



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

6.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se muestran los resultados obtenidos de forma experimental al utilizar el método propuesto para el desarrollo de accionamientos eléctricos mediante prototipado rápido.

En una primera parte se validan los modelos propuestos e implementados en Matlab/Simulink que fueron descritos en el capítulo 4 usando la metodología SIL, contrastando los resultados para diferentes estrategias de control obtenidos en las simulaciones con los obtenidos del accionamiento real usando la plataforma para el desarrollo de accionamientos con SRM en RT mediante prototipado rápido descrita en el capítulo 5.

Cada control se ha verificado anteriormente mediante la metodología SIL antes de ser llevado a la práctica pudiéndose comprobar que los resultados son similares usando la metodología HIL.

Se realizan ensayos para diferentes estrategias de control digital aplicadas al prototipo SRM 6/4 (ver anexo A) en aplicaciones a velocidad variable con ángulos de conmutación constantes y variables. También se han realizado ensayos sobre el prototipo 12/8 (ver anexo A) obteniendo idénticos resultados aunque se ha optado por mostrar únicamente los referidos al 6/4 por razones de simplicidad.

Se estudian las características más relevantes del sistema digital de control en todo su conjunto que se muestra en la figura 6.1, prestando especial atención a algunos de los controles desarrollados, utilizando la medida de velocidad, potencia, y cálculo de posición simplemente ejecutando diferentes programas siempre sobre el mismo entorno HIL [HEX99], lo que permite extraer conclusiones sobre el comportamiento del accionamiento ante los diferentes controles.

Se muestra la sencillez de los procesos de test validando así este sistema dentro de la ingeniería concurrente y más concretamente dentro del área de prototipado rápido.

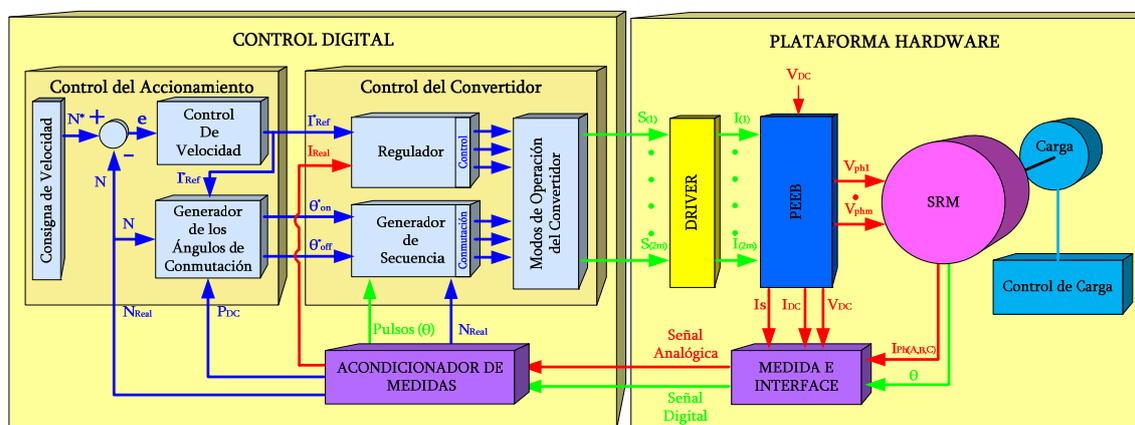


Figura 6.1: Esquema equivalente utilizado para las plataformas SIL y HIL.

6.2 VALIDACIÓN Y CONTRASTACIÓN DE LOS MODELOS Y SISTEMAS PRESENTADOS.

Se han realizado los ensayos que verifican el comportamiento de todo el sistema desarrollado, desde el punto de vista tanto Hardware como Software, es decir, una vez ensayado el accionamiento completo usando la plataforma de desarrollo para el control digital de accionamientos con SRM se pueden observar si se cumplen y en que medida lo hacen las suposiciones efectuadas. Se verifica la validez de los modelos utilizados para las simulaciones en SIL comparándolas con los resultados obtenidos en la implementación HIL con la plataforma para el desarrollo en tiempo real.

Para validar el modelo simplificado presentado en el capítulo 4 en el cual se basa la plataforma de simulación SIL, así como la validez real de la plataforma HIL presentada en el capítulo 5 se han realizado ensayos en régimen permanente y dinámico usando ángulos de conducción constantes (2° para el inicio de la conducción y 32° para la finalización) tanto para el control a pulso único como con diferentes controles de corriente por haberse comprobado experimentalmente que con estos ángulos los resultados obtenidos son los más óptimos para condiciones nominales.

6.2.1 VALIDACIÓN DEL MODELO EN REGIMEN PERMANENTE.

Para comprobar el funcionamiento del sistema en régimen permanente se realizan dos ensayos; uno a pulso único sin control de corriente ni de velocidad y otro con control de velocidad y control de corriente para los diferentes modos de operación del convertidor propuestos. El tiempo utilizado tanto para la integración en simulación como en el procesado es de $120 \cdot 10^{-6}$ segundos, impuesto por el procesado del código introducido en el DSP.

6.2.1.1 COMPORTAMIENTO EN PULSO ÚNICO.

Los ensayos a pulso único se han realizado usando el esquema equivalentes de la figura 6.2.1.1.1.

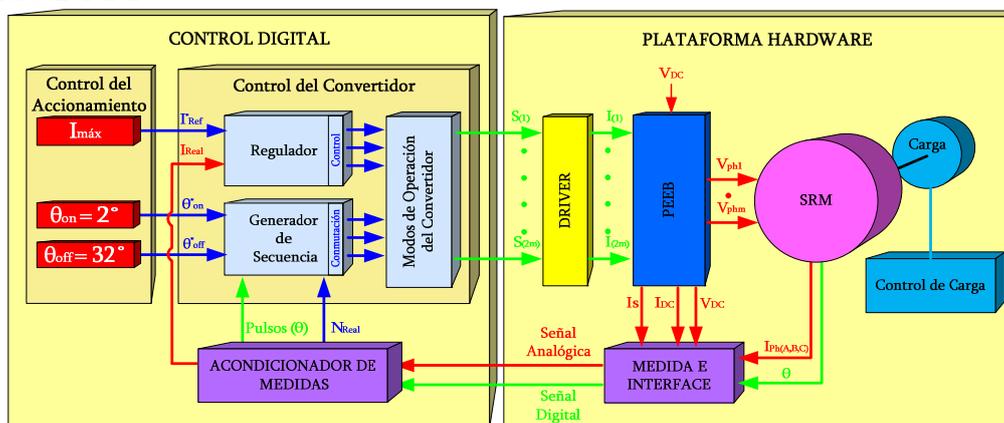


Figura 6.2.1.1.1: Esquema equivalente utilizado para los ensayos a pulso único.

En el ensayo realizado el control del accionamiento impone unos ángulos de conducción con inicio (θ_{on}) a 2° de la posición de no alineamiento (θ_{NA}) y finalización de la conducción (θ_{off}) a 32° de esa misma posición y una referencia de corriente al valor máximo permitido por el accionamiento (en caso de la estructura 6/4 de 12 A). En este tipo de ensayo, el control del convertidor ejecuta siempre la misma secuencia de disparo de los ángulos de conducción y el regulador de corriente no funciona a no ser que se supere la corriente máxima (algo que no ocurrirá si no se sale fuera de las condiciones nominales de funcionamiento).

En la figura 6.2.1.1.2 se muestran los resultados obtenidos usando la configuración de la figura 6.2.1.1.1 para una carga de 1,8 Nm, obteniendo una velocidad de 3300 rpm.

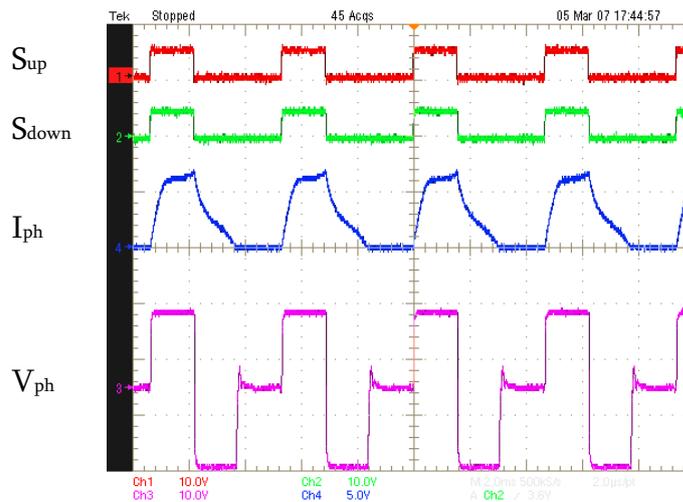


Figura 6.2.1.1.2: Resultados experimentales del ensayo a pulso único y 1,8 Nm.

Con el objetivo de contrastar los resultados obtenidos en este ensayo se adquieren las señales de par, velocidad y corriente de fase mediante el equipo ‘Spider’ para la medida del par dinámico (ver anexo C) mostradas en la figura 6.2.1.1.3(A) comparándolas con las obtenidas mediante simulación dinámica mostradas en la figura 6.2.1.1.3(B).

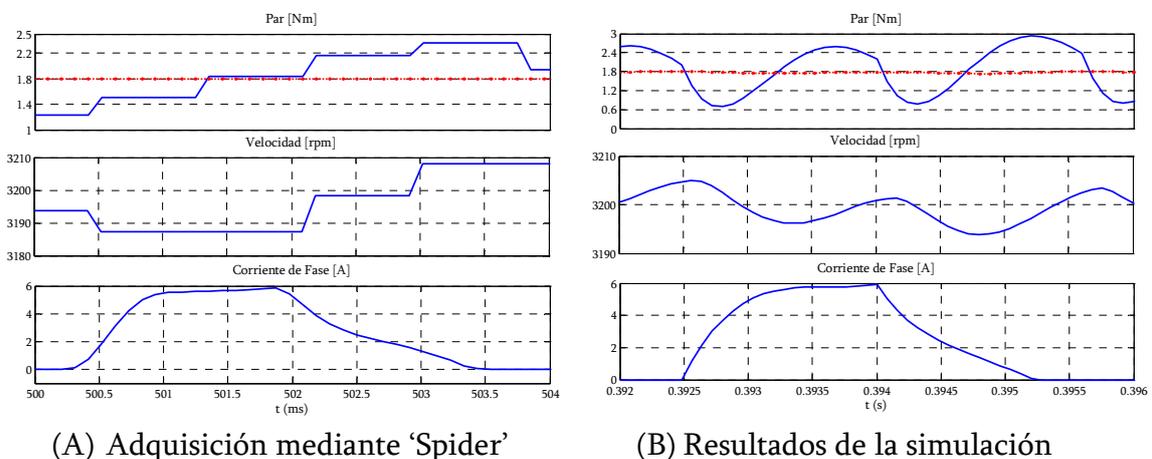


Figura 6.2.1.1.3: Comparativa del par, velocidad y corriente para pulso único.

Como puede apreciarse, los resultados son muy similares en la forma de onda de corriente, esto puede verse en más detalle en la figura 6.2.1.1.4.

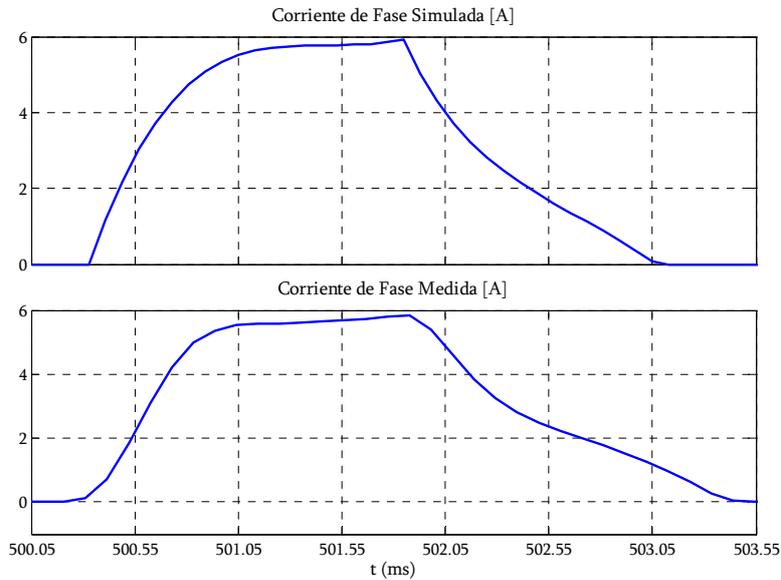


Figura 6.2.1.1.3: Comparativa de la corriente de fase entre SIL y HIL para pulso único.

6.2.1.2 COMPORTAMIENTO CON CONTROL DE CORRIENTE.

Los ensayos con control de corriente se han realizado usando el esquema equivalentes de la figura 6.2.1.2.1.

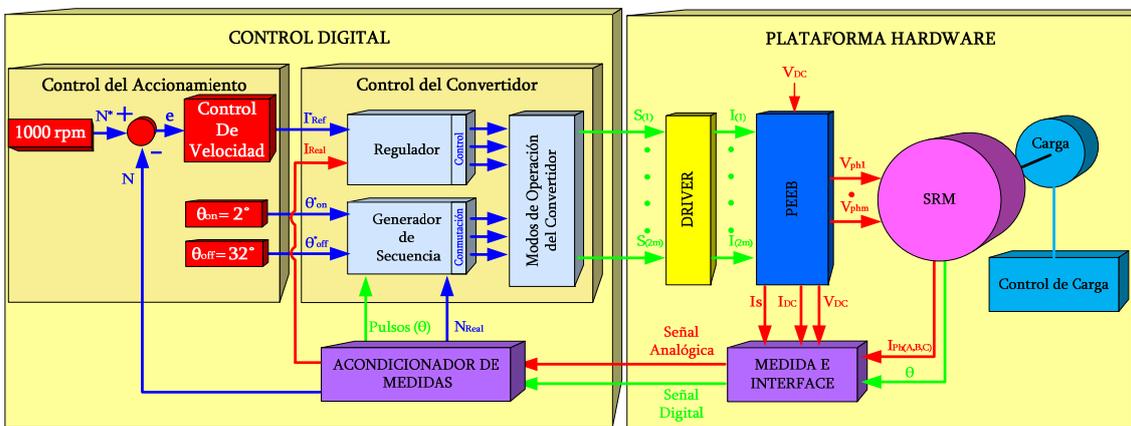


Figura 6.2.1.2.1: Esquema equivalente utilizado para los ensayos con control de corriente.

En el ensayo realizado el control del accionamiento impone unos ángulos de conducción constantes (θ_{on} de 2° y θ_{off} de 32° respecto la posición de no alineamiento) y el control de velocidad genera una referencia de corriente de forma que se mantiene la velocidad a la consigna establecida. En este tipo de ensayo, el control del convertidor ejecuta siempre la misma secuencia de disparo de los ángulos de conducción y el regulador de corriente genera las señales que deben indicar a los

interruptores controlados del convertidor si aumentan o disminuyen la corriente en función de la estrategia seleccionada en el modo de operación.

En la figura 6.2.1.2.2 se muestran los resultados obtenidos usando la configuración de la figura 6.2.1.2.1 para una velocidad de 1000 rpm, utilizando el modo de convertidor SoftChopping y en condiciones de carga de 0,6 Nm.

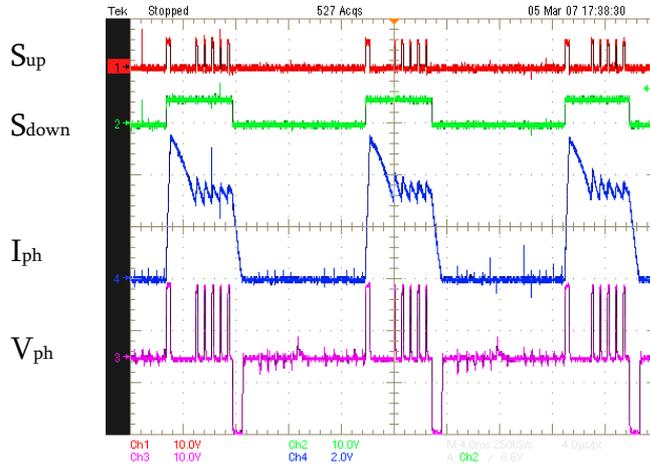
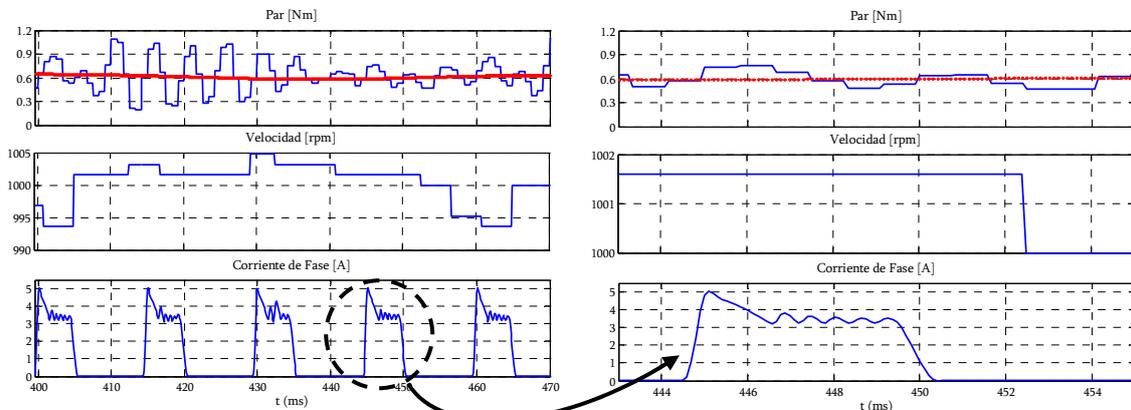


Figura 6.2.1.2.2: Resultados experimentales del ensayo con control de corriente ‘SoftChopping’ a 1000 rpm y 0,6 Nm.

Tal y como se ha realizado para el ensayo en pulso único y con el objetivo de contrastar los resultados obtenidos experimentales con los obtenidos por la simulación en el ensayo con control de corriente se adquieren las señales de par, velocidad y corriente de fase mediante el equipo ‘Spider’ durante una revolución tal y como se puede observar en la figura 6.2.1.2.3(A) los diferentes ‘strokes’ dan formas de onda distintas y tal y como ocurría en el ensayo a pulso único tanto el par como la velocidad no son muy significativos para la validación del modelado, por lo que se ha optado por utilizar la forma de onda de corriente ampliada mostrada en la figura 6.2.1.2.3(B) a efectos de comparación tal y como puede observarse en la figura 6.2.1.2.4.



(A) Adquisición experimental

(B) Ampliación de un solo pulso.

Figura 6.2.1.1.3: Adquisición del par, velocidad y corriente para la validación con control de corriente mediante HIL.

Como puede apreciarse en la figura 6.2.1.1.4 los resultados son muy similares a los obtenidos en la simulación (observar forma de onda de corriente de la figura superior) mediante SIL.

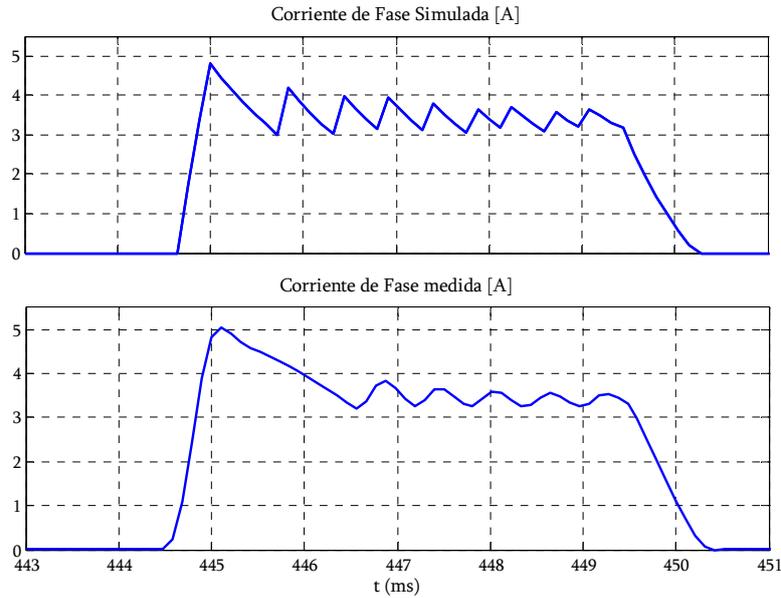


Figura 6.2.1.1.4: Comparativa de la corriente de fase entre SIL y HIL con control de corriente SoftChopping a 1000 rpm y 0,6 Nm.

6.2.2 VALIDACIÓN DEL MODELO EN RÉGIMEN DINÁMICO.

Para comprobar el comportamiento del sistema en régimen dinámico se ha realizado un ensayo con variación de la consigna de velocidad en saltos de 500 rpm fijando una carga de 1,8 Nm a 2000 rpm. Los resultados experimentales se muestran en la figura 6.2.2.1 y los de la simulación en la figura 6.2.2.2.

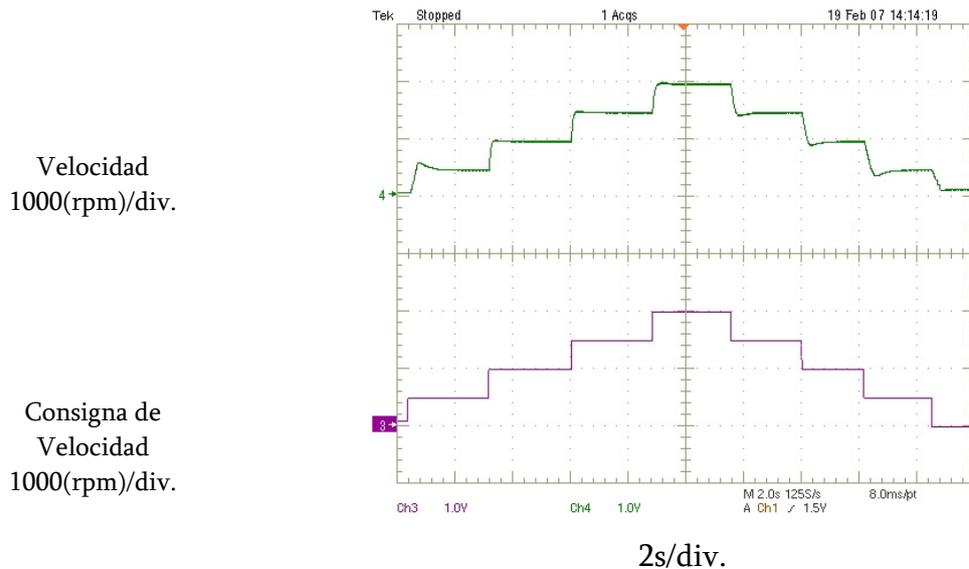


Figura 6.2.2.1: Respuesta del accionamiento a variaciones de la consigna de velocidad (de 0 a 2000 rpm) en pasos de 500 rpm, con control de corriente Softchopping.

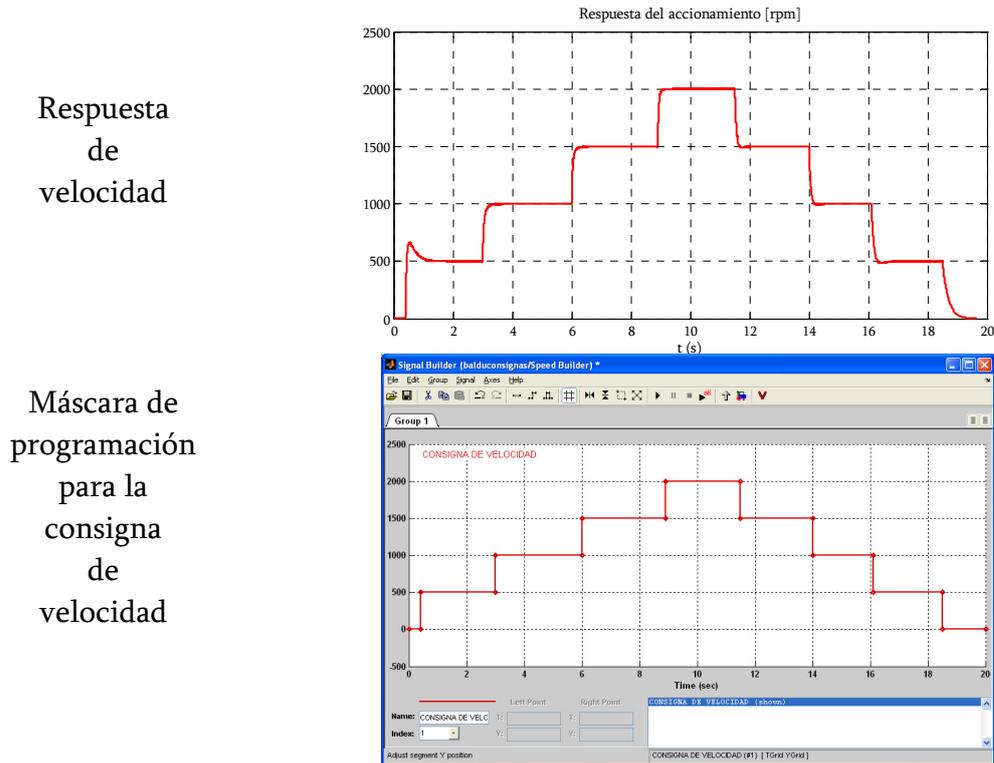


Figura 6.2.2.2: Resultados de la simulación del accionamiento para variaciones de la consigna de velocidad (de 0 a 2000 rpm) en pasos de 500 rpm, con control de corriente SoftChopping.

Se ha realizado un nuevo ensayo en régimen dinámico con el propósito de verificar también el comportamiento ante variaciones de carga. En la figura 6.2.2.3 se muestran los resultados experimentales a 2000 rpm en un transitorio de cambio de carga (de vacío a carga nominal 2,4 Nm), visualizándose el comportamiento de la velocidad y la corriente de una fase del motor durante este transitorio. Observándose que el control mantiene la velocidad aunque se varíe la carga.

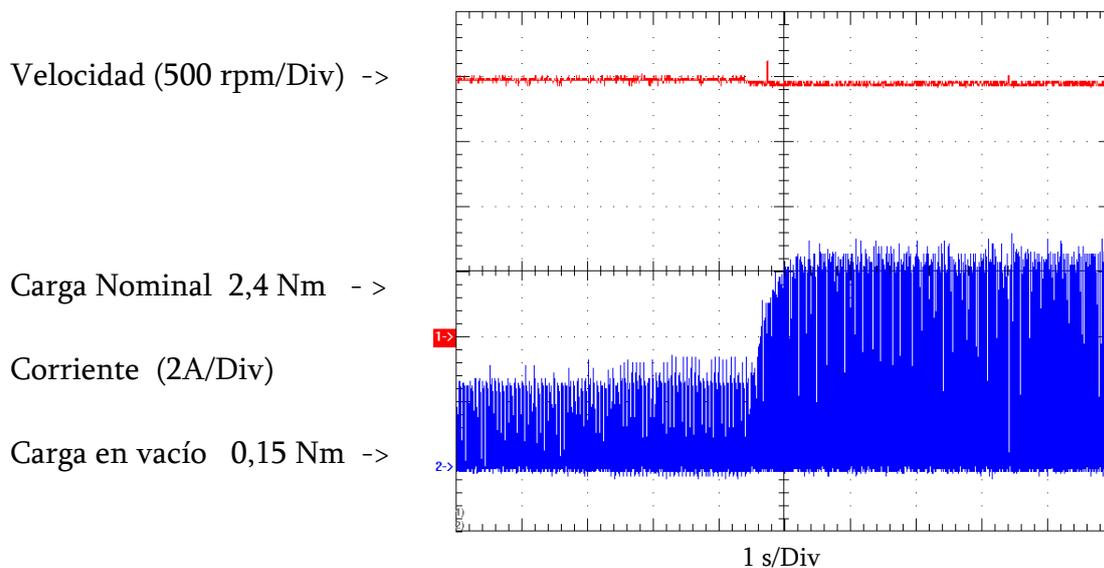


Figura 6.2.2.3: Formas de onda de la velocidad y la corriente de fase en un transitorio de carga con control de corriente por histéresis.

Para contrastar estos resultados se realiza una simulación de las condiciones anteriores, mostrando en la figura 6.2.2.4 la respuesta en velocidad del accionamiento junto con la corriente de una fase y una ampliación justo en el momento del transitorio.

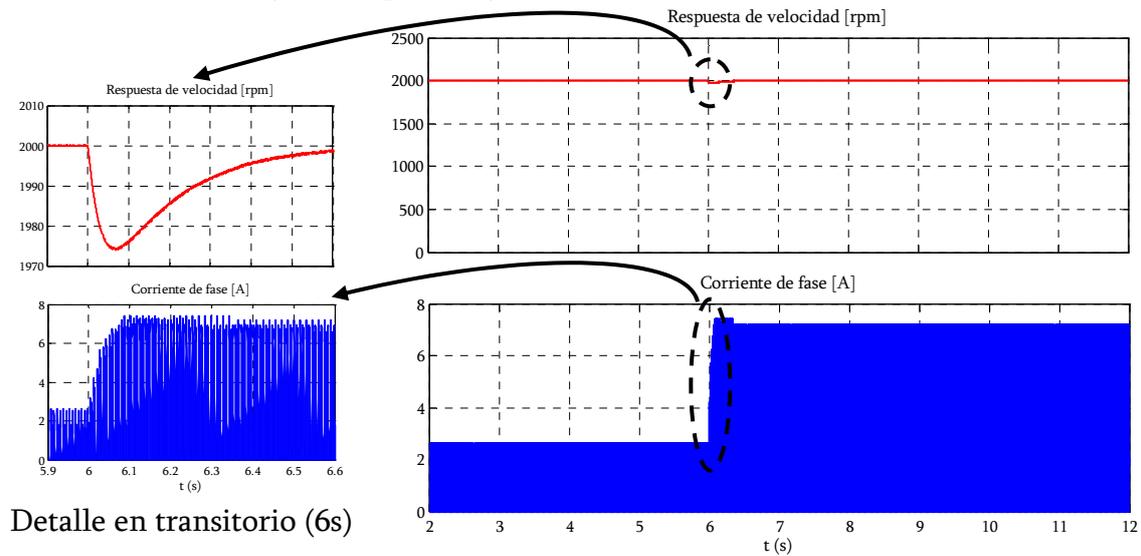


Figura 6.2.2.4: Formas de onda de la velocidad y la corriente de fase en una simulación de transitorio de carga con control de corriente por histéresis.

Como se puede observar los resultados obtenidos comparativamente son satisfactorios, comprobando así que los resultados obtenidos en simulación para ambos ensayos son muy similares a los esperados y que realmente se obtienen experimentalmente.

6.2.3 VALIDACIÓN DEL MODELO DEL CONVERTIDOR Y SUS CONTROLADORES.

Para acreditar la validez de la plataforma HIL, sobre las suposiciones aceptadas en SIL en lo que afecta al comportamiento del convertidor, se puede afirmar que la suposición de que los tiempos de retardo son muy pequeños es cierta, si se observa la figura 6.2.31.1 obtenida del ensayo a pulso único mostrado en la sección 6.2.1.1 de este capítulo ya que en esta ampliación el tiempo usado en la conducción es de aproximadamente 10 μ s.

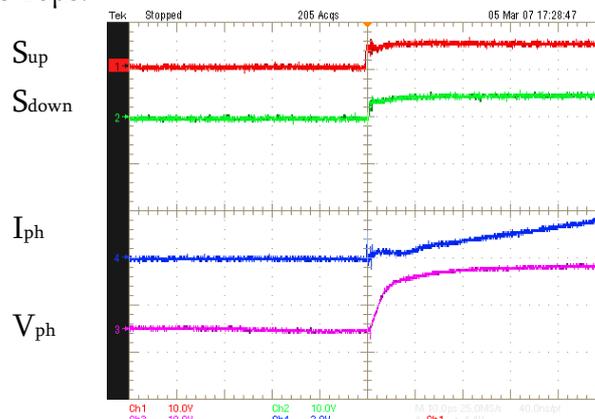


Figura 6.2.3.1: Comprobación del tiempo de retardo a la conducción del convertidor.

Por lo tanto se puede considera el uso de interruptores ideales en el desarrollo del modelo para el convertidor es adecuado y que la máquina de estados programada para simular el comportamiento del convertidor es válida en la plataforma SIL.

Para comprobar la influencia que tienen sobre el accionamiento los diferentes modos que operación del convertidor se realizan diferentes ensayos siguiendo el esquema de la figura 6.2.3.2 donde puede apreciarse en rojo el módulo capaz de combinar las señales de control del regulador de corriente con las de conmutación procedentes del módulo generador de secuencia para indicar a los interruptores del convertidor en función de la estrategia escogida cuando deben actuar.

