



**UNIVERSIDAD DE VALLADOLID**  
DEPARTAMENTO DE TEORÍA DE LA SEÑAL,  
COMUNICACIONES E INGENIERÍA TELEMÁTICA



**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR  
DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN**

**TESIS DOCTORAL**

**CONTRIBUCIÓN EN EL ÁMBITO DE LA TECNOLOGÍA  
*SENSORLESS* PARA LA DETECCIÓN DE VELOCIDAD Y  
POSICIÓN EN MOTORES DC MONITORIZANDO  
ÚNICAMENTE LA CORRIENTE: MEJORA EN LA  
PRECISIÓN, MINIMIZACIÓN DEL COSTE  
COMPUTACIONAL Y APLICABILIDAD A MOTORES DE  
ALTA POTENCIA**

**Presentada por Ernesto Vázquez Sánchez para optar al grado de  
doctor por la Universidad de Valladolid**

**Dirigida por: Dr. Jaime Gómez Gil**



## Resumen

Los motores eléctricos son sistemas que transforman la energía eléctrica en energía mecánica. En muchas aplicaciones es necesario controlar alguna magnitud de salida del motor como pueden ser la velocidad y la posición. Para controlar estas magnitudes es necesario primeramente medirlas con un observador. Existen dos tipos de observadores: los observadores convencionales y los observadores *sensorless*. Los observadores convencionales son sistemas mecánicos acoplados al eje del motor sobre el que miden las magnitudes de interés. Algunos ejemplos son tacómetros, encoders y potenciómetros. Los observadores *sensorless* son métodos o técnicas que monitorizan únicamente la tensión y/o corriente del motor para estimar la magnitud deseada. Los observadores *sensorless* presentan una serie de ventajas con respecto a los observadores convencionales: no requieren acoplar al motor elementos mecánicos, reducen el número de conexiones, tienen un menor número de fallos, requieren de un menor mantenimiento y facilitan la miniaturización del sistema. Los observadores *sensorless* en motores DC se dividen en tres grupos: los basados en el modelo dinámico del motor DC, los basados en la componente *ripple* y los basados en la combinación de la componente *ripple* y el modelo dinámico. Debido a diferentes problemas, los observadores *sensorless* en motores DC no han sustituido todavía a los sensores convencionales. En este trabajo se pretende resolver alguno de los problemas que presentan las técnicas *sensorless* aplicadas a la detección de la velocidad y/o posición en motores DC midiendo únicamente la corriente del motor DC. Por ello, se proponen tres métodos donde cada método intenta resolver una problemática diferente.

Uno de los problemas que tienen los observadores *sensorless* es el efecto adverso que tiene sobre ellos la existencia de ruido. El ruido provoca que la corriente y la tensión se vean alteradas y que los métodos *sensorless* no funcionen correctamente. En el caso de los observadores *sensorless* basados en la componente *ripple*, la magnitud que se mide es la corriente. Sobre la corriente se detecta las ondulaciones de la componente *ripple* y con ellas se estima la velocidad y la posición. El ruido provoca en la componente *ripple* falsas ondulaciones y ondulaciones fantasmas. Éstas hacen que no se detecten correctamente las ondulaciones reales y por tanto se realice una estimación errónea de la velocidad y la posición. El primer método propuesto pretende minimizar el efecto del ruido y mejorar la precisión en la estimación de la velocidad y la posición en motores DC de baja potencia midiendo únicamente la corriente basándose en la componente *ripple*. Para conseguir esto, este método se basa en un sistema de reconocimiento de patrones para detectar correctamente las ondulaciones reales, descartar las falsas ondulaciones e incluir las ondulaciones fantasmas.

El problema de los métodos *sensorless* que intentan minimizar el ruido y maximizar la precisión, es que tienen un alto coste computacional como consecuencia de las comprobaciones extras que realizan para asegurar la inmunidad. Ello hace que no puedan ser implementados en sistema hardware con limitación en su capacidad de cálculo. El segundo método propuesto pretende minimizar el coste computacional sin afectar en exceso a la precisión en la estimación *sensorless* de la velocidad y la posición en motores DC de baja potencia basándose en la componente *ripple*. De esta forma, este método realiza un análisis en tiempo del comportamiento de la corriente para la detección de las ondulaciones, y posteriormente estima la velocidad y la posición.

