencias de conmutación elevadas a corrientes medias.

Descripción del principio de funcionamiento de la red Snubber propuesta:

Considerando que las posibles tensiones de conmutación para cada interruptor son $V_{CE}(\text{OFF})=V_{DC}$ V cuando se encuentra activado y $V_{CE}(\text{ON})=0$ V cuando está desactivado, el circuito de protección entra a funcionar al pasar de un estado a otro.

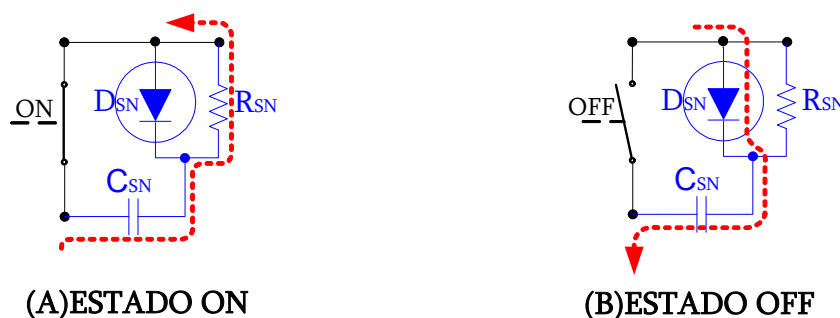


Figura 5.2.5.3: Estados de la Red Snubber RCD de carga-descarga.

En la figura 5.2.5.2 se puede observar que cuando el interruptor controlado se encuentra activo (estado ON) el condensador realiza la descarga a través de la resistencia R_{SN} , quedando preparado para iniciar la carga a la tensión del bus de continua a través del diodo con una constante de tiempo mucho más rápida cuando el interruptor se desactive (estado OFF). Este efecto produce una variación lenta de la tensión entre el colector y el emisor a la activación, prolongando la vida de los interruptores ya que en las conmutaciones no se reciben sobretensiones y la disipación de calor es más constante.

La selección de los dispositivos que conforman esta red Snubber es complicada, a causa de trabajar con un gran margen de frecuencias y corrientes. La experiencia en convertidores previos indica que el procedimiento a seguir es el ensayo directo en el circuito sobre todo cuando son usados en sistemas tolerantes a faltas.

El circuito RCD Snubber se ha constituido mediante:

- Diodo $D_{SN} = 30EPH06$, para asegurar que sea igual de rápido que el diodo del convertidor.
- Resistencia $R_{SN} = 15\Omega/4W$.
- Condensador $C_{SN} = 220nF/630V$.

5.2.6 ESQUEMA CIRCUITAL COMPLETO ASOCIADO A UNA FASE DEL CONVERTIDOR

De esta forma (ver figura 5.2.6.1) queda definido el circuito final que se debe asociar a cada interruptor y por lo tanto a cada fase del convertidor.

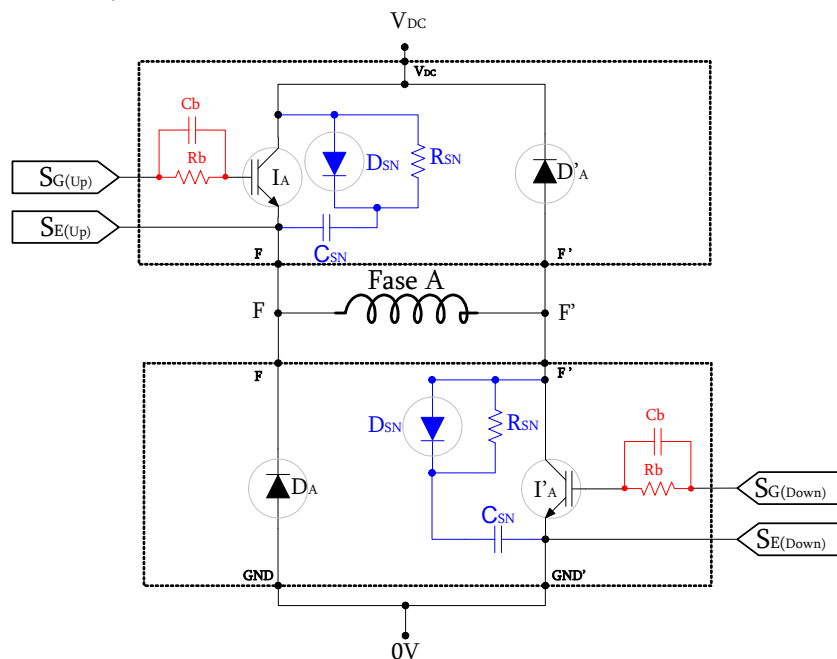


Figura 5.2.6.1 - Red RC de ayuda a la conmutación (en rojo) y red RCD Snubber de carga y descarga (en azul) para una fase del convertidor.

Cada uno de los interruptores lleva asociado un circuito de ayuda a la conducción y otro de protección. El primero (utilizando una red R-C) asegura la corriente de puerta necesaria para realizar el cambio de estado con rapidez y el segundo de protección (utilizando una red Snubber R-C-D). En la siguiente figura 5.2.6.2 se puede observar el circuito completo para cada interruptor de forma independiente y la disposición de los componentes.

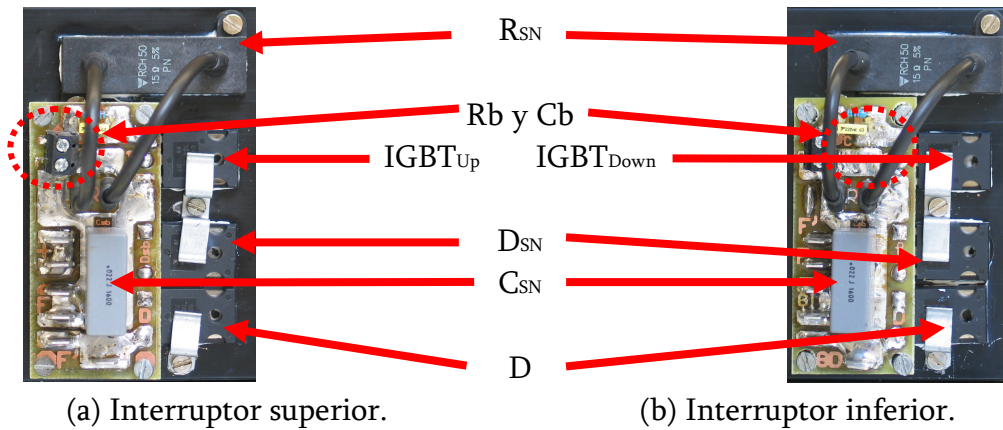


Figura 5.2.6.2 Detalle real de los componentes usados para implementar los módulos correspondientes a los interruptores del convertidor estático.

Cada uno de estos módulos es independiente y está dispuesto en un radiador compacto provisto de ventilación forzada como se muestra en la figura 5.2.6.3 para asegurar la disipación de los elemento de potencia.

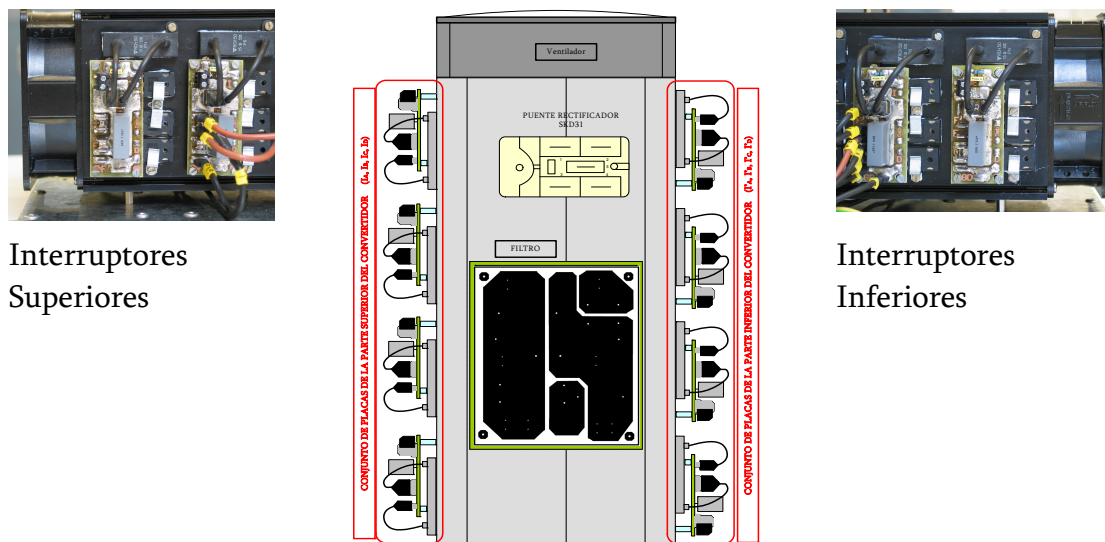


Figura 5.2.6.3: Detalle de los módulos de potencia del PEEB dispuestos sobre el radiador.

Para el conexionado se han hecho servir conductores de cobre de 2.5 mm² marcados cada uno con su identificador pasa cables correspondiente al esquema general.

Los terminales *fast-on* de los extremos facilitan el montaje y desmontaje de cada placa formada por el interruptor y los circuitos de protección y ayuda a la conmutación. Cada uno de estos módulos de potencia es de fácil substitución, permitiendo la rápida reparación en el caso de avería en los procesos de ensayo.

La interconexión de los módulos superiores e inferiores mostrados en la figura 5.2.6.4 tienen en cuenta la conexión a la tensión la alimentación (V_{DC} y $0V$), a la fase (F y F'), al elemento de medida para la tensión de fase ($V_{MPhaseA}$) al elemento de medida para la corriente de fase ($I_{MPhaseA}$) y al punto intermedio de medida de corriente ($I_{MSingle}$) el cual se describirá más adelante.

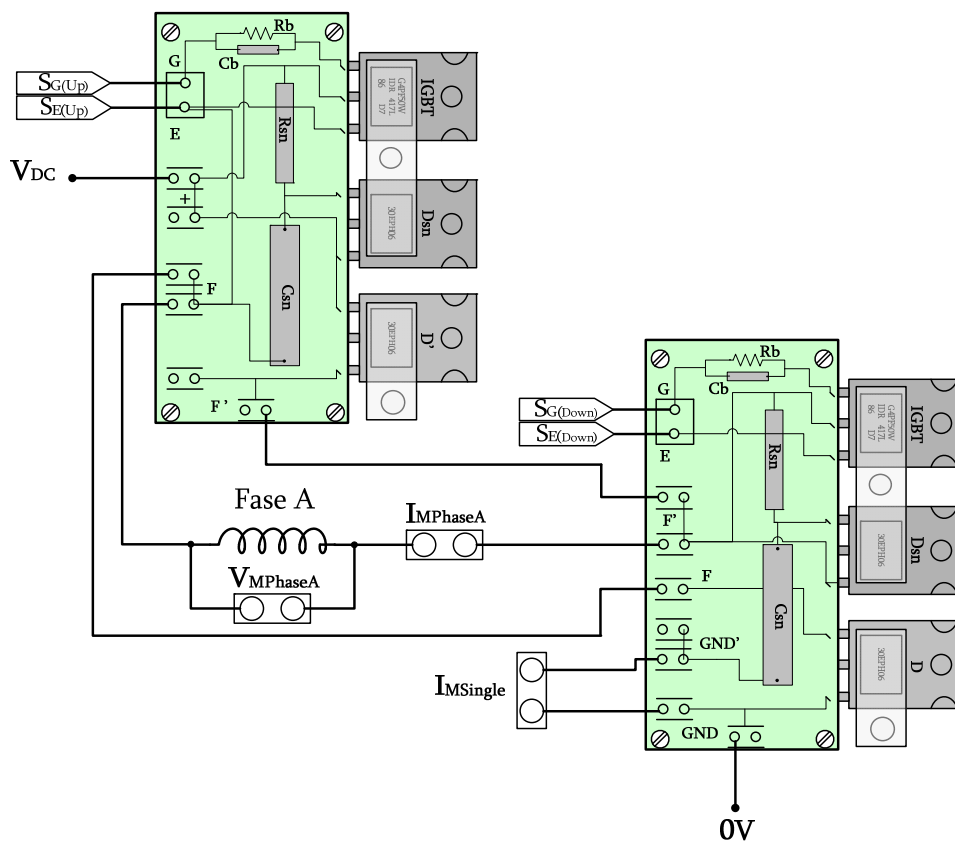


Figura 5.2.6.4: Esquema de las conexiones eléctricas entre los módulos superiores e inferiores para el convertidor estático clásico.