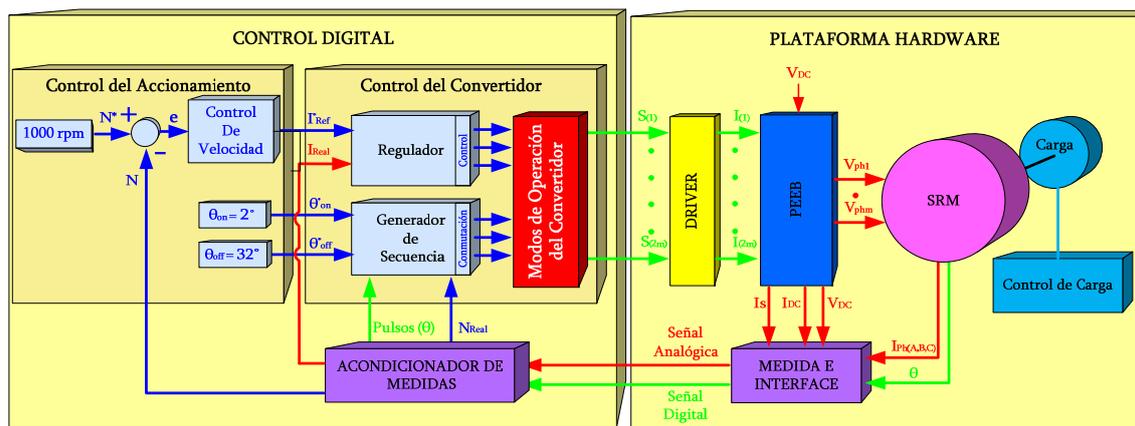


Figura 6.2.3.2: Selector de las diferentes estrategias de control del convertidor.

Para los diferentes ensayos mostrados en la figura 6.2.3.3, se han utilizado un sensor de corriente por fase, con el objetivo de realizar una comparativa de funcionamiento de los diferentes modos de operación, comprobando que los resultados obtenidos mediante la técnica SoftChopping con un sensor por fase, son idénticos a los obtenidos usando un único sensor I_{Single} .

Como ya se había introducido durante la exposición de los modos de operación programados en simulación, el hecho de reducir el número de sensores implica una reducción del código a programar ya que en este caso se comparte el bloque de regulación de corriente que responde a una única señal de medida y de referencia. Este hecho se traduce en la plataforma HIL en una reducción del código en el DSP, lo que implica poder disminuir en $10\mu s$ el tiempo de procesado.

Para los demás modos de operación se ha observado que no se puede obtener un correcto control de la corriente si no se utilizan todos los sensores.

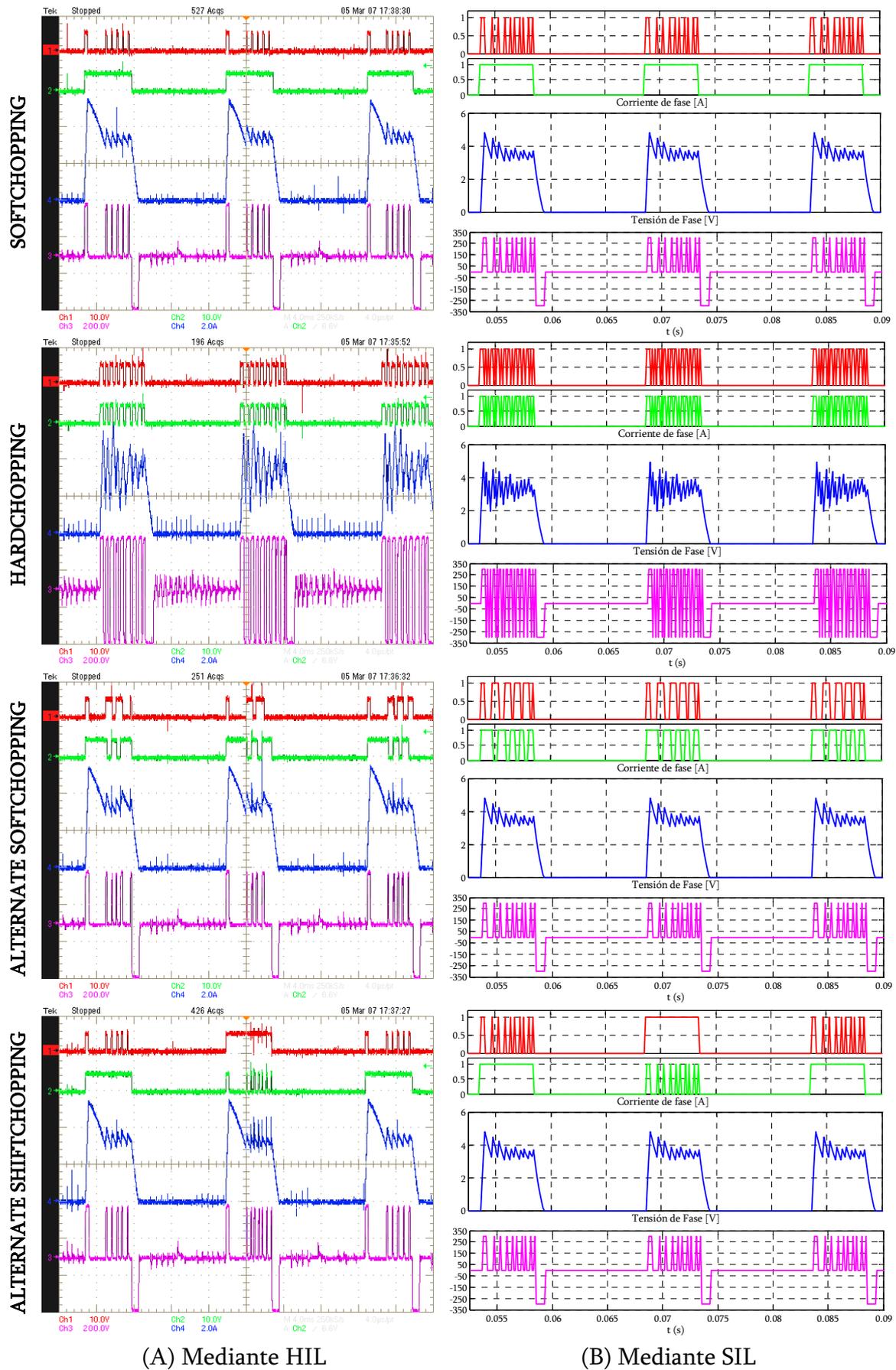


Figura 6.2.3.3: Ensayos con regulador de corriente por histéresis a 1000rpm y 0,6Nm.

Como puede verse en la figura 6.2.3.3 tanto las formas de onda, como los valores de tensión y corriente son similares tanto para la simulación como para los resultados obtenidos experimentalmente. Por lo tanto puede decirse que con la plataforma SIL se puede adelantar el comportamiento del accionamiento completo, escogiendo el modo de operación más adecuado para el convertidor de potencia que más tarde puede ensayarse mediante la plataforma HIL.

6.2.3.1 CONSIDERACIONES SOBRE LOS TIEMPOS DE INTEGRACIÓN Y PROCESADO.

Para poner en evidencia la importancia del tiempo de procesamiento se realizan diversas simulaciones, mostrando en la figura 6.2.3.1.1 una comparación de las formas de onda obtenidas en simulación usando un control de corriente a 9A mediante histéresis que trabaja en modo HardChopping funcionando el accionamiento a 2500 rpm. Se puede observar que cuanto menor es el tiempo de integración ($T_s = 20 \mu S$) mejores resultados se obtienen en la simulación ya que la corriente permanece constante a la consigna de corriente (ver figura 6.2.3.1.1.A) y cuanto mayor son dichos tiempos ($T_s = 80 \mu S$) los resultados se asemejan más a la realidad (ver figura 6.2.3.1.1.B), permitiendo el ajuste real de los controladores finales usando el tiempo de procesamiento ($T_s = 120 \mu S$) de la plataforma HIL tal y como se ha podido observar en la figura 6.2.3.3.

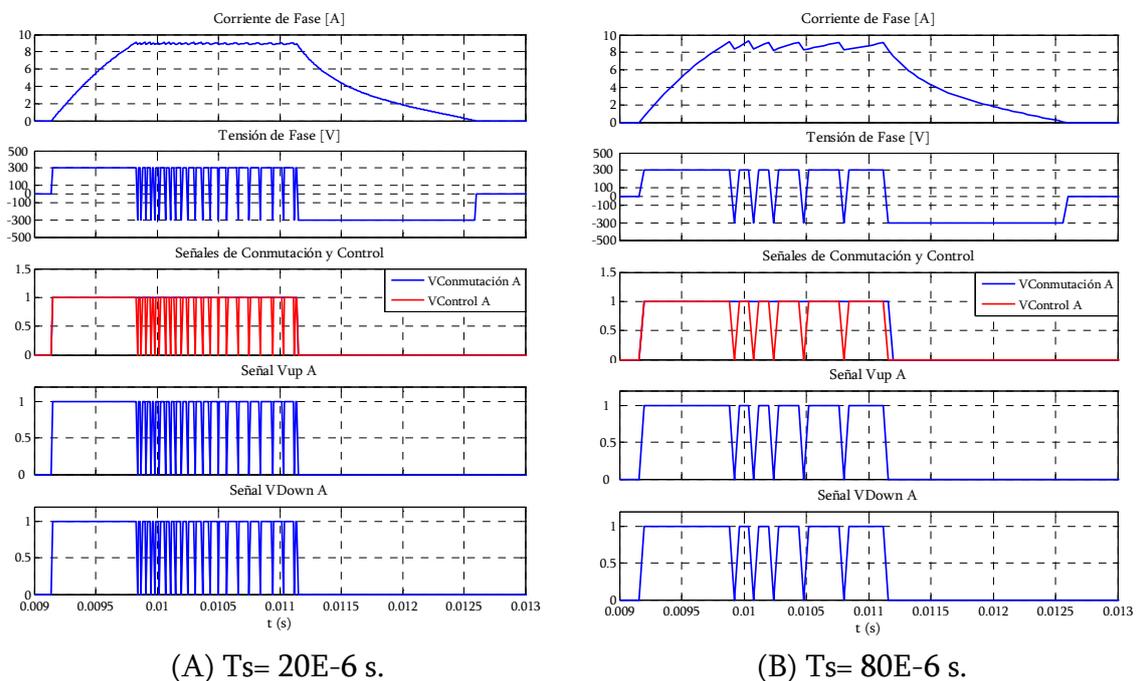


Figura 6.2.3.1.1: Comparativa de los tiempos de procesamiento en un ensayo a 2500 rpm y 2Nm

En conclusión, en desarrollo SIL es válido si utiliza tiempos de integración del mismo orden que los usados durante el tiempo de procesamiento de la plataforma HIL, obteniéndose dicha condición únicamente si los modelos del accionamiento son lo suficientemente reducidos para admitir tiempos de integración elevados.

Queda así demostrada la validez de la plataforma de desarrollo tanto en simulaciones SIL como HIL, en el ámbito de la ingeniería concurrente, dado que el tiempo que se invierte en el cálculo de los controladores puede aplicarse tanto para rediseñar los distintos componentes del accionamiento (Motor, convertidor, acondicionadores...) como para realizar el ajuste del control final del accionamiento de una forma muy cercana a la realidad.

6.2.4 VALIDACIÓN DEL SISTEMA PARA LA MEDIDA DE POTENCIA.

Para la comprobación del sistema de medida de potencia se han realizado diferentes ensayos, programando el accionamiento con diferentes consignas de velocidad y valores de carga quedando reflejados en la figura 6.2.4.3 (gráfico de potencias). A modo de ejemplo pueden observarse en la figura 6.2.4.1 los datos obtenidos mediante el vatímetro LG450 de Zimmer y el equipo Spider8 de HBM (Ver anexo C) en un ensayo a 1000 rpm y 1Nm de carga, mostrándose el par, la velocidad y mediante la entrada analógica la medida de potencia debidamente escalada y sincronizada para ser calculada por Spider a través del promediado de 64 muestras de la señal de potencia instantánea.

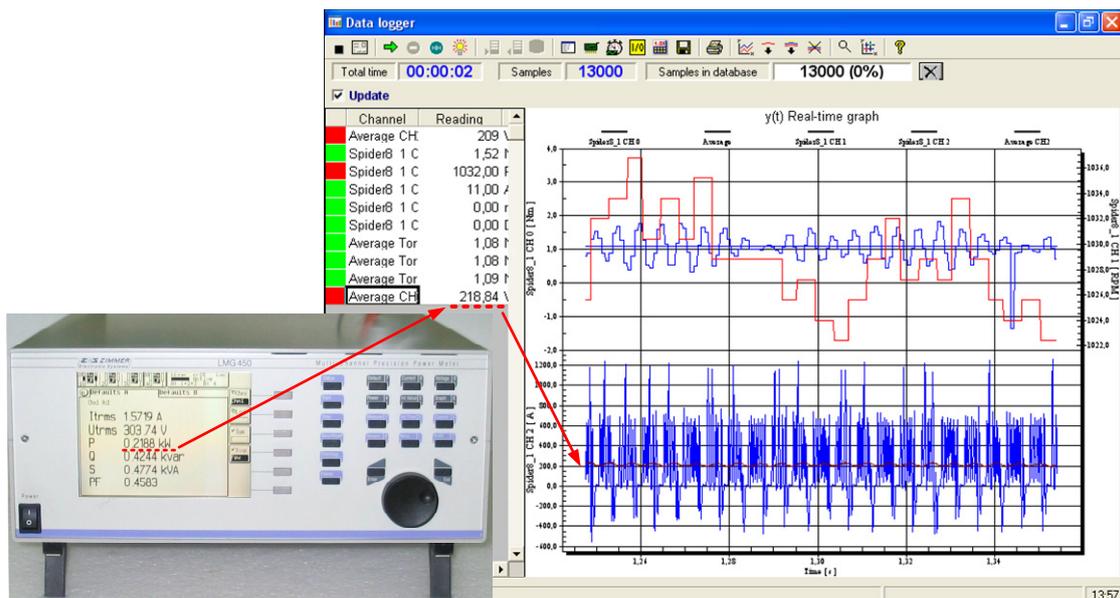


Figura 6.2.4.1: Medida de potencia mediante vatímetro Zimmer y la entrada analógica de Spider8 instantánea

Se adquieren las señales de par, velocidad, potencia y potencia media con el equipo 'Spider' para sincronizarlas con la medida de potencia del calculador propuesto mostrando en la figura 6.2.4.2 los resultados. Se pueden observar que la medida de potencia es más constante y se encuentra dentro del valor medio de la medida ofrecida por Spider 8, por lo tanto el calculador propuesto que se ha usado para las aplicaciones HIL con optimización de rendimiento.

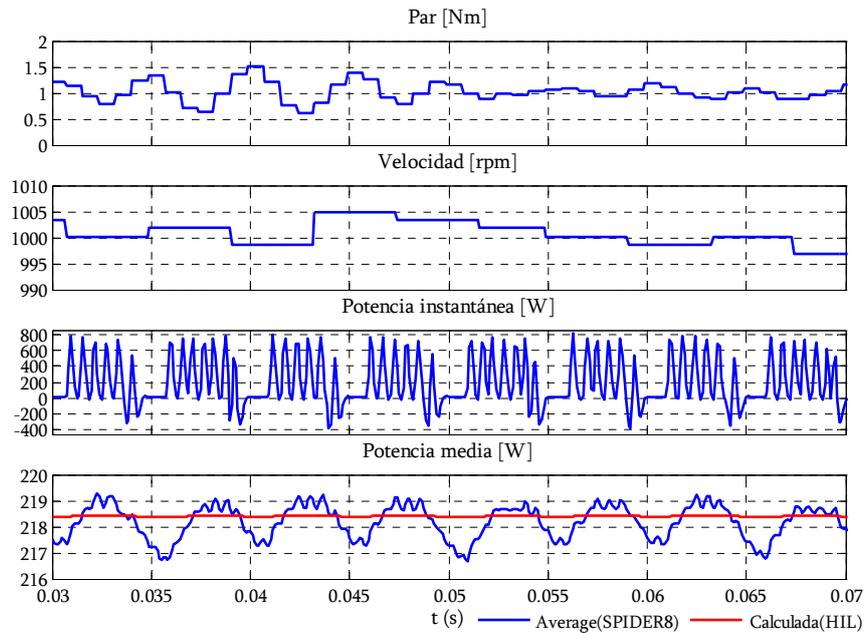


Figura 6.2.3.2: Representación de las formas de onda de par, velocidad, potencia y valor medio de la potencia.

Se realizan varias medidas de potencia con diferentes condiciones de cargas (0,6, 1,2, 1,8 y 2,4 Nm) y para varias velocidades (500, 750, 1000, 1500, 2000, 2500 y 3000 rpm) comparándolas con el equipo de medida Zimmer LG450 (ver anexo C). Los resultados se muestran en la figura 6.2.4.3(A) pudiendo observar que el error es muy pequeño hecho que se constata en la figura 6.2.4.3(B) ya que el error máximo es de 4W.

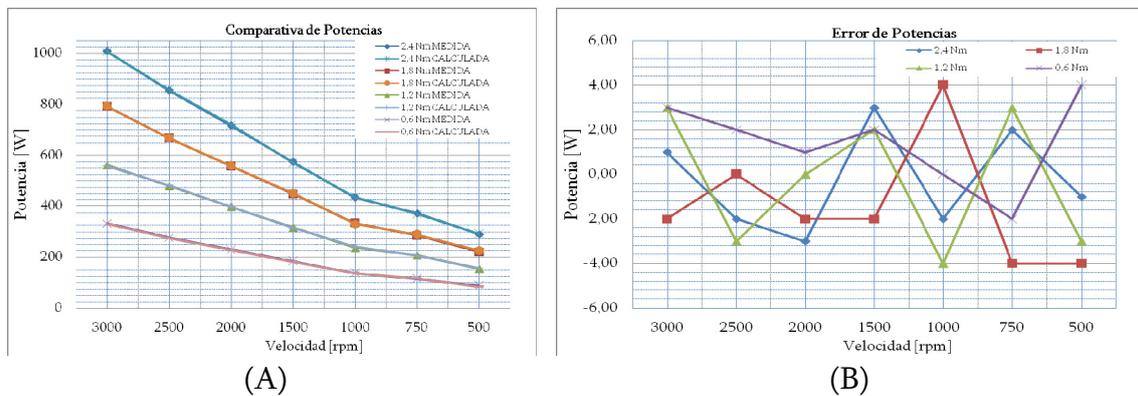


Figura 6.2.3.3: Comparación en la medida de potencia para diferentes condiciones de carga y velocidad

6.2.5 VALIDACIÓN DEL SISTEMA PARA LA MEDIDA DE VELOCIDAD.

Para la comprobación del sistema de medida de velocidad propuesto se han realizado diferentes ensayos comparando las medidas de velocidad obtenidas con las de la dinamo tacométrica de la carga (ver anexo B; Motor Vascat CC ID090S). Para ello se ha programando el accionamiento con diferentes consignas de velocidad (15, 50, 100,

500, 1000, 2000 y 3000 rpm) y se han tomado muestras de la velocidad durante un segundo en el entorno del DSP, representando los resultados en la figura 6.2.5.1.

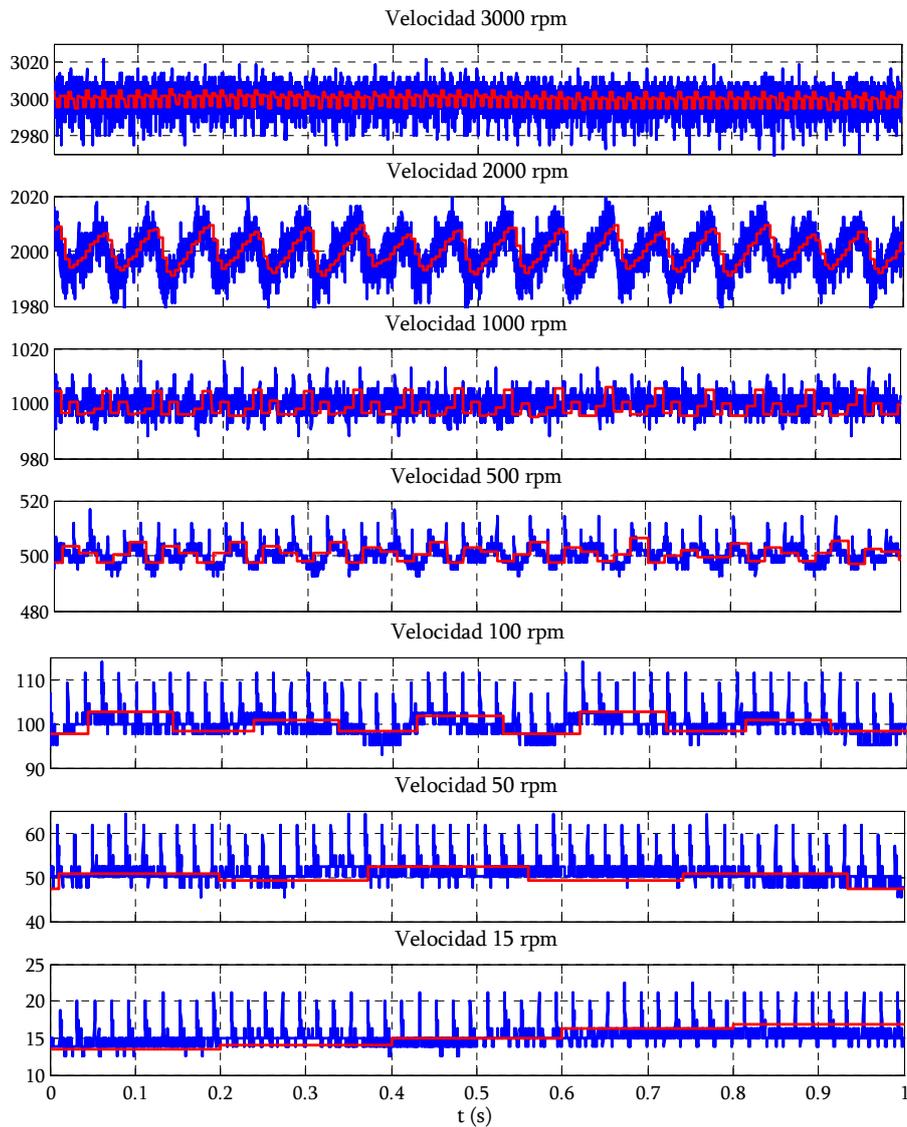


Figura 6.2.5.1: Comparativa de velocidad del calculador propuesto (en rojo) con la dinamo tacométrica (en azul).

Se puede observar que para velocidades muy bajas (15 rpm) el calculador de velocidad ofrece muestras cada 200 ms, como se había definido en el capítulo 4 (Sección 4.7.1.2) y tal y como aumenta la velocidad, el tiempo en ofrecer una muestra se hace cada vez más pequeño, comprobando que en todas las medidas efectuadas la dinamo tacométrica introduce mucho más ruido y el calculador se encuentra en la media de los valores de la dinamo.

También cabe decir, que el sistema de medida propuesto depende de la precisión en la fabricación del disco ranurado y por tanto pequeñas diferencias en las dimensiones entre dientes o ranuras pueden significar alteraciones en medidas consecutivas a bajas velocidades.

6.3 ENSAYOS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

Debido a que la plataforma para el desarrollo de accionamientos mediante HIL permite ensayar gran variedad de estrategias de control, se van a mostrar únicamente algunas de ellas a modo de ejemplo, prestando especial interés en la influencia del ángulo de disparo en el comportamiento del accionamiento, dado que en esta tesis se presentan aportaciones en el sistema de variación de ángulos de disparo. Por ello se presta especial atención a los siguientes aspectos:

- Influencia del ángulo de conducción en el rendimiento del SRM.
- Influencia del ángulo de conducción en el rizado de par.
- La influencia del ángulo de conmutación en el ruido acústico.
- Influencia de la falta de una fase (circuito abierto) en la respuesta del accionamiento.

Con todos estos ensayos se pretende validar la plataforma construida demostrando su adecuado comportamiento y por tanto dándola por válida en el desarrollo de los accionamientos con SRM.

6.3.1 INFLUENCIA DEL ÁNGULO DE CONDUCCIÓN EN EL RENDIMIENTO DEL SRM.

Con el propósito de trabajar la plataforma de desarrollo presentada y comprobar su funcionamiento así como su validez se han realizado numerosos ensayos con ángulos de conducción constantes y variables utilizando el prototipo de SRM 6/4 (ver Anexo B), trabajando tanto en régimen permanente como dinámico y para diferentes condiciones de carga. Los diferentes ensayos se han realizado sobre los bancos de ensayo especificados en Anexo C.

6.3.1.1 RENDIMIENTO DEL SRM CON ÁNGULOS DE CONDUCCIÓN CONSTANTES.

Después de realizar diversos tipos de ensayos con el prototipo SRM 6/4 sobre el banco de ensayo formado por el motor de continua de Vacat CC ID090S se obtiene la característica par-velocidad del accionamiento en el margen de vacío a 2,4 Nm para la carga y de 0 a 4700 rpm para la velocidad, con ángulos de conducción constantes (ángulo de inicio 2° y final de conducción 32°) la cual se muestra en la figura 6.3.1.1.1.

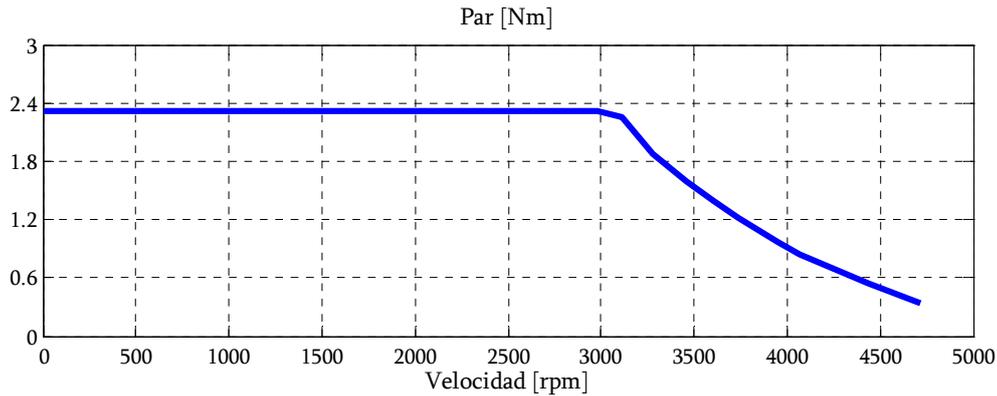


Figura 6.3.1.1.1: Característica par-velocidad. SRD 6/4 con ángulos constantes.

También se han realizado diversos ensayos para obtener el rendimiento en función de la velocidad siguiendo el esquema de la figura 6.2.1.2.1, con ángulos de conducción constantes (ángulo de inicio 2° y final de conducción 32°) y con distintas condiciones de carga, los cuales se muestran en la figura 6.3.1.1.2

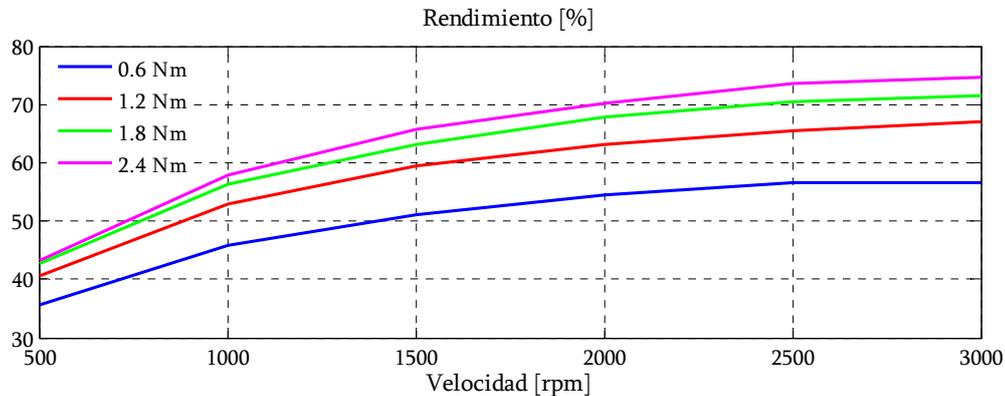


Figura 6.3.1.1.2: Rendimiento de un SRM 6/4 trabajando a ángulos constantes.

6.3.1.2 RENDIMIENTO DEL SRM CON ÁNGULOS DE CONDUCCIÓN VARIABLES.

Para comprobar el sistema de variación de ángulos presentado en esta tesis, se ha utilizado la plataforma de desarrollo completa mostrada en la figura 6.3.1.2.1, usando el bloque generador de los ángulos de conmutación descrito en el capítulo 4 en todas sus variantes con tal de aplicar diferentes estrategias sobre dichos ángulos y estas son:

- Cálculo de los ángulos de conducción mediante la Regla de Bose y Gribble.
- Algoritmo optimizador de rendimiento.

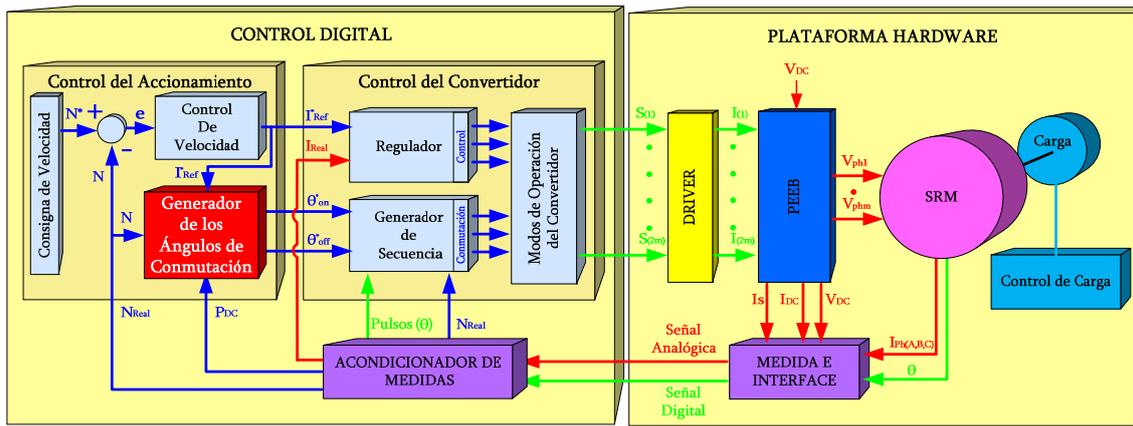


Figura 6.3.1.2.1: Esquema equivalente utilizado para la variación de ángulos de conducción.

6.3.1.2.1 CONTROL DE LOS ÁNGULOS DE CONDUCCIÓN MEDIANTE LA REGLA DE BOSE Y GRIBBLE.

En este caso el sistema utilizado para generar los ángulos de conducción utiliza la metodología expuesta en el capítulo 4, usando la regla de Bose para obtener analíticamente el ángulo de inicio de conducción y la regla de Gribble para el ángulo óptimo de bloqueo, los cuales se muestran representados en la figura 6.3.1.2.1.1 para diferentes cargas (0,6-1,2-1.8-2,4 Nm) y velocidades (500-1000-1500-2000-2500-3000 rpm).

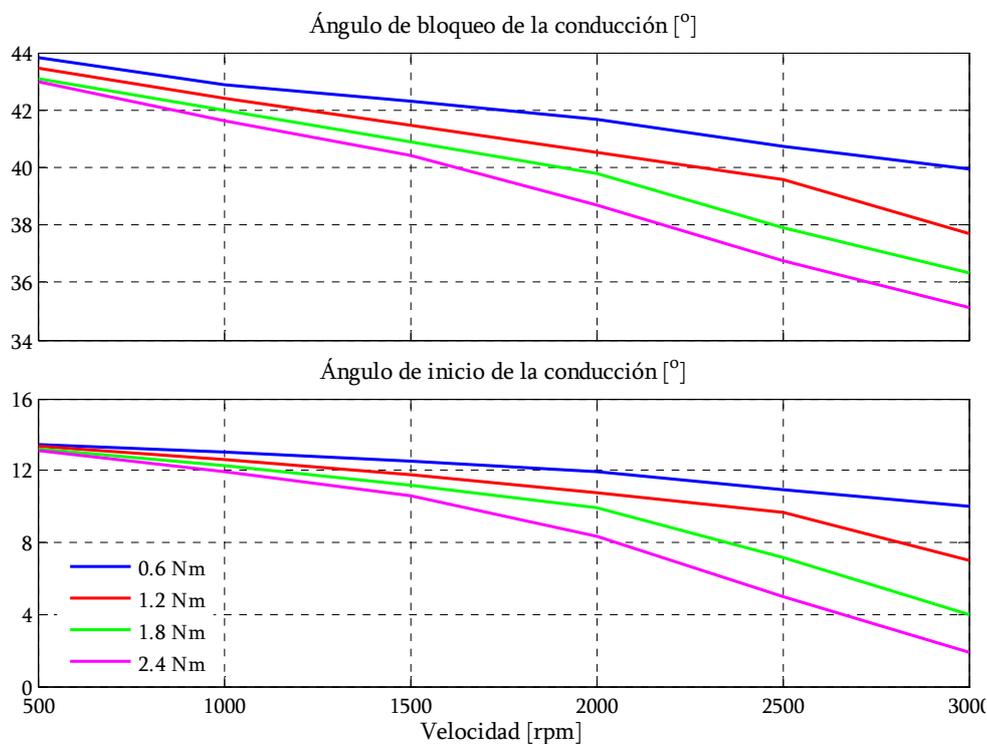


Figura 6.3.1.2.1.1: Ángulo de inicio y final de conducción calculado según la regla de Bose y Gribble en función de la velocidad y distintas condiciones de carga.