Cuando se pretende estimar la velocidad en motores DC midiendo únicamente la corriente, los métodos que actualmente existen están basados en la componente *ripple*. La componente *ripple* es una componente alterna producida principalmente por la rectificación no ideal de la fuerza electromotriz inducida en las bobinas. Cuando el número de bobinas es grande, la rectificación de la fuerza electromotriz se acerca a la ideal y la componente *ripple* no es apreciable. En esta situación, no es posible utilizar la componente *ripple* para la detección de la velocidad. Esto ocurre en motores DC de alta potencia. Por tanto, en motores DC de alta potencia actualmente no existen métodos para la estimación de la velocidad midiendo únicamente la corriente. El tercer método propuesto pretende estimar la velocidad en motores DC de alta potencia midiendo únicamente la corriente. En este método, primeramente es necesario realizar un estudio de las componentes presentes en la corriente de un motor DC y de su relación con la velocidad. Posteriormente, el método propuesto se basa en el estudio previo para la estimación de la velocidad midiendo únicamente la corriente. El tercer método propuesto no pertenece a ninguno de los tres grupos de los observadores *sensorless* existentes y mencionados anteriormente, por lo que se incluye en un nuevo grupo.

Los tres métodos propuestos han sido testeados y medida su precisión en diferentes condiciones de funcionamiento. El primer método propuesto reduce el ruido eficazmente y estima correctamente la velocidad y la posición en diferentes situaciones de funcionamiento: cuando la velocidad es constante, cuando cambia lentamente y cuando varía rápidamente. El segundo método propuesto tiene un bajo coste computacional y estima la velocidad correctamente cuando la velocidad es constante y cuando varía lentamente. En contra cuando la velocidad cambia bruscamente o el ruido presente es alto, el método no funciona correctamente. El tercer método propuesto estima correctamente la velocidad en motores DC de alta potencia con una alta precisión en diferentes situaciones de funcionamiento: cuando la velocidad es constante, cuando cambia lentamente y cuando cambia bruscamente. Por tanto, los tres métodos propuestos cumplen con los objetivos marcadas para cada uno de ellos.

**PALABRAS CLAVE:** Motor DC, velocidad, posición, *sensorless*, corriente, componente *ripple*, modelo dinámico del motor.

## Abstract

Electric motors are systems that transform electric energy into mechanical energy. Many applications require controlling some output magnitude of motor as speed and position. To control these magnitudes, it is requires measuring the magnitude with an observer. There are two type of observer: conventional observers and sensorless observers. Conventional observers are mechanical systems coupled to the motor shaft and measure the magnitude of interest. Some examples are tachometers, encoders and potentiometers. Sensorless observers are methods or techniques that only measure the current and/or speed to estimate the magnitude of interest. The main advantages of sensorless observers, compared to conventional observers, are as follows: not require couple to motor any mechanical element, decreased maintenance, number of connections and cost of the final system, and an easier miniaturization process. Sensorless observers in DC motors are divided into three groups: those based on the dynamic DC model motor, those based on the ripple component and those based on the combination of the component ripple and the dynamic DC model motor. Due to different problems, the sensorless observers in DC motors have not replaced to the conventional observers yet. This work aims to solve some problems of sensorless observers used to estimate the speed and/or position measuring only the DC motor current. The work proposes three new methods and each method solves a different problem.

A problem of sensorless observers is the noise effect. The noise makes that the current and voltage are modified and the sensorless observers do not work correctly. In the sensorless observer based on the ripple component, the magnitude uses to estimate the speed and position is the dc motor current. This observer detects the undulation of the ripple current and estimates the speed and position with all of the detected undulations. The noise produces false undulations and ghost undulations. It makes that the real undulations cannot be detected correctly and then the speed and position estimation are erroneous. The first proposed method tries to minimize the noise effect and improve the accuracy of the speed and position estimations of low-power DC motors measuring only the current based on the ripple component. To achieve this, the first proposed method is based on a recognition pattern system to detect the regular undulations, discard the false undulations and add the ghost undulations.