Las conexiones definitivas entre las diferentes placas se realizarán siguiendo el esquema de la figura 5.2, que incluye los bornes accesibles a los extremos de los devanados de las fases del motor (V_{MPhase}), permitiendo realizar medidas desde el exterior. Dichas medidas incluyen la tensión en el bus de continua V_{DC} .

La medida de las corrientes de fase así como la absorbida por el convertidor estático se realiza mediante sensores de efecto Hall descritos en el Anexo A, disponiendo unos terminales en serie a cada fase (I_{MPhase}) y a la entrada del convertidor para poder insertar dichos elementos de medida. En el caso de no necesitar alguno de estos sensores, se debe realizar un cortocircuito en la rama donde se había dispuesto para permitir el paso de corriente.

5.2.7 EXPOSICIÓN DEL EQUIPO PEEB

En la figura 5.2.7.1 se muestran las salidas del PEEB completo hacia las 4 fases del convertidor electromecánico mediante un conector de 13 polos (SDL13T3) y las medidas de corriente y tensión mediante conector tipo banana.

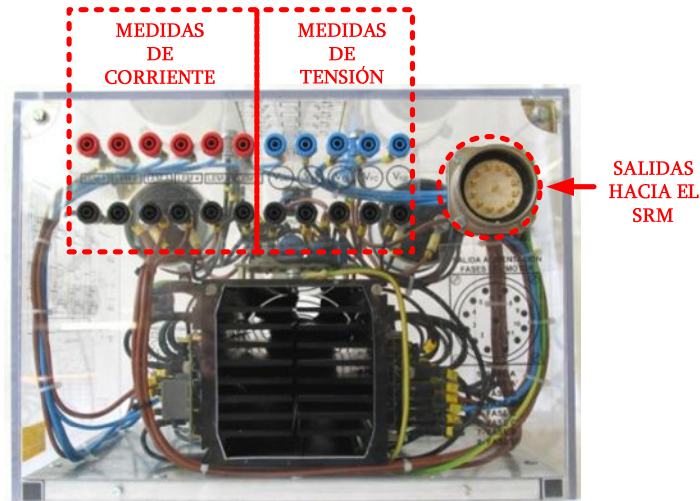


Figura 5.2.7.1: Detalle de las salidas del PEEB

En la figura 5.2.7.2 se muestran las entradas del PEEB, distinguiendo la posibilidad de entrada trifásica y las entradas de control para los interruptores controlados.

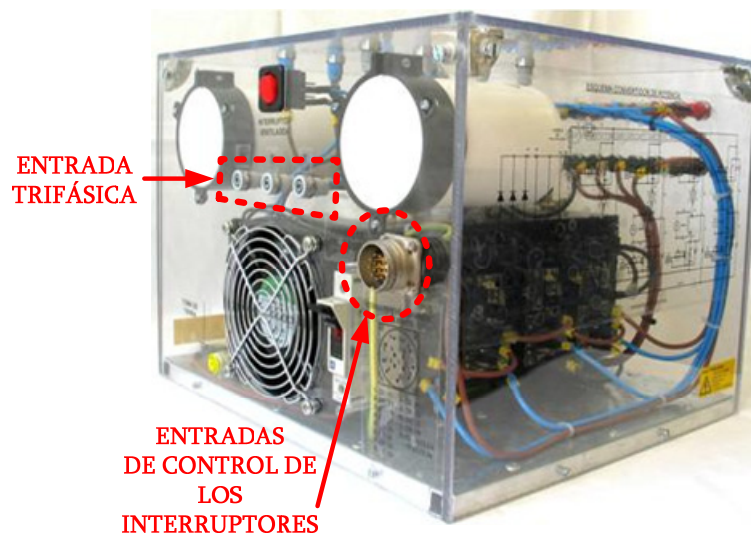


Figura 5.2.7.2: Detalle de las entradas del PEEB

El equipo también está dotado de accesos independientes tanto a la entrada como a la salida del rectificador trifásico y del filtro, aislando dichos elementos entre ellos y del convertidor estático de potencia dotando a la plataforma de más elasticidad ya que permite alimentar el convertidor desde diferentes tipos de fuentes (ver figura 5.2.7.3). Si se desea alimentarlo directamente desde la red trifásica, únicamente se

deben realizar los puentes oportunos para llevar la corriente hasta el convertidor estático utilizando la etapa de filtrado el cual permite elementos para la carga y la descarga de los condensadores.

Si se opta por alimentar el convertidor mediante unas baterías o una fuente de alimentación independiente, se prescindirá del uso del puente rectificado trifásico y se pasará directamente a conectar dicha fuente de alimentación al convertidor estático, con o sin filtro, como se desee.

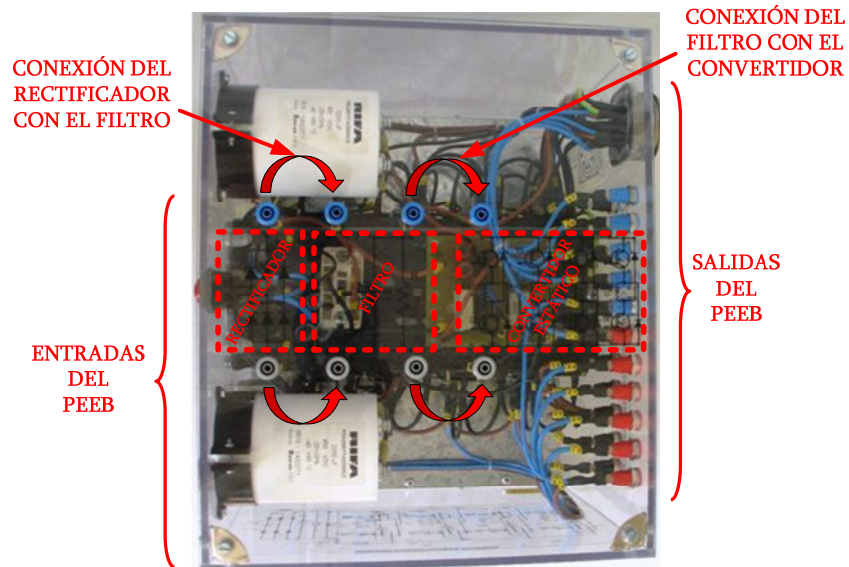


Figura 5.2.7.3: Vista superior y detalle de las conexiones del PEEB

Este equipo (PEEB) incorpora todas las ventajas en la mitigación de las interferencias electromagnéticas estudiadas y ensayadas en prototipos anteriores, fruto del esfuerzo realizados en este aspecto como son la introducción de grandes planos de masa, aislamiento entre las medidas y los dispositivos semiconductores, reducción en la longitud de los conductores,..etc.

5.3 MEDIDAS Y ACONDICIONAMIENTO (MEDIDA E INTERFACE).

La etapa de medida y acondicionamiento tiene como misión la de obtener, adaptar, acondicionar y aislar las señales externas usadas en el control del accionamiento.

Los elementos que se ven implicados son:

DISPOSITIVOS PARA LA DETECCIÓN DE LA POSICIÓN.

- Entradas provenientes de los optointerruptores del disco ranurado.
- Entradas provenientes del encoder incremental.

DISPOSITIVOS PARA LA MEDIDA DE CORRIENTE Y TENSIÓN

- Elementos sensores de corriente.
- Elementos sensores de tensión.

5.3.1 DISPOSITIVO PARA DETECCIÓN DE LA POSICIÓN

Para conocer la posición del captador de posición en el SRM existen varias alternativas presentadas en el anexo A, pero se ha considerado únicamente la obtención de esta a través de un encoder incremental, un disco ranurado con hasta seis optointerruptores o las entradas digitales paralelas para un encoder absoluto.

En el caso del encoder absoluto, solamente es necesario alimentarlo, evitándose la adaptación siempre y cuando se utilice un encoder fabricado mediante tecnología TTL.

Para la adaptación de las señales del encoder incremental, se ha utilizado el Buffer adaptador de tensión HCFE4050BP, ya que la tensión de trabajo del encoder (Ver Anexo A) es de +15 V y la tensión de funcionamiento del DSP es de +5V. El circuito de acondicionamiento para el encoder incremental se muestra en la figura 5.3.1.1.

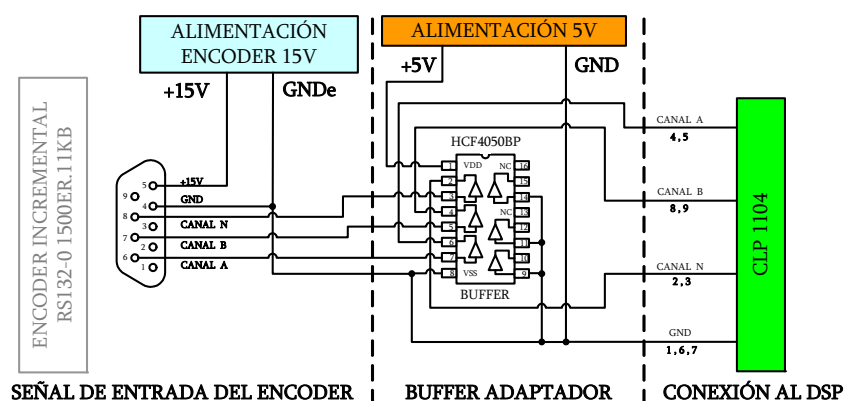


Figura 5.3.1.1: Esquema del adaptador de señal para el encoder incremental.

Para la adaptación de las señales provenientes de los optointerruptores se ha previsto utilizar el mismo Buffer HCFE4050BP. Este adaptador de tensión posee la característica de eliminar el ruido de las señales digitales siendo adecuado en este

tipo de aplicaciones ya que las señales llegan a el a través de un conector aéreo proveniente de la parte posterior del motor donde se encuentra fijado el disco ranurado y los optointerruptores. Se ha previsto la entrada de dos señales auxiliares que pueden utilizarse para el duplicado o ampliación de señales. En la figura 5.3.1.2 se muestra el circuito acondicionador de las señales obtenidas de los optointerruptores (H22A1) según la metodología expuesta en el anexo A (Sección A.2.5.3).

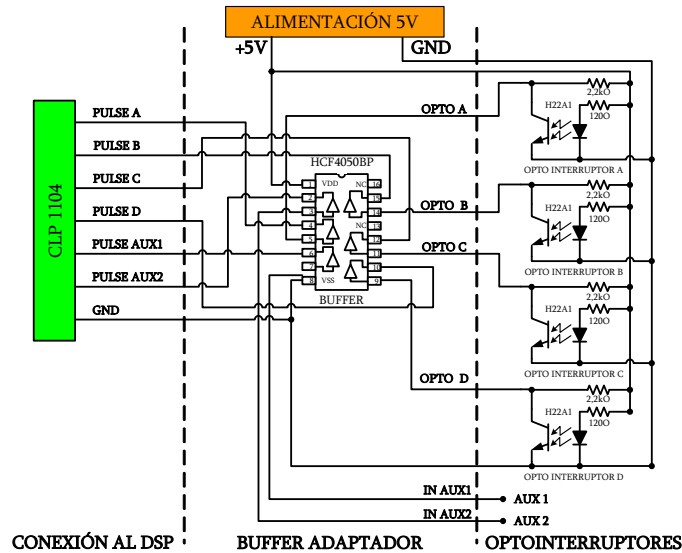


Figura 5.3.1.2: Esquema del adaptador de señal para la detección de la posición, mediante sensores de posición

5.3.2 DISPOSITIVOS PARA LA MEDIDA DE CORRIENTE Y TENSIÓN.

Se han utilizado siete elementos para la medida de corriente y dos de tensión dispuestos tal y como se muestra en la figura 5.3.2.