De hecho se trata de un control que permite obtener unos ángulos de conducción correctos (útiles) dentro del margen de funcionamiento del accionamiento sin tener que realizar ensayo alguno, aunque estos no sean los más óptimos tal y como puede observarse en la figura 6.3.1.2.1.2, donde se compara el rendimiento de SRM para las mismas condiciones de carga y velocidad tanto para ángulos constantes como para los obtenidos mediante la regla de Bose-Gribble.

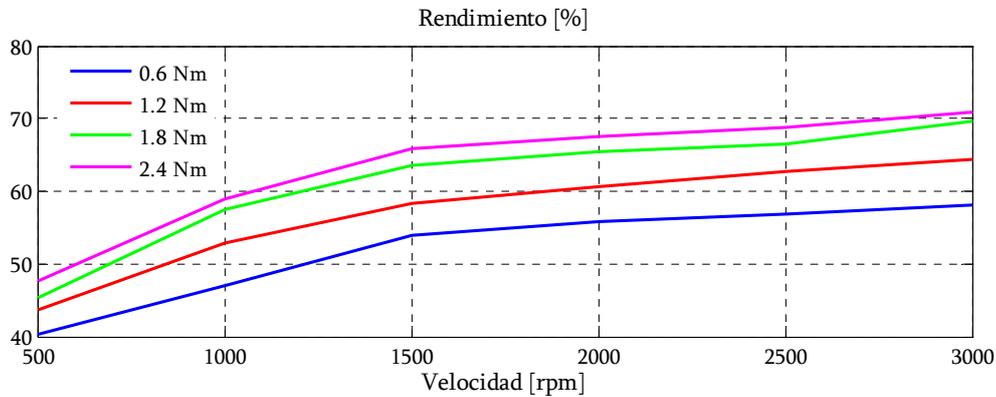


Figura 6.3.1.2.1.2: Rendimiento de un SRM 6/4 trabajando mediante Bose-Gribble.

6.3.1.2.2 CONTROL EN LÍNEA DE LOS ÁNGULOS DE CONDUCCIÓN MEDIANTE EL MÓDULO OPTIMIZADOR DEL RENDIMIENTO.

También se ha ensayado el comportamiento a velocidad variable optimizando el rendimiento del accionamiento mediante el generador en línea de los ángulos de inicio y de bloqueo de la conducción presentado mediante un algoritmo en el capítulo 4. Este módulo optimizador de rendimiento permite reducir la potencia absorbida por el accionamiento, manteniendo constante la potencia útil, mientras se active en las condiciones de trabajo ya descritas (Potencia útil constante, es decir; Carga constante y velocidad constante) actuando en los ángulos de conducción del motor con la finalidad de disminuir la corriente de entrada al convertidor dado que la tensión se mantiene constante.

Los ángulos de inicio y final del ángulo de conducción van variando hasta obtener un ángulo de conducción donde la corriente o potencia de entrada sea mínima, esto puede verse en la figura 6.3.1.2.2.1, en la cual se muestra la evolución temporal del ángulo de inicio de la conducción (en azul) así como el de bloqueo (en rojo) junto a potencia absorbida por el accionamiento, mostrando también como se comporta la variable de control del accionamiento (IREF) y el propio accionamiento (velocidad).

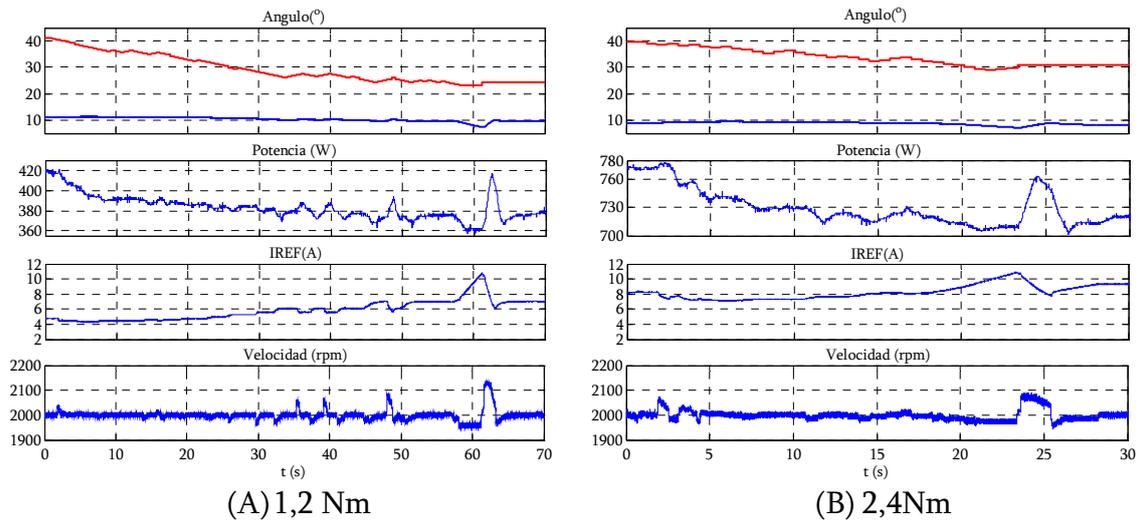


Figura 6.3.1.2.2.1: Resultados obtenidos con el algoritmo optimizador de rendimiento a 2000 rpm

En la figura 6.3.1.2.2.1 se muestran los resultados cuando el motor está trabajando a media carga (1,2 Nm) y a carga completa (2,4Nm) para una velocidad de consigna de 2000 rpm. El tiempo que necesita el algoritmo para obtener el mejor rendimiento depende de los valores iniciales con los que se emprende la acción reductora, siendo los calculados por la regla de Bose, además del valor de la carga a la que se ejecuta el algoritmo, tal y como puede observarse en la comparativa de la figura 6.3.1.2.2.1, el ajuste para carga nominal resulta mucho más rápido debido a que los ángulo de inicio y final de conducción para en estas condiciones no sufren grandes variaciones y se consigue más rápidamente el efecto deseado.(llegar a los valores de ángulos óptimos en el menor tiempo posible).

Se ha observado que el ajuste de los algoritmos debe realizarse sobre la planta real (HIL), dado que sobre la simulación (SIL) es muy difícil predecir como se comportará el sistema. Por lo tanto el algoritmo óptimo es muy difícil de ajustar sin disponer del accionamiento real, o de un sistema de carga modelado para responder a la realidad como se puede observar ya que al variar los ángulos, aumenta el valor de referencia de corriente, lo que produce un aumento de velocidad.

El rendimiento obtenido se ve representado en la figura 6.3.1.2.2.2 para diferentes condiciones de carga y velocidad.

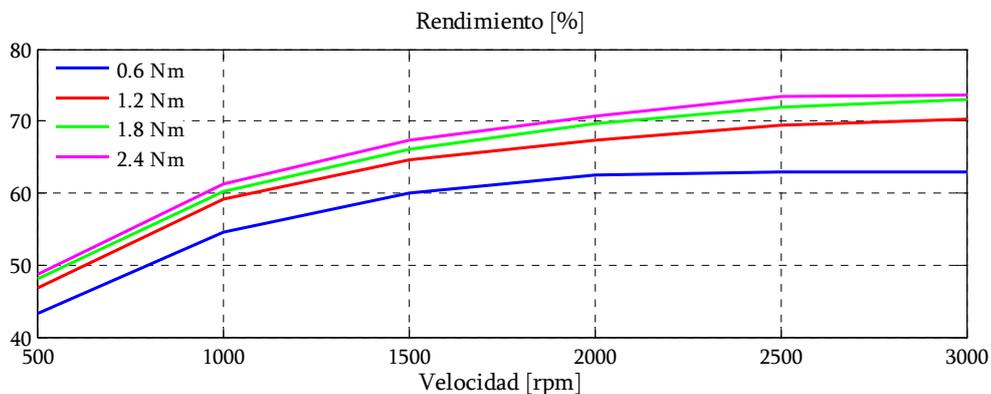
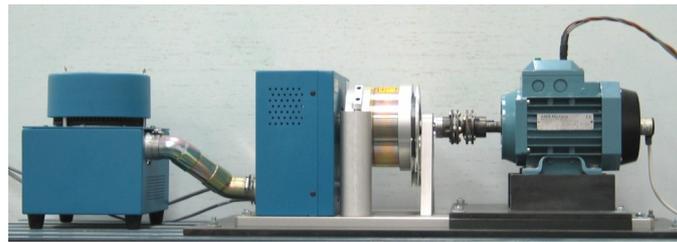


Figura 6.3.1.2.2.2: Rendimiento de un SRM 6/4 trabajando mediante Algoritmo Optimizador.

6.3.1.3 CONTRASTACIÓN DE LAS DIFERENTES ESTRATEGIAS DE CONTROL DE LOS ÁNGULOS DE CONDUCCIÓN CON UN MOTOR DE INDUCCIÓN.

También se han comparado las diferentes estrategias presentadas para el control de ángulo de conducción del SRM, con el motor de inducción comercial con control vectorial (variador PDL Microdrive Elite) mostrado en la figura 6.3.1.3.1A (Ver especificaciones anexo B) con el motor de SRM usando el mismo banco de ensayo (Freno de histéresis Magtrol especificado en la sección C.2.1 del anexo C) tal y como puede verse en la figura 6.3.1.3.1.



(A) Banco de ensayo para el motor de inducción



(A) Banco de ensayo para el motor de SRM.

Figura 6.3.1.3.1: Banco de ensayo para contrastación de resultados usando el freno de histéresis programable.

Se han realizado los oportunos ensayos en el rango de velocidades equivalentes para el motor de SRM (500-1000-1500-2000-2500-3000 rpm) y diferentes condiciones de carga (0,6-1,2-1,8-2,4 Nm) obteniendo el rendimiento del motor de inducción que se muestra en la figura 6.3.1.3.2

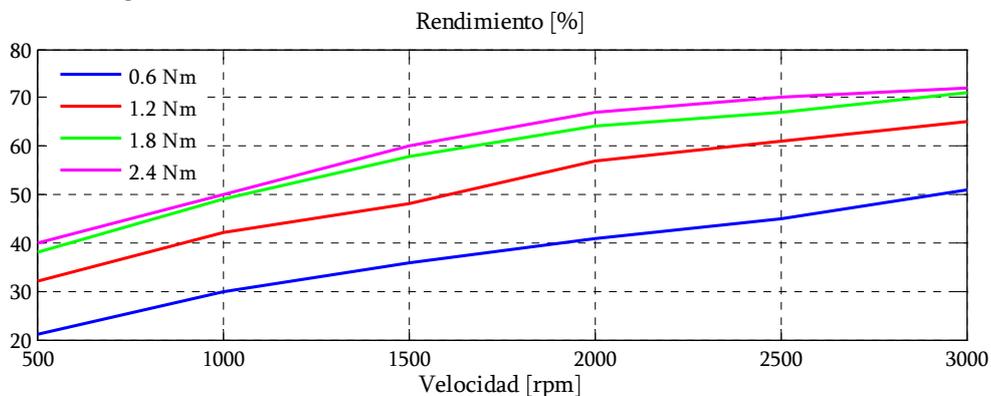


Figura 6.3.1.3.2: Rendimiento del motor de inducción (IM) con control vectorial.

También se ha comparado el rendimiento del IM con el SRM para los diferentes controles de ángulo de conducción durante diferentes ciclos de trabajo. En la figura

6.3.1.3.3 se muestran a modo de ejemplo los resultados obtenidos trabajando en diversas condiciones de carga durante 45 minutos.

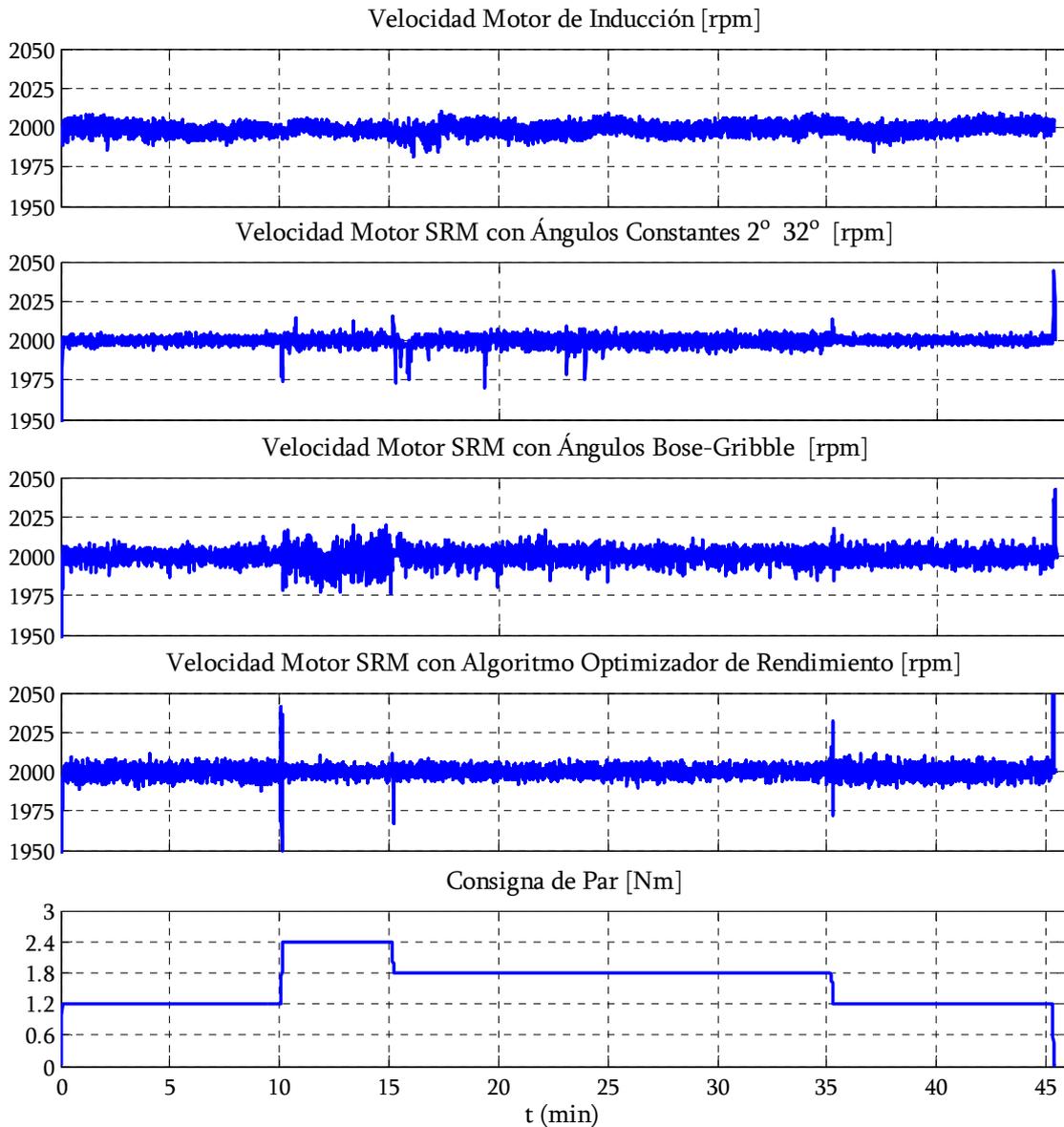


Figura 6.3.1.3.3: Ciclo de trabajo de 45 minutos aplicado al SRM 6/4 y IM

En la siguiente tabla 6.3.1.3 se muestran los consumos realizados por los accionamiento en función del tipo de control utilizado.

Tipo de motor	Tipo de Control.	Energía consumida (Wh)
SRM	Ángulos constantes	382
	Bose-Gribble	405
	Algoritmo Optimizador	374
IM	Vectorial	400

Tabla 6.3.1.3: Energía consumida por un SRM con diferentes estrategias de control de ángulo de conducción y un IM con control vectorial, en un ciclo de 45 minutos

En la figura 6.3.2.3.4 se compara gráficamente el rendimiento del IM con el SRM para las diferentes velocidades de trabajo usando el módulo optimización de rendimiento, dado que como se ha visto usando esta estrategia para el control del ángulo de conducción, se consiguen los mejores resultados de rendimiento, quedando probada su utilidad.

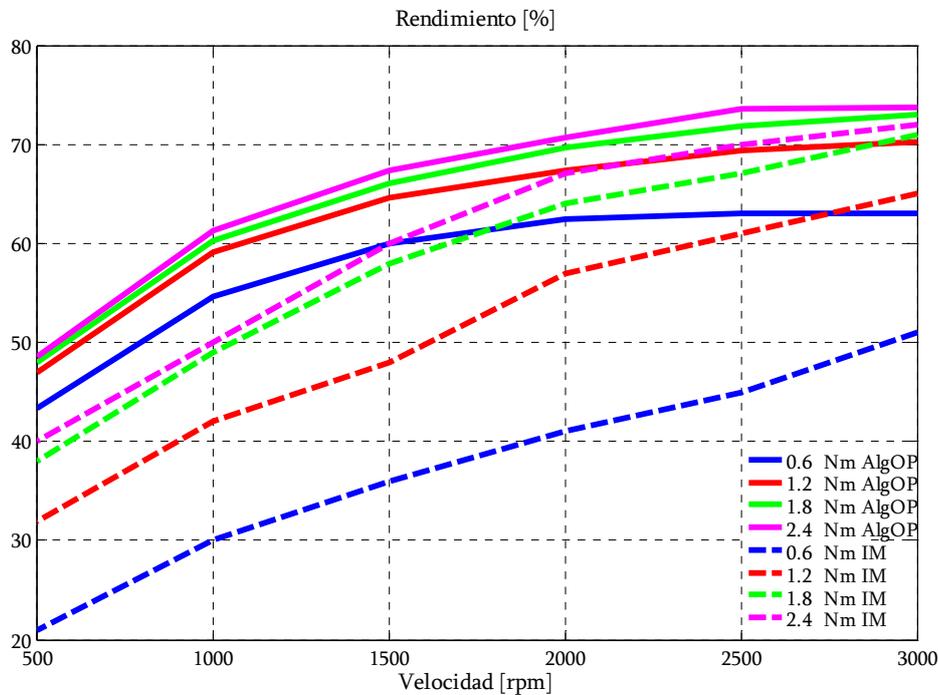


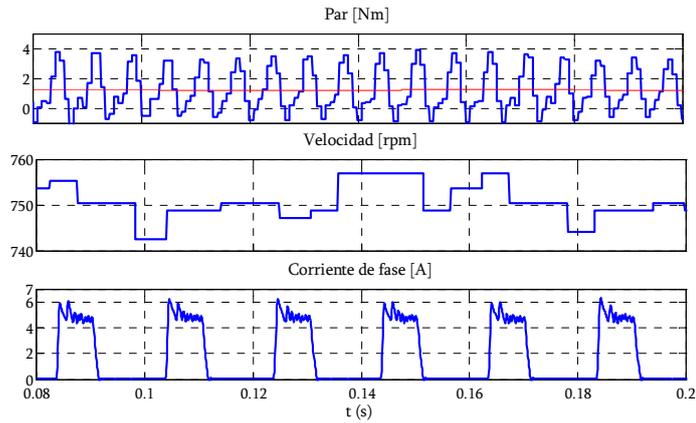
Figura 6.3.1.3.4: Comparativa del rendimiento del SRM con algoritmo optimizador ante el motor de inducción para diferentes cargas y velocidades.

6.3.2 INFLUENCIA DEL ÁNGULO DE CONDUCCIÓN EN EL RIZADO DEL PAR DEL SRM.

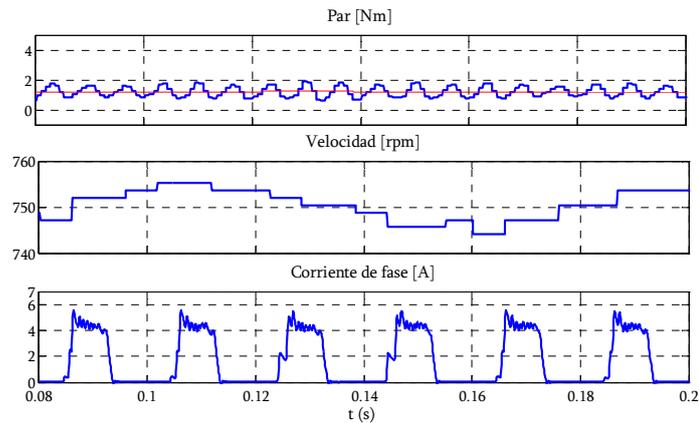
Después de comprobar la influencia de los ángulos de inicio de conducción y de finalización de la conducción en el rendimiento del accionamiento, se han realizado algunos ensayos para comprobar cómo influyen dichos ángulos y estrategias de control de estos en el rizado de par.

Dado que los ensayos se han realizado con el banco de ensayo descrito en la sección C.2.2 del anexo C y que este solamente permite obtener medidas de par dinámico válidas por debajo de 951 rpm, los ensayos se han realizado a 750 rpm usando el equipo de medida Spider 8.

En la figura 6.3.2.1 se muestran las formas de onda del par, velocidad y corriente de fase para dos ensayos con ángulos de conducción constantes. En el caso A se muestran los resultados para un ángulo de inicio 2° y final de conducción 32° y el caso B para un ángulo de inicio 4° y final de conducción 38° .



(A) $\theta_{on}=2^\circ$ y $\theta_{off}=32^\circ$



(B) $\theta_{on}=4^\circ$ y $\theta_{off}=38^\circ$

Figura 6.3.2.1: Ensayos con diferentes ángulos de conducción constantes a 750 rpm
1,2 Nm

Puede observarse que a la velocidad de ensayo se consigue un menor rizado de par para la opción B, la cual tiene un ángulo de conducción de 34° , lo cual supone 4° grados más que la opción A que tiene 30° .

En la figura 6.3.2.2 se muestra la comparativa de los anteriores ensayos para ángulos constantes con el obtenido del cálculo mediante la regla de Bose y Gribble para 750 rpm y 1,2 Nm ($\theta_{on}=12,9^\circ$ y $\theta_{off}=43,73^\circ$)

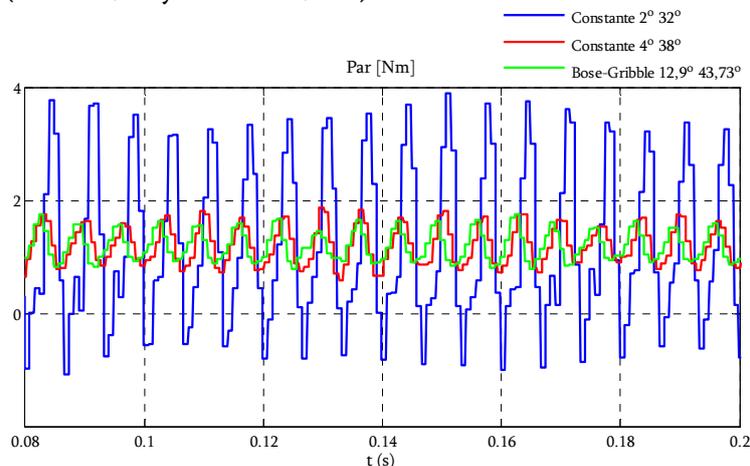


Figura 6.3.2.2: Rizado de par, para diferentes ángulos de conducción a 750 rpm 1,2 Nm

De todas formas los resultados no son definitivos, dado que el banco de medida no permite realizar ensayos a mayores velocidades y las estrategias de control para el ángulo se han definido dando prioridad a la optimización del rendimiento y no al rizado de par.

6.3.3 INFLUENCIA DEL ÁNGULO DE CONDUCCIÓN EN EL RUIDO ACÚSTICO.

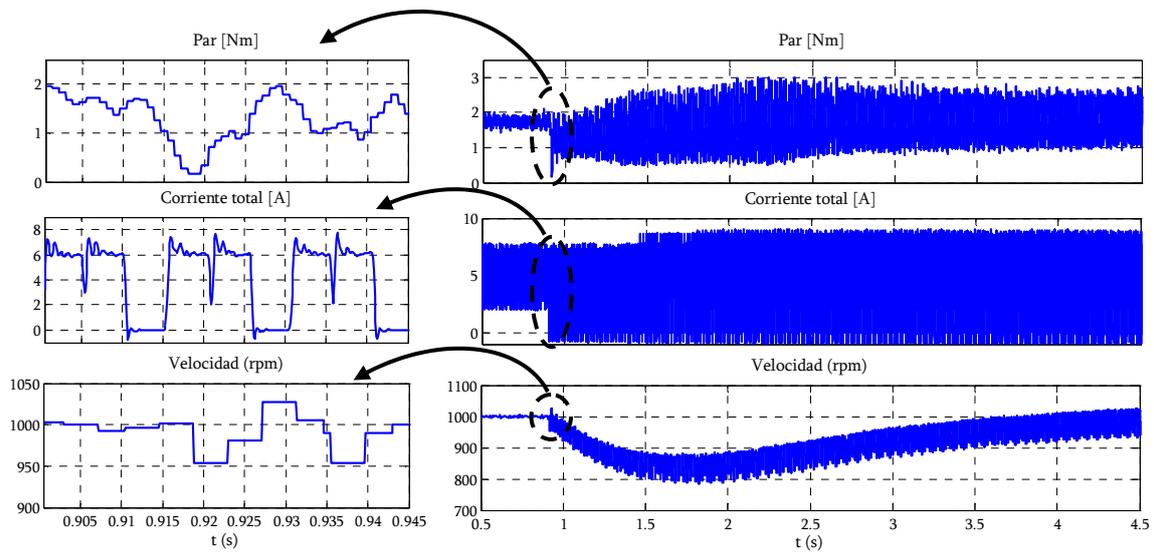
Se ha comprobado como el ángulo de conducción en el SRM afecta al ruido acústico generado por el motor. Se han realizado medidas de la presión sonora media usando el sonómetro Brüel & Kjaer 2260 Observer (ver anexo C, sección C1.3) y se ha observado como la reducción del intervalo de conducción incrementa el ruido acústico generado por el motor. A modo de ejemplo en la tabla 6.3.3 se presentan algunos de los resultados obtenidos para un funcionamiento con control de histéresis en modo Softchopping para un par de 1,2 Nm y una velocidad de 750 rpm.

ÁNGULOS [°]			PRESIÓN SONORA [dB-A]
θ_{on}	θ_{off}	θ_c	
11	28	17	91,2
2	32	30	89,2
2	35	33	87,3
4	38	34	85,3

Tabla 6.3.3: Presión Sonora para distintos ángulos de conducción.

6.3.4 INFLUENCIA DE UNA FALTA EN LA RESPUESTA DEL ACCIONAMIENTO.

También se ha comprobado el buen funcionamiento del accionamiento cuando se produce una falta en una fase, realizando un ensayo a una velocidad suficientemente elevada para asegurar que la caída en velocidad cuando se produce la falta no provoca un mal funcionamiento del accionamiento, por lo que la falta se ha provocado funcionando a ángulos constantes (ángulo de inicio 2° y final de conducción 32°) con un regulador de corriente mediante histéresis en modo SoftChopping a 1000 rpm y 1,8 Nm tal y como se muestra en la figura 6.3.4.1.



Ampliación a 0,91 segundos

Figura 6.3.4.1: Transitorio de 3 a 2 fases para el SRM 6/4 a 1000 rpm y 1,8 Nm en HIL.

Como puede observarse el accionamiento se recupera en un tiempo inferior a 4 segundos, aunque aumenta la corriente que circula por cada una de las fases que no se ven afectadas (ver figura 6.3.4.2), lo cual provoca un aumento del rizado de par tal y como puede verse en la ampliación de la figura 6.3.4.1.

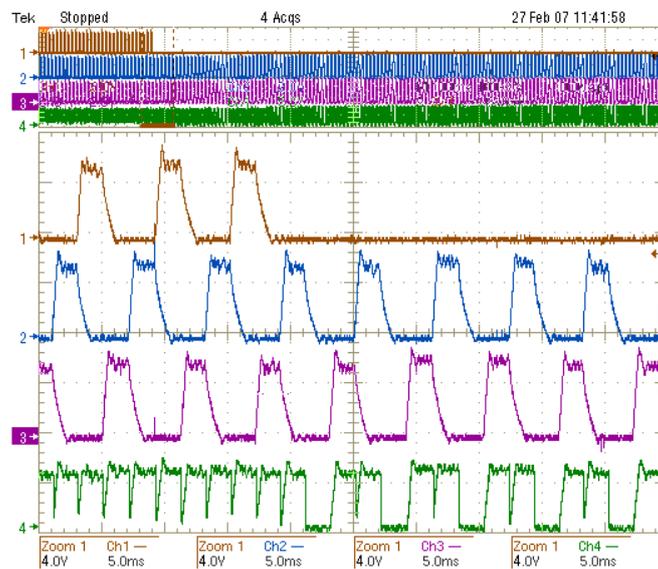


Figura 6.3.4.2: Formas de onda de corrientes de fase y total en un transitorio de 3 a 2 fases para el SRM 6/4 a 1000 rpm y 1,8 Nm en HIL.

CAPÍTULO 7:

APORTACIONES, CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN.

7.1 APORTACIONES DE LA TESIS.....	276
7.2 CONCLUSIONES.....	278
7.3 FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN.....	279

7.1 APORTACIONES DE LA TESIS.

Las aportaciones efectuadas en esta tesis se enumeran a continuación.

Se ha realizado una clasificación actualizada de las aplicaciones comerciales del SRM.

Se ha puesto en evidencia la problemática actual en el diseño de accionamientos con SRM y se ha propuesto la utilización de la ingeniería concurrente como alternativa a los métodos de la ingeniería tradicional (secuencial).

Se ha efectuado un estudio de las diferentes posibilidades de caracterización del SRM, mediante métodos analíticos, numéricos y experimentales, comparando los resultados obtenidos.

Se han investigado las características del SRM a partir de las características magnéticas, eléctricas y mecánicas del motor, las cuales han permitido desarrollar y presentar un modelo válido de SRM para régimen permanente y dinámico.

Se han propuesto dos modelos no lineales válidos para la reconstrucción de las curvas de magnetización (flujo concatenado en función de la corriente y de la posición rotórica) a utilizar en la simulación de accionamientos con SRM; uno que considera todas las curvas de magnetización y otro que solamente necesita del conocimiento del flujo concatenado en las posiciones alineada y no alineada.

Se ha presentado una metodología de ajuste para las curvas de magnetización, extendiéndolas a valores que permiten un buen análisis en régimen dinámico.

Se ha construido un modelo para régimen dinámico del SRM a partir de la reconstrucción analítica de las curvas de par y considerando las pérdidas en el hierro.

Se ha realizado el estudio de diferentes entornos de simulación prestando mayor atención a aquellos que permiten integrar el modelado de accionamientos en los actuales sistemas de prototipado rápido y de la ingeniería concurrente.

Se han establecido criterios para la elección de DSP's para los accionamientos con SRM, describiéndose los entornos de desarrollo compatibles con estos.

Se ha estudiado como afecta el modelado de las pérdidas en el hierro al desarrollo de los controles mediante SIL relacionándolo con las consecuencias sobre HIL.

Se han propuesto diferentes alternativas para el análisis del accionamiento diferentes condiciones de funcionamiento incluyendo diferentes tipos de cargas e incluso en condiciones de faltas.

Se presenta una nueva metodología para la colocación del sensor de posición (disco ranurado con optointerruptores) que ofrece diversas alternativas para la determinación de los ángulos de conducción en función de la precisión deseada.

Se ha propuesto un sistema para la determinación de los ángulos de conducción en el SRM mediante técnicas de procesamiento digital que permite variar los ángulos de inicio y de finalización de la conducción utilizando una sensórica sencilla y la metodología antes mencionada.