The problem of sensorless observers that try to minimize the noise effect and maximize the accuracy is that they have a high computational cost because of the extra checks to assure the noise immunity. The high computational cost makes these methods cannot be implemented in hardware systems with low computing capacity. The second proposed method tries to

minimize the computational cost without impact too much in the accuracy of the speed and position estimation of low-power DC motor based on the component ripple. Thus, this method analyzes the behavior of the current on time to detect the undulations and estimate the speed and position.

Currently, the sensorless observers that only measure the current to estimate the DC motor speed are the sensorless observers based on the ripple component. The ripple component is an alternate component and is mainly produced by non-ideal rectification of the electromotive force that is induced in the coils. When the coil number is high, the rectification is close to the ideal rectification and the ripple component is very small. In this situation, when the ripple component is very small, the ripple component cannot be used to estimate the speed. The coil number is high in high-power DC motors. Therefore, there are currently no methods that estimate the speed of high-power DC motors measuring only the current. The third proposed method tries to estimate the speed of high-power DC motors measuring only the current. Firstly, it is necessary to make a study about the different components of the current and how the relationship between these components and the speed is. Then, the third proposed method is based on the previous study to estimate the speed measuring only the current. This method does not belong to any of the groups of sensorless observers that exist currently. Thus the method belongs to a new group.

The three proposed method have been tested and measured their accuracy in different operating conditions. The first proposed method reduces effectively the noise effect and estimates correctly the speed and position of low-power DC motors in different operating conditions: when the speed is constant, when the speed changes slowly and when the speed changes rapidly. The second proposed method has a low computational cost and estimates correctly the speed and position of low-power DC motors when the speed is constant, and when the speed changes slowly. However, the method is not able to estimate correctly the speed when the speed changes rapidly or the noise is high. The third proposed method estimates correctly the speed of high-power DC motors and the accuracy is high in different operating conditions: when the speed is constant, when the speed changes slowly and when the speed changes rapidly. Therefore, the three proposed method meet the objectives.

**KEYWORDS:** DC motor, speed, position, sensorless, current, ripple current, motor dynamic model.

# Índice abreviado

Capítulo 1: Introducción .....	23
1.1 Motores eléctricos .....	23
1.2 Los observadores de velocidad y posición.....	26
1.3 Justificación de la investigación.....	29
1.4 Organización de la memoria .....	31
Capítulo 2: Objetivos .....	33
2.1 Objetivo 1.....	33
2.2 Objetivo 2.....	34
2.3 Objetivo 3.....	34
Capítulo 3: Fundamentos del motor DC .....	35
3.1 El motor DC como máquina de corriente continua.....	35
3.2 Componentes espectrales de la corriente de un motor DC.....	66
Capítulo 4: Estado del arte de las técnicas <i>sensorless</i> aplicadas a la medición de la velocidad y la posición en motores DC .....	77
4.1 Técnicas basadas en el modelo dinámico.....	77
4.2 Técnicas basadas en la componente <i>ripple</i> .....	81
4.3 Técnicas basadas en la combinación de la componente <i>ripple</i> y el modelo dinámico.....	94
Capítulo 5: Métodos propuestos para la detección de la velocidad y posición.....	97
5.1 Método propuesto 1 .....	97
5.2 Método propuesto 2 .....	125
5.3 Método propuesto 3 .....	134
Capítulo 6: Experimentos.....	149
6.1 Experimentos para el Método propuesto 1.....	149
6.2 Experimentos para el Método propuesto 2.....	159
6.3 Experimentos para el Método propuesto 3.....	160
Capítulo 7: Resultados .....	171
7.1 Resultados para el Método propuesto 1 .....	171
7.2 Resultados para el Método propuesto 2 .....	184
7.3 Resultados para el Método propuesto 3 .....	196
Capítulo 8: Discusión.....	199
8.1 Discusión del para el Método propuesto 1 .....	199
8.2 Discusión para el Método propuesto 2.....	202
8.3 Discusión para el Método propuesto 3.....	205