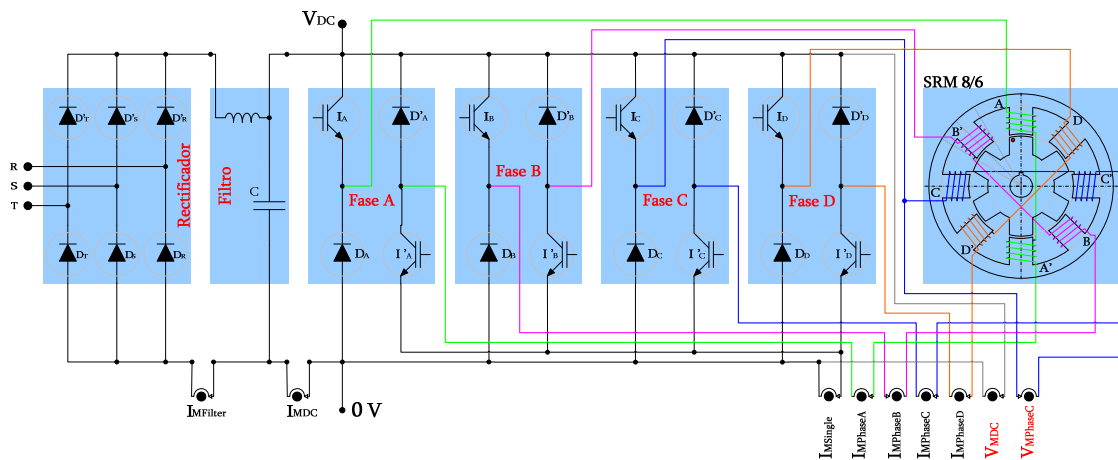


Figura 5.3.2: Esquema simplificado de conexión para el rectificador, filtro, convertidor estático de potencia, convertidor electromecánico de cuatro fases y elementos de medida.

Las siete **medidas de corriente** que se pueden realizar corresponden a:

- 4 Sensores para la corriente de cada fase ($I_{MPhaseA}$, $I_{MPhaseB}$, $I_{MPhaseC}$ y $I_{MPhaseD}$).
- 1 Sensor para la corriente ‘total’ de fase ($I_{MSingle}$).
- 1 Sensor para la corriente absorbida por el convertidor estático (antes del filtro) ($I_{MFilter}$).
- 1 Sensor para la corriente absorbida por el convertidor estático (después del filtro) (I_{MDC}).

Las dos **medidas de tensión** que se pueden realizar corresponden con:

- 1 Sensor para la tensión de fase (V_{MPhase}).
- 1 Sensor para la tensión en el convertidor estático (después del filtro) (V_{MDC}).

Para adquirir las corrientes y tensiones necesarias para el control del accionamiento se han utilizado sensores de efecto Hall dado que estos tienen un buen comportamiento con los accionamientos de SRM tal y como se concluye en el anexo A (Sección A.3.6).

5.3.2.1 CONSIDERACIONES SOBRE LA MEDIDA DE CORRIENTE.

Los sensores para la medida de la corriente de fase ($I_{MPhaseA}$, $I_{MPhaseB}$, $I_{MPhaseC}$ y $I_{MPhaseD}$) se han dispuesto en serie a cada fase como se puede apreciar en la figura 5.3.2, si alguno de estos elementos no es necesario debe realizarse un puente en los bornes correspondientes al elemento en cuestión para conseguir cerrar el circuito hacia la fase y lograr un correcto funcionamiento del convertidor.

La utilización de la medida de corriente ($I_{MSingle}$) permite realizar controles de corriente usando el modo de operación ‘Softchopping’ del convertidor. Se trata de utilizar un único sensor para la medida de la corriente de fase, colocándolo en serie con el interruptor inferior el cual se comporta como un conmutador del ciclo rotórico y por lo tanto está viendo la corriente que circula por la fase en todo instante de tiempo (aunque exista troceado de la corriente), siempre y cuando el troceado se realice con en el interruptor superior. ***La ventaja de este sistema de medida radica en la utilización del mismo sensor para todas las fases***, ya que cuando una fase deja de conducir la bobina se descarga a través de los diodos (ya no es necesario el control de corriente) y en ese instante el interruptor inferior queda abierto, liberando al sensor para que otra fase lo utilice.

Así pues el sensor debe ubicarse en serie a los interruptores inferiores del convertidor, de forma que todos lo puedan utilizar, para ello se deben unir todos los emisores de los IGBT’S en un único punto que llamaremos ‘GND1’ y todos los diodos asociados a los interruptores inferiores al punto comúnmente llamado ‘GND’ que coincide con la tensión más baja del convertidor; el sensor ($I_{MSingle}$) se ubicará entre los puntos GND1 y GND. Esto puede observarse en las figuras 5.2 y 5.3.2.

Por lo tanto tampoco es posible utilizar este sistema cuando se utilizan ángulos de conducción mayores al ángulo normal de conducción (θ_c), ya que al conducir dos

fases la corriente medida sería la suma de las dos corrientes, lo cual no permite usar este tipo de medida para el control.

También se han previsto dos sensores para la medida de la corriente absorbida por el convertidor, ($I_{MFilter}$), (I_{MDC}) usados en las estrategias de optimización de rendimiento.

5.3.2.2 ACONDICIONAMIENTO DE LA CORRIENTE

En el anexo A (Sección A.3.6.1) se realizan los cálculos básicos de los elementos para la medida de corriente alterna de frecuencia variable aplicable a las medidas de corriente ($I_{MFilter}$) y (I_{MDC}), debiendo adaptar la salida del circuito acondicionador a los ± 10 V permisibles en el DSP. Para ello simplemente es necesario ajustar el valor de R_M con un valor inferior de resistencia, para obtener 10 V a la salida tal y como se calculó en la ecuación A.3.6.1.1:

$$R_M = \frac{V_{FS}}{I_{SN}} = \frac{10}{24 \cdot 10^{-3}} = 416 \Omega$$

Obteniendo una sensibilidad idéntica a la obtenida mediante la ecuación A.3.6.1.3.

$$S_{I_{Madq}} (V/A) = 357,14 \text{ mV/A}$$

El circuito resultante para la implementación se muestra más adelante en la figura 5.3.2.2.2 (b).

Para realizar la medida de corriente $I_{MPhaseA}$, $I_{MPhaseB}$, $I_{MPhaseC}$, $I_{MPhaseD}$ y $I_{MSingle}$, se propone un recálculo de los elementos usados para estas corrientes, con el objetivo de mejorar la sensibilidad total del sistema de medida utilizando todo el margen dinámico del sensor tal y como se observa en la figura 5.3.2.2.1

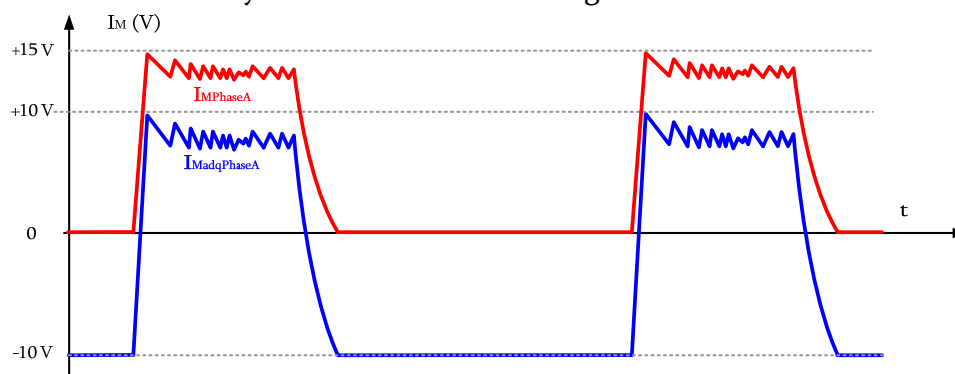


Figura 5.3.2.2.1: Conversión de la señal de corriente de la fase A ($I_{MPhaseA}$) adquirida mediante el transductor LV-25-NP en una señal de referencia negativa ($I_{MadqPhaseA}$).

Dado que se debe introducir un sistema adaptador de señales analógicas para convertir la señal del transductor (de 15 V) al CLP 1104 (a 10 V) para poder ser procesada por el DSP, se utiliza un amplificador de señal con el motivo de mejorar la sensibilidad del sistema completo.

Para llevar a cabo esta mejora se parte de la idea de ampliar el fondo de escala del sistema de adquisición que es el más restrictivo, para ello se pretende convertir las señales de corriente $I_{MPhaseA}$, $I_{MPhaseB}$, $I_{MPhaseC}$, $I_{MPhaseD}$ y $I_{MSingle}$ que tienen un forma de onda continua con valores positivos en señales con referencia negativa tal y como se muestra en la figura 5.3.2.2.1, con lo cual se logra aumentar la sensibilidad dado que al utilizar la ecuación A.3.6.1.3, ahora aumenta el margen dinámico ya que pueden tomarse también valores negativos con lo cual $MD_{Madq} = 20\text{ V}$ y por lo tanto la sensibilidad se duplica obteniendo una sensibilidad total $S = S_{I_{Madq}} = 714,28\text{ mV/A}$.

El circuito de amplificación tiene la función de adaptar la señal de corriente obtenida mediante el transductor y ampliar el margen dinámico de la medida, atendiendo a la igualdad mostrada en la ecuación 5.3.2.2.

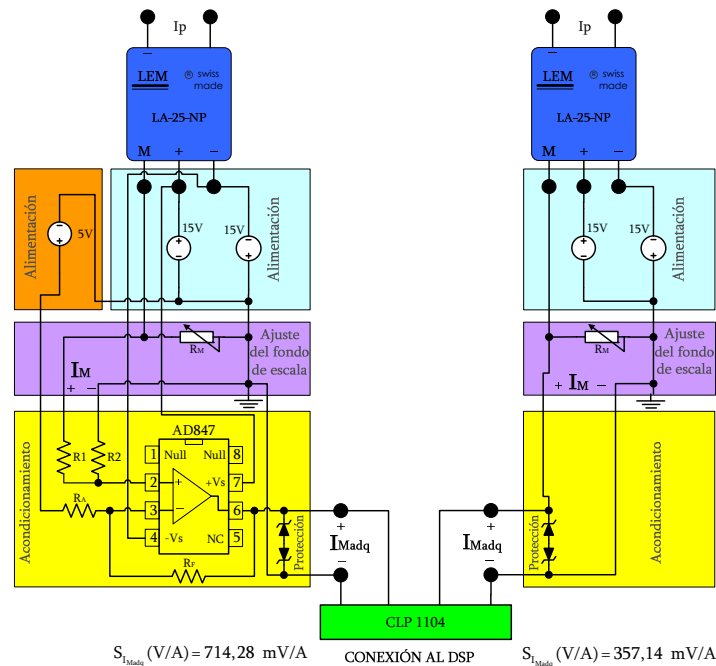
$$I_{Madq} = I_M \cdot \frac{20}{10} - 10 = 2 \cdot I_M - 10 = 2 \cdot (I_M - 5) \quad (5.3.2.2)$$

Donde:

I_M : Tensión obtenida mediante el transductor.

I_{Madq} : Tensión después de la amplificación.

Para ello se utilizará un amplificador operacional en configuración restadora y con ganancia 2 como el que se muestra en la figura 5.3.2.2.2 (a).



(a) Circuito para la medida de corrientes: $I_{MPhaseA}$, $I_{MPhaseB}$, $I_{MPhaseC}$, $I_{MPhaseD}$ y $I_{MSingle}$ (b) Circuito para la medida de corrientes: $(I_{MFilter})$ y (I_{MDC})

Figura 5.3.2.2.2: Esquemas de los circuitos para la medida de corriente.

El amplificador utilizado es el AD847 por poseer un elevado Slew Rate ($300V/\mu s$), y con un ancho de banda similar al sistema de medida, siendo por lo tanto capaz de seguir adecuadamente las señales de medida sin introducir retardos significativos en la señal. Los valores de resistencias son $R1=1k\Omega$, $R2=2k\Omega$, $R_F=2k\Omega$ y $R_A=1k\Omega$.

