

Análisis de tres métodos para la detección de la velocidad de giro de un motor DC, sin el empleo de sensores externos

Por Ernesto Vázquez Sánchez y Jaime Gómez Gil

Ernesto Vázquez Sánchez, Jaime Gómez Gil.
Departamento de teoría de la señal y Comunicaciones e Ingeniería Telemática, Universidad de Valladolid, España.
e-mail: rnstvaz@gmail.com, jgomez@tel.uva.es

Para la medición de la velocidad en motores DC sin el empleo de sensores, existen las técnicas basadas en la componente ripple de la corriente. Estas técnicas estiman la frecuencia de dicha componente, que está relacionada con la velocidad del motor. En este trabajo se describen tres métodos para la medición de la velocidad basados en la técnica anterior que son, Análisis Espectral vía FFT, Filtrado Adaptativo con Doble Derivador, y Detección de Conmutación vía Comparador. También se evaluará la precisión de cada método y se realizará un análisis comparativo entre ellos. Los resultados muestran claramente que el método que mejores prestaciones presenta es el Análisis Espectral vía FFT, mientras que los otros dos presentan diferentes limitaciones en la detección de la velocidad.

Con el avance de la tecnología y la automatización de numerosas tareas que antes se hacían de una manera manual, se ha incrementado el empleo de motores en multitud de aplicaciones. Por ejemplo, la simple tarea de subir o bajar la ventanilla de un coche de forma manual ha sido sustituida por la pulsación de un botón, en dicha tarea, el encargado de subir o bajar la ventanilla es un motor. Las aplicaciones en las que es primordial la precisión, tanto en velocidad como en posicionamiento, y no lo es tanto la eficiencia o las altas potencias, está siendo dominada por los motores DC en sus diferentes configuraciones, paso a paso, servomotor, sin escobilla, etc. Este dominio es debido en parte a la gran ventaja que presentan los motores dc en la simplicidad en el control.

En muchas aplicaciones con motores DC, es necesario el control de la velocidad en lazo cerrado, el cual, necesita un observador de velocidad [2]. Los observadores convencionales, conocidos como sensores de velocidad angular, son: tacómetros, encoders, sensores de efecto hall, etc. Éstos presentan la desventaja de ser

un elemento independiente que debe acoplarse en el eje del motor, en un lugar en el que preferiblemente debería estar la carga. Al ser un elemento diferente del motor incrementa los fallos y los costes del sistema [1].

También existen, otros observadores de velocidad que no están compuestos de elementos mecánicos externos acoplados al motor. Éstos, conocidos como sensorless speed, estiman la velocidad a partir de la tensión y/o corriente del motor DC. Dentro de ellos existen dos grupos [2]. Los primeros están basados en el modelo dinámico del motor DC [4]. Para la detección de la velocidad utilizan principalmente la fuerza electromotriz (EMF). Estimadores de este tipo los podemos encontrar en [4], [5], [6], [7], [8], [9], [10], [11] y [12]. El modelo utilizado en estos trabajos es lineal y dependiente de parámetros del motor. Dichos parámetros, tienen el inconveniente de que varían según las condiciones de trabajo del motor, lo que introduce cierta incertidumbre en la medida. Aunque, dichos parámetros pueden ser estimados dinámicamente, según se extrae de [13], esto suele dar lugar a un modelo no lineal que incrementa el coste computacional.

La segunda clase de observadores de velocidad sin elementos mecánicos, son los basados en la componente alterna (ripple del término en inglés) de la corriente. La componente de ésta, que da la información sobre la velocidad se suele conocer en la literatura como current ripple. La corriente en un motor DC, está compuesta por una componente de continua, sobre la que se superpone una componente alterna o ripple. Las características de la componente ripple dependen de la velocidad de giro del rotor y de parámetros del motor. La característica de interés en la componente ripple es la frecuencia, la cual se relaciona con la velocidad según (1), donde f es la frecuencia de la componente ripple, p es el número de pares de polos del motor DC, k_p es

el número de delgas del rotor, n es la velocidad angular del rotor en r.p.m. y y es el máximo común divisor de $2p$ y k [14].

$$f = \frac{2pk_p n}{60\eta} \quad (1)$$

En este caso, la dependencia con los parámetros del motor DC son de tipo constructivo y son fijados una vez construido el motor. En este tipo de observador la clave suele estar en detectar la frecuencia ripple. La componente ripple está compuesta por ondulaciones, éstas se deben a los efectos conjuntos de que en una espira del motor se induzca una tensión sinusoidal y al proceso de rectificación o conmutación del colector de delgas. Debido a esto en ocasiones se denomina a cada ondulación de la componente ripple como conmutación.

En este estudio se implementan tres técnicas de detección de velocidad basadas en los estimadores sensorless speed. Posteriormente se hace una comparación de las prestaciones dadas por cada uno de los métodos. El primero de ellos, que denominamos método de Análisis Espectral vía FFT, se basa en realizar el análisis espectral vía FFT de la corriente, y a partir de ella estima cuál es la frecuencia ripple. En primer lugar elimina del espectro la componente continua, todas aquellas frecuencias en las que hay interferencias conocidas y las frecuencias que están por encima de la frecuencia ripple máxima. En segundo lugar toma como frecuencia ripple como aquella que tiene una amplitud mayor.

El segundo método, que denominamos Filtrado Adaptativo con Doble Derivador, lo que hace es pasar la corriente por un filtro paso banda centrado en la frecuencia ripple detectada en la última iteración. Con este primer filtrado se consigue eliminar todas las componentes frecuenciales a excepción de la componente ripple. Inmediatamente después se pasa la señal por un filtro doble derivador

que pasa el valor de la frecuencia ripple a la amplitud de la señal, como consecuencia de que la componente ripple tenga forma sinusoidal. Por último, se compara la señal que sale del doble derivador y la que había a la entrada, con lo que se obtiene el valor de la frecuencia ripple.