Se ha presentado, aplicado y ensayado un procedimiento para el cálculo de la velocidad del SRM tanto en la plataforma SIL como HIL.

Se ha elaborado una plataforma para la simulación interactiva del accionamiento, estableciendo distintas posibilidades de programación SIL. Se han presentado los diferentes módulos programados en Simulink, para una fase y para el accionamiento completo, considerando diferentes alternativas en el convertidor, control y motor.

Se ha desarrollado un control de velocidad en lazo cerrado con algoritmo para la optimización de rendimiento,

Se ha construido una plataforma de desarrollo HIL compatible con la plataforma SIL usada en la simulación, que es flexible, modular, robusta y que permite:

- 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.

Se han validado y contrastado los modelos obtenidos mediante la simulación SIL comparándolos con los obtenidos experimentalmente en la plataforma de desarrollo mediante HIL.

Se ha demostrado además la utilidad de la plataforma de desarrollo HIL para la investigación y la enseñanza de accionamientos con SRM.

Se ha demostrado el potencial de esta plataforma de desarrollo presentando los resultados obtenidos utilizando diferentes controles del accionamiento con SRM:

- Control en línea (online) de los ángulos de inicio y finalización de conducción para aplicaciones de velocidad variable donde se puede observar la validez real del método de cálculo presentado para el ángulo y la velocidad.

- Control que usa un bloque optimizador del rendimiento a partir de la medida en línea de la potencia de entrada al convertidor.

Se ha mostrando la influencia de las distintas estrategias de control del convertidor con regulación de corriente.

Se ha realizado una comparación del rendimiento entre los resultados obtenidos aplicando distintas alternativas de control digital con el que se obtiene con un accionamiento con motor de inducción alimentado con un equipo comercial de control vectorial de las mismas características que el SRM estructura 6/4.

Se ha estudiado la influencia de las distintas alternativas de control digital que optimizan el rendimiento usando la variación de los ángulos de conmutación sobre el rizado del par y el ruido.

7.2 CONCLUSIONES

Las principales conclusiones a las que se ha llegado en esta tesis han sido:

Se ha constatado las ventajas de utilizar ingeniería concurrente en el diseño de accionamientos con SRM.

Se ha elaborado una plataforma para la simulación del accionamiento estableciendo distintas posibilidades de programación SIL. Se han presentado los diferentes módulos programados en Simulink, para una fase y para el accionamiento completo, considerando diferentes alternativas de funcionamiento en el convertidor, control y motor.

Se ha puesto de manifiesto que en la simulación del sistema completo incluyendo los controladores, resulta clave la elección del modelo para la reconstrucción de las curvas de magnetización del convertidor electromecánico. El mejor compromiso entre la velocidad de simulación y la precisión se obtiene recurriendo a modelos matemáticos simplificados. Aumentar la velocidad de los equipos informáticos no implica ninguna mejora en el comportamiento del accionamiento real ya que aunque se reduzca el tiempo de integración en la simulación difícilmente podrá reducirse de forma paralela el tiempo que emplea el DSP en ejecutar la rutina de control. Para conseguir igualar los tiempos de integración usados en la simulación con los tiempos de muestreo usados por el DSP se deben reducir las rutinas de cálculo. Los tiempos de integración elevados provocan sobre-corrientes, debido a que no se dispone de tiempo necesario para realizar el control de corriente en el convertidor.

Se han puesto de manifiesto las ventajas de un nuevo sistema para la determinación de los ángulos de conducción en el SRM mediante técnicas de procesado digital que permite variar los ángulos de inicio y de finalización de la conducción utilizando un sencillo sensor de posición (disco ranurado + optointerruptores), presentándose, además, una nueva metodología para la disposición del citado sensor que ofrece diversas alternativas para la determinación de los ángulos de conducción en función de la precisión deseada.

Se ha constatado la utilidad de la plataforma de desarrollo HIL para el desarrollo de accionamientos con SRM. Se han validado y contrastado los modelos obtenidos mediante la simulación SIL comparándolos con los obtenidos experimentalmente en la plataforma de desarrollo mediante HIL. Se ha demostrado el potencial de esta plataforma de desarrollo presentando los resultados obtenidos utilizando diferentes controles del accionamiento con SRM.

7.3 FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN.

Cualquier trabajo de investigación contribuye a despejar algunas incógnitas sobre el tema tratado pero, de forma simultánea, genera nuevas preguntas, nuevas ideas y/o abre nuevas vías de trabajo. A partir de los estudios desarrollados en esta Tesis se proponen las mejoras o modificaciones futuras que se agrupan en las siguientes temáticas:

MODELADO:

- La metodología descrita además de aplicarse a accionamientos con SRM con distintas estructuras también podría aplicarse a otros tipos de accionamientos. Por ejemplo, accionamientos de alterna con motor de inducción, accionamientos con motores de corriente continua sin escobillas (Brushless D.C) y generadores con SRM.
- Otra posible línea de trabajo consistiría en desarrollar los modelos expuestos teniendo en cuenta las consideraciones térmicas, evaluando las pérdidas en profundidad.
- Determinación del par, mediante un estimador de par a partir de la corriente de fase y la posición, para el control directo de par de accionamientos con SRM.

SIMULACIÓN:

- Ampliar la simulación con consideraciones de diseño mediante programas compatibles en Matlab de elementos finitos.
- Introducir el comportamiento eléctrico de los dispositivos semiconductores con el objetivo de mejorar el diseño del convertidor. Esto permitiría realizar un estudio en profundidad del convertidor estático de potencia.

SOBRE LA PLATAFORMA DE DESARROLLO Y EL CONTROL HIL

- Ampliar el hardware con elementos de medida que liberen el control para poder implementar algoritmos más sofisticados, introduciendo las etapas de cálculo en un dispositivo integrado con el objetivo de liberar el DSP.
- Introducir la posibilidad de realizar un control de par partiendo de la contrastación del modelo propuesto en SIL y usándolo como un observador, con la intención de, utilizar estrategias atenuadoras del ruido, usar controles para la disminución del rizado de par.
- En referencia a los controladores propuestos, sería interesante mejorar la metodología de diseño, e incluso ensayar otros tipos de controladores, de forma que un diseñador inexperto o sin conocimientos del accionamiento pudiese obtener el mejor controlador posible con una dedicación razonable de tiempo. El caso óptimo sería aquel donde todo el proceso de diseño estuviese totalmente automatizado.

ANEXO A:

SENSÓRICA.

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

A.1 INTRODUCCIÓN

En los sistemas de medida, las funciones de transducción, acondicionamiento, procesado y presentación, no siempre se puede asociar a elementos físicos distintos. Además, la separación entre acondicionamiento y el procesado puede ser a veces difícil de definir. Pero, en general, siempre es necesaria una acción sobre la señal del transductor o sensor antes de su utilización final. Con el término interfaz se designa, en ocasiones, el conjunto de elementos que modifican las señales, cambiando incluso de dominio de datos, pero sin cambiar su naturaleza, es decir, permaneciendo siempre en el dominio eléctrico.

A.1.1 DOMINIO DE DATOS:

Se denomina dominio de datos, al nombre de una magnitud mediante la que se representa o se transmite información. El concepto de dominios de datos y el de conversiones entre dominios, es de gran interés para describir los transductores y los circuitos electrónicos asociados. En la figura A.1.1 se representa un diagrama con algunos de los posibles dominios, detallando en particular ciertos dominios eléctricos.

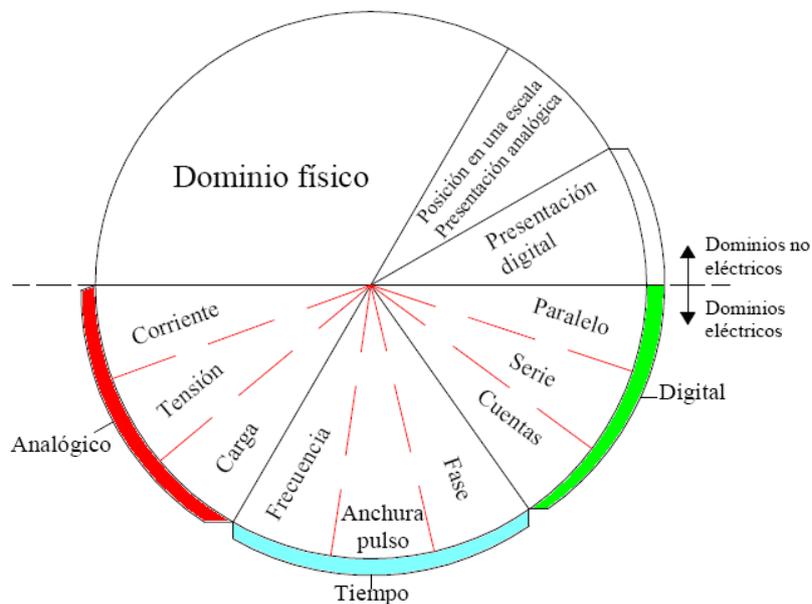


Figura A.1.1: Dominios de datos.

En el dominio analógico, la información está en la amplitud de la señal, bien se trate de carga, corriente, tensión o potencia. En el dominio temporal, la información se encuentra en las relaciones temporales: periodo o frecuencia, anchura de pulsos, fase, etc. En el dominio digital, las señales tienen solamente dos niveles. La información puede estar en el número de pulsos, o venir representada por palabras serie o paralelo codificadas.

El dominio analógico es, en general, el más susceptible a interferencias eléctricas. En el dominio temporal, la variable codificada no se puede medir (convertir a un valor) de forma continua, sino que hay que esperar un ciclo o la duración de un pulso. En el dominio digital, la obtención de valores es inmediata. Si el sistema de procesamiento es digital siempre que sea posible es preferible la utilización del dominio digital desde los primeros estadios de la adquisición.

En el caso que nos ocupa ya que se utiliza un DSP se han digitalizado las señales de dominios analógicos (medidas de corriente y tensión) y se han procesado digitalmente las que tienen dominio digital en su propia adquisición (medida de posición y velocidad).

La estructura de un sistema de medida refleja, pues, las conversiones entre dominios que se realizan, e influye particularmente en ella el que se trate de una medida directa o indirecta.

Una medida física es directa cuando se deduce información cuantitativa acerca de un objeto físico o acción mediante comparación directa con una referencia. A veces se puede hacer simplemente de forma mecánica, como en el caso de una balanza clásica.

En las medidas indirectas los valores de interés se calculan a partir de otras medidas y de la aplicación de una ecuación obtenida a partir de la ley que relaciona dichas magnitudes. Los métodos empleados suelen ser siempre eléctricos. Es el caso, por ejemplo, de la medida de la potencia transmitida por un eje a partir de la medida de par y de la medida de su velocidad de rotación.

A.1.2 TRANSDUCTORES O SENSORES DE MEDIDA.

Un sensor es un dispositivo que da una señal de salida transducible en la variable física a medir, a través de la lectura de la energía del medio donde se mide.

Sensor y transductor se emplean a veces como sinónimos, pero sensor sugiere un significado bastante más extenso, ya que introduce el uso de los sentidos para adquirir un conocimiento de cantidades físicas que por su naturaleza o tamaño no pueden ser percibidas directamente por los sentidos. Transductor en cambio sugiere que la señal de entrada y salida no deben ser homogéneas, en el caso de que lo fueran se propuso el término “modificador”, el cual no ha encontrado mucha aceptación.

Actualmente se emplea el término **sensor o captador** para designar a un transductor de entrada, y el término **actuador o accionamiento** para definir a un transductor de salida, donde en los primeros se obtiene información, mientras que en los segundos se convierte energía.

Se denomina **transductor**, en general, a todo dispositivo que convierte una señal de una forma física en una señal equivalente de otra forma física diferente. Es por tanto un dispositivo que convierte un tipo de energía en otro.

Dado que hay principalmente seis tipos de señales: mecánicas, térmicas, magnéticas, eléctricas, ópticas y moleculares (químicas), cualquier dispositivo que convierte una señal de un tipo en una señal de otro tipo debería considerarse un transductor, y la señal de salida podría ser de cualquier forma física "útil". En la práctica, no obstante, se consideran transductores por antonomasia aquellos que ofrecen una señal de salida eléctrica. Ello se debe al interés de este tipo de señales en la mayoría de procesos de medida.

Los sistemas de medida electrónicos ofrecen, entre otras, las siguientes ventajas:

- 1-. Debido a la estructura electrónica de la materia, cualquier variación de un parámetro no eléctrico de un material viene acompañada por la variación de un parámetro eléctrico. Eligiendo el material adecuado, esto permite realizar transductores con salida eléctrica para cualquier magnitud física no eléctrica.
- 2-. Dado que en el proceso de medida no conviene extraer energía del sistema donde se mide, lo mejor es amplificar la señal de salida del transductor. Con amplificadores electrónicos se puede obtener fácilmente ganancias de potencia de 10^{10} en una sola etapa.
- 3-. Además de la amplificación, hay una gran variedad de recursos, en forma de circuitos integrados, para condicionar o modificar señales eléctricas. Incluso hay transductores que incorporan físicamente en un mismo encapsulado parte de estos recursos.
- 4-. Existen también numerosos recursos para representar o registrar información si se hace electrónicamente, pudiéndose manejar no solo datos numéricos, sino también textos, gráficos y diagramas.
- 5-. La transmisión de señales eléctricas es más versátil que la de las señales mecánicas, hidráulicas o neumáticas, y si bien no hay que olvidar que estas pueden ser más convenientes en determinadas circunstancias, como pueden ser la presencia de radiaciones ionizantes o atmósferas explosivas, en muchos casos estos sistemas han sido substituidos por otros eléctricos. De hecho, mientras en industrias de procesos (química, petróleo, gas, alimentación, textil, etc.), donde se introdujeron en seguida los sistemas automáticos, se encuentran actualmente sistemas neumáticos junto a sistemas eléctricos más recientes, en cambio en las industrias de manufacturados, donde hay una serie de procesos discontinuos y que son de automatización mas reciente, apenas hay sistemas neumáticos.

A.1.3 CLASIFICACIÓN DE LOS TRANDUCTORES O SENSORES

Según el aporte de energía los transductores se pueden dividir en moduladores o generadores. En los transductores moduladores o activos, la energía de la señal de salida procede, en su mayor parte, de una fuente de energía auxiliar. La entrada solamente controla la salida. En los transductores generadores o pasivos, en cambio, la energía de salida es suministrada por la entrada.

Los transductores moduladores requieren en general más hilos que los transductores generadores, ya que la energía de alimentación suele suministrarse mediante hilos distintos a los empleados para la señal. Además esta presencia de energía auxiliar puede crear un peligro de explosión en algunos ambientes. Por el contrario, su sensibilidad se puede modificar a través de la señal de alimentación, lo que no permiten los transductores generadores.

Según la señal de salida los transductores se clasifican en analógicos o digitales. En los primeros la salida varia, a nivel macroscópico, de forma continua, en cambio, en los transductores digitales, la salida varía en forma de saltos o pasos discretos. Los digitales no requieren conversión A/D y la transmisión de su salida es más fácil, tienen mayor fidelidad y mayor fiabilidad, y en muchas veces mayor exactitud; pero lamentablemente no hay modelos digitales para muchas de las magnitudes físicas de mayor interés.

Atendiendo **al modo de funcionamiento**, los transductores pueden ser de deflexión o de comparación. En los transductores de deflexión, la magnitud medida produce algún efecto físico, que engendra algún efecto similar, pero opuesto, en alguna parte del instrumento, y que está relacionado con alguna variable útil. En los transductores que funcionan por comparación, se intenta mantener nula la deflexión mediante la aplicación de un efecto bien conocido, opuesto al generado por la magnitud a medir.

Las medidas por comparación suelen ser más exactas porque el efecto conocido opuesto se puede calibrar con un patrón o magnitud de referencia de calidad. El detector de desequilibrio solo mide alrededor de cero y, por lo tanto, puede ser muy sensible y no necesita estar calibrado. Por el contrario, tienen en principio peor respuesta dinámica y, si bien se puede automatizar mediante un servomecanismo, no se logra normalmente una respuesta tan rápida como en los de deflexión.

Según el tipo de relación entrada/salida, los transductores pueden ser:

De orden cero: Un transductor de orden cero es aquel cuya salida $y(t)$ está relacionada con la entrada $x(t)$ mediante una ecuación de tipo.

$$y(t) = K * x(t)$$

de forma que su comportamiento queda caracterizado por su sensibilidad estática "k", y se mantiene constante con independencia de la frecuencia de variación de la entrada. En consecuencia tanto su error dinámico como su retardo son nulos.

De primer orden: En un transductor de primer orden hay un elemento que almacena energía y otro que la disipa. La relación entre la entrada $x(t)$ y la salida $y(t)$ viene dada por una ecuación diferencial del tipo:

$$a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = x(t)$$

La función de transferencia correspondiente es:

$$\frac{Y(S)}{X(S)} = \frac{k}{\tau S + 1}$$

donde “ $k = \frac{1}{a_0}$ ” es la denominada sensibilidad estática, y “ $\tau = \frac{a_1}{a_0}$ ” se conoce como

constante de tiempo del sistema. La frecuencia propia, “ ω_n ” viene dada por “ $\frac{1}{\tau}$ ”.

Quedando caracterizado el sistema por dos parámetros: “ k ” para la respuesta estática y “ ω_n ” o “ τ ” para la respuesta dinámica.

Sistemas de medida de segundo orden: Un transductor es de segundo orden cuando incluye dos elementos que almacenan energía y otros dos que la disipan. La relación entre la entrada $x(t)$ y la salida $y(t)$ viene dada por una ecuación diferencia lineal de segundo orden de la forma:

$$a_2 \frac{d^2 y(t)}{dt} + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = x(t)$$

La función de transferencia correspondiente es

$$\frac{Y(S)}{X(S)} = \frac{k\omega_n^2}{S^2 + 2\varepsilon\omega_n S + \omega_n^2}$$

donde “ k ” es la sensibilidad estática, “ ε ” es el coeficiente de amortiguación y “ ω_n ” responde a la frecuencia natural del transductor. Hacen falta pues, dos parámetros para definir su comportamiento dinámico y uno para su comportamiento estático.

El orden está relacionado con el número de elementos almacenadores de energía independientes que incluye el transductor, y repercute en su exactitud y velocidad de respuesta. Esta clasificación es de gran importancia cuando el transductor forma parte de un sistema de control de lazo cerrado.

Para el estudio de un gran número de transductores se suele acudir a su clasificación de acuerdo con la magnitud medida. Se habla, en consecuencia, de transductores de temperatura, de presión, de caudal, de humedad, de posición, de velocidad, de aceleración, de fuerza, de par, etc. Sin embargo, esta clasificación difícilmente puede ser exhaustiva ya que la cantidad de magnitudes que se puede medir es prácticamente inagotable.

En la siguiente tabla se recogen todos los criterios de clasificación y se dan ejemplos de transductores de cada clase marcando los utilizados en este trabajo.

CRITERIO	CLASES	EJEMPLOS
Aporte de energía	Moduladores	Termistor, Encoders , Resolvers
	Generadores	Termopar
Señal de salida	Analógicos	Potenciómetro, Hall
	Digitales	Codificadores ópticos de posición
Modo de operación	De deflexión	Acelerómetros de deflexión
	De comparación	Servo acelerómetros

Tabla A.1.3.1. Clasificación de los transductores.

A.1.4 ETAPAS ACONDICIONADORAS

Cualquiera de los tres encoders utilizados así como los sensores de corriente y tensión usará un circuito acondicionador con el propósito de adaptar las señales de datos al sistema procesador. Las etapas acondicionadoras a su vez constan de las siguientes etapas:

Alimentación: Esta etapa tiene como objetivo el de alimentar la sensórica con la señal adecuada en el dominio de datos que se realiza la medida, pudiendo estar presente en el resto de etapas ya que todas ellas son acondicionadoras.

Para unificar las distintas tensiones que necesita la electrónica asociada a la medida, a la visualización, procesado, transmisión y aislamiento.

Todos los sistemas e instrumentos electrónicos necesitan fuentes de alimentación de corriente continua estables. De ello se deduce que es preciso prestar especial atención al diseño o a la especificación de las fuentes si se pretende que el sistema en conjunto funcione de modo satisfactorio. En la mayoría de los casos, la alimentación se obtiene de redes de corriente alterna monofásica, y la fuente ha de diseñarse de manera que acepte una tensión alterna de red de 240 V con una frecuencia de 50 Hz, tras la rectificación, el aislamiento y la regulación, proporcione a las cargas las tensiones de salida en continua requeridas y en otras ocasiones mediante convertidores DC-DC.

Visualización: Esta etapa es necesaria siempre y cuando sea necesario ofrecer una representación del estado de la medida al controlador humano del sistema. En los casos que nos ocupan por ejemplo en el posicionado, la velocidad, la corriente, la tensión. Resulta interesante saber en la posición en que se encuentra el eje para colocar correctamente un encoder o saber a que velocidad está girando el accionamiento, si este está trabajando dentro de los parámetros de error programados, si la corriente que circula por el, está dentro de los límites o si la tensión ha caído. En otras ocasiones sirven para indicar estados del proceso o errores. La etapa visualizadora constituye una etapa de interfaz humana que ofrece información del sistema.

Procesado: La etapa de procesado siempre es necesaria dentro de las cadenas acondicionadoras de señal y puede ser analógico o digital.

El procesado analógico realizado mediante componentes discretos o integrados suele utilizarse dentro de sistemas puramente analógicos y deben evitarse si posteriormente se realiza un procesado digital. El procesado analógico se utiliza en el modo de amplificadores con el propósito de dotar a las señales de mayor margen dinámico o mayor inmunidad al ruido eléctrico.

El procesado digital, en la actualidad, ocupa la mayoría de las aplicaciones y dentro de las cadenas acondicionadoras es utilizado como un elemento de cálculo para la adecuada obtención de las variables a controlar o a visualizar.

El procesado combinado (analógico-digital) suele resultar el más efectivo, dando preferencia a las etapas analógicas como amplificadores de señal para el transporte y a las etapas digitales como restituidoras de dicha señal en la magnitud adecuada tanto sea para la visualización como para el control.

La transmisión: se realiza en modo analógico o digital. La transmisión analógica, normalmente, se realiza a la máxima tensión posible para evitar pérdidas de señal y la transmisión digital suele ser a valores de tensión que dependen de la tecnología utilizada (TTL,CMOS,...) y siguiendo un protocolo serie o paralelo entre emisor y receptor.

El Aislamiento: tiene como objetivo separar etapas, protegiéndolas de posibles subidas de tensión o corriente y del ruido producido por elementos eléctricos o electrónicos. Se trata de aislar etapas para que los problemas externos a estas no les afecten y a la vez los suyos no puedan afectar a otras.

Las etapas de aislamiento apartan los problemas producidos en otras etapas y suelen implementarse con dispositivos ópticos o galvánicos.

La tabla A.1.3.2. muestra la necesidad de las etapas anteriormente expuestas.

ETAPA	NECESIDAD DE LA ETAPA
Alimentación.	OBLIGATORIA
Visualización.	OPTATIVA
Procesado.	FUNCIÓN DE LOS DATOS
Transmisión.	OBLIGATORIA
Aislamiento	OBLIGATORIA

Tabla A.1.3.2. Clasificación de las etapas acondicionadoras.

En adelante se muestran los dispositivos utilizados y sus cadenas acondicionadoras.

A.2 TIPOS O CLASES DE ENCODERS PARA LA MEDIDA DE VELOCIDAD Y POSICIÓN.

A.2.1 INTRODUCCIÓN

Un encoder es un sensor digital de posición que mediante unos dispositivos ópticos convierten una magnitud de posición lineal o angular detectando el movimiento de traslación o rotación de un eje, transformando la posición en una señal digital que mediante una electrónica asociada permite captarla, adecuarla, procesarla y mostrarla. Un encoder opera solidariamente al eje de un accionamiento (en este caso será una máquina rotativa) cuya posición y velocidad se desea determinar.

En el mercado existen dos clases principales de encoders rotativos: incrementales y absolutos; los cuales se subdividen en dos versiones en función del tipo de acoplamiento al eje; con eje de acoplamiento “shaft versión” o de eje hueco “hollow shaft versión”, utilizados para ser acoplados en el mismo eje del motor.

Los encoders incrementales se pueden clasificar en tres tipos según las salidas; salida con un canal, salida con dos canales y salida con tres canales.

Dentro de los encoders absolutos existen también distinciones ya que se pueden encontrar encoders de disco único “singleturn” (solo disponen de un disco codificado de posicionamiento) o de disco múltiple “multiturn” (dispone de varios discos codificados de posicionamiento o bien de un solo disco codificado de posicionamiento y un sensor inteligente que actúa de segundo disco).

Los encoders de disco único también son denominados encoders monogiro, ya que solo pueden detectar con precisión el posicionamiento en una revolución, y los encoders de disco múltiple también son denominados encoders multigiro porque son capaces de detectar la posición con precisión en varias revoluciones, dependiendo de la resolución que tengan sus discos codificados secundarios.

Es habitual que algunos fabricantes de accionamientos no encuentren solución a sus necesidades dentro de los encoders existentes en el mercado o estos resulten demasiado caros o de un orden similar al propio accionamiento. En otras ocasiones las aplicaciones del accionamiento requieren de poca resolución y las soluciones que el mercado nos puede aportar son mínimas, ya que hoy en día no se encuentran fabricantes de encoders a medida, aunque si que los podemos encontrar para resoluciones concretas (programables) al precio de los de más altas resoluciones.

En la tabla A.2.1 se muestra una comparativa en precio de los diferentes encoders utilizables en accionamientos con SRM.

Tipo de Encoder	imagen	Precio en Euros
Absoluto	 A high-resolution absolute encoder with a red top cap and a silver metal housing. It has a circular output port on the side.	446€
Incremental	 A smaller incremental encoder with a white top cap and a silver metal housing. It has a circular output port on the side.	128€
Disco ranurado + Optointerruptores	 A custom-built encoder assembly featuring a blue metal housing, a yellow slotted disk, and a transparent protective cover. It has a central shaft and a circular output port.	25€

Tabla A.2.1: Comparación de precios para encoders usados con SRM.

Es en estos casos cuando resulta adecuado fabricar el encoder para la aplicación concreta en la que se va a utilizar o para aplicaciones de carácter general. Estos acoplamientos se fabrican en soporte de fibra de vidrio o bacalita acompañados de un disco ranurado o codificado en función de la tecnología utilizada obteniendo así un encoder relativo o absoluto de poca resolución y económico.

A.2.2 ENCODERS INCREMENTALES

Son encoders que proporcionan una salida en serie (tren de pulsos) en función del ángulo de giro del eje donde estén acoplados mientras este gira. Una vez el eje se detiene, el encoder deja de dar salida (señal de posición).

Para saber en que posición se haya el eje es necesario disponer de un circuito electrónico complementario que permita saber cual era la última posición en que se encontraba el eje del accionamiento y realice cuentas de los pulso a partir de ese instante, lo que comúnmente se llama sincronización.

En un encoder o codificador de posición incremental hay un disco, con poca inercia, que se desplaza solidario a la pieza cuya posición se desea determinar, por ejemplo, el eje de un motor. El disco posee dos tipos de zonas: transparente (agujeros) y opaca, dispuestas de forma alternativa y equidistante, tal como muestra la siguiente figura:

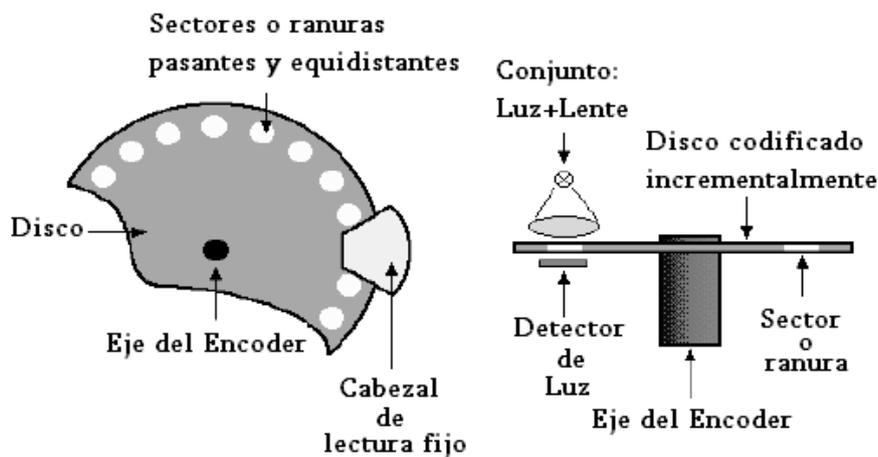


Figura A.2.2.:1 Esquema básico de un encoder incremental rotativo

Mediante un cabezal de lectura fijo óptico se detecta el cambio de posición angular. La simplicidad y economía de esta técnica no admiten duda, pero tiene una serie de inconvenientes que conviene señalar:

1. La información sobre la posición se pierde en cuanto falla la alimentación del sistema, o simplemente cuando se desconecta, y en presencia de fuertes interferencias.
2. Es necesario un contador bidireccional para poder tener una salida digital compatible con los elementos de entrada-salida de procesadores digitales de señal.
3. No permite detectar el sentido de avance si no se dispone de elementos adicionales a los indicados en la figura anterior.

En este caso, la diferenciación de las zonas o sectores se lleva a cabo de forma óptica, pero existen otras formas como la magnética o la eléctrica. En cualquier caso, la salida básica es un tren de pulsos con un ciclo de trabajo del 50%. Si se deriva esta señal y se rectifica, se obtiene un flanco ascendente por cada flanco ascendente o

descendente, con lo que es posible aumentar por dos el número de cuentas obtenido con un desplazamiento dado tal y como se observa en la figura A.2.2.2..

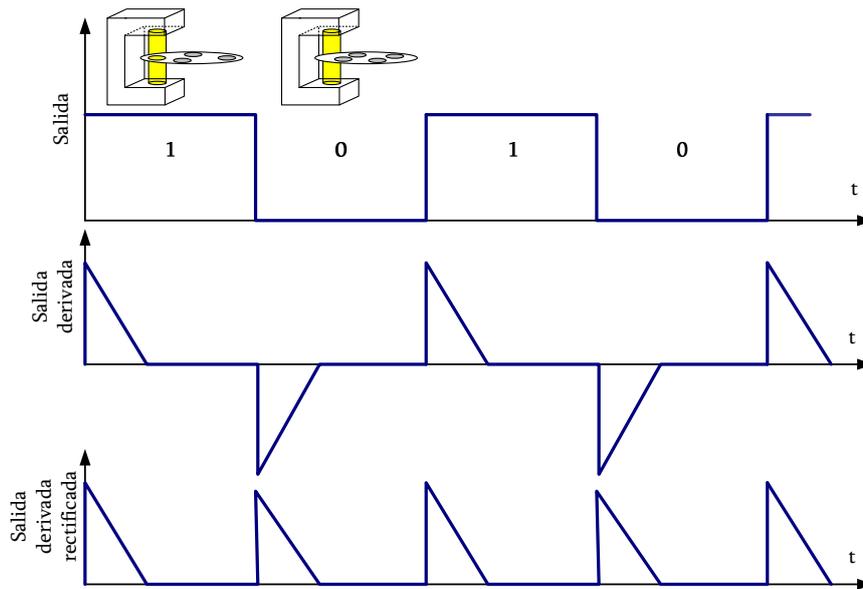


Figura A.2.2.2: Señal de salida del encoder y su posterior tratamiento.

Los codificadores ópticos pueden estar basados en sectores:

- Opacos y transparentes.
- Reflectores y no reflectores.
- Franjas de interferencia.

En cualquier caso, en el cabezal de lectura fijo hay siempre una fuente de luz (normalmente un LED) y un fotodetector (LRD, célula fotoeléctrica o fototransistor).

Los problemas asociados a este tipo de transductor son:

- Influencia del polvo ambiental.
- Variación temporal y térmica de las características de los elementos opto electrónicos.
- Efecto de las vibraciones sobre los posibles sistemas de enfoque.

Cuando se emplean sectores opacos y transparentes (cromo sobre vidrio, metal ranurado...), el emisor y el detector deben situarse uno a cada lado del elemento móvil, haciendo las veces de barrera fotoeléctrica y el disco ranurado de objeto a detectar.

Los codificadores que ofrecen mayor resolución son los ópticos. La resolución obtenida con un encoder óptico angular es del orden de 100 a 6000 pulsos por vuelta.

Para poder determinar el sentido de avance es necesario añadir otro elemento de lectura y, a veces, otra pista codificada, junto con los circuitos electrónicos adecuados. Normalmente con unos biestables o unas puertas lógicas se consigue obtener una señal indicadora del sentido de giro.

Dependiendo del tipo de salida, el encoder incremental puede aumentar o disminuir sus características o propiedades. En el mercado se puede encontrar encoders incrementales con tres tipos de salidas diferentes: salida con un canal, salida con dos canales y salida con tres canales.