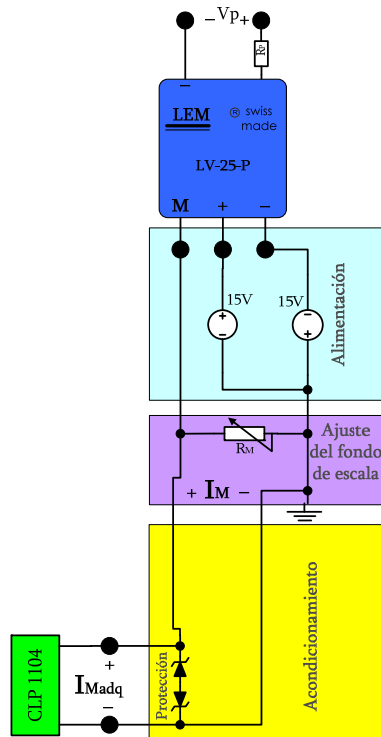
Finalmente se ha dotado al sistema de un elemento de protección mediante dos diodos zener contrapuestos en serie con una tensión inversa de ruptura $V_Z= 10V$ y una tensión directa $V_D=0,6V$ con el fin de limitar la tensión de salida y no superar la tensión máxima admisible por los conversores A/D del elemento procesador.

5.3.2.3 CONSIDERACIONES SOBRE LA MEDIDA DE TENSIÓN.

Los elementos para la medida de la tensión de fase (V_{MPhase}) se han dispuesto en paralelo a las fases del convertidor electromecánico tal y como puede observarse en la figura 5.3.2. Como la tensión de fase no es una variable de control, en el sistema de medida no se ha considerado utilizar un sensor para cada fase, optándose por la utilización de un solo sensor y como puede verse en la figura 5.3.2 la medida se realiza sobre al fase C ($V_{MPhaseC}$). La medida de la tensión de bus (V_{MDC}), resulta interesante cuando se desea optimizar el rendimiento del accionamiento, mediante algoritmos en los cuales se comprueba el valor de la corriente absorbida y de la tensión a la que permanece el bus después de realizar alguna acción de control en línea.

5.3.2.4 ACONDICIONAMIENTO DE LA TENSIÓN

En el anexo A (Sección A.3.6.2) se realizan los cálculos básicos de los elementos para la medida de tensión alterna de frecuencia variable aplicable a las medidas de tensión de fase (V_{MPhase}) y de tensión en el convertidor estático (después del filtro) (V_{MDC}), adaptadas a la tensión permisible del DSP ($\pm 10 V$).



CONEXIÓN AL DSP $S_{V_{Madq}} (V/V) = 21 \text{ mV/V}$

Para ello simplemente es necesario ajustar los valores de $R_p=45k\Omega$ (según la ecuación A.3.6.2.1) y de $R_M=390\Omega$ (según la ecuación A.3.6.2.4) para obtener una sensibilidad

$$S = S_{V_M} = S_{V_{Madq}} (V/V) = 21 \text{ mV/V}$$

(según la ecuación A.3.6.2.5).

Finalmente se puede utilizar una estructura similar a la utilizada para la medida de corriente, tal y como puede observarse en la figura 5.3.2.4. También puede observarse la protección para sobre tensiones en la entrada del sistema DSP.

Figura 5.3.2.4: Circuito para la medida de tensión.

5.3.3 EXPOSICIÓN DEL EQUIPO DE MEDIDA E INTERFACE.

En la figura 5.3.3.1 se muestra la placa donde se encuentran los circuitos acondicionadores de la figura 5.3.1.1 y 5.3.1.2 junto con las fuentes de alimentación usadas para el sistema de medida de posición, corriente y tensión.

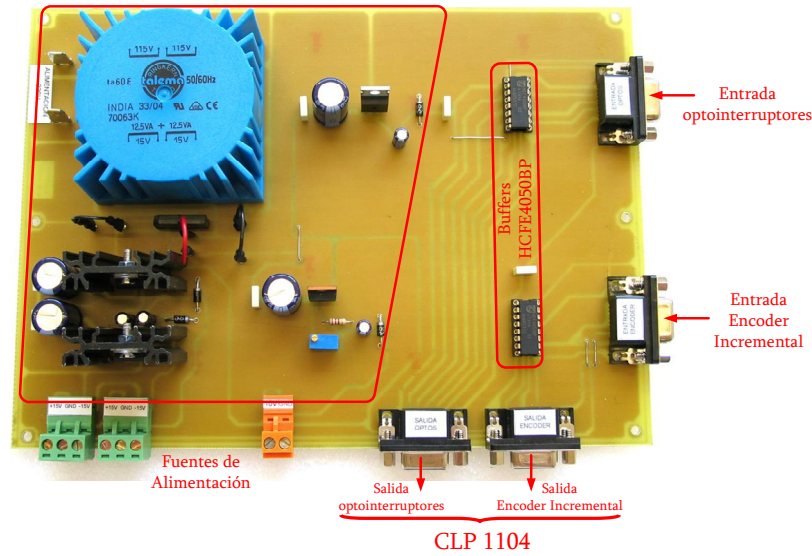


Figura 5.3.3.1: Identificación de los componentes del dispositivo para detección de la posición.

En la figura 5.3.3.2 se muestra la placa donde se encuentran los circuitos acondicionadores de la figura 5.3.2.2.2 y 5.3.2.4.1 los cuales se encuentran alimentados desde la etapa de medida de posición.

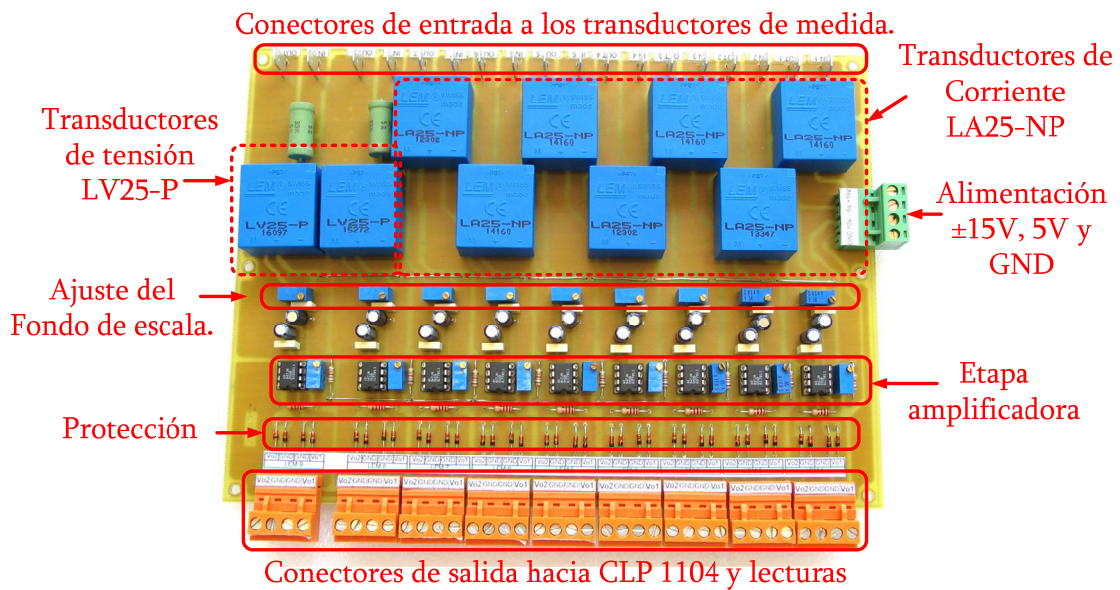


Figura 5.3.3.2: Identificación de los componentes del dispositivo para la medida de corriente y tensión.

Finalmente en la figura 5.3.3 puede observarse el equipo montado para la medida de la posición mediante optointerruptores y encoder incremental y para la medida de corriente y tensión.

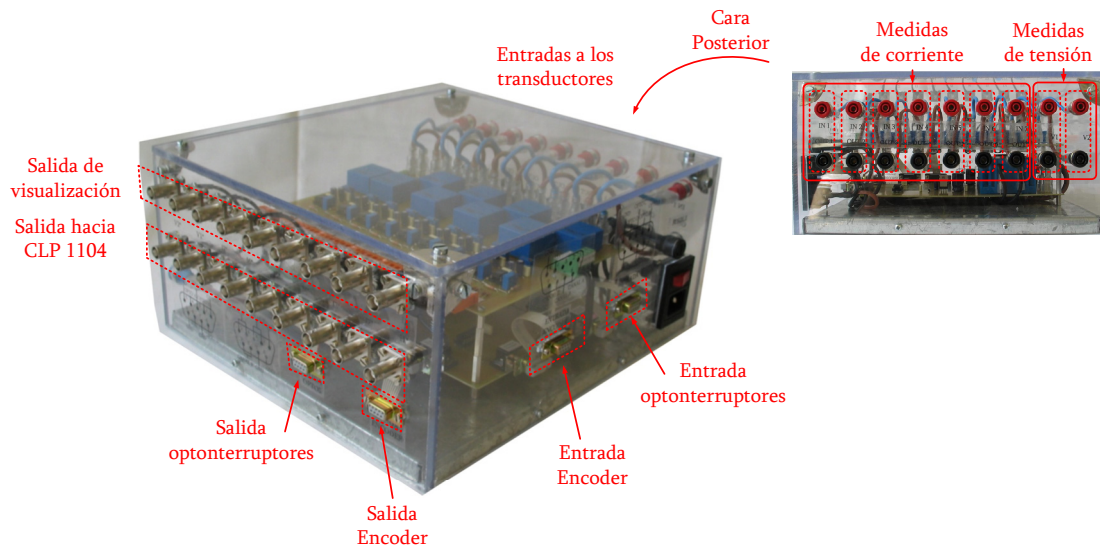


Figura 5.3.3: Equipo para la medida de posición, corriente y tensión.

5.4 DRIVER (dispositivos de disparo).

La etapa Driver adapta las señales digitales de control y conmutación provenientes del DSP (a través del CLP 11004) a los interruptores controlables del convertidor implementado mediante el PEEB.

Como ya se ha mencionado los sistemas HIL son utilizados para introducir el Hardware en el lazo de control de los accionamientos, y estos dispositivos de disparo deben cumplir algunas especificaciones como la de ser lo más ideales posibles, dado que inicialmente los controles se ha diseñado mediante SIL haciendo servir dichas hipótesis, el diseño de las plataformas HIL deben cumplir con estas premisas.

Con el fin de conseguir este propósito, deben atenderse diversos aspectos, entre ellos la unificación y el aislamiento de las fuentes de alimentación, el aislamiento entre control y potencia, la generación de señales adecuadas para considerar ideales tanto el Driver como los interruptores controlados sin ampliar los tiempos de conmutación, reduciéndolos si es posible.

En la figura 5.4.1 se muestran los elementos utilizados para alcanzar el objetivo de esta etapa, donde se pueden distinguir tres bloques claramente diferenciados:

- Aislamiento óptico y reducción del retardo en la conmutación.
- Aislamiento de la alimentación.
- Buffer Adaptador.

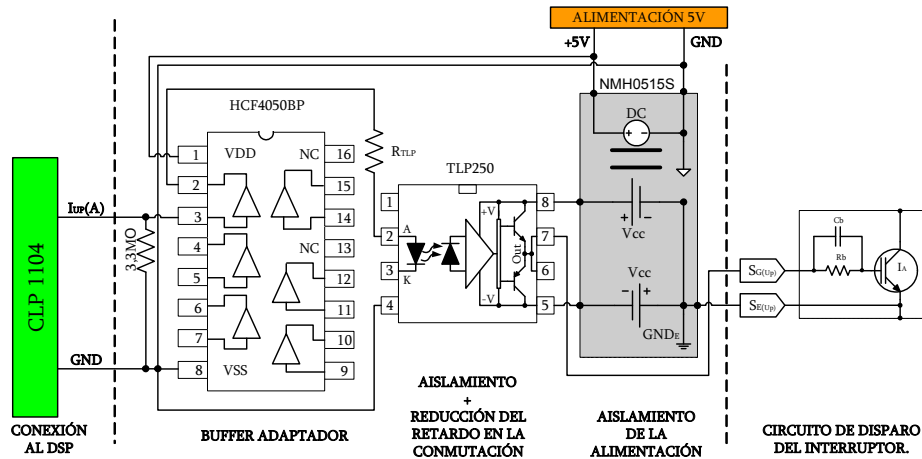


Figura 5.4.1: Esquema circuital de adaptación de la señal de disparo de un interruptor.