El tercer método, que denominamos Detector de Conmutaciones vía Comparador, intenta detectar en que instante de tiempo se produce cada conmutación en la componente ripple de la corriente. Para detectar el instante de cada conmutación, se compara el valor instantáneo de la corriente con su valor medio. Un flanco de subida corresponde a una conmutación. Con la información del instante en que se ha producido cada conmutación, se estima el valor de la frecuencia ripple.

En apartados posteriores se describe con más detalle cada uno de los métodos estudiados y se muestra una comparativa de la precisión de cada uno.

Objetivos

El objetivo de este estudio es analizar la precisión conseguida con tres métodos diferentes en la detección de la velocidad en motores DC sin el empleo de sensores. Los métodos a analizar se basan en la componente ripple de la corriente y tratan de obtener la frecuencia de dicha componente, denominada frecuencia ripple, y que está directamente relacionada con la velocidad del motor.

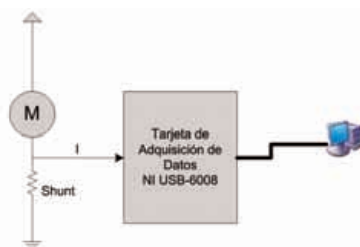
Los métodos a evaluar son tres, el primero se basa en hacer un análisis espectral de la corriente. El segundo filtra la componente ripple y la deriva dos veces para que el valor de la frecuencia pase a la amplitud, comparando la componente ripple con su derivada dos veces obtiene el valor de la frecuencia ripple. El tercer método obtiene los instantes de comienzo de las ondulaciones de la componente ripple comparando el valor de la corriente instantánea con el valor medio, y con los instantes obtenidos estima el valor de la frecuencia ripple.

La precisión de cada método se obtiene analizando los errores cometidos entre la velocidad detectada por el mismo y la velocidad real del motor. Las velocidades a las que se

mede la precisión del motor son a velocidad constante, variándola desde una velocidad inicial hasta una final con aceleración constante y cuando se realiza un salto en escalón de la velocidad. Para conseguir la independencia de los resultados con el motor empleado, se realizarán las pruebas con diferentes motores DC.

Material

El esquema hardware del sistema se muestra en la figura 1. En el esquema se muestra el motor DC, en este caso para realizar las pruebas se utilizaran dos motores diferentes, el EMG30 y el 719E385, cuyas características se muestran en la Tabla 1. El siguiente elemento que se muestra es el sensor de corriente, que es del tipo shunt cuyo valor resistivo es de $20\text{ m}\Omega$. A continuación va la tarjeta de adquisición de datos de bajo coste NI USB-6008, cuya velocidad máxima de muestreo es de 10 kHz . La tarjeta dispone de 4 entradas analógicas configuradas en modo diferencial, éstas se pueden configurar para que su rango pueda ir de ± 1 a $\pm 20\text{ V}$. Una de estas entradas se utiliza para muestrear la corriente del motor por medio del shunt.

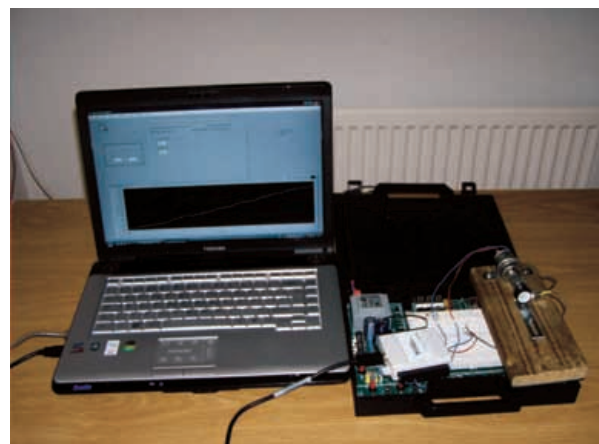


Parámetro \ Motor	EMG30	719E385
Tensión nominal	12 V	12 V
Consumo de corriente sin carga	530 mA	250 mA
Velocidad nominal	3000 r.p.m.	5000 r.p.m.
Resistencia (R_a)	1.8 Ω	1.5 Ω
Constante de la fuerza electromotriz (c)	0.0178 V/r.p.m.	0.00101 V/r.p.m.

La tarjeta de adquisición de datos se conecta al PC, el cuál procesa la señal de la corriente y determina la velocidad del motor DC. El PC es un ordenador portátil con procesador Intel T8300 con 3 GB de RAM y 320 GB de disco duro. El sistema operativo que utiliza es Windows Vista, y

el entorno de desarrollo es LabVIEW 8.5. En la figura 2 se muestra una imagen del hardware real utilizado.

Figura 2. Elementos hardware del sistema.



Para detectar la velocidad real del motor, y así poder compararla con la obtenida en los diferentes métodos, se utiliza un encoder incremental de alta resolución acoplado al motor. La salida del encoder se conecta al contador de 32 bits de la tarjeta de adquisición de datos. Contando los pulsos que se producen en un intervalo de tiempo fijo se obtiene la velocidad del motor. Estas conexiones no se han mostrado en los esquemas del sistema anteriores.

Métodos

El principal objetivo de este estudio es evaluar la precisión de tres métodos diferentes en la detección de la velocidad de motores DC sin el empleo de sensores. Los métodos a evaluar se basan en la componente ripple de la corriente.

Figura 1. Esquema de las conexiones de los diferentes elementos.

Tabla 1. Especificaciones de los motores DC.

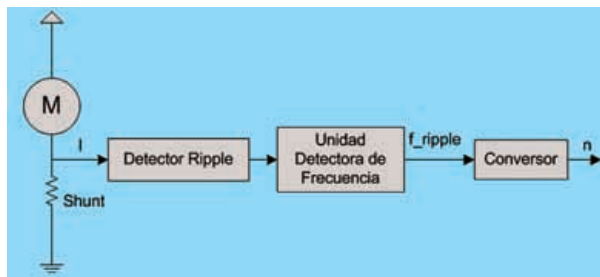
Figura 4. Diagrama de bloques del método Filtrado Adaptativo con Doble Derivador.

supone que la corriente del motor ha sido digitalizada previamente a la frecuencia de muestreo adecuada. En todos los métodos aparece al final un bloque denominado Conversor que se encarga de calcular la velocidad del motor con la información de la frecuencia ripple, para ello el bloque implementa la relación entre ambas magnitudes dada por (1).