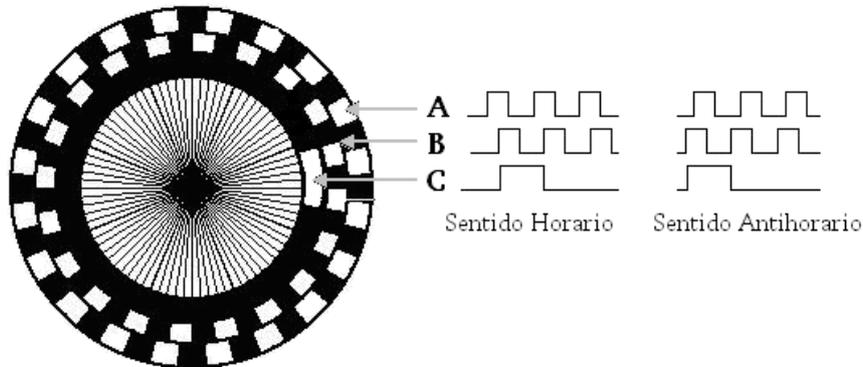


Figura A.2.2.3: Disco ranurado de tres canales de un encoder incremental con sus respectivas salidas por canal en los dos sentidos de giro.

Encoders con una salida de canal (unidireccionales): Con este tipo de sistema el encoder solo proporciona una sola salida y no se puede saber en ningún momento el sentido de giro del eje del accionamiento ensayado.

Encoders con dos salidas de canal (bidireccionales): Con este tipo de sistema el encoder proporciona dos salidas serie donde una está desfasada de la otra un determinado periodo (retrasada o avanzada, depende del sentido del giro). De esta forma se puede averiguar en que sentido está girando el eje del accionamiento ensayado.

Encoders con tres salidas de canal: Con este tipo de sistema el encoder tiene la propiedad de detectar un paso por cero del disco, por lo que además de averiguar cual es la posición del eje y en que sentido gira, se tiene la posibilidad de averiguar cuantas revoluciones ha girado el eje del accionamiento ensayado.

La diferencia que existe entre un encoder que disponga de una sola salida o de tres salidas está principalmente en la forma del ranurado del disco codificado como se muestra en la figura A.2.2.3 y por supuesto en toda la electrónica asociada a adaptación y transmisión de los datos de salida del encoder.

Los encoders que disponen de un disco con una sola fila de ranuras (fase A) disponen solamente de una salida de canal. Los encoders que disponen de un disco con dos filas de ranuras, donde la primera fila de ranuras están desplazadas $1/4 + 1/8$ del periodo respecto de la segunda fila de ranuras (fase A y fase B) disponen de dos salidas de canal; por lo tanto si el eje gira en sentido horario, la fase A estará adelantada respecto la fase B y viceversa, si el eje gira en sentido antihorario la fase A estará retrasada respecto a la fase B. Los encoders que disponen de un disco ranurado con dos filas de ranuras más una sola ranura más alargada que las demás tienen tres fases (la fase A, fase B y fase Z), por lo que disponen de tres salidas de canal.

Aunque se disponga de un disco codificado con tres salidas no es suficiente para poder contar las vueltas que da el disco, por lo que se tendrá que dotar al sistema de una sincronización como ya se comentó anteriormente. La sincronización se realiza solamente al arranque del sistema, cuando no se sabe en que posición absoluta se encuentra el encoder y se basa en la ejecución de un procedimiento de búsqueda de referencias para los sensores (sincronizado).

Durante la ejecución del sincronizado se leen los detectores de sincronismo que evidencian la presencia o ausencia de eslabón del accionamiento (ranura más grande de lo normal que indica la posición inicial), cuando se detecta la presencia o ausencia de dicho eslabón se toma como posición de origen la correspondiente al primer pulso que se genere en forma normal, utilizando la marca de cero posteriormente como indicador o contador de vuelta.

En un encoder incremental la resolución es proporcional al número de pulsos que se obtienen en la salida para una revolución del eje (en adelante “ppr” pulsos por revolución) y depende directamente del número de ranuras que tenga el disco codificado, por lo que a medida que se aumente el número de ranuras del disco codificado, aumentará la resolución del encoder. Pero también hay otra manera de aumentar la resolución de un encoder incremental sin tener que tocar el ranurado del disco, y es modificando el control del encoder, de forma que no solamente se cuenten los flancos de subida sino que también se cuenten los de bajada, de esa manera aumentaremos la resolución hasta valores de 100.000 pulsos por vuelta.

A.2.3 ENCODERS ABSOLUTOS

La característica más importante de los encoders absolutos es que cada posición tiene un valor único de las salidas, conociendo de esta forma la posición absoluta.

Los encoders absolutos a diferencia de los incrementales proporcionan salidas paralelas codificadas con tantas salidas como sectores de posición tenga el disco codificado. Los discos normalmente se codifican en código BCD (código binario decimal) o el código GRAY. La diferencia entre ellos es que mientras el código BCD es un código correlativo digitalmente el código GRAY es mucho más fiable (ya que reduce y minimiza los posibles errores de lectura de la posición del encoder) que el BCD, debido a que el incremento de posición se realiza mediante la variación de un solo bit.

Con este tipo de encoder se obtendrán tantas salidas como pistas de información tenga el disco codificado. Cada pista de información dispondrá de un opto acoplador (formado por un sensor emisor y un receptor) como se muestra en la figura A.2.3.1 lo que complica la electrónica asociada a la lectura de las pistas y por consiguiente el posterior coste de fabricación. Estos discos codifican las salidas mediante la anchura y la distribución de las ranuras, franjas o pistas.

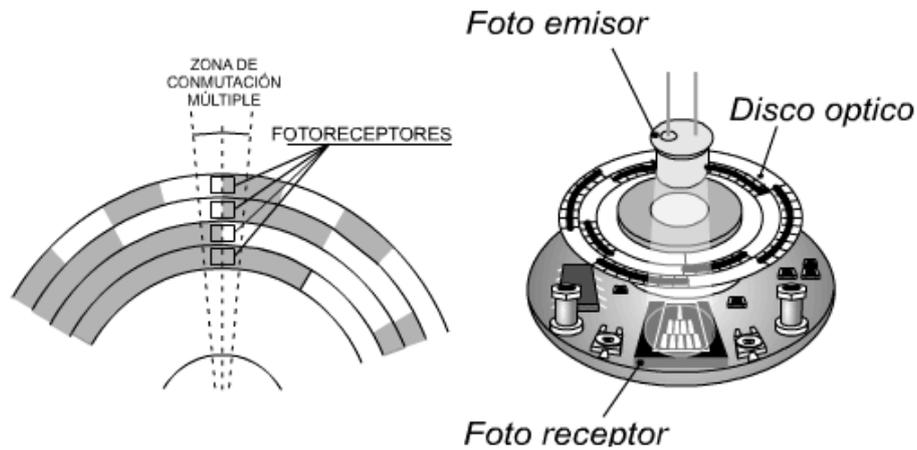


Figura A.2.3.1: Esquema de un disco codificado y del interior de un encoder absoluto.

Las pistas o franjas de información se dividen en un número determinado de sectores (potencia de 2), codificándose cada uno de ellos según un código binario cíclico, normalmente código de GRAY como ya se ha citado anteriormente que queda representado por zonas transparentes y opacas dispuestas de forma radial. No es necesario ahora ningún contador o electrónica adicional para detectar el sentido del giro, pues cada posición (sector) es codificado de forma absoluta. Su resolución es fija y vendrá dada por el número de anillos que posea el disco graduado, las resoluciones habituales van desde 2^8 a 2^{19} bits, es decir, desde 256 a 524288 codificaciones diferentes para los 360° de rotación.

En la figura A.2.3.2 se observa de forma esquemática la codificación de un encoder absoluto; en la "figura A" se representa la forma constructiva de un disco codificado en código binario BCD y en la "figura B" se representa la forma constructiva de un disco codificado en código GRAY. La forma constructiva de un disco codificado es mucho más sencilla en GRAY que en BCD, además de ser una estructura mucho más robusta y resistente por lo que el encoder soportará mejor los ambientes industriales adversos y agresivos y por consiguiente tendrá más garantías de funcionamiento.

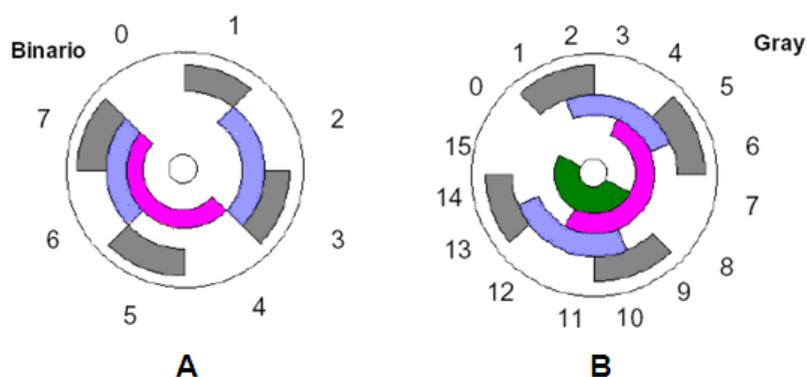


Figura A.2.3.2: Diferencia entre un disco de código binario y un disco de código GRAY.

Normalmente la mayoría de los encoders absolutos disponen de un solo disco codificado, pero existen encoders de mayor gama que tienen dos o más discos codificados llamados encoders multidisco “multiturn”, pero gracias a las nuevas tecnologías también se puede encontrar en el mercado encoders multidisco compuestos por un solo disco y un sensor que actúa de segundo disco (una especie de contador). La elección de un encoder multidisco o un encoder de disco único depende principalmente de la aplicación a la que vayan a ser destinados.

Los encoders de disco único se utilizan normalmente en tareas o maquinarias precisas donde los movimientos de rotación sean reducidos (máximo una revolución como por ejemplo en aplicaciones del ámbito de la robótica y aplicaciones de maquinaria precisa) ya que, con este tipo de encoders los posibles ángulos o estados de posicionamiento están restringidos a una revolución como máximo.

El funcionamiento de los encoders de disco múltiple es similar al de disco único pero ahora también se puede medir el número de vueltas que da el eje, ya que cada vez que el disco principal da una revolución, el disco secundario avanza una posición. Por lo tanto este tipo de encoders son utilizados en grandes maquinarias y en tareas como almacenes automáticos, grúas, montacargas, etc., que además de necesitar grandes precisiones en el posicionamiento también necesitan recorrer grandes distancias controlando en todo momento en que posición real se hayan. Normalmente los discos utilizados para formar estos encoders son discos de 12 y 13 bits de resolución por lo que juntos dan un amplísimo margen de posicionamiento (aproximadamente de unos 33,5 millones de posicionamientos).

El protocolo de comunicación también es un parámetro a tener en cuenta en este tipo de encoders, ya que a diferencia de los incrementales cuya comunicación es paralela para datos en serie (varios canales con información idéntica para cada uno de ellos) los absolutos permiten comunicación serie o paralelo.

A.2.3.1 PROTOCOLO DE COMUNICACIÓN

Los encoders absolutos pueden utilizar dos tipos de protocolo de comunicación:

- El protocolo “*SSI Interface*” o comunicación serie
- El protocolo “*Paralel Interface*” o comunicación paralela.

A.2.3.1.1 INTERFAZ DE COMUNICACIÓN SERIE (SSI INTERFACE)

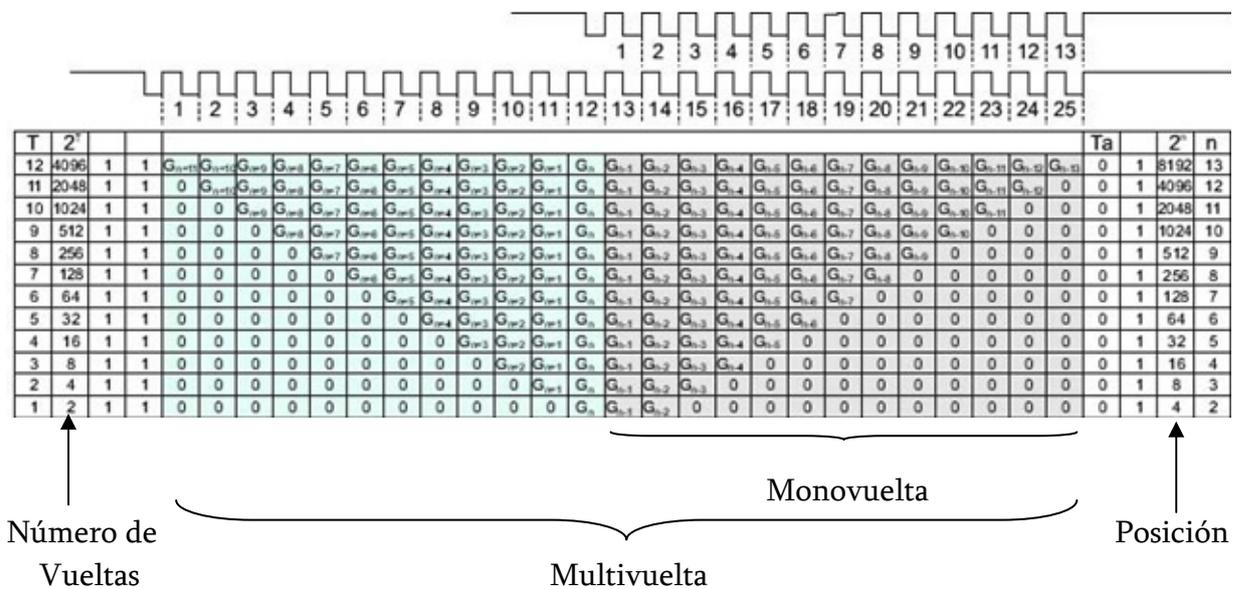
Introducción

La evolución de los sistemas de comunicación en el mundo de la automatización debido a la continua y creciente demanda de precisión en los dispositivos de medida a llevado a satisfacer estas exigencias fabricando encoders absolutos con resoluciones muy elevadas, los cuales, tienen como principal inconveniente el requerimiento de

un gran número de conductores (tantos como bits). Para tratar de reducir los costos de instalación y simplificar el cableado, se utiliza interfaz SSI la cual efectúa la transmisión de datos de medida en modalidad serie (en modo diferencial tipo RS422) a una velocidad de reloj entre 100kHz y 1MHz, utilizando solamente dos señales (CLOCK y DATO) independientemente de la precisión del encoder que se esté utilizando.

Protocolo de transmisión serie:

La longitud de trama o frame de dato transmitido depende solamente del tipo de encoder (monovuelta o multivuelta) y no del número total de bits del encoder. En efecto, la longitud estándar de frame para un encoder monovuelta es de 13 bits mientras que para un encoder multivuelta es de 25 bits. La alineación del dato significativo dentro de la trama está en el centro como se muestra en la figura A.2.3.1.1.



El formato de trama transmitida, está relacionada con la configuración del encoder por lo que se refiere al número de bits en las vueltas y el número de bits en la posición.

n= número de bits par las posiciones.

T= número de bits para las vueltas.

$$Ta = Tm - Tc / 2$$

$$Tc = \text{Periodo de reloj}$$

$$Tm = \text{Tiempos de un flop}$$

Figura A.2.3.1.1: Protocolo de la transmisión de datos.

A.2.3.1.2 INTERFAZ PARALELA (PARALEL INTERFACE)

Los encoders absolutos monovuelta y multivuelta con salida paralela tienen la forma del encoder tradicional proporcionando la salida de los datos de posición bit a bit. Esta forma de transmisión, aun siendo estándar para los encoders monovuelta, resulta más compleja en los encoders multivuelta ya que la cantidad de bits que

implementan el número de vueltas pasan a ser relevantes utilizando 13 bits para datos y 12 para el número de vueltas lo cual nos lleva a tener que manejar 25 bits.

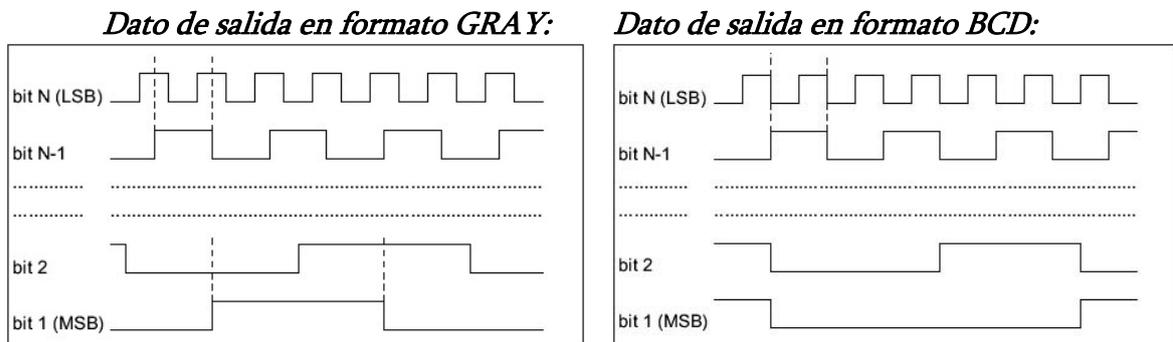


Figura A.2.3.1.2: Salida de datos para interfaz paralela.

A.2.3.1.3 ELECTRÓNICA DE SALIDA

Las etapas de salida y por tanto las responsables de realizar la transmisión de los datos son muy variadas y cubren todas las exigencias eléctrico-electrónicas requeridas para este propósito. Por lo general las configuraciones puestas a disposición son: NPN, NPN OPEN-COLLECTOR, PNP, PNP OPEN-COLLECTOR, PUSH-PULL

Cuando una etapa de transmisión de señal no es capaz de entregar suficiente corriente a medio por donde va a viajar la información, cualquiera que sea el motivo debe utilizarse una etapa amplificadora de corriente mediante un amplificador contrafásico o Push-pull tal como se muestra en la figura A.2.3.1.3.

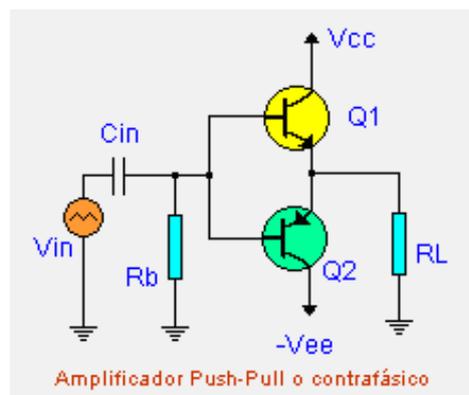


Figura A.2.3.1.3: Salida de datos mediante una etapa push-pull.

A.2.4 PARÁMETROS GENERALES DE LOS ENCODERS

Los encoders en general ya sean incrementales o absolutos se rigen por una serie de parámetros que definen las características de funcionamiento de este como son:

resolución, respuesta máxima a la frecuencia, par de arranque, velocidad máxima de rotación y momento de inercia.

Resolución: Es el número de pulsaciones en una revolución (ppr) en caso de los encoders incrementales, o de posicionamientos posibles en una revolución en caso de un encoder absoluto. Los encoders absolutos tienen mayor resolución que los encoders incrementales siempre y cuando utilicen un código GRAY de codificación, así la resolución en los encoders incrementales se da como (ppr) y en los absolutos como (Bits).

Ejemplo:

Sensibilidad en grados de un encoder absoluto de 8 bits:

$$S(^{\circ}) = \frac{360^{\circ}}{\text{Codificaciones}} = \frac{360^{\circ}}{2^8} = \frac{360^{\circ}}{256} = 1,41^{\circ}$$

Sensibilidad en grados de un encoder relativo de 1500 ppr:

$$S(^{\circ}) = \frac{360^{\circ}}{\text{ppr}} = \frac{360^{\circ}}{1500} = \frac{360^{\circ}}{256} = 0,24^{\circ}$$

Respuesta máxima a la frecuencia: Es la máxima frecuencia a la que el encoder puede responder eléctricamente y especialmente en los encoders incrementales, es el máximo número de pulsos de salida que se pueden emitir por segundo.

Par de arranque: Especifica el par resistente ofrecido por el encoder. Cuanto menor sea el par de arranque mejores prestaciones mecánicas tendrá este.

Velocidad máxima de rotación: Este parámetro indica el número máximo de revoluciones que el encoder puede soportar mecánicamente, por lo tanto la velocidad de rotación del eje al que se acoplará el encoder debe respetar la velocidad máxima de rotación y la frecuencia máxima de respuesta del encoder.

Momento de inercia: Inercia del conjunto eje-disco del encoder y cuanto menor sea este parámetro menos influirá mecánicamente el uso del encoder al accionamiento igual que ocurre con el par de arranque.

No se han considerado las características mecánicas por no ser de relevancia en este trabajo.

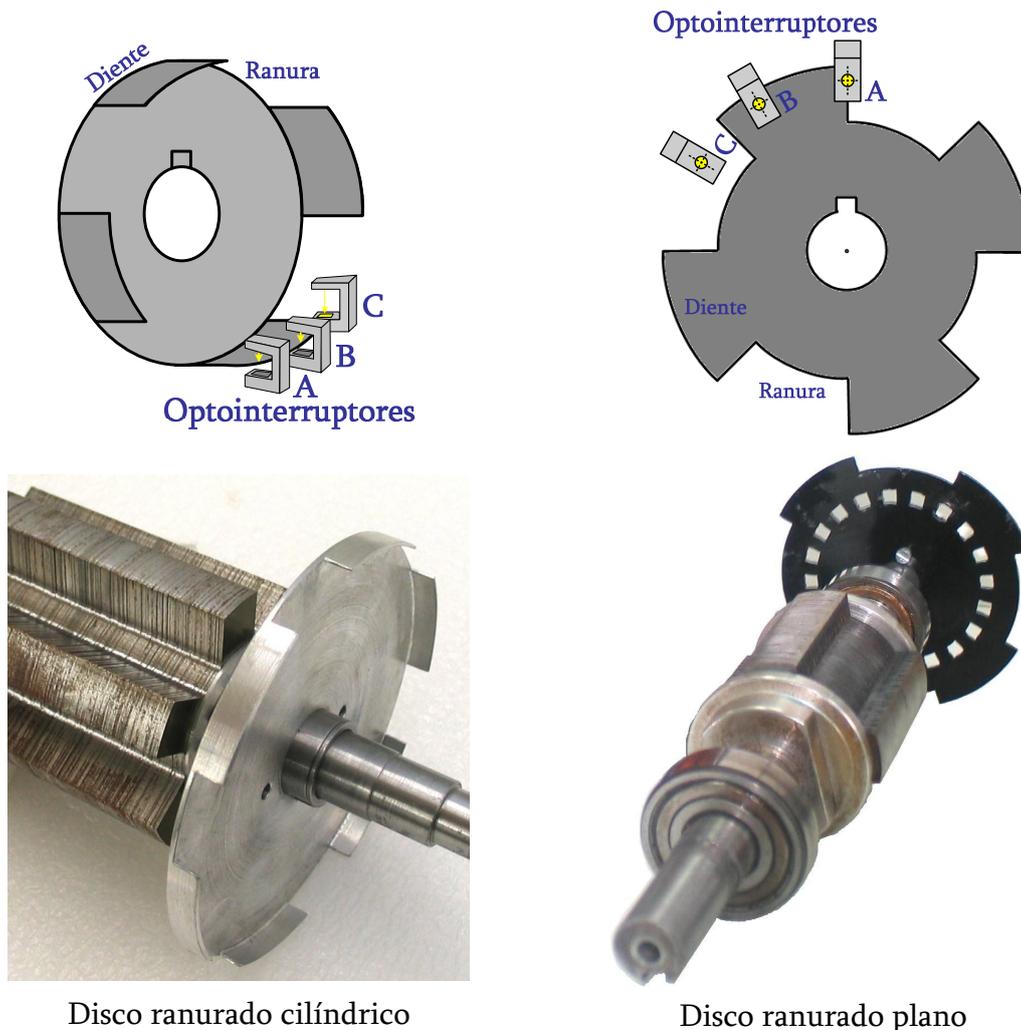
A.2.5 ENCODER OPTO-INTERRUPTORES + DISCO RANURADO.

A.2.5.1 INTRODUCCIÓN

La determinación de la posición también se puede realizar mediante optointerruptores y un disco ranurado como se mencionó anteriormente construyendo un encoder de poca resolución utilizable en aplicaciones donde no se requiere gran precisión. Estos encoders tienen la particularidad de ser económicos y permitir el arranque de los accionamientos de una forma sencilla en los dos sentidos de giro tal como se explica en el capítulo 2.

Existe diversa literatura sobre como debe ser el disco ranurado y la cantidad de sensores a utilizar así como la posición en la que se deben colocar [BEC93], [MIL93] basándose en la secuencia de conmutación de las fases y el tipo de estructura electromagnética.

La figura A.2.5.1.1 muestra dos tipos diferentes de disco ranurado para la topología de convertidor 6/4.



Disco ranurado cilíndrico Disco ranurado plano
 Figura A.2.5.1.1: Discos ranurados con optointerruptores para un SRM 6/4.

La detección de la posición del rotor se efectuar mediante los tres optointerruptores que asociados al disco ranurado el cual está acoplado al eje del motor generan tres

señales desfasadas un ángulo α , obteniendo así unas señales digitales únicas (o absolutas) para cada posición rotórica dentro del respectivo ángulo de paso.

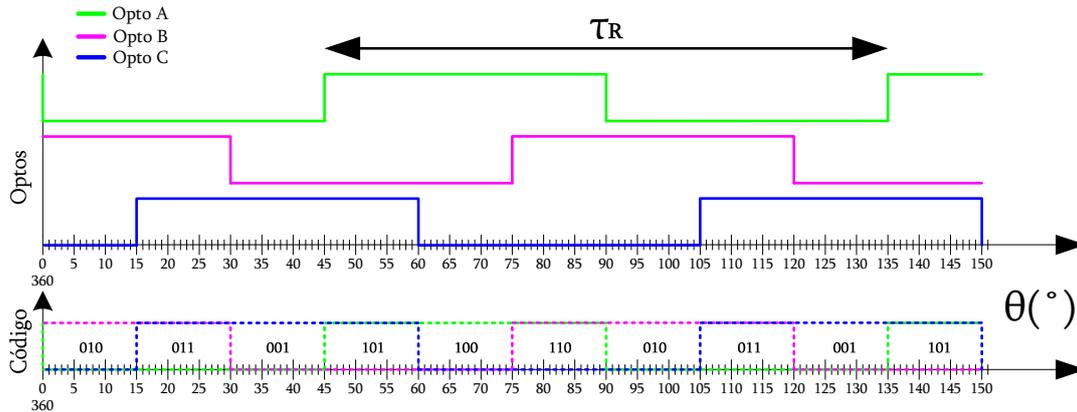


Figura A.2.5.1.1: Señales obtenidas a la salida de los optointerruptores.

Cuando el objetivo de estos encoders es realizar la autoconmutación de las fases se deben seguir las siguientes pautas constructivas las cuales vienen dadas por la estructura electromagnética utilizada.

Es en estos casos cuando resulta adecuado fabricar el encoder juntamente con el accionamiento y para la aplicación concreta en la que se va a utilizar aunque algunos fabricantes utilizan este método para aplicaciones de carácter general. Estos acoplamientos se fabrican en soporte de fibra de vidrio o bachelita adaptados a un disco ranurado o codificado en función de la tecnología utilizada obteniendo así un encoder relativo que colocado adecuadamente es capaz de comportarse (introduciendo procesado) como un encoder absoluto para cada paso polar rotórico.

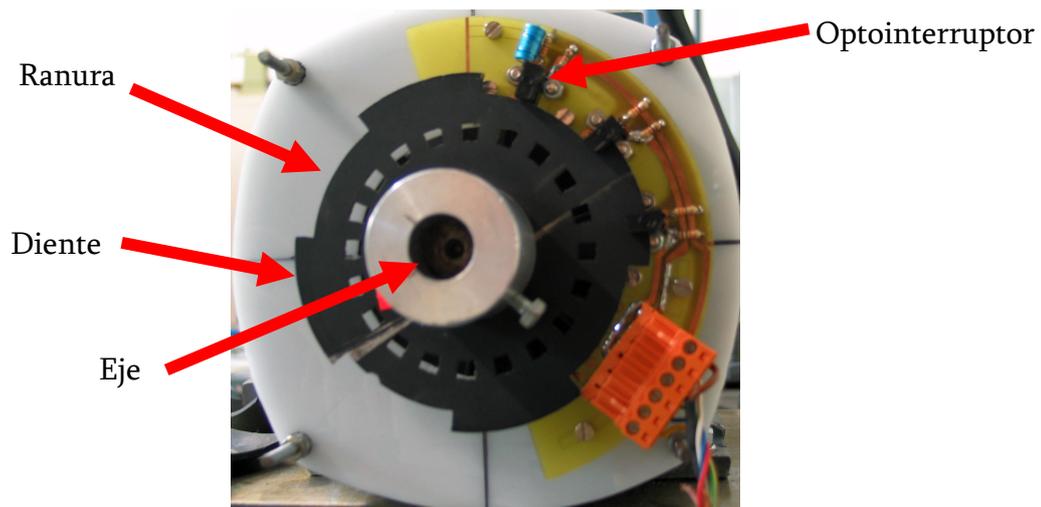


Figura A.2.5.1.2: Encoder realizado mediante 3 sensores ópticos y un disco ranurado para una estructura 6/4

Se realiza utilizando tres optointerruptores, para asegurar la reversibilidad, fijados en el estator y un disco ranurado solidario con el eje del rotor.

A.2.5.2 CONSTRUCCIÓN Y CODIFICACIÓN DEL DISCO RANURADO

Para determinar el número de sensores necesarios, la posición donde deben ser instalados y la estructura del disco ranurado [BEC93] y [MIL93] se considerarán las siguientes definiciones y expresiones:

Paso polar rotórico (τ_R) : Es el ángulo recorrido por el motor en un periodo de activación de las fases (ángulo recorrido por el motor desde que se activa una fase hasta que se vuelve a activar la misma fase después de haber pasado por el resto de fases de la secuencia de fase)

$$\tau_R = \frac{360^\circ}{N_R} \quad (\text{A.2.5.2.1})$$

donde:

N_R =Número de polos de rotor.

Número de pasos (N_{pasos}) : (pasos utilizados para realizar la rotación eléctrica de 360°):

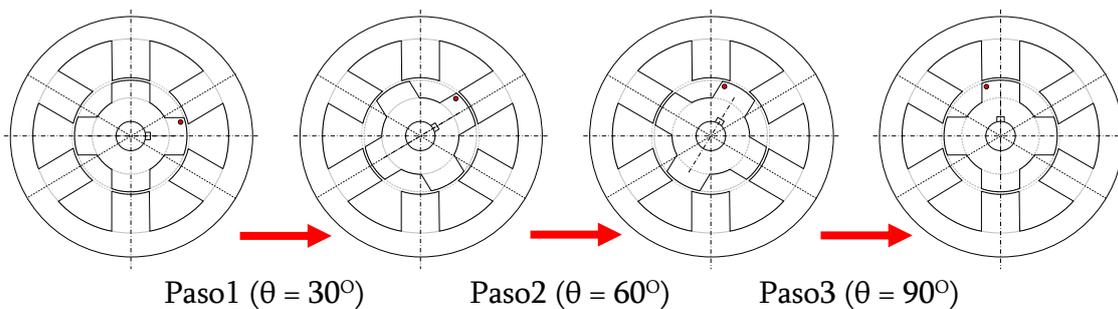


Figura A.2.5.2.1: Pasos empleados en recorrer un paso polar rotórico

$$N_{\text{pasos}} = N_R * m \quad (\text{A.2.5.2.2})$$

Donde:

m = número de fases del motor.

Ángulo de paso (θ_{paso}): (ángulo recorrido en cada paso); este debe coincidir con el ángulo de separación existente entre los sensores con el objeto de indicar a los controladores que se debe activar la siguiente fase para continuar con el paso contiguo.

$$\theta_{\text{paso}} = \frac{360^\circ}{N_{\text{pasos}}} \quad (\text{A.2.5.2.3})$$

Número de optointerruptores (m): Es el número de dispositivos de detección de diente y ranura necesarios para realizar la autoconmutación del SRM en cada paso polar rotórico. El número de optointerruptores debe coincidir con el número de fases y deben estar separados una distancia α .

$$\text{Optointerruptores} = m = \frac{\tau_R}{\alpha} \quad (\text{A.2.5.2.4})$$

Número de ranuras del disco: Número de ranuras que debe tener el disco para realizar la autoconmutación del SRM en cada paso polar rotórico.

$$\text{Ranuras} = \frac{360^\circ}{\tau} = N_R \quad (\text{A.2.5.2.5})$$

Ángulo de ranura mínimo (β_{\min}): Es el ángulo que deben medir las ranuras del disco teniendo en cuenta que el número de ranuras debe coincidir con el número de polos rotóricos (N_r) y que dependen del número de sensores utilizados.

$$\beta_{\min} = \frac{360^\circ}{\text{mcm}(m, N_R)} \quad (\text{A.2.5.2.6})$$

Donde

mcm = mínimo común múltiplo.