Si se desea realizar la conmutación de un interruptor de potencia como el mostrado en la figura 5.4.1 de la forma más rápidamente posible y con las menores pérdidas, la mejor opción consiste en atacar la puerta del dispositivo con una señal analógica a la establecida en la figura 5.2.3.1 tal y como aconseja el fabricante, para ello se deben utilizar fuentes independientes para los IGBT'S superiores e inferiores, ya que todos ellos tienen referencias diferentes. Por lo tanto para manejar los 8 interruptores que forman el PEEB son necesarias 4 fuentes aisladas para los interruptores superiores y una fuente aislada de las anteriores para todos los interruptores inferiores, aunque la experiencia aconseja independizar las fuentes para cada interruptor inferior, de forma que se constituye un sistema simétrico con características paralelas tanto para los interruptores superiores como los inferiores.

Si finalmente se utiliza una fuente de valor positivo (V_{cc}) para la activación del IGBT respecto a la referencia (GND_E) y una de valor negativo ($-V_{cc}$) para la desactivación, serán necesarias 16 fuentes de alimentación de valor V_{cc} que compartan referencias dos a dos.

Con este propósito se ha utilizado un convertidor DC-DC integrado NMH0515S de dimensiones reducidas, con esquema equivalente igual al de la figura 5.4.2, el cual proporciona dos fuentes de salida $+V$ y $-V$ de valor 15 V (V_{cc}) con referencia (GND_E) distinta a la entrada (V_{IN}) de 5 V, con el objetivo de tener únicamente una fuente de entrada de 5V pudiendo utilizar un convertidor para cada interruptor. También aporta la ventaja de tener una tensión de 18 V en vacío con lo cual se adapta perfectamente a la generación de señal propuesta para controlar los IGBT'S y corrobora la decisión de utilizar un convertidor para cada interruptor inferior.

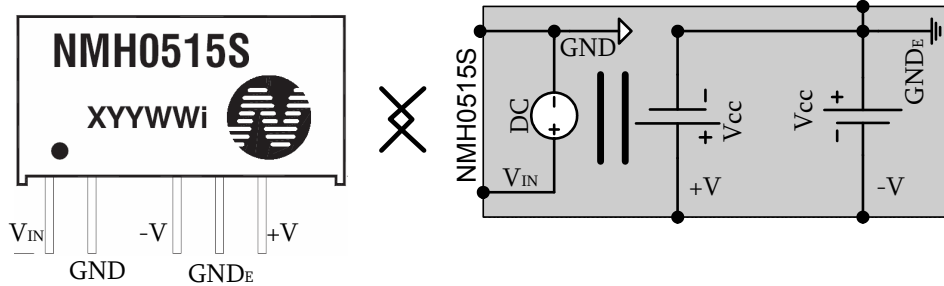


Figura 5.4.2: Circuito integrado NMH0515S y equivalencia del Convertidor DC/DC.

Es necesario utilizar algún circuito que permita manejar estas fuentes de tensión y debido a la necesidad de aislar las señales de control de los elementos de potencia, atendiendo a las especificaciones de velocidad de conmutación de los interruptores, se utilizan los circuitos integrados TLP250 cuyo esquema simplificado se muestra en la figura 5.4.1.

Estos componentes disponen de una etapa de acoplamiento óptico mediante diodos Scotcky de alta velocidad, la cual actúa sobre una etapa amplificadora de corriente para la polarización de dos transistores BJT complementarios que son capaces de bascular a sus emisores tensiones con valores positivos y negativos respecto a la referencia, por lo cual se adaptan perfectamente al circuito integrado NMH0515S.

Aunque este circuito integrado es muy interesante, como desventaja presenta la elevada corriente de excitación necesaria para polarizar el diodo de entrada a través de una resistencia R_{TLP} de 680Ω para señales de 5 V, por lo que no puede utilizarse directamente conectado a la salida del DSP.

Para solventar este problema se introduce un Buffer HCF4050BP como los que se han utilizado en la adaptación de las señales digitales de posición, con el propósito de adaptar las señales que provienen del DSP a través del CLP 1104 como puede observarse en la figura 5.4.1. Además se han dispuesto resistencias de $3,3 M\Omega$ en paralelo con las salidas de CLP1104 hacia estos Buffers para evitar los disparos intempestivos de los interruptores en el caso de no disponer señal cuando se ha configurado el PEEB con menos interruptores.

En la figura 5.4.3 se muestra el circuito completo para todos los interruptores siguiendo la topología análoga a la presentada para un solo interruptor de la figura 5.4.1.

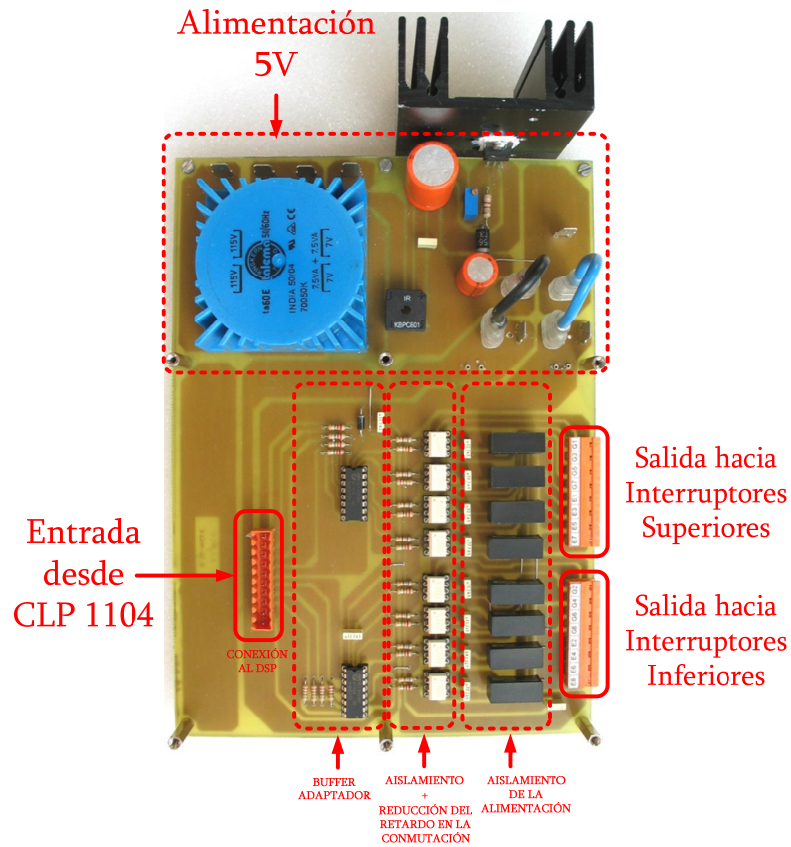


Figura 5.4.3: Circuito principal del Driver para la adaptación de las señal de disparo de los interruptores del PEEB

Finalmente en la figura 5.4.4 se expone el equipo DRIVER montado para la adaptación de las señales de disparo de los interruptores del PEEB.

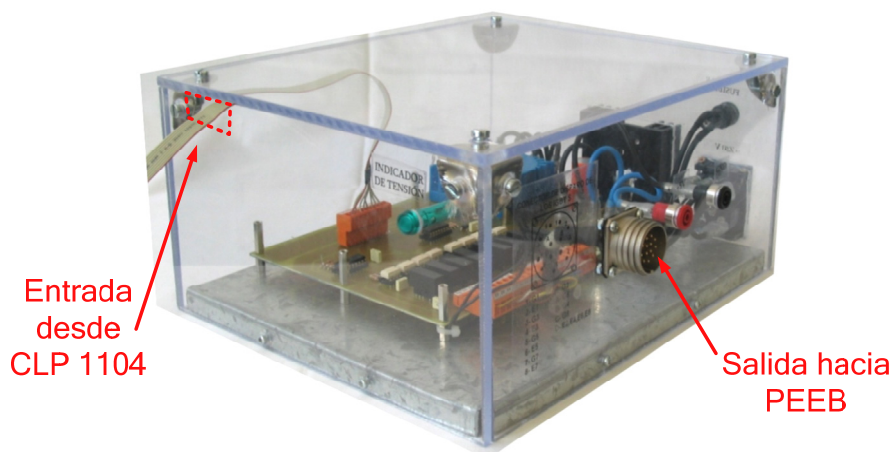


Figura 5.4.4: Equipo Driver para la adaptación de las señal de disparo de los interruptores del PEEB.

5.5 PLATAFORMA PARA EL CONTROL EN RT BASADO EN DSP.

Las señales de entrada a esta plataforma serán analógicas (de corriente y tensión) y digitales (de posición) debidamente acondicionadas mediante las etapas descritas anteriormente. Las consignas de control se introducen directamente en los registros internos del dispositivo procesador DSP, generando salidas digitales, que son función de las diferentes estrategias implementadas mediante la ejecución de un programa en una estructura Software para el control que trabaja en RT (tiempo real). Estas señales procesadas se extraen sobre una plataforma Hardware para el desarrollo de controles digitales HIL llamada ‘ACE Kit 1104’ basada en DSP de la firma dSPACE como se ilustra en la figura 5.5.1.

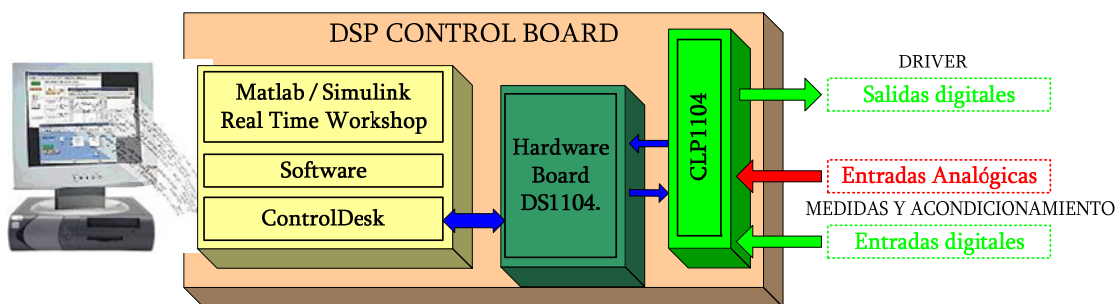


Figura 5.5.1: Diagrama de bloques de la plataforma para el control en RT.

Esta plataforma prevé la implementación de las soluciones finales mediante otra herramienta Hardware llamada ‘TargetLink’ donde los programas una vez depurados y testeados se vuelcan en un sistema independiente de ejecución donde no es necesario el PC para que los controles funcionen.

Como se muestra en el esquema de la figura 5.5.1 la herramienta ‘ACE Kit 1104’ está constituida por un entorno Software que es capaz de manipular una estructura cerrada de Hardware, se describen a continuación.

Constitución del Hardware:

- Tarjeta controladora (DS1104 R&D controller board)
- Interface para la conexión (Connector Led Panel CLP1104)

Constitución de Software:

- Sistema operativo Windows
- Software para el desarrollo de controles en tiempo real. (MATLAB/SIMULINK con dSPACE RTI libraries 4.4)
- Software de compilador en C (Microtec C for PowerPC).
- Software para el control de datos sobre la tarjeta controladora dSPACE. (CONTROLDESK to SIMULINK Interface 1.4, MLIB/MTRACE).

5.5.1 CONSTITUCIÓN DEL HARDWARE

El Interface para la conexión (Connector Led Panel CLP1104) es una caja de conectores estándar y leds usada como interface con la tarjeta controladora que se encuentra alojada en el bus PCI del PC que maneja el Software. Dado que en las etapas de depuración, ajuste y ensayo se deben realizar un gran número de conexiones directamente en la salida de la tarjeta DS1104 (Ver detalle del conector Interface en la figura 5.5.1.1) y esto resulta muy aparatoso debido a los diferentes tipos de conectores usados tanto en el control como la visualización. Se utiliza este panel CLP1104 mostrado en la figura 5.5.1.1 como una extensión para disponer de las señales digitales como analógicas en conectores normalizados de fácil acceso y conexión.