Análisis Espectral vía FFT

Este método fue descrito por Wayne Zavis y Tobias Gerlach [16] y [17]. El diagrama de bloques del método se muestra en la figura 3. El primer bloque que aparece es el bloque FFT encargado de obtener el espectro de la corriente, para ello realiza la FFT y calcula el módulo de la misma.

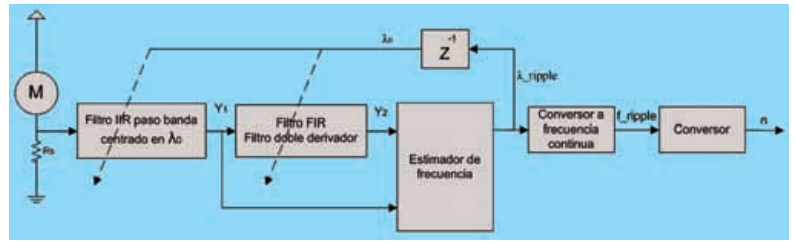
Figura 3. Diagrama de bloques del método Análisis Espectral vía FFT.



El bloque Decisor es el encargado de decidir de todas las frecuencias presentes en el espectro de la corriente cual es la que corresponde a la frecuencia ripple. El bloque en primer lugar descarta aquellas frecuencias que no pueden ser, entre ellas está la frecuencia cero que corresponde a la componente continua de la corriente, las que están por encima de la frecuencia ripple máxima, así como aquellas que correspondan a interferencias conocidas. De todas las posibilidades que quedan considera que la frecuencia ripple es aquella que tiene mayor amplitud.

Filtrado Adaptativo con Doble Derivador

Este método fue descrito por M. Hilairet [3]. El diagrama de bloques del método se muestra en la figura 4. El método supone que la componente ripple de la corriente tiene forma sinusoidal y aprovecha la propiedad que dice que cuando se deriva una señal sinusoidal la información de la frecuencia pasa a la amplitud. Los bloques del método son, el Filtro IIR paso banda centrado en



ω_0 que se encarga de obtener la componente ripple, el Filtro FIR doble derivador que deriva dos veces la componente ripple que tiene forma sinusoidal para que la información de la frecuencia pase a la amplitud. El Estimador de frecuencia estima el valor de la frecuencia ripple con ayuda de la componente ripple y su derivada dos veces. El Conversor a frecuencia continua se encarga de transformar la frecuencia ripple discreta a la frecuencia continua correspondiente, pues todo el procesamiento anterior se ha hecho en el dominio discreto.

Filtro IIR paso banda centrado en ω_0

Este bloque se encarga de obtener la componente ripple de la corriente cuya forma es sinusoidal con la forma mostrada en (2), donde A es la amplitud, λ_r es la frecuencia ripple discreta y n es el instante de tiempo discreto. Para ello, elimina todas las componentes frecuenciales presente en la corriente a excepción de la componente ripple.

$$Y_1[n] = A \cos(2\pi\lambda_r \cdot n) \quad (2)$$

La implementación del bloque es la de un filtro paso banda centrado a la frecuencia ripple obtenida en la iteración anterior. La implementación del filtro es la de un filtro IIR de segundo orden cuya función de transferencia es (3), donde $H_{pb}(z)$ se define en (4), θ en (5) y r^2 en (6). El parámetro ω_0 es la frecuencia ripple discreta obtenida en la iteración anterior y coincide con la frecuencia central del filtro. El parámetro β es un indicativo del ancho de la banda de paso del filtro paso banda.

$$H_{pb}(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1}{2} (1 - H_{pr}(z)) \quad (3)$$

$$H_{pr}(z) = \frac{r^2 - (1+r^2)\beta z^{-1} + z^{-2}}{1 - (1+r^2)\beta z^{-1} + r^2 z^{-2}} \quad (4)$$

$$\beta = \cos(2\pi\lambda_0) \quad (5)$$

$$r^2 = (1 - \tan(\pi\Delta\lambda)) / (1 + \tan(\pi\Delta\lambda)) \quad (6)$$

Filtro FIR doble derivador

Este bloque se encarga de derivar dos veces la componente ripple (2), obtenida por el bloque anterior, y con ello pasar la información de la frecuencia a la amplitud de acuerdo con (7). Este bloque suprime el signo negativo que debería aparecer.

$$Y_2[n] = (2\pi\lambda_r)^2 A \cos(2\pi\lambda_r n) = (2\pi\lambda_r)^2 Y_1[n] \quad (7)$$

La implementación del bloque derivador se ha hecho con un filtro FIR de 5º orden que tiene el comportamiento de derivador en un entorno próximo de la frecuencia ripple. La función de transferencia del filtro se presenta en (8).

$$H(z) = h_0 + h_1 z^{-1} + h_2 z^{-2} + h_3 z^{-3} + h_4 z^{-4} + h_5 z^{-5} \quad (8)$$

Los coeficientes del filtro se definen en (9), (10), (11), (12), (13), y (14). El parámetro θ se define en (15), donde ω_0 es la frecuencia ripple discreta calculada en la iteración anterior.

$$h_5 = \frac{(1 + \sin(\theta)^2)\theta - \sin(\theta) \cos(\theta)}{2 \sin(\theta)^3} \quad (9)$$

$$h_4 = -\frac{\theta + \sin(\theta)(11 - 12 \sin(\theta)^2)h_5}{2 \sin(\theta) \cos(\theta)} \quad (10)$$

$$h_3 = \frac{\theta}{\sin(\theta)} - 4 \cos(\theta)h_4 - \frac{2(5 - 6 \sin(\theta)^2)h_5}{\sin(\theta)} \quad (11)$$

$$h_2 = -4 \cos(\theta)h_3 - (10 - 12 \sin(\theta)^2)h_4 - 4 \cos(\theta)(5 - 8 \sin(\theta)^2)h_5 \quad (12)$$