8.4 Perspectivas futuras .....	208
Capítulo 9: Conclusiones.....	209
Capítulo 10: Conclusions .....	213
Capítulo 11: Trabajos realizados .....	215
11.1 Trabajos relacionados .....	215
11.2 Otros Trabajos .....	219
Referencias .....	221
ANEXO I: Trabajos realizados .....	227



# Índice general

Capítulo 1: Introducción .....	23
1.1 Motores eléctricos .....	23
1.2 Los observadores de velocidad y posición.....	26
1.3 Justificación de la investigación.....	29
1.4 Organización de la memoria .....	31
Capítulo 2: Objetivos .....	33
2.1 Objetivo 1.....	33
2.2 Objetivo 2.....	34
2.3 Objetivo 3.....	34
Capítulo 3: Fundamentos del motor DC .....	35
3.1 El motor DC como máquina de corriente continua.....	35
3.1.1 Introducción .....	35
3.1.2 Estructura de la máquina de corriente continua .....	36
3.1.2.1 El conmutador o colector de delgas .....	37
3.1.2.2 El devanado del inducido .....	42
3.1.2.2.1 Devanado imbricado simple y múltiple .....	44
3.1.2.2.2 Devanado ondulado simple y múltiple.....	45
3.1.2.2.3 Simetría en los devanados de corriente continua .....	46
3.1.3 Principio de funcionamiento y magnitudes fundamentales.....	46
3.1.3.1 Ley de Faraday .....	47
3.1.3.2 Ley de Laplace .....	47
3.1.3.3 EMF inducida en una espira del bobinado .....	48
3.1.3.4 EMF inducida.....	48
3.1.3.5 Par electromagnético .....	49
3.1.3.6 Potencia del inducido .....	50
3.1.4 Fenómeno de reacción de inducido.....	50
3.1.5 Fenómeno de conmutación .....	55
3.1.5.1 El proceso de conmutación .....	56
3.1.5.2 Ecuación general de la conmutación.....	57
3.1.5.3 Reducción del efecto de conmutación.....	59
3.1.5.3.1 Decalado de las escobillas.....	59
3.1.5.3.2 Polos de conmutación .....	60
3.1.5.3.3 Devanado de compensación .....	61
3.1.5.4 Conmutación múltiple y policonmutación .....	62
3.1.6 Esquemas de conexión según el tipo de excitación.....	63
3.1.7 La máquina de corriente continua como generador .....	64
3.1.8 La máquina de corriente continua como motor .....	65
3.2 Componentes espectrales de la corriente de un motor DC.....	66