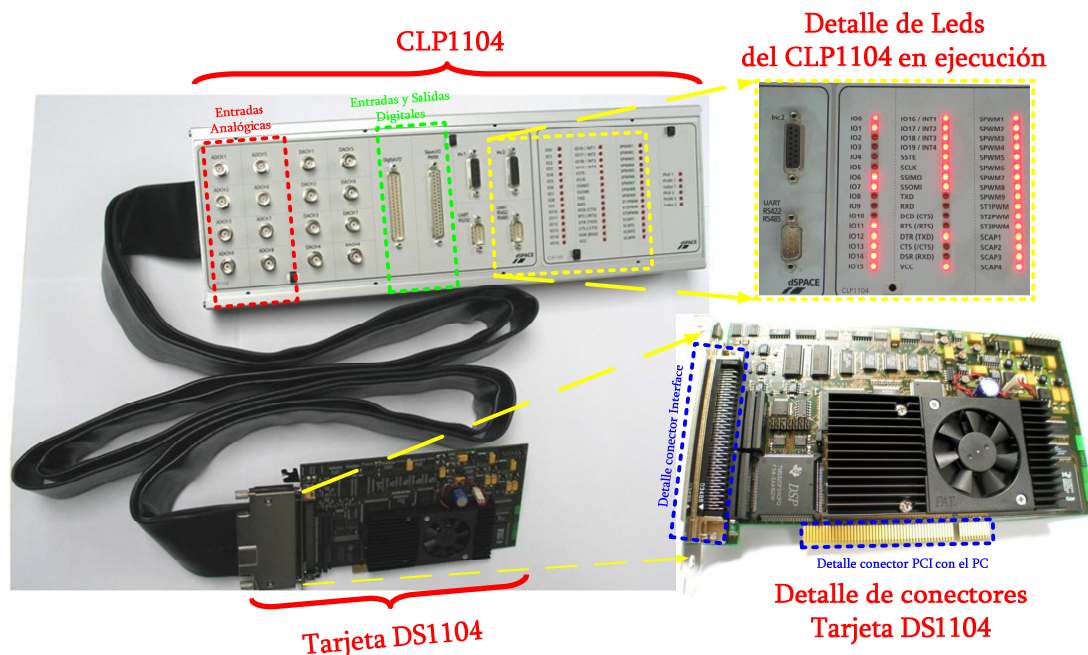


Figura 5.5.1.1: Interface para la conexión CLP1104.

Se puede observar en la figura 5.5.1.1 las entradas analógicas ADC donde se conectarán las medidas de corriente y tensión presentan conectores coaxiales. Este tipo de conectores evitan posibles ruidos y parásitos gracias a la utilización de cableado apantallado. También se utilizan las salidas digitales de conector CP17 para conectar con el Driver de control de los interruptores del PEEB y las entradas digitales para obtener los pulsos de los optointerruptores. Respecto al conector CP20 se utiliza para la entrada del Encoder incremental.

La tarjeta controladora DS1104 mostrada en detalle en la figura 5.5.1.3 esta gestionada por un elemento procesador principal 'PowerPC 603e' que se encarga de atender todas las peticiones del diseñador, desde la ejecución de los programas en el dispositivo DSP (TMS320F240) para el control hasta la gestión de la memoria para la depuración de dichos programas. Se puede decir por lo tanto que el procesador PowerPC, gestiona la tarjeta DS1104 siguiendo la arquitectura presentada en la figura 5.5.1.2. donde pueden apreciarse los elementos de memoria, controladores,

convertidores, generadores de señal, periféricos y buses que son usados para comunicarse con el PC y con el DSP.

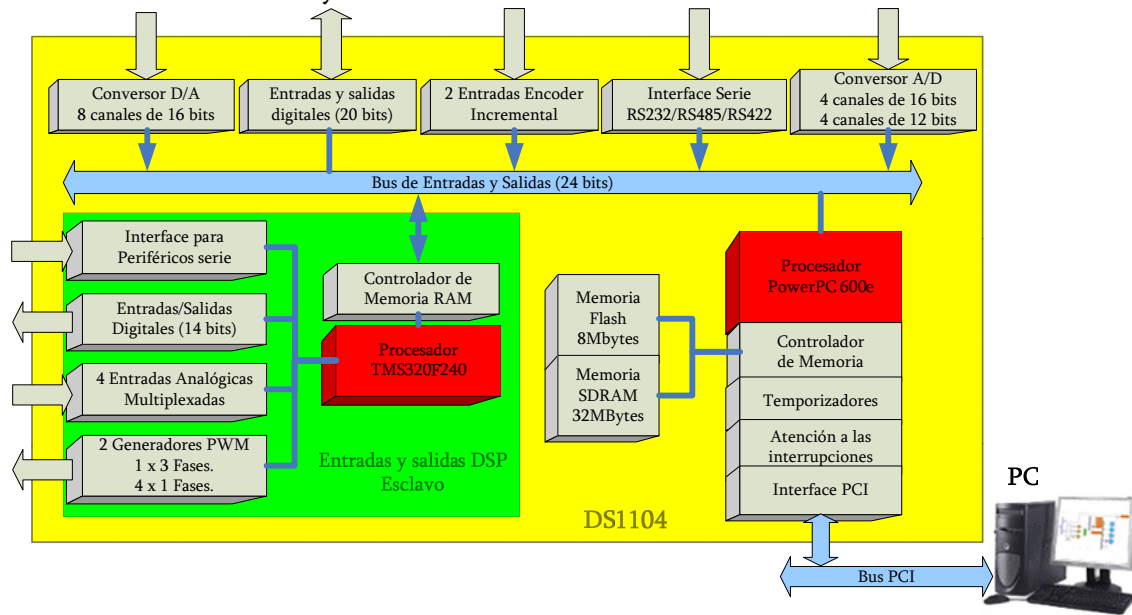


Figura 5.5.1.2: Arquitectura de la Tarjeta DS1104.

Por lo tanto el sistema procesador mediante DSP se comporta como un subsistema donde se cargan los programas para su ejecución en tiempo real, quedando totalmente controlado a través del procesador principal, el cual puede leer y escribir en los registros que el diseñador designe mediante el Software, consiguiendo tener acceso directo al DSP también en tiempo real, hecho que es muy útil en la depuración de programas y en la simulación y test mediante técnicas HIL o comprobar gráficamente lo que ocurre con las variables implicadas en los procesos (observabilidad).

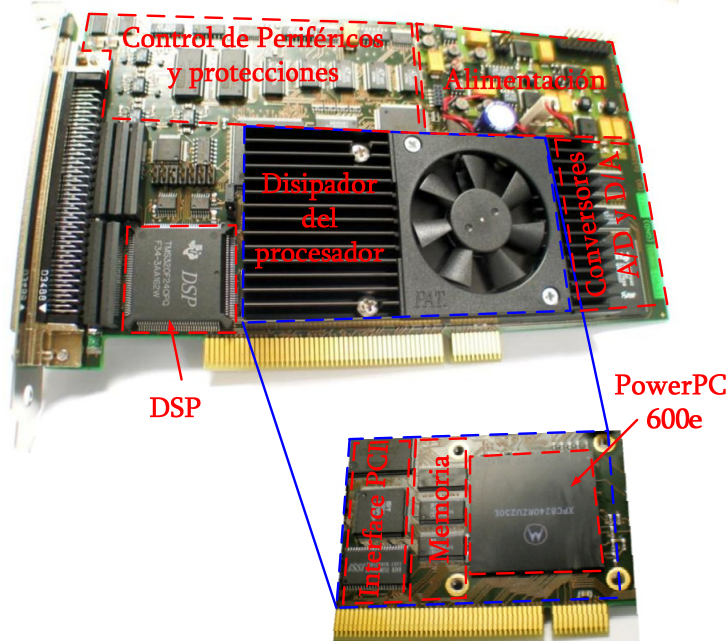
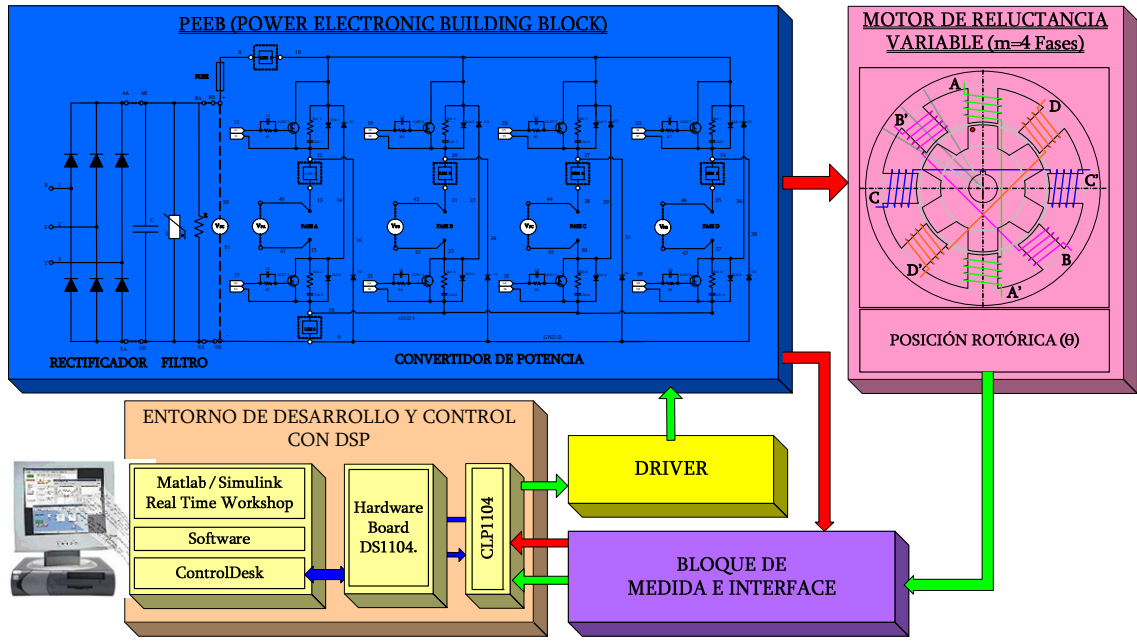
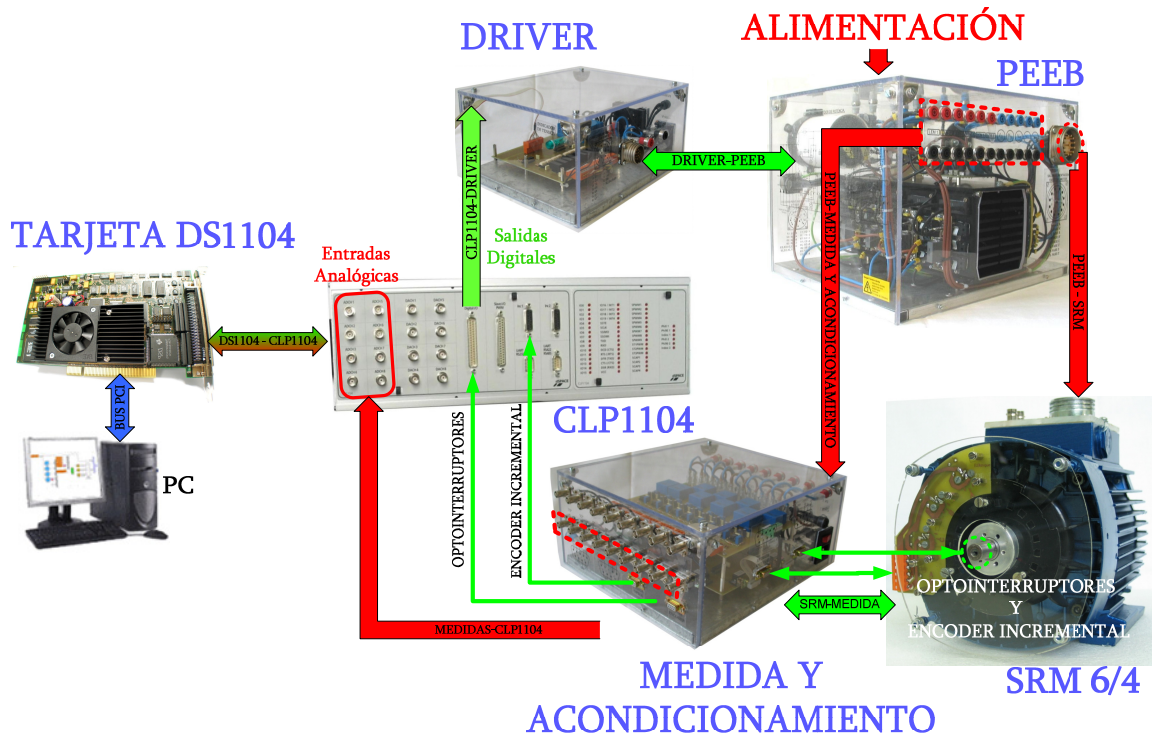


Figura 5.5.1.3: Descripción de la Tarjeta DS1104.