$$h_1 = -2 \cos(\theta)h_2 - (3 - 4 \sin(\theta)^2)h_3 - 4 \cos(\theta)(1 - 2 \sin(\theta)^2)h_4 - (5 - 20 \sin(\theta)^2 + 16 \sin(\theta)^4)h_5 \quad (13)$$

$$h_0 = \theta^2 - \cos(\theta)h_1 - \cos(2\theta)h_2 - \cos(3\theta)h_3 - \cos(4\theta)h_4 - \cos(5\theta)h_5 \quad (14)$$

$$\theta = 2\pi\lambda_0 \quad (15)$$

Estimador de frecuencia

Este bloque estima la frecuencia ripple discreta f_r a partir de la componente ripple y_1 y su derivada dos veces y_2 . La frecuencia ripple discreta se puede calcular con (16), pero tiene el problema de la división por cero. Para evitar dicho problema, se recurre a la expresion alternativa (17) que se obtienen al aplicar el método de mínimos cuadrados. Los valores de $N[n]$ y $D[n]$ se definen según (18) y (19) respectivamente, el parámetro α se define en (20) y Δ es el ancho de banda del filtro IIR paso banda centrado en ω_r .

$$\lambda_r[n] = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{y_2[n]}{y_1[n]}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{y_1[n]y_2[n]}{y_1[n]^2}} \tag{16}$$

$$\lambda_r[n] = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{N[n]}{D[n]}} \tag{17}$$

$$N[n] = \alpha N[n-1] + y_1[n]y_2[n] \tag{18}$$

$$D[n] = \alpha D[n-1] + y_1[n]^2 \tag{19}$$

$$\alpha = e^{-2\pi\Delta\lambda} \tag{20}$$

Convertor a frecuencia continua

Este bloque calcula la frecuencia ripple en el dominio continuo f_{ripple} a partir de la frecuencia ripple en el dominio discreto. Para ello implementa la relación (21), donde f_s es la frecuencia de muestreo del sistema.

$$f_{ripple} = \lambda_r f_s \tag{21}$$

Detección de Conmutaciones vía Comparador

El método fue propuesto por Steven Weiss [15] y trata en primer lugar detecta las conmutaciones producidas en la corriente mediante la técnica de cruce por cero. En dicha técnica se compara el valor instantáneo de la corriente con el nivel medio de la misma. Cuando el comparador ofrece un flanco positivo es porque se ha producido una conmutación u ondulación en la corriente. Con el instante de tiempo en el que se ha producido la conmutación se calcula el periodo de conmutación y la frecuencia ripple

El diagrama de bloques del método se muestra en la figura 5. El diagrama está compuesto por el Detector Ripple y la Unidad Detectora de

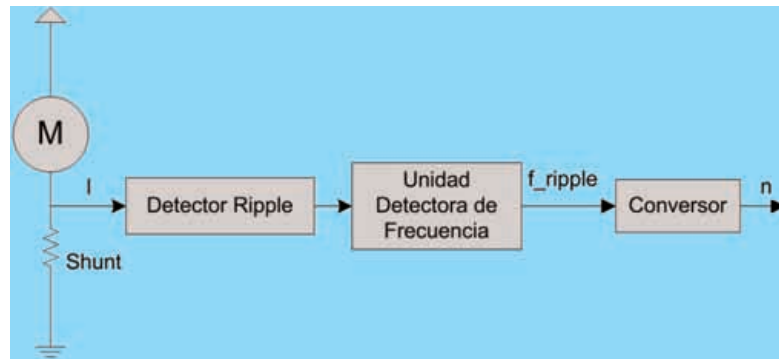


Figura 5. Diagrama de bloques del método Detección de Conmutación vía Comparador.

Frecuencia. El Detector Ripple se encarga de detectar las conmutaciones de la corriente. La Unidad Detectora de Velocidad se encarga calcular el periodo de conmutación y con él la frecuencia ripple.

Bloque Detector Ripple

El bloque se encarga de detectar los instantes de conmutación producidos en la corriente. El esquema del bloque se muestra en la figura 6. La corriente es pasada por un detector de pico máximo y por otro de pico mínimo, los cuales obtienen el valor máximo y mínimo, respectivamente. Los detectores de pico cada cierto tiempo decrementan el valor del pico detectado. Esto se hace para que la detección se vaya ajustando de forma dinámica a los máximos y mínimos de un pequeño intervalo.

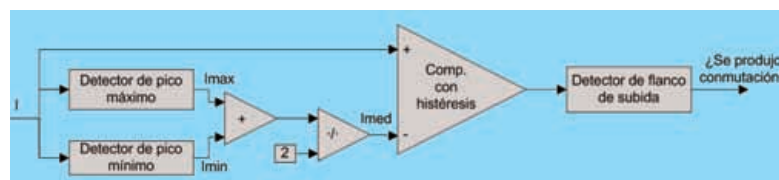


Figura 6. Diagrama de bloques del Detector de Ripple.

Posteriormente se calcula el valor medio entre el máximo y el mínimo, I_{med} . Este valor se compara con el valor de la corriente. La comparación se hace con un comparador con ciclo de histéresis, para eliminar la influencia de las pequeñas perturbaciones de la corriente. Por último, la señal que sale del comparador, que es cuadrada, se pasa por un detector de flanco. El detector de flanco, para saber si se produjo un flanco comprueba que la muestra actual tenga un valor alto, y justo la muestra anterior un valor bajo. Si se cumple, quiere decir que ha habido un flanco. Cuando se produce un flanco de subida, el detector de flanco pone en la salida un valor TRUE a su salida durante un ciclo de reloj.

Hay que destacar que el sistema va procesando muestra por muestra, pues el procesado se realiza en tiempo discreto. Por ello, cuando el detector de flanco da un valor TRUE indica que en el instante de tiempo asociado a la muestra que se está procesando se ha producido una conmutación

Bloque Unidad Detectora de Velocidad

La función del bloque es calcular la velocidad del motor con la información de los instantes en los que se han producido las conmutaciones. El diagrama de flujo del bloque se muestra en la figura 7. En primer lugar se comprueba que si se ha producido o no una conmutación, si no se ha producido no se hace nada. Por el contrario, si se ha producido una conmutación, se añade el instante

actual de conmutación a la lista de instantes de conmutación T_{k+1} , siendo k el número de instantes de conmutación detectados.