Ángulo de resolución (ϵ_r): Es el ángulo que se puede desplazarse el rotor sin generar una variación en las salidas de ningún optointerruptor del disco. Es decir el ángulo máximo en el que no se detecta la variación de posición y depende del ángulo de paso que hay entre dos interruptores.

$$\epsilon_r = \frac{\theta_{\text{paso}}}{2} = \frac{360^\circ}{2 * N_{\text{pasos}}} = \frac{180^\circ}{N_R * m} \quad (\text{A.2.5.2.7})$$

Ángulo de diente (γ): Es el ángulo que debe darse al diente del disco ranurado para realizar la codificación de este y viene dado por la suma del ángulo de diente mínimo (β_{\min}) y del ángulo de resolución (ϵ_r).

$$\gamma = \beta_{\min} * \epsilon_r \quad (\text{A.2.5.2.8})$$

Ángulo de ranura (β): Es el ángulo que debe darse a la ranura del disco ranurado para realizar la codificación de este, teniendo en cuenta que $\beta + \gamma = \tau$.

$$\beta = \tau - \gamma = \frac{360^\circ}{N_R} - \gamma \quad (\text{A.2.5.2.9})$$

También debe considerarse el diámetro del disco ranurado; el cual suele ser lo más pequeño posible para no afectar mecánicamente a los parámetros de la máquina. Sin embargo si se aumenta el número de fases del SRM se aumentarán el número de optointerruptores con lo cual el diámetro del disco debe ser suficiente para asegurar un perímetro capaz de albergar los mencionados interruptores ópticos.

La codificación del disco ranurado se obtiene según las anteriores expresiones para cualquier accionamiento y estructura. En la figura A.2.5.2.2 se muestra un ejemplo de disco ranurado para una estructura 6/4 y 12/8.

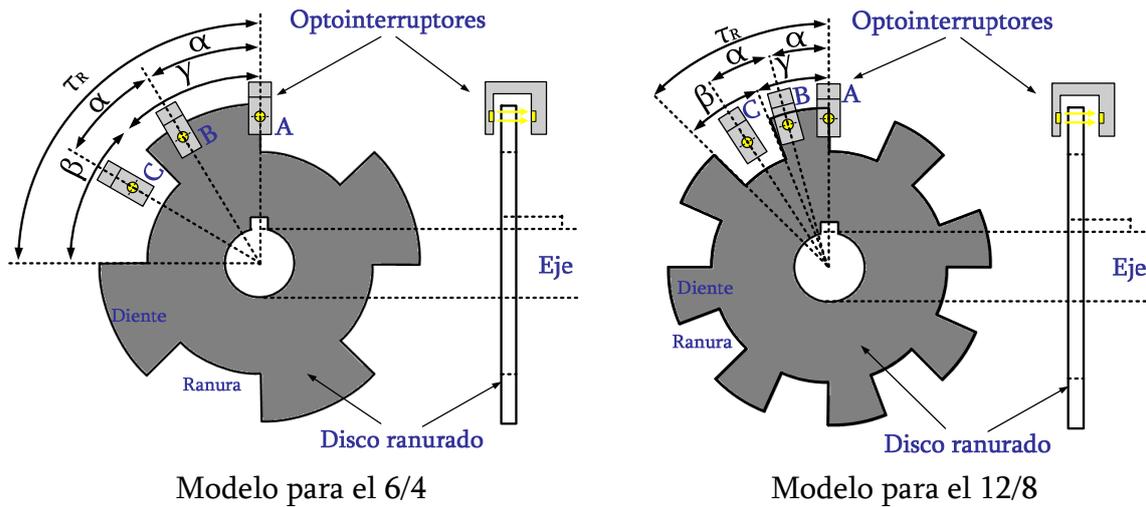


Figura A.2.5.2.2: Codificación y disposición de los optointerruptores para los modelos 6/4 y 12/8.

Como ejemplo de los ángulos característicos en la disposición del disco ranurado y de los optointerruptores para las configuraciones más habituales con 3 y 4 fases se muestra la tabla A.2.5.2.1

Configuración del accionamiento	Tipo de motor N_s/N_r		
	SRM 6/4	SRM 12/8	SRM 8/6
Número de fases / sensores	3	3	4
Paso polar rotórico (τ)	90°	45°	60°
Número de pasos	12	24	24
Ángulo de paso (θ_{paso})	30°	15°	15°
Ángulo mínimo de ranura (ϵ)	30°	15°	15°
Ángulo de resolución (ϵ_r)	15°	$7,5^\circ$	$7,5^\circ$
Ángulo de los dientes (γ)	45°	$22,5^\circ$	$37,5^\circ$
Ángulo de desfase de sensores (α)	30°	15°	15°
Ángulo de la ranura (β)	45°	$22,5^\circ$	$22,5^\circ$

Tabla A.2.5.2.1: Configuración del disco ranurado y los optointerruptores para diferentes estructuras de SRM.

A.2.5.3 ELECTRONICA ASOCIADA AL DISCO RANURADO.

En la figura A.2.5.3.1 se puede observar el optointerruptor de ranura H22A1 usado como captador de los dientes del disco ranurado.

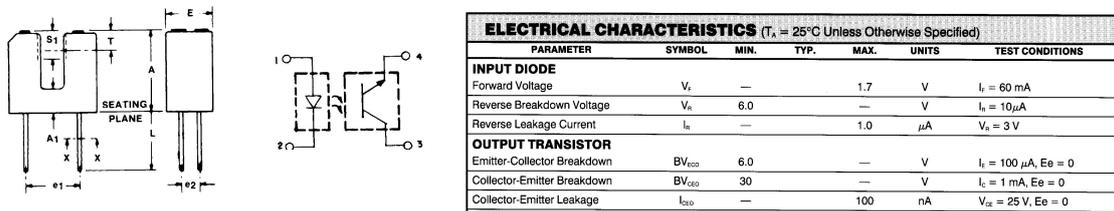


Figura A.2.5.3.1: Características y esquema equivalente del Opto interruptor H22A1

Este optointerruptor se debe alimentar a 5V para compatibilizar las salidas a sistemas digitales TTL de adquisición como en el caso que nos ocupa (DSP). En la figura A.2.5.3.2 se puede observar el esquema electrónico para la detección mediante los optointerruptores, el cual utiliza una misma fuente de 5V para la entrada y la salida, y dos resistencias una para polarizar el diodo asegurando una corriente de 30mA ($R_d=120\Omega$) y otra para la polarización del transistor que asegura 1,8mA en el colector y una tensión de saturación V_{CEsat} de 0,4V ($R_t=2,2k\Omega$).

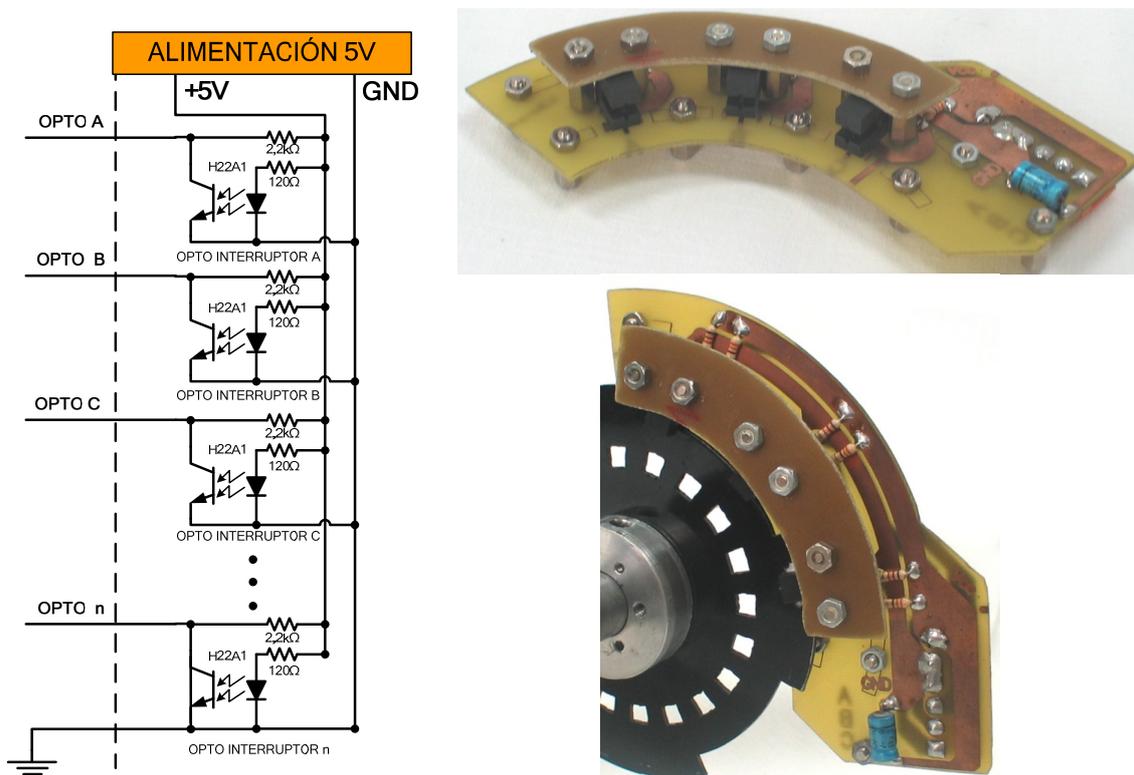


Figura A.2.5.3.2: Esquema y circuito impreso de la electrónica de control aplicada a un disco ranurado de 4 dientes.

A.3 TIPOS O CLASES DE SENSORES PARA LA MEDIDA DE TENSIÓN Y CORRIENTE.

A.3.1 INTRODUCCIÓN:

Las características de los sensores de corriente y tensión a utilizar en los SRM depende de las especificaciones del accionamiento (límites de corrientes, tensiones, potencias), del tipo de estrategia escogida en su control (PWM, Histéresis, ángulos de conducción, etc.) así como de los sistemas con los que se comunica (Analógico o digital) o el tipo de aplicación (genérica o específica). Existen por lo tanto numerosos parámetros a considerar cuando se trata de escoger el sensor de corriente o tensión a utilizar así como de las características de estos.

Debido a que la medida de tensión puede realizarse mediante un sensor de corriente y una etapa amplificadora, seguidamente se presentarán los sensores de corriente de mayor uso en aplicaciones con accionamientos eléctricos.

Existen 4 tipos (Inductivos, Resistivos, Magnéticos o Bobina Rogowsky) que se diferencian entre ellos en la forma que tienen de detectar la corriente eléctrica, puesto que ésta, en cada tipo de sensor, tiene una función distinta.

A.3.2 SENSORES INDUCTIVOS (Transformadores de corriente).

Constan de un núcleo magnético, con un bobinado en el secundario, por donde se hace pasar el cable del que se desea medir la corriente, induciendo así una corriente en el núcleo que se manifiesta como una tensión en el secundario, ésta tensión es proporcional a la corriente que circula por el cable de medida. Los transformadores de corriente proporcionan además de la medida un aislamiento galvánico, pero su uso solo es posible con corrientes alternas senoidales.

A.3.3 SENSORES RESISTIVOS (Shunt).

Son resistencias dispuestas en serie con el circuito de medida y se basan en determinar la corriente que circula por ellas aplicando la ley de ohm, a partir de la caída de tensión entre sus extremos. Estas resistencias “shunt” proporcionan una medida lineal si su inductancia es prácticamente nula, obteniendo así gran precisión aunque aumente la frecuencia. En las aplicaciones prácticas es importante seleccionar un valor apropiado de resistencia, recomendándose:

- Valores bajos de resistencia para minimizar la disipación de potencia.
- Valores bajos de inductancia para asegurar la linealidad.
- Tolerancias pequeñas para mantener la precisión del sistema global de las medidas.

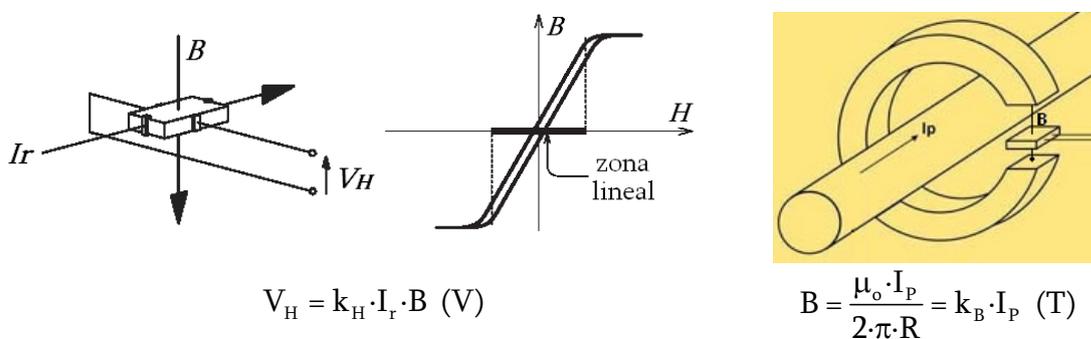
Aunque al bajar el valor de la resistencia, disminuye la disipación de potencia, también disminuye el voltaje de salida a fondo de escala aplicado. Si la resistencia sensor es demasiado pequeña, el "offset" de entrada se puede hacer porcentualmente grande a fondo de escala. Estas dos consideraciones contradictorias tienen, por lo tanto, que ser sopesadas unas contra las otras en la selección de la resistencia apropiada para cada aplicación particular.

En general, hay que seleccionar el valor más bajo de la resistencia para que no impacte substancialmente a la precisión global del circuito. Localizada la resistencia sensor y colocando un amplificador operacional cerca de la misma, ayudará también a minimizar las interferencias electromagnéticas y a mantener la precisión del circuito.

A.3.4 SENSORES MAGNÉTICOS (Hall).

Es un sensor de corriente realizado mediante un núcleo de ferrita y un sensor Hall montados linealmente en un encapsulado plástico.

El efecto Hall se produce en materiales semiconductores. Si entre las dos caras de una pastilla semiconductor de forma prismática (ver figura A.3.4.a) se aplica una corriente de control (I_r), mientras se expone otra de las caras perpendicularmente a un campo magnético exterior (B), se obtiene una tensión (V_H) en las caras dispuestas perpendicularmente a la corriente de control (I_r) y al campo (B) llamada tensión Hall. Dicha tensión responde a las mencionadas variables y a una constante (k_H) llamada constante Hall cuyo valor varía entre 10 y 40 mV/AT.



$$V_H = k_H \cdot I_r \cdot B \text{ (V)}$$

$$B = \frac{\mu_o \cdot I_p}{2 \cdot \pi \cdot R} = k_B \cdot I_p \text{ (T)}$$

a) Parámetros eléctricos y curva de magnetización del sensor de efecto Hall

b) Situación del sensor Hall en el núcleo magnético.

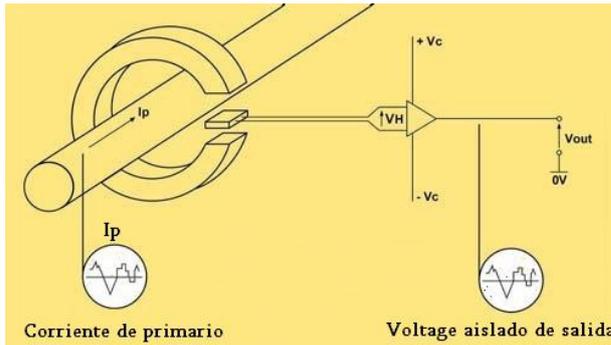
Figura A.3.4: Efecto Hall utilizado para la medida de corriente.

La medida de corriente se consigue a partir de la medida de las líneas de campo magnético que se crean de forma concéntrica en un conductor por donde circula corriente. Este campo magnético es concentrado y llevado por el núcleo de ferrita a un sensor Hall dispuesto en un entrehierro del núcleo (ver figura A.3.4.b), el cual convierte dicho campo (B) en una tensión de salida proporcional a la corriente (I_p) del conductor.

La medida de corriente puede realizarse en lazo abierto o en lazo cerrado.

A.3.4.1 MEDIDAS EN LAZO ABIERTO.

En la **medida en lazo abierto** (Figura A.3.4.1), la corriente a medir I_p , circula por el conductor que atraviesa el interior del núcleo magnético, produciendo un campo magnético proporcional a la magnitud de la corriente. El núcleo concentra el campo magnético en el sensor Hall, el cual genera una tensión proporcional a dicho campo y, por tanto, a la corriente a medir. La tensión Hall de salida es de muy pequeño valor (μV) por lo que se requiere una etapa de amplificación (A) tal y como se puede observar en la Figura A.3.4.1.



$$V_H = k_H \cdot I_p \cdot B = k_H \cdot k_B \cdot I_p \quad (\text{V})$$

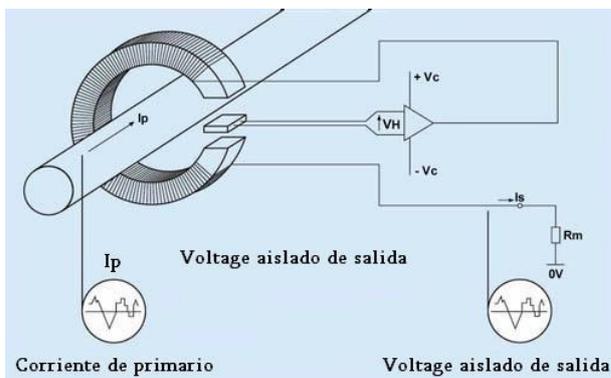
$$V_{\text{out}} = A \cdot (k_H \cdot k_B) \cdot I_p \quad (\text{V})$$

Figura A.3.4.1: Medida de corriente en lazo abierto mediante un dispositivo Hall.

Las características de este sensor están determinadas por las particularidades del núcleo magnético y del generador Hall. Las principales ventajas de esta técnica son un bajo consumo, pequeño tamaño y poco peso, por lo que se recomienda el uso en circuitos alimentados desde baterías.

A.3.4.2 MEDIDAS EN LAZO CERRADO.

En la **medida en lazo cerrado** (Figura A.3.4.2.1), la tensión de salida del sensor Hall es previamente amplificada y después aplicada a una etapa de excitación tipo push-pull con el objetivo de hacer circular la corriente saliente de esta etapa por una bobina secundaria arrollada en el núcleo magnético. El campo magnético creado en la bobina secundaria cancela el flujo del primario, manteniendo un nivel de flujo en el núcleo próximo a cero.



Se cumple que:

$$I_p \cdot N_p = I_s \cdot N_s$$

Donde

N_p : número de espiras de primario.

(Generalmente $N_p=1$).

N_s : Número de espiras de secundario.

I_p : Corriente de primario.

I_s : Corriente de secundario.

Figura A.3.4.2.1: Medida de corriente en lazo cerrado mediante un dispositivo Hall.

Como ejemplo, si se utiliza un sensor de este tipo con $N_s=1000$ (relación 1:1000) proporciona una salida con sensibilidad $I_s=1\text{mA/A}$.

El valor de la corriente I_s se puede obtener midiendo la caída de tensión en una resistencia R_M . Los fabricantes suelen especificar un valor mínimo de R_M que garantice la adecuada disipación de potencia del circuito y un valor máximo de R_M que evite su saturación.

Utilizando una resistencia sensora R_M se puede medir la corriente como una caída de tensión tal y como puede observarse en la Figura A.3.4.2.2.

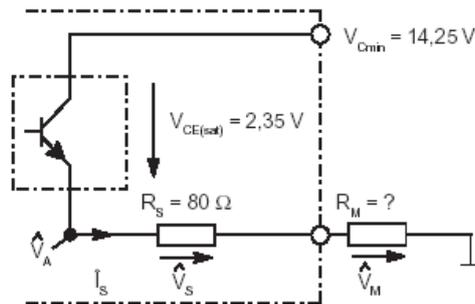


Figura A.3.4.2.2: Esquema para el cálculo de la resistencia de medida R_M .

La medida en lazo cerrado tiene significativas mejoras respecto al circuito en lazo abierto ya que al trabajar con un flujo magnético aproximadamente nulo permite eliminar la influencia de las no linealidades del núcleo magnético y reducir los efectos de la sensibilidad a la temperatura en el elemento Hall, además de permitir ampliar el ancho de banda en la medida ya que las pérdidas son inferiores.

Este tipo de sensor permite medir corriente continua hasta frecuencias de más de 100 kHz, reproduciendo las formas de onda con gran fidelidad. Por lo tanto la respuesta de este sensor es muy rápida y suele utilizarse en aplicaciones con control de corriente continua como es el caso de los accionamientos con SRM.

Mediante este mismo principio puede realizarse un sensor para la medida de tensión tal y como puede observarse en la figura A.3.4.2.3.

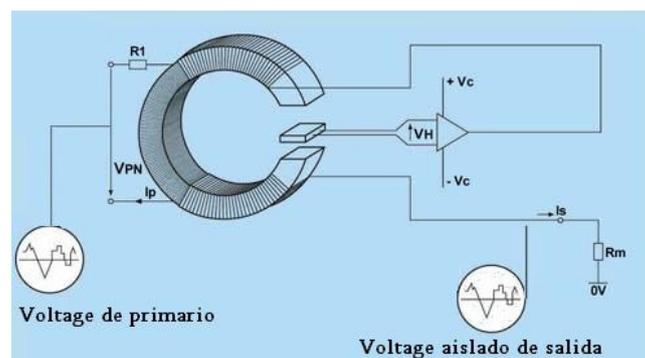


Figura A.3.4.2.3: Medida de tensión en lazo cerrado mediante un dispositivo Hall.

A.3.5 BOBINA DE ROGOWSKY.

La Bobina Rogowsky se utiliza para medir cambios en el campo magnético que se produce alrededor del conductor por donde circula corriente. Estos cambios de campo se traducen en una señal de voltaje que es directamente proporcional a la di/dt . El modelo simplificado la bobina Rogowsky es un inductor con inductancia mutua con la corriente primaria (Figura A.3.5.1).

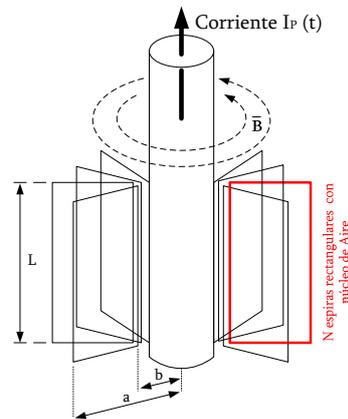


Figura A.3.5.1: Modelo de la bobina Rogowsky

La bobina con núcleo de aire no tiene histéresis, saturación, o problemas de no linealidad. Además, tiene una capacidad extraordinaria para manejar altas corrientes donde el límite superior teórico de la bobina es el voltaje de ruptura (breakdown) del mismo aire.

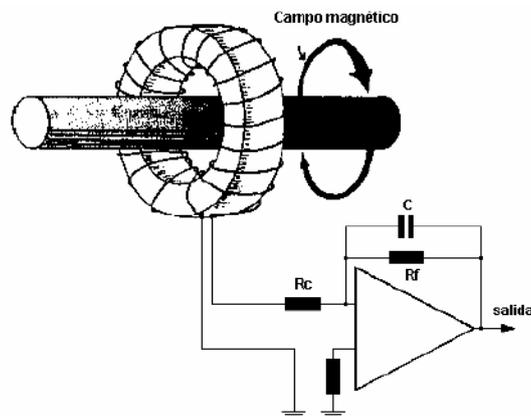


Figura A.3.5.2: Medida de corriente mediante bobina de Rogowsky.

Algunos expertos opinan que, como la bobina Rogowsky combinada con un integrador digital ofrece una solución competitiva, podría llegar a ser la tecnología preferida para la próxima generación de medidores de corriente en aplicaciones para la medida de energía.

A.3.6 SOLUCIÓN ADOPTADA PARA LA MEDIDA DE TENSIÓN Y CORRIENTE.

Las conclusiones a las que podemos llegar pasan por comparar las características de los diferentes tipos de sensores, para ello tenemos las tablas A.3.6.A y A.3.6.B que se muestran a continuación:

Características	Tecnología del Sensor			
	Shunt de corriente	Transformador de corriente	Sensor de Efecto Hall	Bobina de Rogowski
Coste	Muy bajo	Medio	Alto	Bajo
Linealidad dentro del rango de medida	Muy Buena	Buena	Buena	Muy Buena
Capacidad de medir corrientes elevadas	Muy poca	Buena	Buena	Muy Buena
Consumo de potencia.	Alto	Bajo	Medio	Bajo
Problema de saturación de corriente DC.	No	Si	Si	No
Variación de la salida en función de la temperatura.	Medio	Bajo	Alto	Muy Alto
Offset DC	Si	No	Si	No
Saturación	No	Si	Si	No

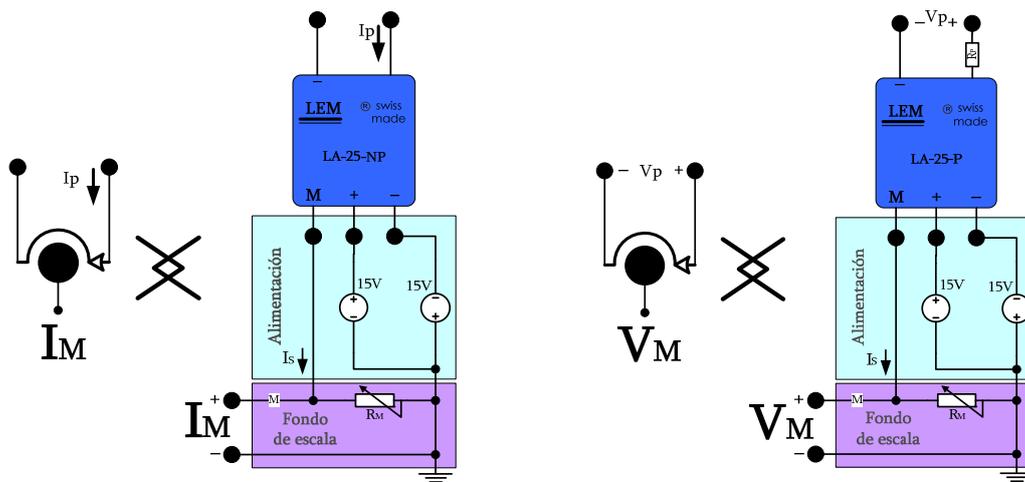
Tabla A.3.6.A: Comparativa de las diferentes tecnologías de sensores de corriente

	Características	Efectos
Shunt	De 100 a 500 $\mu\Omega$. Bajo Coste. Inmune al problema de la saturación DC. No está aislado. Buena linealidad. No útiles para grandes corrientes.	Alta disipación de potencia en forma de calor. Necesidad de aislamiento galvánico.
Transformador de corriente	Capaz de medir corriente elevada. Baja disipación comparada con la Shunt. Proporciona aislamiento, pero tiene problemas de saturación DC.	Problemas de saturación. Solo es posible medir corriente alterna.
Bobina Rogowski (Sensor di/dt)	Tiene todas las ventajas del transformador de corriente, pero es más barato. Necesita un integrador. Inmune a la saturación DC. Buena linealidad. Bajo consumo.	Es difícil ajustar el integrador y es posible que se desestabilice con el tiempo.
Efecto Hall	Son más caros, linealidad media. Bueno para altas corriente y alta frecuencia.	Consumo medio. Variación alta con la temperatura

Tabla A.3.6.B: Diferentes características y efectos de las diversas tecnologías de sensores de corriente.

De las anteriores tablas se determina que en líneas generales, el sensor más adecuado para la medida de corriente eléctrica en los accionamientos con SRM es el Sensor de efecto Hall.

Por lo tanto para adquirir las corrientes y tensiones usadas en el control del accionamiento se han utilizado sensores de efecto Hall en lazo cerrado cuyas características se han descrito en la sección A.3.4.3, cuyo circuito de acondicionamiento básico se muestra en la figura A.3.6(a) para la medida de corriente hasta 25 A (8 A, 12 A y 25 A) y figura A.3.6(b) para la medida de tensión des de 10 V hasta 500V. También puede observarse la equivalencia simbólica de los elementos de corriente y tensión usados en los esquemas de conexión.



(a) Modelo LA-25-NP para corriente

(b) Modelo LV-25-P para tensión

Figura A.3.6: Circuito de alimentación y acondicionamiento recomendado por el fabricante.

A.3.6.1 AJUSTE DE LOS CIRCUITOS ACONDICIONADORES DE LA CORRIENTE.

Las resistencias de medida R_M necesarias para obtener una correcta lectura de la corriente deben ser calculadas con arreglo a las características del fabricante para el conexionado de primario (ver tabla A.3.6.1), siendo capaz de trabajar a 25 A en régimen nominal soportando hasta 36 A y siendo su impedancia de primario de 0,3 mΩ con 0,023μΩ y considerando las características de trabajo del PEEB diseñado se establece una corriente máxima de trabajo a 28 A dada la limitación de los interruptores de estado sólido.

Corriente en el primario		Corriente nominal en la salida I_{SN} (mA)	Conexión del primario.
Nominal I_{PN} (A)	Máxima I_P (A)		
25	36	24	5 4 3 2 1 IN ○—○—○—○—○ ○—○—○—○—○ OUT 6 7 8 9 10

Tabla A.3.6.1: Descripción de la configuración del transductor LA25-NP para 25 A.

La elección de la resistencia de medida R_M , ubicada en el secundario del transductor (ver figura A.3.6.1 (a)) entre el punto M y la referencia de tensión de alimentación, vendrá definida por los valores de tensión de trabajo, que se establece en los ± 15 V de alimentación. Por lo tanto se configura el transductor para obtener 15 V cuando circulen 28 A por el primario, usando una resistencia R_M de valor 625Ω , calculada según la ecuación A.3.6.1.1.

$$R_M = \frac{V_{FS}}{I_{SN}} = \frac{15}{24 \cdot 10^{-3}} = 625 \Omega \quad (\text{A.3.6.1.1})$$

Donde

V_{FS} : Tensión de fondo de escala (o tensión de alimentación).

I_{SN} : Corriente nominal en la salida M de transductor.

La sensibilidad (S_{I_M}) del sistema de medida obtenida en la salida I_M (V) puede calcularse mediante la ecuación A.3.6.1.2:

$$S_{I_M} (\text{V/A}) = \frac{MD_M}{I_{PN}} = \frac{15 \text{ V}}{28 \text{ A}} = 535,71 \text{ mV/A} \quad (\text{A.3.6.1.2})$$

Donde

MD_M : Margen dinámico del sistema de medida (máxima variación posible de la señal obtenida en la medida).

I_{PN} Corriente nominal del primario (Corriente de entrada).

Una vez ajustado el sistema de medida para los máximos márgenes de entrada y salida del transductor se debe realizar el acondicionamiento con el sistema de adquisición propio del sistema procesador (DSP), es decir con los márgenes de los conversores Analógicos-digitales. Si los márgenes de dichos conversores son de ± 10 V, la sensibilidad del sistema de adquisición ($S_{I_{Madq}}$) es más restrictiva según puede observarse del cálculo obtenido mediante la ecuación A.3.6.1.3, ya que el margen dinámico del sistema de adquisición (MD_{Madq}) toma valor 10 V (máxima variación de la señal de entrada) provocando el decremento de la sensibilidad del sistema completo (S).

$$S_{I_{Madq}} (\text{V/A}) = \frac{MD_{Madq}}{I_{PN}} = \frac{10 \text{ V}}{28 \text{ A}} = 357,14 \text{ mV/A} \quad (\text{A.3.6.1.3})$$

Donde

MD_{Madq} : Margen dinámico del sistema de adquisición usado en la medida (máxima variación de la señal obtenida).

A.3.6.2 AJUSTE DE LOS CIRCUITOS ACONDICIONADORES DE LA TENSIÓN.

Igual que ocurre con los sensores de corriente los sensores de tensión utilizados (ver figura A.3.6 (b)) proporcionan aislamiento galvánico entre el circuito primario y el secundario, aunque en este caso será necesaria la colocación de una resistencia en serie con el circuito primario (R_p) para disminuir la corriente de entrada al transductor de forma que se pueda considerar ideal.

La resistencia de medida (R_M) necesaria para obtener una correcta lectura de la tensión debe ser calculada según las indicaciones del fabricante, aconsejando una corriente nominal del circuito primario ($I_{Pmáx}$) de ± 10 mA aunque es posible llegar a ± 14 mA. La corriente que se puede extraer por el secundario ($I_{Smáx}$) es de 25 mA.