La configuración Hardware completa de la plataforma para el desarrollo en tiempo real se muestra en la figura 5.5.1.4



(A)



(B)

Figura 5.5.1.4: Diagrama de bloques y esquema de conexiones Hardware de la plataforma HIL

5.5.2 CONSTITUCIÓN DEL SOFTWARE.

El Software que se encarga de gestionar toda la plataforma de desarrollo en RT, esta formado por diferentes productos en los diferentes niveles que ocupan a los programadores, desde el sistema operativo, el Software de control, o la interfaz gráfica utilizada para representar los resultados obtenido por pantalla [UND02].

El Software utilizado en el modelado y en la simulación es Matlab/Simulink, y este presenta una aplicación (Toolbox: Real Time Windows Target) para hacer simulaciones en tiempo real, la cual es aprovechada por la firma dSPACE para configurar la plataforma de desarrollo en RT. Esta toolbox presenta diferentes aplicaciones como control en tiempo real, simulación en tiempo real para plantas físicas analizadas usando un PC con el sistema operativo Windows, permitiendo compartir los datos obtenidos con cualquier otra herramienta (ver figura 5.5.2) que coexista en el sistema operativo.

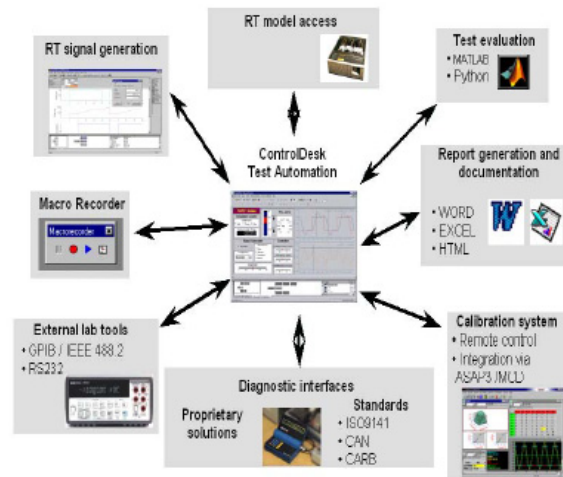


Figura 5.5.2: Coexistencia del Software usando Real Time Windows Target

En si, Real Time Windows Target es una solución aplicada en PC's para prototipos y pruebas HIL de sistemas reales, que permite compartir datos con otros programas que trabajan bajo Windows como los mostrados en la figura 5.5.2.

La toolbox; Real time Target es una herramienta de Matlab que permite adquirir, generar y visualizar directamente con el bloque de osciloscopios de Simulink señales en tiempo real, permitiendo la modificación de los parámetros de control en tiempo real y operar con una gran flexibilidad y rapidez durante la creación de modelos a simular, esta ventaja permite modificar parámetros durante la ejecución en tiempo real, aunque como desventaja se obtiene el consecuente incrementando del tamaño de código generado. Para optimizar esta herramienta aparece la Toolbox; Real Time Workshop la cual genera un formato de código de alto nivel, que reducen los tamaños del código de programa en aplicaciones específicas de fabricantes.

La comunicación entre el PC y el hardware exterior (a ensayar mediante HIL) se realiza por medio de la tarjeta DS1104 usando la toolbox Real Time Workshop propia de la firma dSPACE llamada DS1104 RTI.

5.5.2.1 CARACTERÍSTICAS Y REQUERIMIENTOS DEL DS1104 RTI.

Para poder realizar aplicaciones en tiempo real con estas librerías es necesario que en el PC existan ciertos elementos software con las siguientes características:

- Un código compilador el cual es generado de un código C usando el compilador Visual C/C++. (**dSPACE usa Microtec C for PowerPC**)
- Este debe tener una relación con el modelo del Simulink, el cual tiene un contenido ejecutable de todos los componentes de la herramienta Simulink de Matlab como :
 - Conexiones entre bloques
 - Dependencias de tiempos
 - Variables en los bloques del simulink.
- Relación con el Kernel, donde el ejecutable debe ser cargado y ejecutado directamente por el Real Time Windows Target kernel, de lo contrario no puede ser ejecutado. El driver (**dSPACE usa MLIB/MTRACE**) de modo kernel intercepta las interrupciones de tiempo del reloj del PC, manteniéndolas para operaciones del sistema operativo Windows y asegura la ejecución en tiempo real de las aplicaciones en tiempo real.
- El checksum es utilizado por el kernel para determinar la estructura del modelo simulink en el momento de la generación del código, el cual es consistente con la estructura de la aplicación en tiempo real durante la ejecución, es decir, este se asegura que cuando se cambian los parámetros durante la ejecución el modelo de simulink realice un correcto mapeo de los parámetros modificados en las locaciones de memoria correctas durante la aplicación en tiempo real.
- Una herramienta para la integración gráfica del hardware (dSPACE usa ControlDesk).

5.5.2.2 GENERACIÓN Y ADQUISICIÓN DE SEÑALES EN TIEMPO REAL

Deben parametrizarse correctamente todos los argumentos de ControlDesk con la tarjeta DS1104, lo cual sirve para la generación y adquisición de las señales en tiempo real.

Inicialmente debe existir un archivo con extensión 'mdl' en Simulink de Matlab para poder parametrizar la tarjeta DS1104. Cabe decir que podemos ajustar los parámetros de cada componente según sea el requerido por la aplicación.

Seguidamente, se debe seleccionar el tipo de simulación cambiándola a modo externo y a la vez modificar los parámetros de simulación en tiempo real entrando en solver y real time workshop realizando la configuración del tiempo de inicio y de final (infinito si se desea ejecución continua). Se ajusta el tiempo de paso fijo debido a que R.T.Workshop no soporta tamaños de paso variable.

Una vez configurada la ventana de simulación de parámetros, accedemos al panel de control de modo externo ubicado en el menú de simulink TOOLS, en donde se configura el archivo para la interface externa en tiempo real (en adelante Real Time Interface o RTI) el cual será Win_tgt.

De esta forma cuando se accede al bloque de configuración DS1104 RTI solo resta configurar los parámetros de adquisición y ejecución y ya se puede utilizar la tarjeta DS1104 de la estructura Hardware presentada en la figura 5.5.1.4 introduciendo y extrayendo las correspondientes señales en Simulink. Las señales que se han previsto quedan recogidas en el bloque DS1104 programado en Simulink que se muestra en la figura 5.5.2.2 y son:

- 8 Salidas digitales (Una para cada IGBT).
- 4 Entradas Digitales (Una para cada optointerruptor).
- 8 Entradas analógicas (7 para la medida de corrientes y 1 de tensión de bus).
- 1 Entrada para encoder incremental.

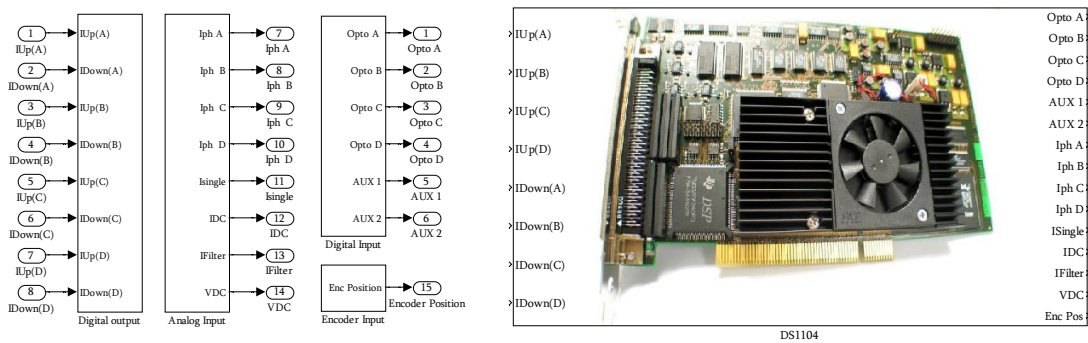


Figura 5.5.2.2.1 : Bloque programado en Simulink para la comunicación con el hardware mediante la tarjeta de control DS1104.

La programación de las señales digitales mostradas en la figura 5.5.2.2.2 se realiza mediante una máscara de programación que se obtiene del Real Time Interface.

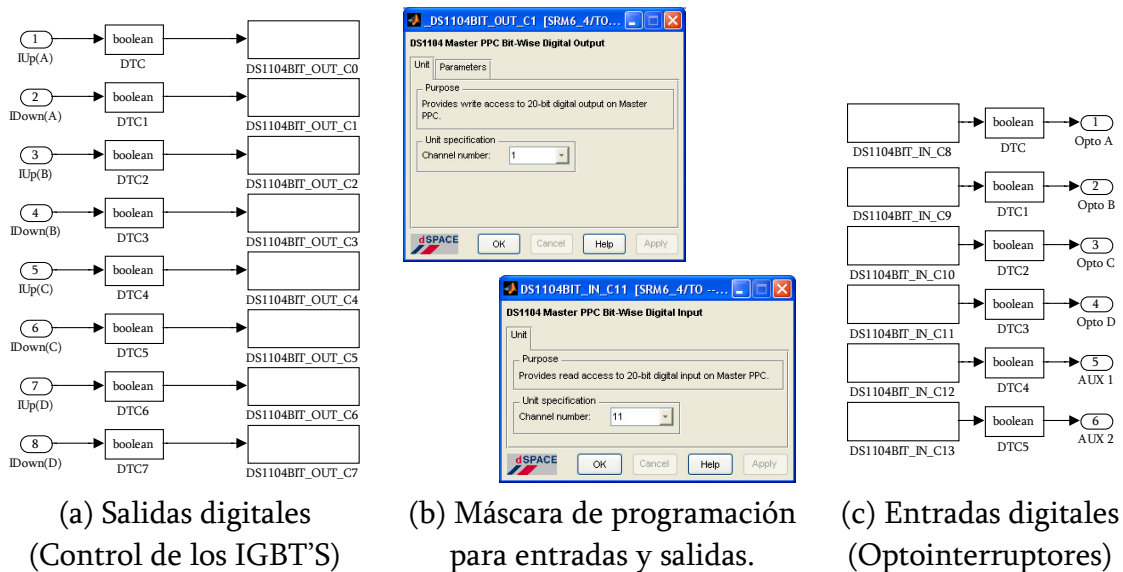
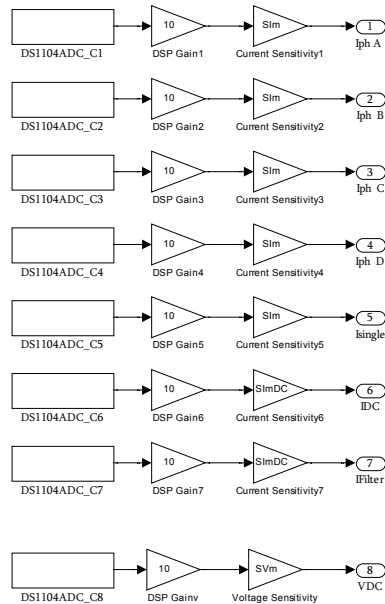
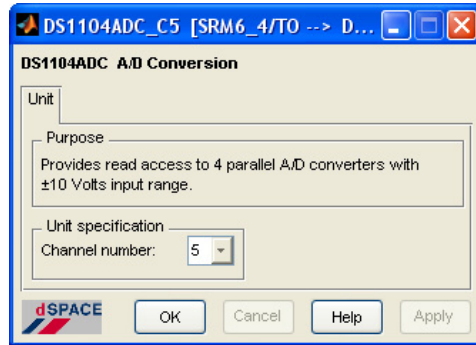


Figura 5.5.2.2.2: Configuración de las Entradas y salidas digitales en Simulink (RTI)

La medida de corriente debe ser acondicionada, según el fondo de escala de los conversores digitales de la tarjeta DS1104 a ± 10 V de la forma mostrada en la figura 5.5.2.2.3.