Posteriormente se calcula la frecuencia ripple f , para su cálculo se puede utilizar (22). El problema de obtener la frecuencia ripple de esta forma es que tiene un comportamiento, muy variable.

$$f = \frac{1}{T_{k+1} - T_k} \tag{22}$$

Para solucionar este problema, se utiliza un nuevo estimador basado en el cálculo promediado durante un tiempo T_p , según (23), donde N es el número de instantes a promediar definido por (24), f_k es la frecuencia

Tabla 2. Error al medir la velocidad en el Motor EMG30.

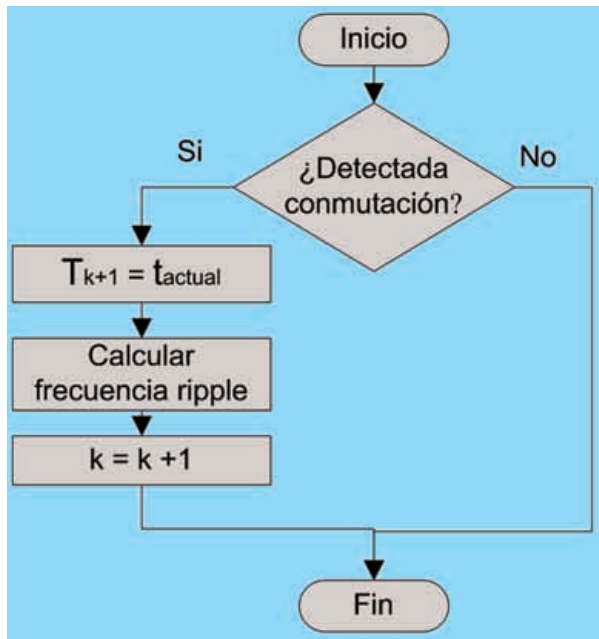
ripple calculada en la última conmutación detectada y f_{k+1} es la frecuencia ripple que se está calculando. La operación $[\cdot]$ es la parte entera. Con esta solución se obtiene una velocidad sin perturbaciones y con una buena respuesta de seguimiento a las variaciones de velocidad si se ajusta de forma adecuada T_p . Por último se actualiza el número de conmutaciones detectadas k , incrementándolo en una unidad.

$$f_{k+1} = \frac{N}{\sum_{i=0}^{N-1} T_{k+1-i} - T_{k-i}} \quad (22)$$

$$N = [T_p \cdot f_k] \quad (23)$$

Resultados

Figura 7. Diagrama de flujo de la Unidad Detectora de frecuencia.



Una vez descrito cada método se pasa a mostrar los resultados obtenidos en la medición de la precisión de cada método. Para evaluar el comportamiento de cada método se mide la precisión en diferentes situaciones, en un primer lugar se obtiene el error medio y la desviación del error cometido al medir la velocidad cuando el motor gira a velocidad constante. En un segundo lugar cuando la velocidad del motor va variando de forma lineal, tiene aceleración constante, se mide el error y el retardo en el seguimiento. Por último, se ha realiza un salto en la velocidad del motor y se mide el tiempo en alcanzar el nuevo valor de la velocidad. Las pruebas realizadas se han hecho sobredos motores diferentes, el EMG30 y El

Figura 8. Variación lineal de la velocidad en el motor EMG30.

Velocidad real (r.p.m.)	Error medio (r.p.m.)			Desviación (r.p.m.)		
	Método 1	Método 2	Método 3	Método 1	Método 2	Método 3
500	2.20	0.29	676.18	12.37	4.37	157.82
721	0.17	0.53	117.60	8.45	4.65	73.47
1023	0.31	0.35	1.86	5.48	4.18	7.91
1242	0.54	0.87	0.74	4.20	3.28	3.74
1516	0.11	0.34	0.23	4.94	4.69	5.08
2015	0.29	0.34	0.19	4.38	4.25	4.86
2514	0.14	0.22	0.30	5.57	5.50	5.75
3021	1.33	1.95	1.28	5.14	4.87	5.97
3502	1.85	2.38	1.96	6.74	7.02	7.15
4037	0.01	0.07	0.06	7.01	6.45	4.36
4492	0.13	0.17	0.50	6.13	6.63	7.31
5000	1.50	1.28	0.51	9.40	9.20	9.69
5518	1.35	1.10	1.27	12.26	11.65	11.94

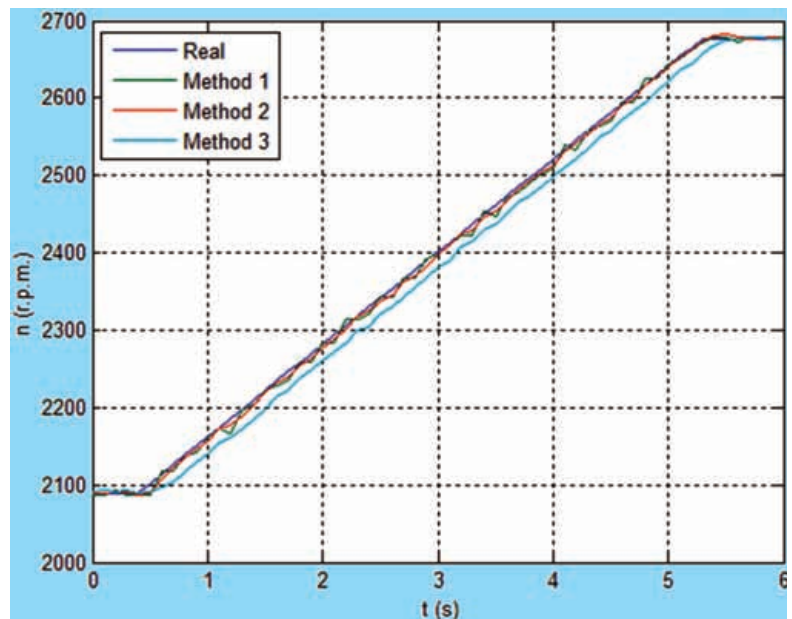
719E385. Los resultados de cada motor se muestran por separado.