Considerando las características de máxima tensión de trabajo en el PEEB diseñado se establece una tensión máxima permisible para el bus de continua V_{DC} , de 450 V, por lo tanto la tensión máxima ($V_{Pmáx}$) que debe medir el sensor es de 450 V.

De acuerdo con estos datos, el cálculo de R_p se obtiene aplicando la ecuación A.3.6.2.1.

$$R_p = \frac{V_{Pmáx}}{I_{Pmáx}} = \frac{450 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 45 \text{ k}\Omega \quad (\text{A.3.6.2.1})$$

Dado que el valor normalizado más próximo e inmediatamente superior es de $47 \text{ k}\Omega$, el margen de tensiones a medir aumentará. Otro factor importante a tener en cuenta en el dimensionado de las resistencias es la potencia que disipará dicha resistencia (P_{R_p}) obtenida según la ecuación A.3.6.2.2.

$$P_{R_p} = R_p \cdot I_{Pmáx}^2 = 47 \text{ k}\Omega \cdot 10 \text{ mA} = 4,7 \text{ W} \quad (\text{A.3.6.2.2})$$

Siendo el valor normalizado de 9W.

Para el cálculo de la resistencia de medida R_M , se debe tener en cuenta las caídas de tensión de las etapas amplificadoras interiores (caída de tensión de la etapa push-pull ($V_{CE}=2,5$ V)) y de la resistencia interna (R_i) del secundario que es de 110Ω según el fabricante.

Se puede obtener la medida de tensión (V_M) en función de las variables anteriores y de la tensión de alimentación ($V_{CC} = 15$ V) mediante la ecuación A.3.6.2.3.

$$V_M = V_{CC} - V_{CE} - R_i \cdot I_{Smáx} = 15 \text{ V} - 2,5 \text{ V} - (110 \Omega \cdot 25 \text{ mA}) = 10,25 \text{ V} \quad (\text{A.3.6.2.3})$$

Obteniendo la resistencia en el secundario a través de la ecuación A.3.6.2.4.

$$R_M = \frac{V_M}{I_{Smáx}} = \frac{10,25 \text{ V}}{25 \text{ mA}} = 390 \Omega \quad (\text{A.3.6.2.4})$$

Donde la potencia de la resistencia de medida vale 0,25 W.

Por lo tanto las resistencias a utilizar tienen los siguientes valores $R_P = 47k\Omega/9W$ y $R_M = 390\Omega/0.25W$, obteniéndose el factor de proporcionalidad dado en la ecuación A.3.6.2.5.

$$V_M = \left(\frac{N_P}{N_S} \cdot \frac{R_P}{R_M} \right) \cdot V_P = 0,021 V_P \quad (\text{A.3.6.2.5})$$

Finalmente se puede utilizar una estructura similar a la utilizada para la medida de corriente, tal y como puede observarse en la figura A3.6.2, dado que solamente es necesario realizar el ajuste de la resistencia de medida R_M , para conseguir un fondo de escala a 10 V, considerando la sensibilidad del sistema de medida, igual a la sensibilidad del sistema de adquisición $S = S_{V_M} = S_{V_{Madq}} \text{ (V/V)} = 21 \text{ mV/V}$. También puede observarse la protección para sobre tensiones en la entrada del sistema DSP.

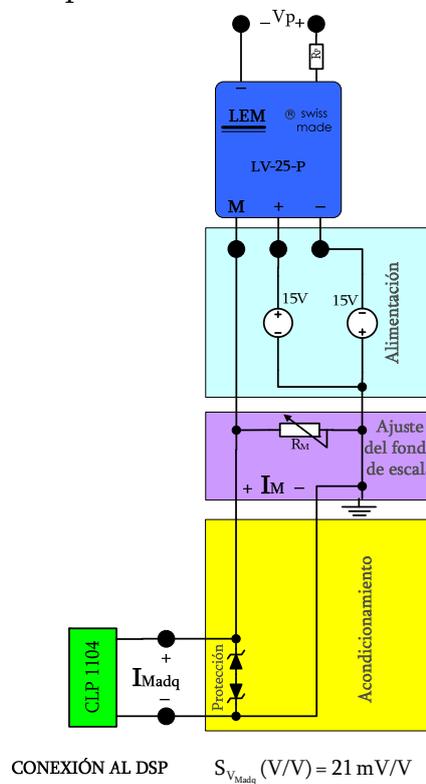


Figura A.3.6.2: Circuitos para la medida de tensión.

ANEXO B:

**CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DE LOS MOTORES
EMPLEADOS EN LOS ENSAYOS.**

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

B.1 MOTORES SRM

B.1.1 MOTOR SRM CON ESTRUCTURA 6/4.

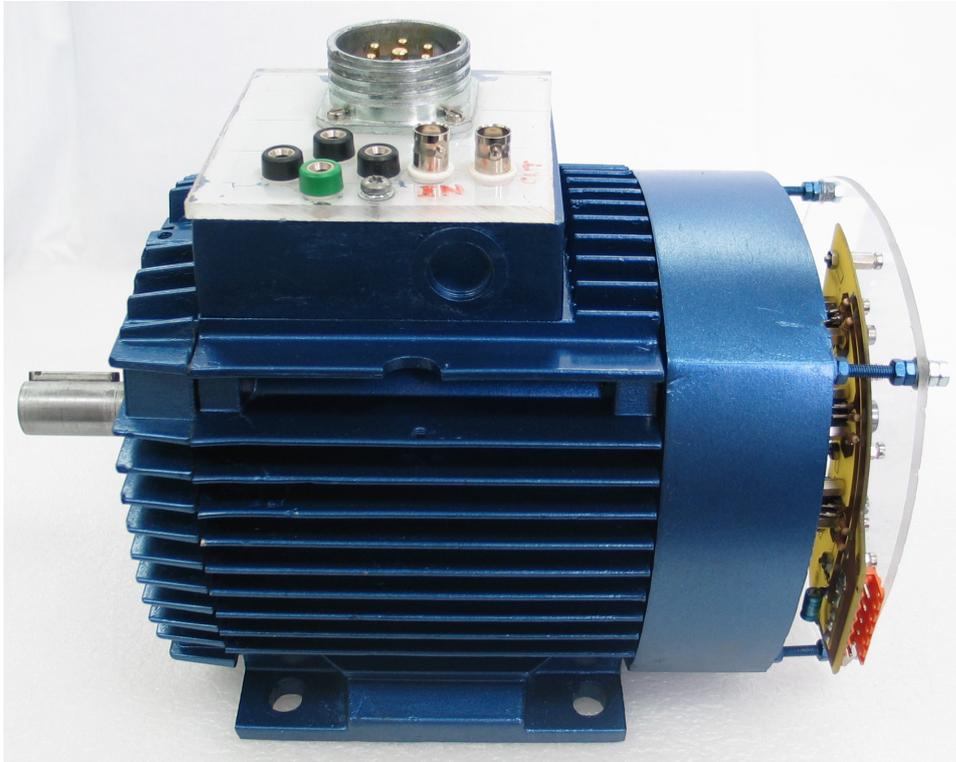


Figura B.1.1: Prototipo con estructura 6/4

CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

Tamaño IEC	80
Par nominal	2,4 Nm
Potencia nominal	0,75 kW
Velocidad nominal	3000 rpm
Tensión	300 V
Inductancia alineada	98 mH
Inductancia no alineada	16 mH
Resistencia de fase	1,6 Ω
Momento de inercia	0,0007 kgm ²
Número de espiras por polo	156
Diámetro del eje	25mm

Descripción de uso:

Motor utilizado como ejemplo particular de este trabajo y con el que se han validado todos los diseños y resultados tanto de simulación como experimentales.

B.1.2 MOTOR SRM CON ESTRUCTURA 12/8.



Figura B.1.2: Prototipo con estructura 12/8

CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

Tamaño IEC	80
Par nominal	2,4 Nm
Potencia nominal	0,75 kW
Velocidad nominal	3000 rpm
Tensión	300 V
Inductancia alineada	40 mH
Inductancia no alineada	8 mH
Resistencia de fase	1,3 Ω
Momento de inercia	0,00125 kgm ²
Número de espiras por polo	71
Diámetro del eje	25mm

Descripción de uso:

Motor utilizado de forma análoga a las descripciones de este trabajo para la estructura 6/4 y con el que se ha validado la utilidad del método expuesto para el desarrollo de accionamientos.

B.2 MOTORES COMERCIALES.

B.2.1 MOTOR SÍNCRONO: INFRANOR MAVILOR MA-6

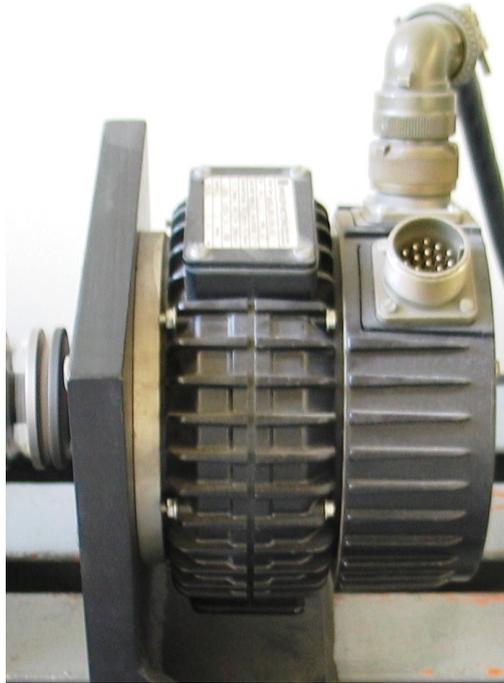


Figura B.2.1: Motor de carga síncrono.

CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

Par nominal	3,6 N·m
Par máximo (de pico)	28,5 N·m
Velocidad máxima	6000 rpm
Constante de Par	0,63 N·m/A
Corriente nominal	4,2 A
Corriente máxima (de pico)	44,4 A
Constante BEMF	37 V/krpm
Par de reluctancia máximo	<0,1 N·m
Resistencia terminal	2,7 N·m
Inductancia	5,8 mH
Inercia	$0,3 \cdot 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Constante de tiempo mecánica	3,8 ms
Constante de tiempo eléctrica	2,2 ms
Carga radial	41,8 kg
Carga axial	23 kg
Peso	4,4 kg
Longitud	138 mm

Descripción de uso:

Motor utilizado como carga juntamente con reostatos para los ensayos en régimen dinámico con baja inercia.

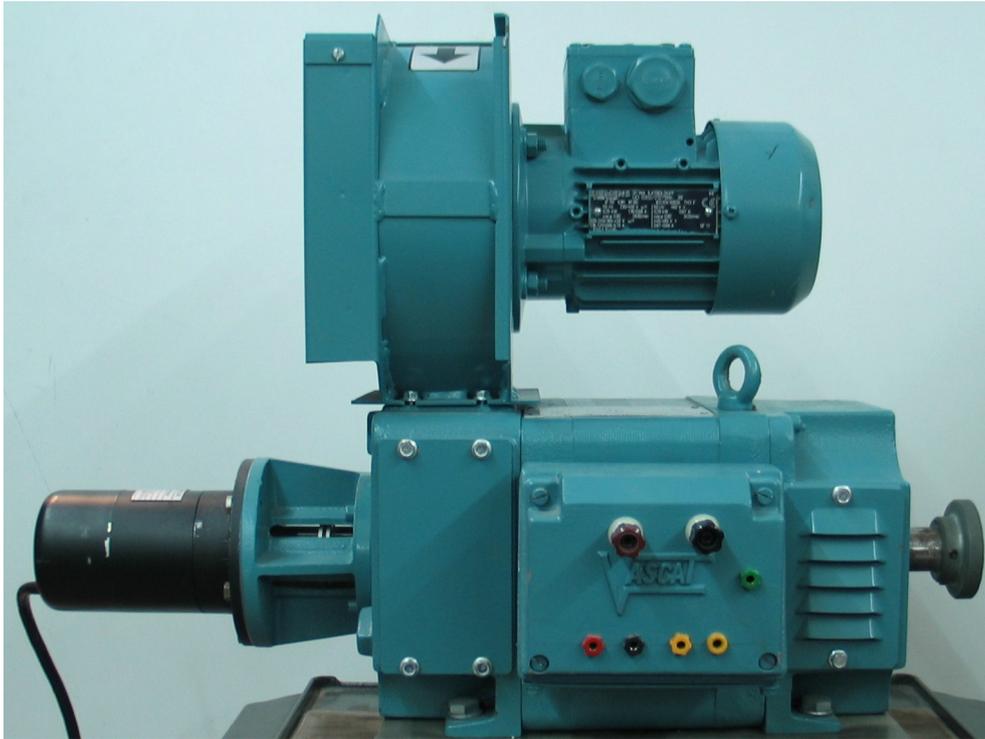
B.2.2 MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA: VASCAT CC ID090S.

Figura B.2.2: Motor de carga de corriente continua.

CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

Excitación (340 V/195V)	(0.43 A/0.67A)
Tensión Nominal de inducido	400v
Potencia	4.4 KW
Velocidad nominal	3000 rpm
Velocidad máxima mecánica	5000 rpm
Intensidad Nominal	13 A
Par	14 Nm
Rendimiento	84.7 %
Factor forma	1.05
Servicio	S1
Refrigeración	IC06
Protección	IP23S
Inercia	0.012 Kgm ²
Nivel de ruido	68dB
Peso con motoventilador	39Kg
Rodamientos	6206ZZC3 y 6205ZZC3
Dinamo tacométrica	60V/1000rpm

Descripción de uso:

Motor utilizado como carga juntamente con reostatos para los ensayos en régimen permanente y en régimen dinámico con gran inercia.

B.2.3 MOTOR DE INDUCCIÓN ABB



Figura B.2.3: Motor de inducción ABB.

CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

Tamaño IEC	80
Par nominal	2,55 Nm
Potencia nominal	0,75 kW
Velocidad nominal	2830 rpm
Tensión	400/230 V
Resistencia de fase	8,4 Ω
Momento de inercia	0,00072 kgm ²
Control vectorial utilizado	PDL Microdrive Elite-ME6.5
Encoder incremental	Hengstler 0 527 064

Descripción de uso:

Motor usado para comparar el rendimiento del SRM, (ya que tienen el mismo tamaño IEC), aplicando diferentes estrategias de control en régimen permanente y en régimen dinámico.

ANEXO C:

**EQUIPAMIENTO UTILIZADO EN EL ENSAYO DE LOS
PROTOTIPOS DE SRM**

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

C.1 DESCRIPCIÓN DEL EQUIPAMIENTO DE MEDIDA UTILIZADO.

C.1.1 MEDIDAS DE TENSIÓN, CORRIENTE Y POTENCIA.

En el equipo de ensayo las lecturas de corrientes, tensiones y potencias se han realizado con amperímetros (GANZ HLA-2 y HDA-2), voltímetros (GANZ HLV-2) y vatímetros (GANZ HEWa). También se han realizado lecturas de corrientes, tensiones y potencias mediante un medidor de potencia, tensión y corriente digital (Zimmer LMG450).



Panel frontal



Panel trasero de conexión

Figura C.1.1.1: Detalle del medidor de corriente, tensión y potencia Zimmer LMG450.

La visualización y adquisición de las formas de onda de las corrientes y tensiones se ha realizado con un osciloscopio digital (Tektronic TDS5034B) con PC embebido, utilizando para la adquisición de señales del convertidor y del motor sensores de efecto Hall (LEM LA25-NP para corriente y LV25-P para tensión debidamente acondicionados).

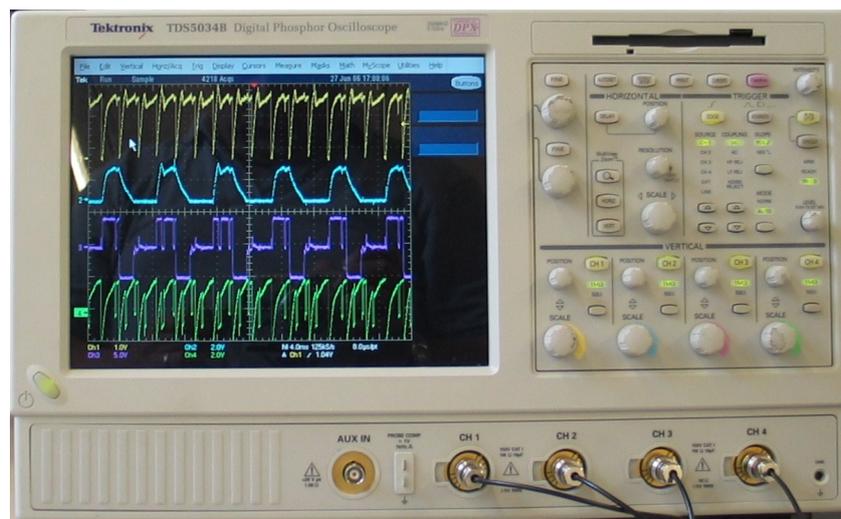


Figura C.1.1.2: Formas de onda para corriente total, corriente de fase, tensión y potencia, capturadas y visualizadas con TDS5034B.

C.1.2 MEDIDA DE PAR ESTÁTICO Y DINÁMICO.

C.1.2.1 PAR ESTÁTICO:

Para la medida del par medio en la máquina de corriente continua de Vascat (Ver anexo B) se ha utilizado una sonda de carga DS-Europe 535QD (Ver figura C.1.2.1) montada en un puente de Weasthorne y un amplificador de instrumentación para obtener la tensión diferencial que se entrega a un display ICM7211 medidor de tensión.



Figura C.1.2.1: Detalle de la Sonda DS-Europe 535QD para la medida de par estático acoplable a motor de carga.

C.1.2.2 PAR DINÁMICO:

Para la medida de par dinámico en la máquina síncrona Mavilor (Ver anexo B) se ha utilizado un transductor de par (HBM T34FN-10 Nm) capaz de medir hasta 10Nm, usando un equipo Spider 8 (Ver figura C.1.2.2) de la misma firma, el cual acondiciona los pulsos obtenidos del transductor de par (Ver figura C.1.2.2 'Md') y de la medida de velocidad (Ver figura 'n'). También dispone de un conversor analógico digital de 12bits ($\pm 10V$) sincronizado con las medidas de par y velocidad el cual se ha usado para la medida de corriente de fase y potencia, permitiendo su escalado, cálculo de valores medios y visualización en tiempo real mediante PC y el volcado de las señales en bases de datos estándar.



Transductor HBM T34FN-10Nm



Acondicionador Spider 8

Figura C.1.2.2: Equipo para la medida de par dinámico, velocidad y señal externa sincronizada.

C.1.2.3 CONSIDERACIONES SOBRE LA MEDIDA DE PAR DINÁMICO.

Dado que para la medida del par dinámico se va a utilizar el transductor de par T34FN-10Nm acoplado a un motor de carga tal y como puede observarse en la figura C.1.2.3, se deben considerar los momentos de inercia de dichos acoplamientos y su rigidez torsional, así como la del motor y la carga utilizada para constituir la frecuencia natural del banco de ensayo.

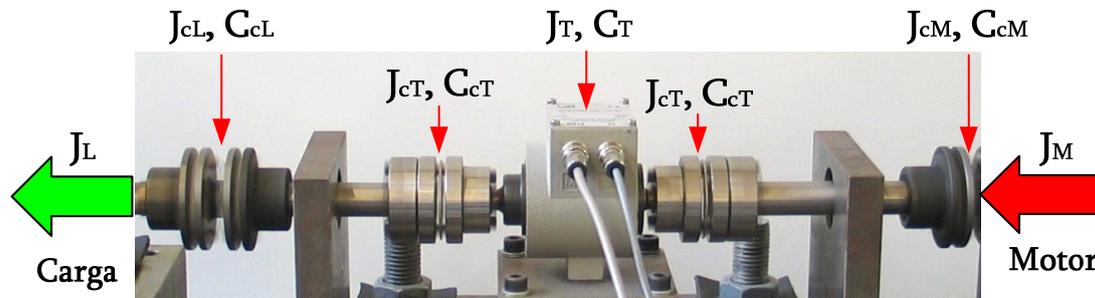


Figura C.1.2.3: Acoplamientos utilizados para acoplar la carga al motor mediante el transductor de par T34FN-10Nm

Donde :

En el transductor de par T34FN-10Nm:

J_T : Momento de Inercia del Transductor ($80 \cdot 10^{-6}$ Kgm²).

C_T : Rigidez torsional del Transductor (477 Nm/rad).

El los acoplamientos del transductor de par:

J_{cT} : Momento de Inercia de cada acoplamiento ($205 \cdot 10^{-6}$ Kgm²).

C_{cT} : Rigidez torsional de cada acoplamiento (11300 Nm/rad).

El los acoplamientos con la carga:

J_{cL} : Momento de Inercia ($100 \cdot 10^{-6}$ Kgm²).

C_{cL} : Rigidez torsional ($1 \cdot 10^5$ Nm/rad).

El los acoplamientos con el motor:

J_{cM} : Momento de Inercia ($100 \cdot 10^{-6}$ Kgm²).

C_{cM} : Rigidez torsional ($1 \cdot 10^5$ Nm/rad).

J_L : Momento de Inercia de la carga. (dada en el anexo B de motores).

J_M : Momento de Inercia del motor (dada en el anexo B de motores).

Este sistema de acoplamiento y medida limita la frecuencia del par que es posible medir quedando restringida la velocidad a la que se puede realizar la medida de par dinámico, debido a que la frecuencia del par en un motor de SRM (f_{parSRM}) depende del número de polos en rotor y estator así como de la velocidad de este, siguiendo la ecuación C.1.2.1

$$f_{\text{par SRM}} = \frac{N(\text{rpm}) \cdot N_R \cdot N_S}{60 (N_S - N_R)} \quad (\text{C.1.2.1})$$

La frecuencia natural es la frecuencia a la que un sistema mecánico seguirá vibrando, después de extraer la señal de excitación y esta frecuencia es debida a la elasticidad de los elementos implicados en la medida y a la inercia del motor y la carga así como del conjunto utilizado para acoplarlos. Obteniendo lecturas correctas de par siempre y cuando no se supere el valor de la frecuencia natural del banco de medida. Existen diferentes nomenclaturas para la obtención de la frecuencia natural [SCH02], entre ellas la que se expresa en la ecuación C.1.2.2.

$$f_N = \frac{1}{2 \cdot \pi} \sqrt{C_{\text{TOT}} \left(\frac{1}{J_1} + \frac{1}{J_2} \right)} \quad (\text{C.1.2.2})$$

Dicha frecuencia se define para un sistema oscilatorio de dos masas tal y como se describe en la figura C.1.2.4 dado que el motor que se utiliza para realizar los ensayos comparativos entre las técnicas SIL y HIL así como para controlar el accionamiento real es el que tiene estructura 6/4.

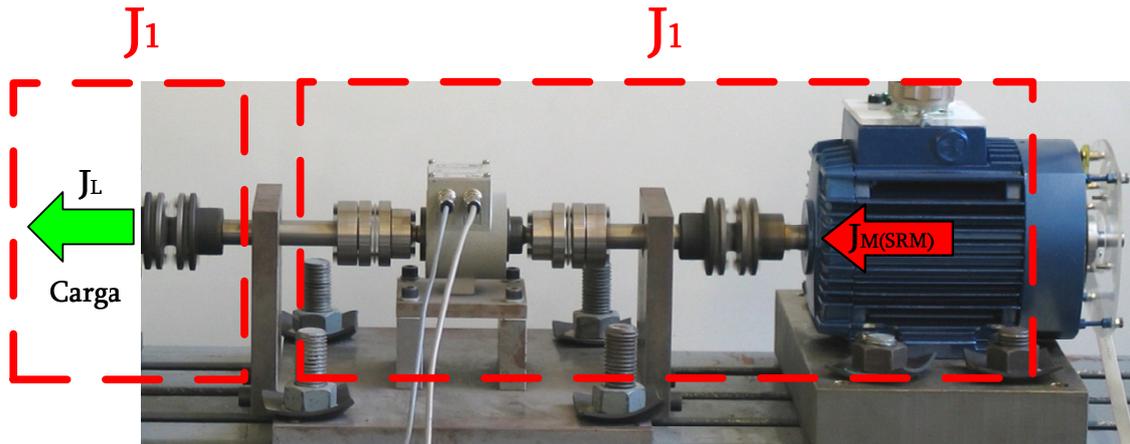


Figura C.1.2.4: Modelo utilizado para la obtención de la frecuencia natural del banco de ensayo.

Por lo tanto J_1 vendrá impuesta por la inercia de la carga y del acoplamiento utilizado en el banco de ensayo.

$$J_1 = J_L + J_{cl} \quad (\text{C.1.2.3})$$

Substituyendo, $J_1 = (J_L + 100 \cdot 10^{-6}) \text{ Kg/m}^2$

Y J_2 queda fijado por la inercia del motor SRM con estructura 6/4 y por la de los acoplamientos junto con la del transductor de medida de par tal y como se expresa en la ecuación C.1.2.4.

$$J_2 = J_{CT} + J_T + J_{CT} + J_{CM} + J_{M(\text{SRM}6/4)} \quad (\text{C.1.2.4})$$

Sustituyendo $J_2 = 205 \cdot 10^{-6} + 80 \cdot 10^{-6} + 205 \cdot 10^{-6} + 100 \cdot 10^{-6} + 700 \cdot 10^{-6} = 1,29 \cdot 10^{-3} \text{ Kgm}^2$

El coeficiente de rigidez torsional del banco de ensayo utilizado puede obtener mediante la ecuación C.1.2.5 quedando incluidos en un solo coeficiente equivalente 'C_{TOT}' todos los coeficientes de rigidez torsional del sistema de acoplamiento y medida mostrados en detalle en la figura C1.2.X.

$$\frac{1}{C_{\text{TOT}}} = \frac{1}{C_{\text{CL}}} + \frac{1}{C_{\text{CT}}} + \frac{1}{C_{\text{T}}} + \frac{1}{C_{\text{CT}}} + \frac{1}{C_{\text{CM}}} \quad (\text{C.1.2.5})$$

Sustituyendo $\frac{1}{C_{\text{TOT}}} = \frac{1}{100000} + \frac{1}{11300} + \frac{1}{477} + \frac{1}{11300} + \frac{1}{100000}$

C_{TOT} alcanza un valor de **436,02866 Nm/rad**, independientemente del motor utilizado como carga.

Igualando la frecuencia del par (ecuación C.1.2.1) con la frecuencia natural del banco de ensayo (ecuación C.1.2.2) y sustituyendo los valores conocidos para la estructura 6/4 del SRM se obtiene la velocidad máxima para la medida del par dinámico N_{parMÁX(SRM6/4)}.

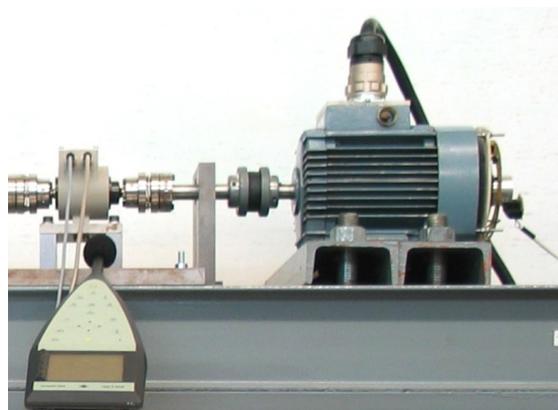
$$N_{\text{parMÁX(SRM6/4)}} (\text{rpm}) = \frac{5}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{436,02866 \cdot \left(\frac{1}{(J_L + 100 \cdot 10^{-6})} + \frac{1}{1,29 \cdot 10^{-3}} \right)} \quad (\text{C.1.2.6})$$

C.1.3 OTRAS MEDIDAS.

En la medida del ruido (presión Sonora) se ha utilizado un sonómetro Brüel & Kjaer 2260 Observer (ver figura C.1.3) y en la medida de la temperatura interna del convertidor electromecánico un polímetro digital (ICE-Digitest 82).



Detalle del panel frontal



Ejemplo de aplicación en banco de ensayo.

Figura C.1.3: Sonómetro Brüel & Kjaer 2260 Observer para la medida de ruido. Acústico.

C.2 DESCRIPCION DE LOS BANCOS DE ENSAYO UTILIZADOS.

Los bancos de ensayo utilizados para comprobar experimentalmente los resultados con los motores de reluctancia autoconmutados, con estructura 6/4 y 12/8 expuestos en este trabajo han sido los siguientes:

1. *BANCO DE ENSAYO CON FRENO DE HISTÉRESIS.*
2. *BANCO DE ENSAYO CON MÁQUINA SÍNCRONA MAVILOR*
3. *BANCO DE ENSAYO CON MÁQUINA DE CONTINUA VASCAT*

C.2.1 BANCO DE ENSAYO CON FRENO DE HISTÉRESIS.

El banco de ensayo con freno de histéresis programable permite comprobar la respuesta de motor SRM a las cargas estáticas, ya que permite programar el par de carga en función de una consigna temporal y realizar transiciones de par suaves para pequeñas y medianas cargas. También permite programar ciclos de trabajo en diferentes condiciones de carga.

Este banco está constituido por un freno de histéresis programable con control (Magtrol DSP6001) que mediante un dinamómetro de histéresis (Magtrol HD-710) permite programar las diferentes cargas usando el Software del fabricante.

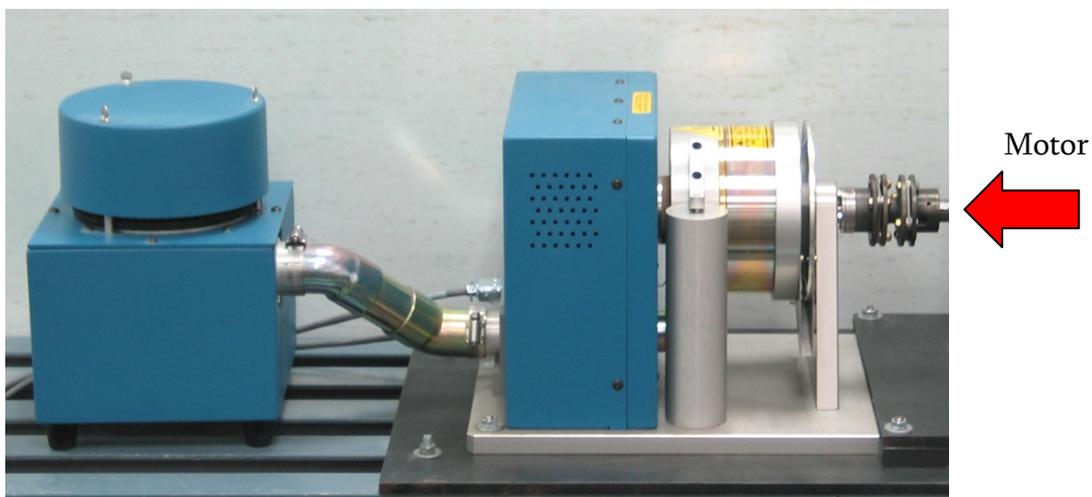


Figura C.2.1: Banco de ensayo formado por freno de histéresis y dinamómetro

Descripción de uso:

Este banco de ensayo se ha usado para obtener los ciclos de trabajo mostrados en los ensayos experimentales del capítulo 6, permitiendo comparar el rendimiento del motor de SRM con el motor de inducción comercial de ABB mostrado en el anexo B.

C.2.2 BANCO DE ENSAYO CON MÁQUINA SÍNCRONA MAVILOR.

Este banco de ensayo se ha constituido tal y como puede verse en la figura C.2.2.1 mediante una máquina síncrona de imanes permanentes con rotor de disco (Ver anexo B: Mavilor MA-6, 3.6 Nm, 6000 rpm) usada como generador el cual debido a su baja inercia permite realizar ensayos comportándose como una pequeña-media carga usando el transductor de par dinámico HBM T34FN-10 Nm (ver sección C.1.2 de este anexo).

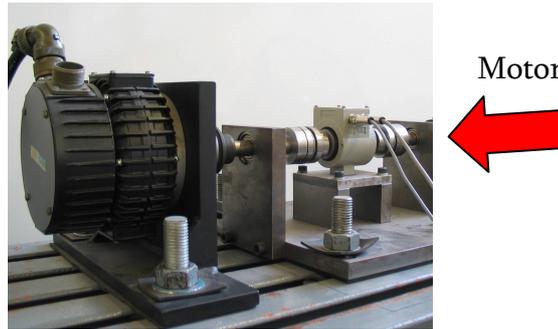


Figura C.2.2.1: Banco de ensayo con máquina síncrona Mavilor y transductor de par dinámico.

La carga se realiza actuando sobre una resistencia variable conectada en el inducido del motor síncrono a través de un rectificador trifásico tal y como puede observarse en la figura C.2.2.2.