(a) Entradas analógicas.
(Medida de corriente y tensión)

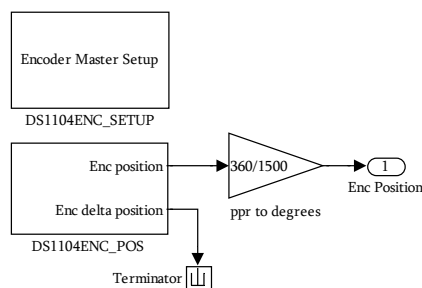


(b) Máscara de programación para las entradas digitales

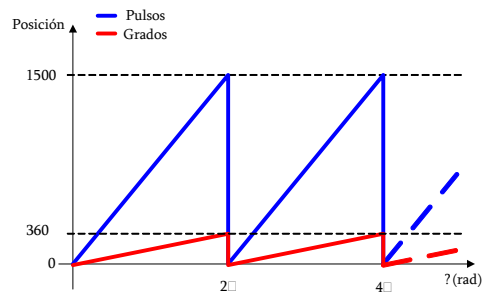
Figura 5.5.2.2.3: Configuración de las entradas analógicas en Simulink (RTI)

Convirtiendo los datos de entrada que tienen valores de ± 1 V en señales de ± 10 V amplificando por diez y seguidamente añadiendo la ganancia de sensibilidad para cada tipo de transductor, obteniendo de esta forma las señales de corriente reales.

Para poder realizar las medidas de posición mediante un encoder incremental es necesario añadir en el espacio de trabajo el bloque 'Encoder Master Setup' (ds1104enc_setup) encargado de inicializar el encoder en el sistema RTI y el bloque de entradas del encoder 'ds1104enc_pos' donde se obtiene una señal triangular de posición que en este caso es de 1500 ppr y debe acondicionarse para 360 grados según se muestra en la figura 5.5.2.2.4.



(a) Entradas digitales de encoder incremental.



(b) Señal obtenida para la posición.

Figura 5.5.2.2.4: Configuración de las entradas digitales del encoder incremental.

La salida 'Enc delta position indica el desfase entre dos encoders y no se considera quedando anulada.

Finalmente se puede utilizar el modelo de control para el accionamiento completo (programado en Simulink) considerado en el capítulo 4 para la simulación SIL y añadir el bloque de la figura 5.5.2.2.1, obteniendo un sistema HIL completo para el test y por tanto la plataforma para el desarrollo en RT como el de la figura 5.5.2.2.5.

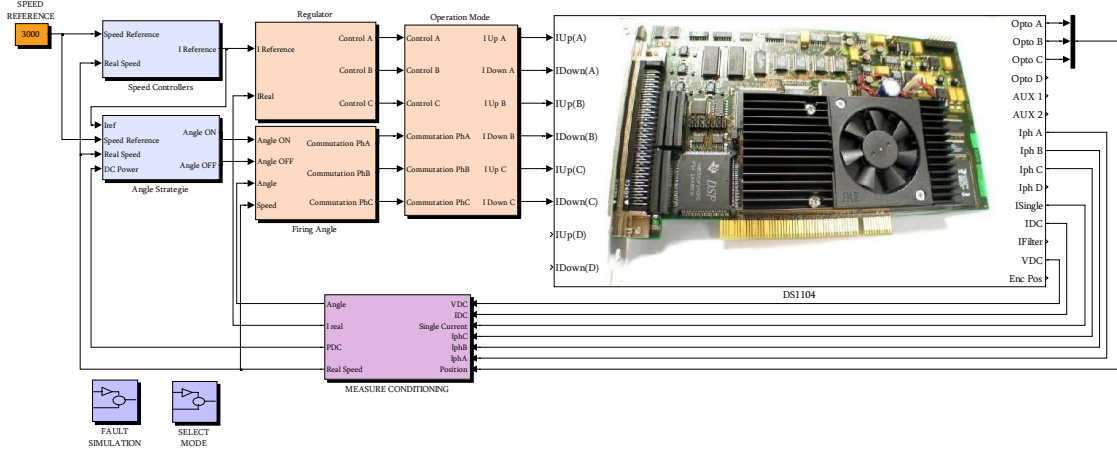


Figura 5.5.2.2.5: Esquema de conexión Software de la plataforma HIL.

Una vez realizado este procedimiento se puede utilizar ControlDesk para tener acceso a los datos de forma gráfica y poder acceder a los registros en tiempo real, actuando en las variables que se deseen y depurando los programas para ajustar sus parámetros de control con el accionamiento real.

En la figura 5.5.2.2.6 se muestra un layout en el entorno ControlDesk donde puede verse la señal de control para los interruptores trocadores de cada una de las fases del accionamiento con el SRM 6/4 del anexo.

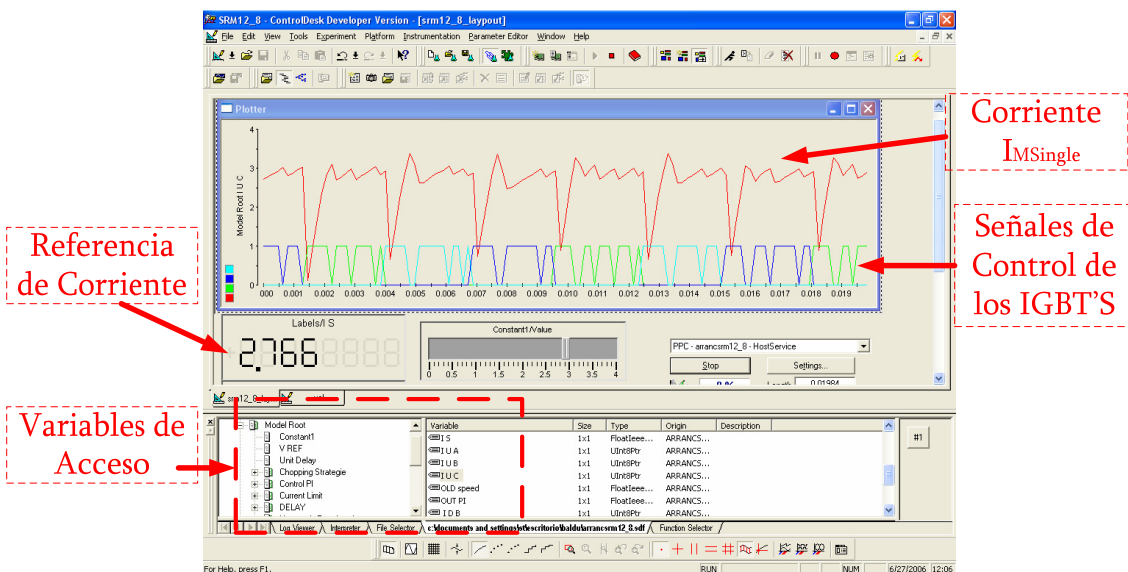


Figura 5.5.2.2.6: Layout de un control de corriente por histéresis a 2,75 A y 1500 rpm.

En la siguiente figura 5.5.2.2.7 se ha capturado un experimento a 1500 rpm, donde puede apreciarse la medida de corriente total para las tres fases mediante la señal *IMSingle*, también puede observarse las opciones de variación de la consigna de velocidad.

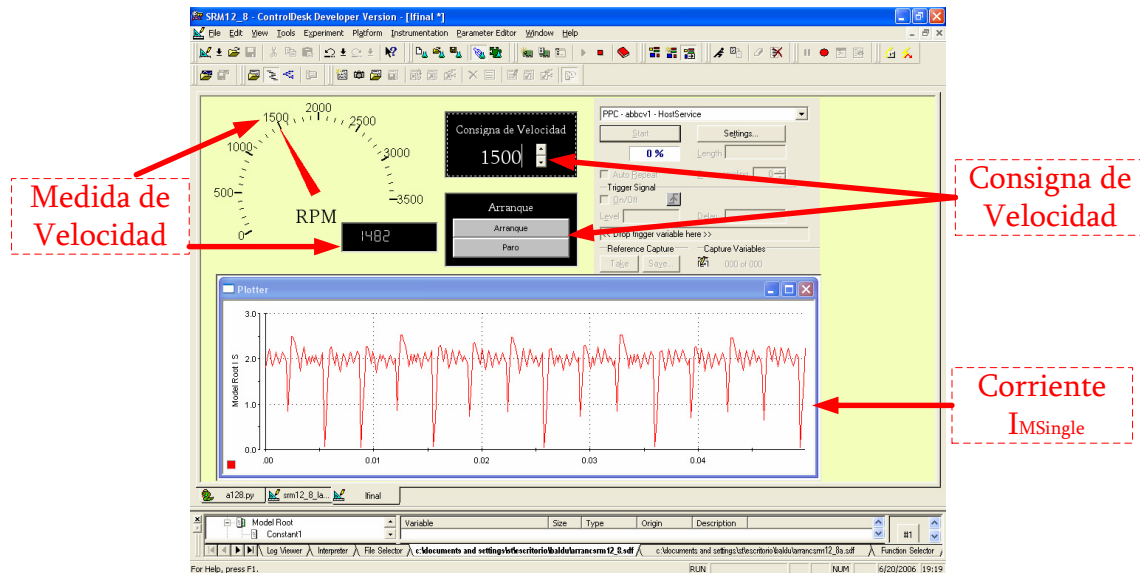


Figura 5.5.2.2.7: Layout de ajuste de la velocidad de consigna y visualización de corriente total.

5.6 VALIDACIÓN DE LA PLATAFORMA DE DESARROLLO EN EL ÁMBITO DEL PROTOTIPADO RÁPIDO.

Dado que en la constitución de la plataforma presentada se asumen tiempos de retardo muy pequeños y esto influye directamente en las suposiciones e hipótesis efectuadas en la sistemática SIL y HIL para el desarrollo de accionamientos con SRM desde la perspectiva de la ingeniería concurrente, se ha realizado un ensayo (ver figura 5.6.1.A) a pulso único con una carga de 1,8 Nm para la verificación y justificación de las condiciones de trabajo de la plataforma de desarrollo, donde se pueden observar las señales del interruptor superior e inferior de una fase, así como la corriente y tensión de Fase.

En la figura 5.6.1.B se muestra una ampliación de las señales en el momento que se disparan los interruptores, observando el adecuado comportamiento del convertidor, pudiendo afirmar que la suposición de que los tiempos de retardo son muy pequeños es cierta, ya que el tiempo usado en la conducción es de unos $10\mu\text{s}$ des de que el control envía la señal de disparo hasta que esta se hace efectiva en el convertidor, todo ello pasando por la etapa 'Driver' y actuando los 'Snubbers' y circuitos de ayuda a la conducción.

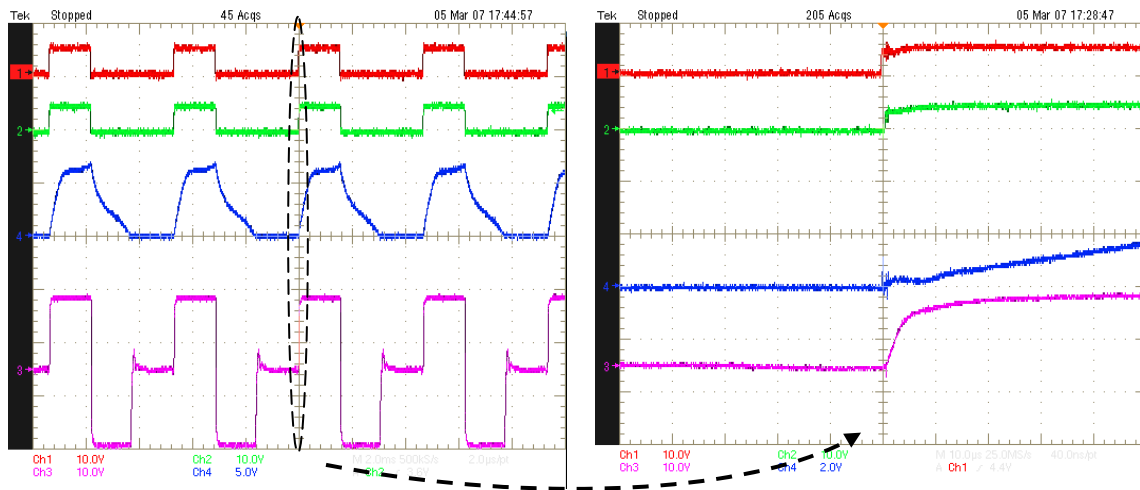


Figura 5.6.1: Señales de control generadas y de corriente y tensión medidas para un ensayo a Pulso único 3700rpm con ángulos de conducción 2° y 32° a 1,8Nm.