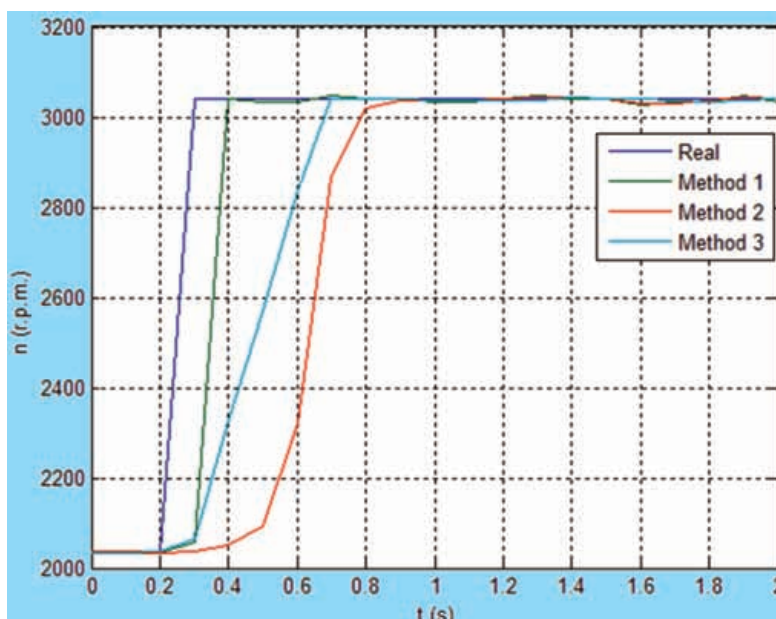
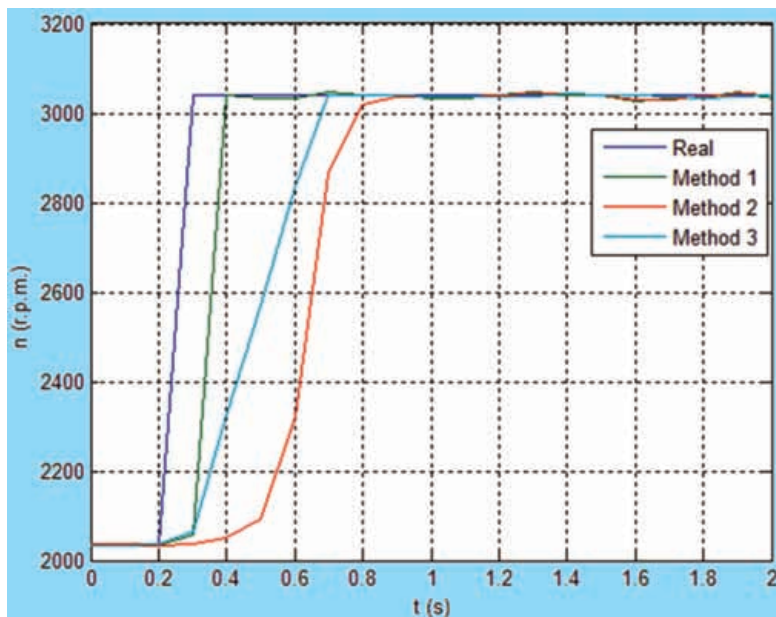
En las diferentes gráficas y tablas se indica con Método 1 al método de Análisis Espectral vía FFT, Método 2 al método de Filtrado Adaptativo con Doble Derivador y Método 3 al método de Detección de Conmutación vía Comparador.

Motor EMG30

Los resultados para diferentes velocidades constantes se muestran en la Tabla 2. Los resultados cuando se varía la velocidad de forma lineal se muestra en la figura 8. El error medio cometido al seguir la velocidad en esta situación es de 3.56 r.p.m. para el Método 1,

3.50 r.p.m. para el Método 2 y 17.30 r.p.m. para el método 3. La desviación es de 6.06 r.p.m., 3.33 r.p.m. y 8.90 r.p.m. respectivamente. Para el Método 1 y el Método 2 apenas existe retardo en la detección, mientras que para el Método 3 aparece un retardo en la detección de 0.2 s. El error cometido cuando se realiza un salto de velocidad se muestra en la figura 9. El tiempo que el Método1 tarda en alcanzar el valor final es de 0.1 s, el Método 2 0.7 s y el Método 3 0.4 s. En la figura 10 se muestra otro ejemplo en el que se produce otro salto en la velocidad del motor pero en este caso el salto de velocidad es mayor, se observa que el tiempo en alcanzar el valor final es prácticamente el mismo para el Método





1 y Método 3 que el caso anterior, pero no para el Método 2. En el Método 2 se observa que tarda más tiempo en comenzar a detectar que la velocidad ha cambiado y llega a estabilizarse a otra velocidad durante un corto periodo de tiempo, para luego alcanzar la velocidad final del motor, todo ello ha tardado en hacerlo 4 s.

Figura 9. Salto brusco de la velocidad en el motor EMG30.

Motor 719E385

Los resultados para diferentes velocidades constantes se muestran en la tabla 3. Los resultados cuando se varía la velocidad de forma lineal se muestra en la figura 11. El error medio cometido al seguir la velocidad en esta situación es de 3.07 r.p.m. para el Método 1, 7.76 r.p.m. para el Método 2 y 31.70 r.p.m. para el método 3. La desviación es de 6.63 r.p.m., 6.86 r.p.m. y 15.70 r.p.m. respectivamente. Para el Método 1 y el Método 2 apenas existe retardo en la detección, mientras que para el Método 3 aparece un retardo en la detección de 0.3 s. El error cometido cuando se realiza un salto de velocidad se muestra en la figura 12. El tiempo que el Método1 tarda en alcanzar el valor final es de 0.1 s, el Método 2 0.8 s y el Método 3 0.5 s. En la figura 13 se muestra otro ejemplo en el que se produce otro salto en la velocidad del motor pero en este caso el salto de velocidad es mayor, se observa que el tiempo en alcanzar el valor final es prácticamente el mismo para el Método 1 y Método 3 que en el caso anterior, pero no para el Método 2. En el Método 2 se observa que tarda más tiempo en comenzar a detectar que la velocidad ha cambiado y llega a estabilizarse a otra velocidad sin que llegue a alcanzar la velocidad final.