3.2.1 La componente <i>ripple</i> o componente <i>back-EMF</i> .....	67
3.2.2 Otras componentes espectrales.....	72
Capítulo 4: Estado del arte de las técnicas <i>sensorless</i> aplicadas a la medición de la velocidad y la posición en motores DC .....	77
4.1 Técnicas basadas en el modelo dinámico .....	77
4.2 Técnicas basadas en la componente <i>ripple</i> .....	81
4.2.1 Expresión de la componente <i>ripple</i> .....	82
4.2.2 Tipos de sensores.....	83
4.2.3 Clasificación de las técnicas <i>sensorless</i> basadas en la componente <i>ripple</i> .....	87
4.2.3.1 Métodos basados en comparador.....	87
4.2.3.2 Métodos que monitorizan la tendencia de la corriente .....	90
4.2.3.3 Métodos basados en el análisis frecuencial .....	91
4.2.3.4 Métodos que comparan tensión-corriente.....	92
4.2.4 Situaciones especiales en la detección .....	92
4.2.4.1 Encendido del motor DC .....	93
4.2.4.2 Apagado del motor DC.....	93
4.2.4.3 Alimentación PWM.....	93
4.3 Técnicas basadas en la combinación de la componente <i>ripple</i> y el modelo dinámico .....	94
Capítulo 5: Métodos propuestos para la detección de la velocidad y posición .....	97
5.1 Método propuesto 1 .....	97
5.1.1 Algoritmo del método .....	98
5.1.1.1 Capturador .....	100
5.1.1.2 Filtro Paso Banda .....	100
5.1.1.3 Banco de Filtros.....	101
5.1.1.3.1 Banco de Filtros.....	102
5.1.1.3.2 Multiplexor .....	103
5.1.1.3.3 Selector Filtro .....	103
5.1.1.4 Bloque Normalizador .....	103
5.1.1.4.1 Valor Medio .....	104
5.1.1.4.2 Restador .....	104
5.1.1.4.3 Divisor .....	104
5.1.1.4.4 Valor RMS .....	105
5.1.1.4.5 Calcular Numero Elementos Promedio (N).....	105
5.1.1.5 Bloque Obtener Características .....	105
5.1.1.5.1 Cambio pendiente .....	106
5.1.1.5.2 Máximo local.....	106
5.1.1.5.3 Comparador con cero .....	107
5.1.1.5.4 Similitud preforma.....	107
5.1.1.5.5 Flanco subida.....	108
5.1.1.5.6 Flanco bajada.....	108
5.1.1.5.7 Distancia cruce por cero .....	108
5.1.1.5.8 Longitud onda tiempo.....	109
5.1.1.5.9 Longitud onda amplitud .....	109
5.1.1.5.10 Calculo Parámetro M y retardo .....	109
5.1.1.6 Detector de Ondulación.....	110
5.1.1.7 Detector de Velocidad .....	111
5.1.1.8 Detector de Posición.....	113
5.1.1.9 Calcular Pulsos Por Vuelta.....	113
5.1.2 Parámetros del método .....	114
5.1.2.1 Parámetro Fs.....	114
5.1.2.2 Parámetro fc.....	115
5.1.2.3 Parámetros filtros y rangoFrecuenciasFiltros .....	115
5.1.2.4 Parámetro numPeriodoNormalizacion .....	116

5.1.2.5	Parámetro umbralHisteresis.....	116
5.1.2.6	Parámetro retardo .....	117
5.1.2.7	Parámetro numPulsMedia.....	118
5.1.2.8	Parámetros 2p y k.....	118
5.1.2.9	Parámetro paramConf .....	118
5.1.3	Entrenamiento del método .....	118
5.1.3.1	Algoritmo de entrenamiento del método.....	119
5.1.3.2	Obtención de ejemplos de entrenamiento .....	121
5.1.3.3	Entrenamiento del clasificador.....	124
5.1.3.3.1	Elección de los parámetros de entrenamiento del clasificador.....	124
5.2	Método propuesto 2 .....	125
5.2.1	Algoritmo del método .....	125
5.2.1.1	Capturador.....	126
5.2.1.2	Detector de Máximo.....	127
5.2.1.3	Detector de Frecuencia.....	128
5.2.1.4	Estimador de Ventana .....	129
5.2.1.5	Detector de Posición .....	130
5.2.1.6	Convertidor Frecuencia-Velocidad .....	131
5.2.2	Parámetros del método.....	131
5.2.2.1	Frecuencia de corte del filtro antialiasing fc .....	131
5.2.2.2	Frecuencia de muestreo Fs .....	132
5.2.2.3	Parámetro L.....	132
5.2.2.4	Parámetro W.....	133
5.2.2.5	Parámetro C.....	133
5.2.2.6	Parámetro Nd .....	133
5.2.2.7	Parámetro No .....	134
5.3	Método propuesto 3 .....	134
5.3.1	Algoritmo del método .....	134
5.3.1.1	Capturador.....	135
5.3.1.2	Buffer .....	136
5.3.1.3	Estimador dfm.....	137
5.3.1.4	Seguidor de Frecuencia .....	139
5.3.1.5	Supervisor .....	140
5.3.1.6	Convertidor .....	141
5.3.2	Parámetros del método.....	141
5.3.2.1	Frecuencia de corte fc .....	142
5.3.2.2	Frecuencia de muestreo Fs .....	142
5.3.2.3	Frecuencias de enventanado fmin y fmax.....	142
5.3.2.4	Parámetro Amin .....	143
5.3.2.5	Parámetro da .....	143
5.3.2.6	Constantes de tiempo $\tau_1$ y $\tau_2$ .....	144
5.3.2.7	Parámetro Nf .....	144
5.3.2.8	Parámetro L.....	145
5.3.2.9	Parámetro p .....	145
5.3.2.10	Parámetro Ut .....	146
5.3.2.11	Parámetro IM.....	146
Capítulo 6:	Experimentos.....	149
6.1	Experimentos para el Método propuesto 1 .....	149
6.1.1	Descripción del sistema.....	150
6.1.1.1	Motor DC .....	151
6.1.1.2	Fuente de alimentación .....	152
6.1.1.3	Sensor de corriente .....	153
6.1.1.4	Tarjeta de adquisición de datos .....	154
6.1.1.5	PC.....	155