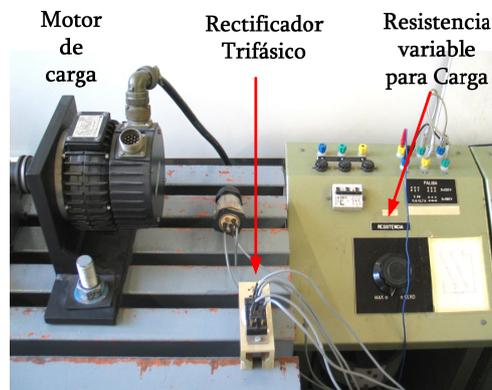


Figura C.2.2.2: Motor síncrono Mavilor MA-6 usado como carga.

La constitución de dicho banco de ensayo tendrá limitaciones en la medida de par dinámico tal y como se especifico en la sección C.1.2 obteniendo una velocidad máxima para la medida de par de $N_{\text{parMÁX}}(\text{SRM6/4-MA6})=951$ rpm.

Descripción de uso:

Este banco de ensayo con el equipamiento de medida pertinente se ha usado para comprobar la mayoría de los controles presentados en el capítulo 6 de este trabajo y para realizar la validación de los modelos con control a pulso único y mediante histéresis del accionamiento SRM 6/4.

C.2.3 BANCO DE ENSAYO CON MÁQUINA DE CONTINUA VASCAT.

Este banco de ensayo se ha constituido tal y como puede verse en la figura C.2.3 mediante una máquina de corriente continua (Ver anexo B: 4,4 kW, 3000 rpm, V_{ind} 440 V, I_{ind} 13 A) usada como generador el cual debido a su inercia permite realizar ensayos comportándose como una carga media para ensayos con par estático (con la sonda de carga) y con par dinámico (con el transductor HBM T34FN-10 Nm) ver sección C.1.2 de este anexo.

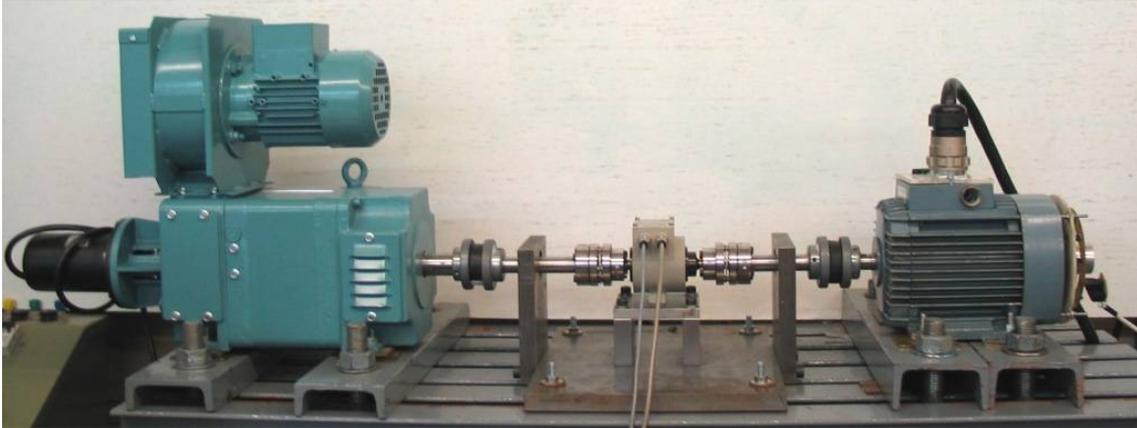


Figura C.2.3: Banco de ensayo construido con una máquina de corriente continua.

La carga se realiza actuando sobre una resistencia variable conectada en el inducido y sobre la tensión de excitación. El estator es basculante y permite la fijación de una célula de carga para la medida del par estático.

La constitución de dicho banco de ensayo tendrá limitaciones en la medida de par dinámico tal y como se especifico en la sección C.1.2 obteniendo una velocidad máxima para la medida de par $N_{parMÁX(SRM6/4-Vascát)}=487$ rpm.

Descripción de uso:

En este banco se han realizado los ensayos y pruebas del accionamiento de SRM comprobando el correcto funcionamiento con este tipo de carga de los algoritmos de arranque seguro así como de todos los controles de velocidad para ángulos constantes.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.

[AGU03] Francisco Aguayo González, Víctor M. Soltero Sánchez. "Metodología del diseño Industrial: Un enfoque desde la ingeniería concurrente" ISBN 8478975322, Ra-Ma, Julio 2003.

[AMI03] Dr. Bahram Amin "Variable Reluctance Machines (Analysis, Design and Control)", French National Research Institute of Transportation (INRETS), July 2003, France.

[AND00] P. Andrada, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. "Experimental determination of magnetic characteristics of electrical machines". IAS'2000, 8-12 de Octubre 2000, Roma.

[AND01] D.A. Andrade, R. Krishnan. "Characterization of switched reluctance machines using fourier series approach". IEEE IAS Annual Meeting 2001.

[AND02] P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, J.I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. El motor de reluctancia autoconmutado, un competidor para los accionamientos eléctricos convencionales. XII Reunión de Grupos de Investigación en Ingeniería Eléctrica. XII Reunión, Cordova 2002, p. 1-6

[AND04] P. Andrada, B. Blanqué, F. Castellana, E. Martínez, J.I. Perat, J. A. Sánchez, M. Torrent. " El motor de reluctancia autoconmutado" Revista Técnica Industrial Octubre 2004.

[AND97] P. Andrada, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. "La enseñanza de los accionamientos eléctricos hoy". V Congrés Universitari sobre innovació metodològica en els ensenyaments tècnics, 25-27 de Septiembre 1997, Barcelona.

[ANW 01] M.N. Anwar, I. Hussain, S. Mir and T. Sebastian, Experimental evaluation of acoustic noise and mode frequencies with design variations of switched reluctance machines, Proc. of 36th IEEE-IAS Annual Meeting, , pp. 3-10. Chicago 30 Sep. - 4 Oct, 2001.

[ARK94] A.A. Arkadan, B.W. Kielgas. "Switched reluctance motor drive systems dynamic performance prediction and experimental verification". IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.9, N° 1, Marzo 1994, pp. 36-44.

[ARK95] A.A. Arkadan and B.W. Kielgas. "Switched Reluctance Motor Drive Systems Dynamic Performance Prediction under Internal and External Fault Conditions". IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 9, N° 1, March 1995 , pp 45-52.

[AYN99] X. Ayneto, "A Systematic Approach to Integrating Numerical Simulation and Testing Activities.", STA 99 P109, EAEC Congress, 1999.

[BAR98] M. Barnes, C. Pollock. "Power Electronic Converters for Switched Reluctance Drives". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.13, N° 6, November 1998, pp1100-1111.

[BAR99] F.J. Bartos. "Forward to the past with SR technology". Control Engineering, Noviembre-Diciembre 1999, pp 38-44.

[BAS87] J.T.Bass, M.Ehsani, T.J.E.Miller, R.L.Steigerwald, "Development Converter for Variable Reluctance Motor Drives", IEEE Application, vol. IA-23, May/June 1987, pp 545-553.

[BAU78] H. Bausch, B. Rieke. "Speed and torque control of thyristor-fed reluctance motors". Proceedings ICEM, 1978, Viena.

[BEC93] R.C. Becerra, M. Ehsani, T.J.E. Miller. "Commutation of SR motors". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8, N° 3, pp 257-263, Julio 1993.

[BEN00] A. Benham, "Reconcilable Differences", Testing Technology International, February' 2000.

[BER00] S.Bernet. "Recent Developments of High Power Converters for Industry and Traction Applications". IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 15, no. 6, Pp: 1102-1117. November 2000.

[BLA05] B. Blanqué , J.I. Perat., P.Andrada, M. Torrent. "Improving efficiency in switched reluctance motor drive with on line control of turn-on and turn-off angles." European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'05 Dresden 2005

[BLA05a] B. Blanqué, J.I. Perat, P. Andrada. "Accionamiento de reluctancia autoconmutado con control en línea de los ángulos de inicio y de bloqueo de la conducción". 9 Congreso Hispano Luso de Ingeniería Eléctrica, 9CHLIE. 30 Junio-2 Julio 2005. Marbella.

[BLA99] F.Blaabjerg, P.C. Kjaer, P.O. Rasmussen, C. Cossar. "Improved Digital Current Control Methods in Switched Reluctance Motors". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.14, N° 3, May 1999, pp563-572.

[BOJ03] R. Bojoi, M.Chiadó. F. Profumo, A. Tenconi. "Education and Research Prototyping Tool for Power Electronic Systems and Electric Drives". EPE 2003 Toulouse.

[BOK01] F. Bokulich, "Simulation: Redefining the Development Process", Automotive Engineering International, April 2001.

[BOS86] B.K. Bose, T.J.E.; Miller, P.M. Szczesny, W.H. Bicknell. "Microcomputer control of switched reluctance motor". IEE Transactions on industry applications, Vol. 22, N° 4, pp.708-715. Julio/Agosto 1986.

[BRO99] J.F. Broenink, J.J. Granda, F.E. Cellier "Object-oriented modeling with bond graphs and Modelica" (ICBGM'99) Fourth International Conference on Bond Graph Modeling and Simulation, Simulation Series, vol. 31, No. 1, SCS Publishing, ISBN: 1-56555-155-9, 1999, pp. 163 a 168.

[BYR82] J.V. Byrne and M.F. McMullin. "Design of a reluctance motor as a 10 kW spindle drive". Motorcon Proceedings, Septiembre 1982, pp 10-14.

[CHA97] W.M. Chan, W.F. Weldon. "Development of a simple nonlinear switched reluctance motor model using measured flux linkage data and curve fit". IEEE Annual Meeting, Louisiana, 5-9 Octubre 1997.

[CHA06] J.T. Charton, J. Corda, J.M. Stephenson, S.P. Randall. "Dynamic modelling of switched reluctance machines with iron losses and phase interactions". IEE Proceedings Electric Power Applications, Vol. 153, N° 3, Mayo 2006.

[DAT90] D.A. Torrey, J.H. Lang. "Modelling a nonlinear variable-reluctance motor drive". IEE Proceedings, Vol.137, Pt.B, N° 5, Septiembre 1990.

[DAT95] D.A. Torrey, X.M. Niu, E.J. Unkauf. "Analytical modelling of variable-reluctance machine magnetisation characteristics". IEE Proceedings-Electric Power Applications, Vol.142, N° 1, Enero 1995.

[FRA91] G. Franceschini, S. Pirani, M. Rinaldi, C. Tassoni. "Spice-assisted simulation of controlled electric drives: an application to switched reluctance drives". IEEE Transactions on Industry Applications", Vol. 27, N° 6, Noviembre-Diciembre 1991.

[GAL00] E. Galván, A. Torralba, L.G. Franquelo "ASIC Implementation of digital tachometer with High Precision in a Wide speed range" IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol 47, no. 4. pag 890-897 August 2000.

[GRI99] J.J. Gribble, P.C. Kjaer, T.J.E. Miller. "Optimal commutation in average torque control of switched reluctance motors" IEE Proceedings-Electrical Power Applications. Vol. 146. N°1, pp.1-10. Enero 1999.

[HAO00] C.Hao, Z Chao. Analysis of Electrical fault for switched reluctance motor driver. Proc. World Congr. Intell. Automat. 2000, pp 666-669.

[HAR01] D. Harty, "The Myth of Accuracy", Journal of the Engineering Integrity Society, 2001.

[HEX97] B.G.Hexamer. "High Performance Switched Reluctance Motor and Power Converter For Implementation In An Electric Vehicle" European Conference on Power Electronics and Applications (EPE97). Vol. 3 pp 3.570-3.574 Trondheim, September 8-10, 1997

[HEX99] B.G.Hexamer. "Implementation of Closed-Loop Controllers for Switched Reluctance Drives on Microcontrollers an DSP Controllers" European Conference on Power Electronics and Applications. (EPE) Lausanne 1999.

[HIG90] RJ Higgins "Digital signal processing in VLSI". Prentice-Hall, Inc. Upper Saddle River NJ, USA, 1990.

[HOS05] S.A. Hossain, I. Husain. "Modeling, simulation and control of switched reluctance motor drives". IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, N° 6, Diciembre 2005.

[HUS99] I.Husain, M.N.Anwar. "Fault Analysis of Switched Reluctance Motor Drives", International Conference Electric Machines and Drives, IEMD'99, 12 May 1999, pp 41-43.

[HUY89] H.Le-Huy, P.Viarouge and B.Francoeur, "Unipolar converters for switched reluctance motors", *Proceedings of IEEE Annual Conference of the Industry Application Society (IAS'89)*, San Diego USA, October 1989, pp. 551-560.

[HUY90] H.Le-Huy, P.Viarouge and B.Francoeur, "A novel unipolar converter for Switched reluctance motor", *IEEE trans on Power Electronics*, PE-5 NE4 October 1990, pp.469-475.

[KAV96] Richard C. Kavanagh, "Improved digital tachometer with reduced sensitivity to sensor nonideality" IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol 43, no. 6. pag 655-661 December 1996.

[KER00] B. Kerr, "Redesigning Work Processes and Computing Environments", Automotive Engineering International, July 2000.

[KRI01] R. Krishnan. "Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design and applications". CRC Press LLC, New York, 2001.

[LAW80] P.J. Lawrenson, J.M. Stephenson, P.T. Blenkinsop, J. Corda, N.N. Fulton. "Variable speed switched reluctance motors". IEE, Julio 1980.

[LAW92] P.J. Lawrenson. A brief status review of switched reluctance drives. EPE Journal. 2(3):133-138, October 1992.

[LOP06] J. López Pau ' Diseño y construcción de un convertidor clásico para motores de Reluctancia Autoconmutados' PFC EPSEVG Julio 2006.

[LOR06] A. Lorente "Prototipado rápido de accionamientos eléctricos". PFC en Ingeniería Técnica Industrial,(Electricidad) Julio 2006

[MAD03] C. Mademlis, I. Kioskeridis. "Performance optimization in switched reluctance motor drives with online commutation angle control" IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol. 18, N° 3, pp.448-456. Septiembre 2003.

[MAH97] J. Mahdavi, G. Suresh, B. Fahimi, M. Ehsani. "Dynamic modeling of non-linear SRM drive with Pspice". IEEE Industry Applications, Octubre 1997.

[MAR96] C. Marven, G. Ewers "A Simple approach to Digital Signal Processing". Ed: Wiley Abril 1996.

[MEC95] C.Mecrow, A.G. Jack, J.A. Haylock, J. Coles. "Fault Tolerant Permanent Magnet Machine Drives". IEE Electrical Machines and IEE Electrical Machines and Drives Conference, 11-13 September 1995, pp 433-437.

[MIL01] T.J.E. Miller. "Electronic control of Switched Reluctance Machines". Newnes Power Engineering series, Oxford 2001.

[MIL02] T.J.E. Miller. Optimal design of switched reluctance motors. IEEE Trans. On Industrial Electronics, 49(1):15-27, February 2002.

[MIL85] T.J.E. Miller. "Converter Volt-Ampere requirements of the switched reluctance drive". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, N° 5, Septiembre-Octubre 1985, pp 1136-1144.

[MIL89] T.J.E. Miller. "Brushless permanent magnet and reluctance motor drives". Clarendon Press, Oxford 1989.

[MIL90] T.J.E. Miller, McGilp "Nonlinear theory of the switched reluctance motor for rapid computer-aided design" IEE Proceedings-Electric Power Applications Volume 137, Issue 6, Nov 1990 pp 337 - 347

[MIL93] T.J.E. Miller. "Switched reluctance motors and their control". Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford 1993.

[MIL98] TJE Miller, M. Glinka, M-McGilp, C. Cossar, G. Gallegos-Lopez, D.lone, M. Olaru "Ultra-fast Model of the Switched Reluctance Motor". IEEE-IAS Annual Meeting. Sant Louis 1998, pp 319-326

- [MOG91] H. Moghbelli, G.E.Adams and R.G. Hoft. "Performance of a 10 HP-Switched reluctance motor and comparison with induction motors". IEEE Transactions, Vol. IA-27, N° 3, Mayo-Junio 1991, pp 531-538.
- [MUL94] B. Multon. "Nouvelles possibilités avec les moteurs à alimentation électronique". RGE, N° 1, 1994, pp 11-19.
- [NAS69] S.A. Nasar. "DC Switched reluctance motor". *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers (London)*, Vol. 116, No. 6, June 1969, pp. 1048.
- [OME02] Avoki M Omekanda 'A New Technique for Multi-Dimensional Performance Optimization of Switched Reluctance Motors for vehicle Propulsión. IEEE Transactions on Industry applications, Vol.39,N° 3 pp672-767 May/June 2003
- [OTT95] M. Otter and F. E. Cellier, "Software for Modeling and Simulating Control Systems" CRC Press "The Control Handbook", Boca Raton, FL, pp 415-428, 1995.
- [PRE91] M.A. Preston, J.P. Lyons. "A switched reluctance motor model with mutual coupling and multi-phase excitation". IEEE Transactions on Magnetics, Vol.27, N° 6, Noviembre 1991.
- [PRO91] M. Prokin " Double-Buffered wide-range frequency measurement method for digital tachometers." IEEE Trans Instrum. Meas vol 40 pp 606-610. June 1991.
- [RAY84] W.F. Ray, R.M. Davis, P.J. Lawrenson, J.M. Stephenson, N.N. Fulton, R.J. Blake. "Switched reluctance motor drives for rail traction: a second view". IEE Proceedings, Vol.131, Pt.B, N° 5, pp 220-225, Septiembre 1984.
- [RAU04] V. Raulin, A. Radun, I. Husain. "Modeling of losses in switched reluctance machines". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, N° 6. Noviembre-Diciembre 2004.
- [ROU00] C. Roux, M.M. Morcos. "A simple model for switched reluctance motors". IEEE Power Engineering Review. Octubre 2000, pp. 49-52.
- [ROU02] C. Roux, M.M. Morcos. "On the Use of a Simplified Model for Switched Reluctance Motors". IEEE Transactions on Energy Conversion.Vol. 17, No 3, September 2002, pp. 400-405.
- [SAM05] I. El-Samahy, M.I. Marei, E.F. El-Saadany. "Dynamic simulation of a switched reluctance motor drive on EMTDC/PSCAD software". IEEE Power Engineering Society General Meeting 2005.
- [SCH02] R. Schicker, G. Wegener "Measuring Torque Correctly" ISBN: 3-00-008945-4 Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH 2002.

[SRA98] V.K. Sharma, S.S. Murthy, B. Singh. "Analysis of Switched Reluctance Motor Drive under Fault Conditions". 33^o IAS Conference 1998, pp 553-562.

[STE91] Charles Stephens "Fault detection and management system for fault-tolerant Switched Reluctance Motor Drives", IEEE Trans on Industry Applications, vol. 27, n^o 6 Nov/Dec 1991, pp 1098-1102.

[STI99] M. Stiebler, Ke Liu "An Analytical Model of Switched Reluctance Machines" IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 4, December 1999, pp 1100-1103.

[TOR02] M. Torrent. "Aportaciones al diseño y a la caracterización del motor de reluctancia autoconmutado". Tesis Doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya, DEE, 2002.

[TOR91] Torrey D A, Lang J H. Optimal-efficiency Excitation of Variable-reluctance Motor Drives. IEE Proceedings Electric Power Applications Vol: 138 pp 1-14. ISSN: 0143-7038 January 1991

[TOR91a] D.A. Torrey, "Excitation of variable-reluctance motor drives", Electric Machines and Power Systems, Vol. 19, n^o6, pp. 713-729. 1991

[TOR98] M. Torrent, E. Martínez, P. Andrada. "Accionaments elèctrics i estalvi d'energia". 2^{es} Jornades Tècniques sobre Energia. 19-20 de Novembre 1998, Barcelona.

[UND02] T. Undeland & T. Mohan. "Meeting the Challenge: Revitalizing Courses in Power Electronics and Electric Drives". Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics. Stockholm 12-14 August 2002.

[UNN74] L.E. Unnewehr, W.H. Koch. "An axial air-gap reluctance motor for variable-speed applications". IEEE Transactions, Vol. PAS-93, pp 367-376, 1974.

[VUJ00] V. Vujicic, S.N. Vukosavic. "A simple nonlinear model of the switched reluctance motor". IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.15, N^o 4, December 2000.

[VUK91] S.Vukosavic, and V.R.Stefanovic, "SRM Inverter Topologies: A Comparative Evaluation", IEEE Trans on Industry Applications, vol. IA-27 NE 6, Nov/Dec 1991, pp 1034-1047.

BIBLIOGRAFÍA ELECTRÓNICA.:

<http://www.freescale.com/>: Freescale Semiconductor Literature Distribution Center
Application Note :AN1932 Rev. 2, 2/2005

<http://www.opal-rt.com/>: Opal-RT Technologies Inc.

<http://www.ikerlan.com/pub/cast/index.htm/>: IKERLAN: Centro de investigaciones tecnológicas Guipúzcoa.

<http://www.dspaceinc.com/ww/en/inc/home.cfm>: dSPACE SARL:

<http://www.ti.com/>: Texas Instruments

<http://www.analog.com/>: Analog Devices, Inc.

<http://www.bores.com/courses/>: BORES Signal Processing (Training in DSP and Media Processing)

<http://www.techonline.com/> : TechOnLine, Inc

<http://www.eetimes.com/> :EETIMES global news the creator of technology

PUBLICACIONES DEL AUTOR

CONGRESOS

TÍTULO: Switched Reluctance Drives for low power and low voltaje applications.

AUTORES: P. Andrada, F. Castellana, B. Blanqué, E. Martínez, J.I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent.

CONGRESO: Advanced Tecnologies in Manufacturing (WESIC'98)

ISBN: 84-95138-08-5.

LUGAR Y FECHA: Girona, 10-12 de Junio de 1998.

TÍTULO: Estudio comparativo de motores de Reluctancia Autoconmutados con estructuras 12/8 y 8/6.

AUTORES: P. Andrada, F. Castellana, B. Blanqué, E. Martínez, J.I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent.

CONGRESO: Seminario Anual de Automática, Electrónica industrial e Instrumentación. SAAEI'98.

ISBN: 84-89654-11-5.

LUGAR Y FECHA: Pamplona, 15-18 de Septiembre de 1998.

TÍTULO: Accionamientos de Reluctancia Autoconmutados para Aplicaciones de pequeña potencia y tensiones reducidas.

AUTORES: P. Andrada, F. Castellana, B. Blanqué, E. Martínez, J.I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent.

CONGRESO: IX Reunión de Grupos de Investigación en Ingeniería Eléctrica.

ISBN: 84-699-0129-6.

LUGAR Y FECHA: Tarrasa, 28-30 de Enero 1999.

TÍTULO: Accionamientos de Reluctancia para aplicaciones con un perfil de par-velocidad variable.

AUTORES: P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, J.I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent.

CONGRESO: 7as Jornadas Hispanolusas de Ingenieria Eléctrica.

ISBN: 84-95821-00-1.

LUGAR Y FECHA: Madrid, 4-6 de Julio 2001.

TÍTULO: Convertidor Estático para motores de reluctancia Autoconmutados.

AUTORES: P. Andrada, B. Blanqué, J.I. Perat.

CONGRESO: 7as Jornadas Hispanolusas de Ingenieria Eléctrica.

ISBN: 84-95821-00-1.

LUGAR Y FECHA: Madrid, 4-6 de Julio 2001.

TÍTULO: Monitorización y control de instrumentos de medida a través de Internet.

AUTORES: J.A García Alzorriz, B. Blanqué, S. Fillet, O Sagristà.

CONGRESO: 7as Jornadas Hispanolusas de Ingeniería Eléctrica.

ISBN: 84-95821-00-1.

LUGAR Y FECHA: Madrid, 4-6 de Julio 2001.

TÍTULO: Motores de Reluctancia Autoconmutados con características Mecánicas Variables.

AUTORES: P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, J.I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent.

CONGRESO: Seminario Anual de Automática, Electrónica industrial e Instrumentación. SAAEI'01.

ISBN: 84-699-5676-0.

LUGAR Y FECHA: Matanzas, 12-14 de Septiembre 2001.

TÍTULO: El motor de reluctancia autoconmutado, un competidor para los accionamientos eléctricos convencionales.

AUTORES: P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, J.I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent.

CONGRESO: XII Reunión de Grupos de Investigación en Ingeniería Eléctrica. XIIRGIIE.

ISBN: 84-699-7609-5.

LUGAR Y FECHA: Córdoba, 19-21 marzo 2002.

TÍTULO: Performance comparison of switched reluctance motors with 6/4 and 12/8 magnetic structures".

AUTORES: P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, J.I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent.

CONGRESO: International Conference of Electric Machines, ICEM'02.

ISBN: 90-76019-18-5.

LUGAR Y FECHA: Brugge, Bélgica, 25-28 agosto 2002.

TÍTULO: Simulation of switched reluctance motor (SRM) using non-linear models".

AUTORES: M. Torrent, P. Andrada, B. Blanqué, J.I. Perat.

CONGRESO: International Conference of Electric Machines, ICEM'02.

ISBN: 90-76019-18-5.

LUGAR Y FECHA: Brugge, Bélgica, 25-28 agosto 2002.

TÍTULO: Comparación de controladores analógicos para accionamientos de reluctancia autoconmutados (SRM) de bajo coste.

AUTORES: J.I. Perat, B. Blanqué, M. Torrent, P. Andrada, J.A. Sánchez.

CONGRESO: Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI'02.

ISBN: 84-8138-512-3.

LUGAR Y FECHA: Alcalá de Henares, 18-20 setiembre 2002.

TÍTULO: Simulation of non-linear switched reluctance motor with Simulink.
AUTORES: B. Blanqué, J.I. Perat, M. Torrent, P. Andrada.
CONGRESO: Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI'02.
ISBN: 84-8138-512-3.
LUGAR Y FECHA: Alcalá de Henares, 18-20 setiembre 2002.

TÍTULO: Switched reluctance drives for electric vehicle applications.
AUTORES: P. Andrada, M. Torrent, B. Blanqué, J.I. Perat.
CONGRESO: International Conference on Renewable Energies and Power Quality, ICREPQ'03.
ISBN: 84-607-6768-X.
LUGAR Y FECHA: Vigo, 9-12 abril 2003.

TÍTULO: Modelización, control y simulación de los motores de reluctancia autoconmutados.
AUTORES: P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, J.I. Perat, J. Sánchez, M. Torrent.
CONGRESO: XIII Reunión de Grupos de Investigación de Ingeniería Eléctrica.
ISBN: 84-607-6769-8.
LUGAR Y FECHA: Vigo, 10-12 abril 2003.

TÍTULO: Acoustic noise comparison between two different switched reluctance motors and an inverter-fed induction motor.
AUTORES: J.A. Sánchez, P. Andrada, M. Torrent, J.I. Perat, B. Blanqué.
CONGRESO: 8º Congresso Luso Espanhol de Engenharia Electrotécnica.
ISBN: 972-8822-00-6.
LUGAR Y FECHA: Vilamoura, Portugal, 3-5 julio 2003.

TÍTULO: Variador de bajo coste para Motores de Reluctancia Autoconmutados.
AUTORES: J.I. Perat, B. Blanqué, P. Andrada, M. Torrent.
CONGRESO: 8º Congresso Luso Espanhol de Engenharia Electrotécnica.
ISBN: 972-8822-00-6.
LUGAR Y FECHA: Vilamoura, Portugal, 3-5 julio 2003.

TÍTULO: Modelización no lineal de Motores de Reluctancia Autoconmutados mediante Simulink.
AUTORES: B. Blanqué, J.I. Perat, P. Andrada, M. Torrent.
CONGRESO: 8º Congresso Luso Espanhol de Engenharia Electrotécnica.
ISBN: 972-8822-00-6.
LUGAR Y FECHA: Vilamoura, Portugal, 3-5 julio 2003.

TÍTULO: Acoustic noise comparison of two different switched reluctance motors and an inverter-fed induction motor.

AUTORES: J.A. Sánchez, P. Andrada, M. Torrent, J.I. Perat.

CONGRESO: European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2003.

ISBN: CD ROM ISBN 90-75815-07-7

LUGAR Y FECHA: Toulouse, Francia, 2-5 setiembre 2003.

TÍTULO: Control digital para accionamientos de reluctancia autoconmutados.

AUTORES: J.I. Perat, B. Blanqué, P. Andrada.

CONGRESO: XIV Reunion de Grupos de Investigación de Ingeniería Eléctrica.

ISBN: CD ROM ISBN 84-607-9886-0.

LUGAR Y FECHA: Barcelona, Abril 2004.

TÍTULO: Análisis de faltas en los accionamientos de reluctancia autoconmutados.

AUTORES: J.A. Sánchez, P. Andrada, M. Torrent.

CONGRESO: XIV Reunion de Grupos de Investigación de Ingeniería Eléctrica.

ISBN: CD ROM ISBN 84-607-9886-0.

LUGAR Y FECHA: Barcelona, Abril 2004.

TÍTULO: Low cost digital controller for Switched reluctance motor.

AUTORES: B. Blanqué, J.I. Perat, P. Andrada.

CONGRESO: 16th International Conference of Electric Machines, ICEM'04.

ISBN: CD-ROM, ISBN 83-921428-0-2.

LUGAR Y FECHA: Cracow, 5 - 8 Septiembre 2004.

TÍTULO: Improving efficiency in switched reluctance motor drive with on line control of turn-on and turn-off angles".

AUTORES: B. Blanqué, J.I. Perat, P. Andrada, M. Torrent.

CONGRESO: European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2005.

ISBN: 90-75815-08-5.

LUGAR Y FECHA: Dresden, Alemania. Septiembre 2005.

TÍTULO: Post-fault performance of a fault tolerant switched reluctance motor drive.

AUTORES: J.A Sánchez, P. Andrada, M.Torrent, B.Blanqué, J.I. Perat, E. Martinez.

CONGRESO: European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2005.

ISBN: 90-75815-08-5.

LUGAR Y FECHA: Dresden, Alemania. 11-14 Septiembre 2005.

TÍTULO: Accionamiento de reluctancia autoconmutado con control en línea de los ángulos de inicio y de bloqueo de la conducción.

AUTORES: B.Blanqué, J.I. Perat, P. Andrada.

CONGRESO: 9º Congreso Hispano Luso de Ingeniería Eléctrica, 9CHLIE 2005.

ISBN: 84-609-5231-2.

LUGAR Y FECHA: Marbella, 30 junio-2 julio 2005.

TÍTULO: Motor de reluctancia autoconmutado para aplicaciones tolerantes a faltas.

AUTORES: J.A. Sánchez, P. Andrada, B.Blanqué, M. Torrent, J.I. Perat.

CONGRESO: 9º Congreso Hispano Luso de Ingeniería Eléctrica, 9CHLIE 2005,

ISBN: 84-609-5231-2.

LUGAR Y FECHA: Marbella, 30 junio-2 julio 2005.

TÍTULO: Comparative efficiency of switched reluctance and induction motor drives for slowly varying loads.

AUTORES: P. Andrada, B.Blanqué, J.I. Perat, M. Torrent, J.A. Sánchez,

CONGRESO: International conference on Renewable Energies and Power Quality, ICREPQ'06

ISBN: 84-609-6604-6.

LUGAR Y FECHA: Palma de Mallorca, 5-7 de Abril 2006.

TÍTULO: Accionamiento de Reluctancia Autoconmutado con Tabla Optimizadora de Rendimiento.

AUTORES: J.I. Perat, B.Blanqué, P. Andrada, M. Torrent.

CONGRESO: X Portuguese-Spanish Conference in Electrical Engineering, XCLLE ,pp 3.3-3.6

ISBN: 978-972-8822-08-8.

LUGAR Y FECHA: Madeira (Portugal), 5-7 Julio 2007.

TÍTULO: An Education and Research Protoyping Platform for Swiched Reluctance Motor Drives.

AUTORES: B.Blanqué, P. Andrada, J.López.

CONGRESO: European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2007.

ISBN:978-907-5815-10-8.

LUGAR Y FECHA: Aalborg, Dinamarca ,2-5 Septiembre 2007.

REVISTAS:

TÍTULO: El motor de reluctancia autoconmutado.

AUTORES: P. Andrada, B. Blanqué, F. Castellana, E. Martínez, J.I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent.

PUBLICACIÓN: Revista Técnica Industrial extra octubre 2004, pp 32-41.

ISSN: 0040 - 1838.

FECHA: Octubre 2004.

TÍTULO: Accionamientos de Reluctancia Autoconmutados para vehículos eléctricos.

AUTORES: P. Andrada, M. Torrent, B. Blanqué, J.I. Perat.

PUBLICACIÓN: Revista Información Tecnológica Vol 16 nº 5, pp 79-87.

ISSN: 0716-8756.

FECHA: Octubre 2005. **TÍTULO:**