Figura 10. Salto brusco de la velocidad en el motor EMG30 con Método 3 enganchado previamente a otra velocidad.

Conclusiones

A lo largo de este estudio se han descrito tres métodos diferentes en la detección de la velocidad en motores DC sin el empleo de sensores. Los métodos descritos se basan en la componente ripple de la corriente, de la cual detectan la frecuencia denominada frecuencia ripple y que está directamente relacionada con la velocidad. También se ha evaluado la precisión de cada método en diferentes condiciones, en primer lugar se ha obtenido para diferentes velocidades constantes, en segundo lugar cuando varía de forma lineal y por último cuando se realiza un salto en escalón de la misma.

Tabla 3. Error al medir la velocidad en el Motor 719E385.

Velocidad real (r.p.m.)	Error medio (r.p.m.)			Desviación (r.p.m.)		
	Método 1	Método 2	Método 3	Método 1	Método 2	Método 3
979	3.71	1.87	856.42	22.54	7.69	165.43
1377	2.81	1.95	241.17	9.60	9.17	125.17
1686	0.31	0.99	141.42	9.62	10.31	90.10
1927	1.77	1.97	48.36	12.75	11.43	73.90
2216	1.07	0.44	9.88	6.07	6.37	27.49
2497	1.15	1.20	1.07	5.49	5.42	10.98
2962	0.02	0.04	0.59	5.17	5.00	15.67
3436	0.23	0.43	7.2	5.48	5.42	22.09
3962	0.23	0.26	0.13	3.77	3.76	22.98
4507	2.33	2.18	1.92	5.14	5.07	6.95
4956	0.08	0.01	2.02	6.53	6.55	11.34

Figura 11. Variación lineal de la velocidad en el motor 718E389.

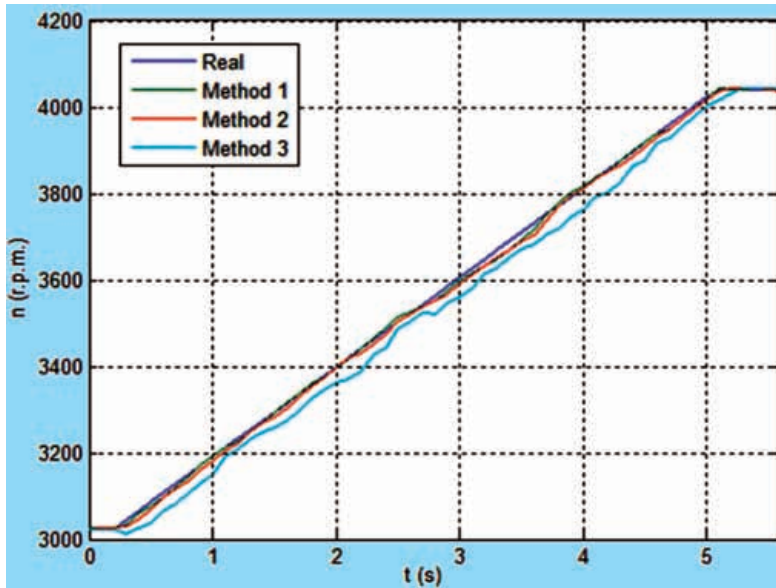


Figura 12. Salto brusco de la velocidad en el motor 718E385.

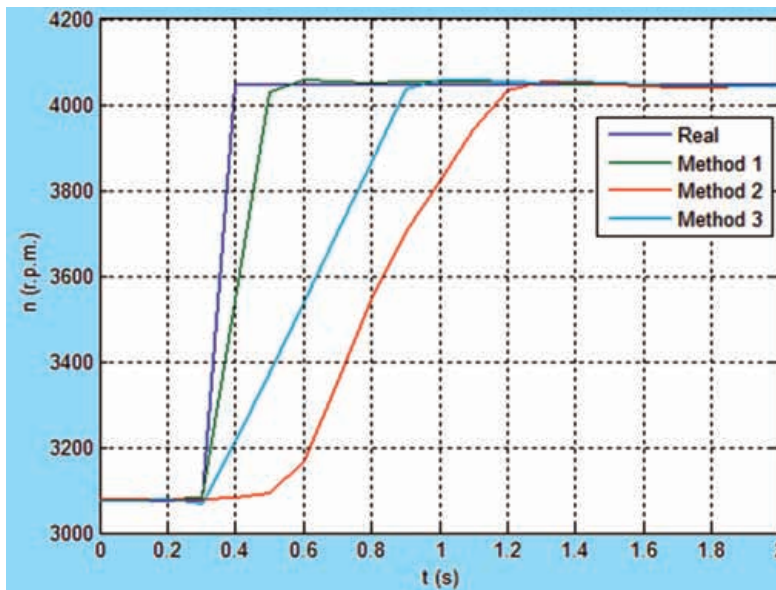
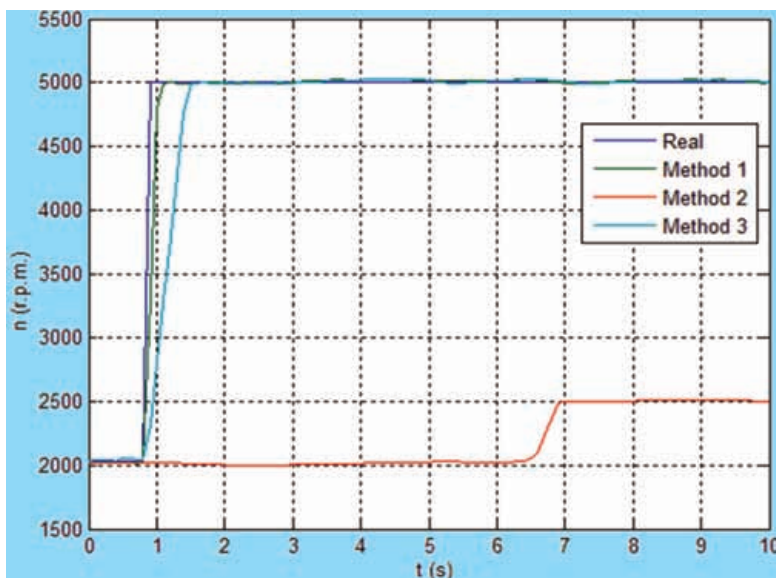


Figura 13. Salto brusco de la velocidad en el motor 718E385 con Método 3 sin que se enganche a la velocidad final.