6.1.1.6 Entorno de desarrollo .....	156
6.1.1.7 Encoder.....	158
6.1.2 Test realizados.....	159
6.2 Experimentos para el Método propuesto 2 .....	159
6.3 Experimentos para el Método propuesto 3 .....	160
6.3.1 Descripción del sistema.....	160
6.3.1.1 Motor DC .....	161
6.3.1.2 Sensor de corriente .....	163
6.3.1.3 Tarjeta de adquisición de datos .....	163
6.3.1.4 PC .....	164
6.3.1.5 Entorno de desarrollo .....	165
6.3.1.6 Detector de velocidad comercial .....	168
6.3.2 Test realizados.....	168
Capítulo 7: Resultados.....	171
7.1 Resultados para el Método propuesto 1.....	171
7.1.1 Motor EMG30.....	171
7.1.2 Motor 719RE385.....	177
7.2 Resultados para el Método propuesto 2.....	184
7.2.1 Motor EMG30.....	184
7.2.2 Motor 719RE385.....	190
7.3 Resultados para el Método propuesto 3.....	196
Capítulo 8: Discusión .....	199
8.1 Discusión del para el Método propuesto 1 .....	199
8.1.1 Comparación con otros métodos .....	200
8.1.2 Cumplimiento de los objetivos.....	202
8.2 Discusión para el Método propuesto 2 .....	202
8.2.1 Comparación con otros métodos .....	203
8.2.2 Comparación con el método 1 .....	204
8.2.3 Cumplimiento de los objetivos.....	205
8.3 Discusión para el Método propuesto 3 .....	205
8.3.1 Comparación con otros métodos .....	206
8.3.2 Cumplimiento de los objetivos.....	208
8.4 Perspectivas futuras .....	208
Capítulo 9: Conclusiones.....	209
Capítulo 10: Conclusions .....	213
Capítulo 11: Trabajos realizados.....	215
11.1 Trabajos relacionados.....	215
11.1.1 Congresos .....	215
11.1.2 Capítulos de libros.....	216
11.1.3 Artículos .....	216
11.1.4 Patentes.....	218
11.1.5 Estancia de Investigación .....	218
11.1.6 Revisor .....	219
11.1.7 Participación en proyectos de investigación.....	219
11.2 Otros Trabajos .....	219
11.2.1 Congresos .....	219
11.2.2 Artículos .....	220
Referencias .....	221
ANEXO I: Trabajos realizados .....	227