Los resultados obtenidos sobre los dos motores DC empleados en la pruebas indican que a velocidades constantes bajas los métodos de Análisis Espectral vía FFT y Filtrado Adaptativo con Doble Derivador presentan buenas prestaciones y similares entre sí, mientras que el método de Detección de Conmutación vía Comparador parece no ser capaz de detectar estas velocidades. Por el contrario, para altas y medias velocidades constantes los tres métodos presentan precisiones muy similares. En el caso en el que va variando la velocidad de forma línea los dos primeros métodos siguen casi de forma instantánea las variaciones de la velocidad, mientras que el método de Detección de Conmutación vía Comparador presenta un pequeño retardo en el seguimiento. Para el caso en el que se produce un salto en la velocidad del motor, el tiempo en alcanzar la velocidad final es menor para el método Análisis Espectral vía FFT, luego va el método Detección de Conmutación vía Comparador con un retardo casi el doble del anterior, en último lugar va el método Filtrado Adaptativo con Doble Derivador. Este último método presenta también el inconveniente de que tarda en detectar que la velocidad del motor ha cambiado. Cuando el salto de velocidad es elevado el tiempo en alcanzar el valor final es parecido en todos los métodos a excepción del método Filtro Adaptativo con Doble Derivador que en ocasiones no es capaz de detectar la nueva velocidad o si lo consigue tarda mucho más tiempo. Por tanto, el tiempo en alcanzar la nueva velocidad en el último método depende del tamaño del salto realizado en la velocidad.

Como consecuencia de todo ello, se puede decir que el método que claramente presenta mejores resultados ante cualquier situación de las estudiadas es el método Análisis Espectral vía FFT. Hay que decir que este método también es el que mayor carga computacional genera, por lo que si en el motor utilizado no se van a dar todas las situaciones posibles es recomendable utilizar uno de los otros dos métodos. En el caso de que el motor sólo vaya a girar a velocidades medias y altas es recomendable utilizar el método Detección de Conmutación vía Comparador. Por el contrario si el motor va a girar a cualquier velocidad, y no se van a producir saltos en la velocidad o éstos van a ser muy pequeños es recomendable utilizar el método de Filtrado Adaptativo con Doble Derivador.

Bibliografía

- [1] P. Vas. "Sensorless vector and direct torque control". Oxford University Press, 1998.
- [2] M. Hilaiet and F. Auger. "Sensorless speed measurement using current harmonic spectral estimation in a DC-motor". In Proc.SPEEDAM2006 pp 740-745
- [3] M. Hilaiet and F. Auger. "Speed sensorless control of a DC-motor via adaptive filters". IET Electr. Power Appl., Vol. 1, No. 4, July 2007.
- [4] W. Leonhard. "Control of electrical drives". Springer Verlag 1985.
- [5] P. Chevrel, and S. Siala. "Robust DC-motor speed control without any mechanical sensor". Proc. Electrimacs, Saint-Nazaire, September 1996.
- [6] B. Trump. "DC motor speed controller: control a DC motor without tachometer feedback". Application Bulletin, Burr-Brown, 1999.
- [7] T. Leephakpreeda. "Sensorless DC motor drive via optimal observer-based servo control". Optim. Control Appl. Methods, 2002, 23, (5), pp. 289–301.
- [8] K. Jaszczak, and T. Orłowska-Kowalska. "Sensorless adaptive fuzzy logic control of DC drive with neural inertia estimator". J. Electr. Eng., 2003, 3, (1).
- [9] J. X. Shen, Z. Q. Zhu, and D. Howe. "Sensorless flux-weakening control of permanent magnet brushless machines using third-harmonic back-EMF". IEEE Int. Electric Mach. Drives Conf., IEMDC'03, 2003, vol. 2, pp. 1229–1235.
- [10] Z. Z. Liu, F. L. Luo, and M. H. Rashid. "Speed nonlinear control of DC motor drive with field weakening". IEEE Trans. Ind. Appl., 2003, 39, (2), pp. 417–423.
- [11] S. R. Bowes, A. Sevinc, and D. Holliday. "New natural observer applied to speed-sensorless DC servo and induction motors". IEEE Trans. Ind. Electron., 2004, 51, (5), pp. 1025–1032.
- [12] S. Li, G. Hai-Hiao, T. Watanabe, and O. Ichinokura. "Sensorless control of DC motors based on extended observers". 11th Int. Power Electronics Motion Control Conf., EPE-PEMC, 2004, vol. 2, pp. 376–381.
- [13] K. Ohishi, Y. Nakamura, Y. Hojo, and H. Kobayashi. "High-performance speed control based on an instantaneous speed observer considering the characteristics of a DC chopper in a low speed range". Electr. Eng. Jap., 2000, 130, (3), pp. 77–87.
- [14] Baoguo Yuan, Zhihua Hu and Zhengxin Zhou. "Expression of Sensorless Speed Estimation in Direct Current Motor with Simplex Lap Winding", International Conference on Mechatronics and Automation 2007.
- [15] M. John Ma, L. Steven Weiss. "Motor pulse extraction system". U. S. Patent, No. 4 684 858. Agosto 1987.
- [16] R. Wayne Zavis, T. David A. Saar. "Universal electric motor speed sensing by using Fourier Transform method". U. S. Patent, No. 4 527 101. Julio 1985.
- [17] H. Tobias Gerlach. "Method for correcting the determination of the rotational position of a commutated DC motor drive shaft". U. S. Patent, No. 6 839 653. Enero 2005.