## Índice de figuras

Figura 1.1: Esquema general en el control de un motor.....	24
Figura 1.2: Sistema de control analógico para controlar la velocidad en un motor DC.....	26
Figura 3.1: Elementos de la máquina de corriente continua. ....	36
Figura 3.2: Anillo deslizante y escobilla.....	37
Figura 3.3: Colector de anillos.....	38
Figura 3.4: Colector de dos delgas.....	39
Figura 3.5: Funcionamiento del colector de delgas y tensión obtenida entre escobillas.....	40
Figura 3.6: Inducido con dos bobinas y colector con cuatro delgas.....	41
Figura 3.7: Sección del colector de delgas.....	42
Figura 3.8: Tipos de inducidos: a) Devanado en forma de anillo, b) Devanado en forma de tambor. ....	43
Figura 3.9: Devanado imbricado y ondulado.....	44
Figura 3.10: Devanado imbricado simple. a) $y = -1$ (cruzado). b) $y = +1$ (no cruzado). ....	45
Figura 3.11: Máquina de corriente continua con inducido en anillo.....	47
Figura 3.12: Espira bajo un campo magnético constante.....	48
Figura 3.13: Reacción del inducido en una máquina de corriente continua.....	51
Figura 3.14: Distribución de la inducción magnética en el entrehierro producida por los polos.....	51
Figura 3.15: MMF en el entrehierro e inducción producida por el inducido. ....	52
Figura 3.16: Deformación del campo magnético en el entrehierro debido a la reacción del inducido.....	53
Figura 3.17: Desplazamiento de las escobillas hasta la línea neutra real.....	54
Figura 3.18: Devanado de compensación. ....	54
Figura 3.19: Máquina de corriente continua con polos auxiliares o de conmutación. ....	55
Figura 3.20: Proceso de conmutación en una sección del inducido.....	57
Figura 3.21: Variación de la corriente en la bobina durante la conmutación.....	57

Figura 3.22: Representación esquemática del circuito eléctrico constituido por las bobinas en conmutación. ....	58
Figura 3.23: Curvas de conmutación.....	59
Figura 3.24: Máquina de corriente continua con polos auxiliares o de conmutación. ....	61
Figura 3.25: Devanado de compensación.....	62
Figura 3.26: Bobinas en cortocircuito en los devanados ondulados.....	62
Figura 3.27: Diferentes tipos de conexiones del inducido.....	64
Figura 3.28: Modelo eléctrico del generador de corriente continua.....	65
Figura 3.29: Modelo eléctrico del motor de corriente continua. ....	66
Figura 3.30: Motor DC y equivalente de Thevenin del sistema de alimentación.....	67
Figura 3.31: Corriente de un motor DC.....	67
Figura 3.32: Zoom sobre la corriente de un motor DC donde la componente <i>ripple</i> es importante.....	68
Figura 3.33: Efecto de la EMF variable en el rizado de la corriente. ....	69
Figura 3.34: Corriente de un motor DC de alta potencia.....	73
Figura 3.35: Espectro de la corriente de un motor DC de alta potencia. ....	75
Figura 4.1: Método simplificado propuesto por Kessler <i>et al.</i> [53]. ....	78
Figura 4.2: Método propuesto por Guerreiro <i>et al.</i> [55].Detector de velocidad. ....	79
Figura 4.3: Método propuesto por Guerreiro <i>et al.</i> [55]. Detector de Par. ....	79
Figura 4.4: Método propuesto por Guerreiro <i>et al.</i> [55]. Sistema completo. ....	79
Figura 4.5: Método propuesto por Yachiangkam <i>et al.</i> [19]. Sistema con estimador y controlador. ....	80
Figura 4.6: Corriente de un motor DC. ....	81
Figura 4.7: Zoom sobre la corriente de un motor DC [47].....	82
Figura 4.8: Método con sensor tipo transformador [70].....	84
Figura 4.9: Método con sensor tipo espejo de corriente [71]. ....	85
Figura 4.10: Sensor de corriente en serie con el puente en H [31].....	85
Figura 4.11: Sensor de corriente en serie con el puente en H y modificado la colocación de los diodos [69].....	86
Figura 4.12: Sensor de corriente en serie con el motor DC [73]. ....	86
Figura 4.13: Sensor de corriente en paralelo con el motor DC [74].....	87
Figura 4.14: Método propuesto por Oka <i>et al.</i> [93]: esquema completo. ....	91
Figura 4.15: Método propuesto por Kessler <i>et al.</i> [36].....	95
Figura 4.16: Método propuesto por Lutter <i>et al.</i> [38].....	95
Figura 4.17: Método propuesto por Roussel [99].....	96
Figura 4.18: Método propuesto por Consoli <i>et al.</i> [21]. ....	96
Figura 5.1: Corriente real de un motor DC.....	98

## ÍNDICE DE FIGURAS

---

Figura 5.2: Esquema general del Método propuesto 1 para la detección de la velocidad y la posición. ....	99
Figura 5.3: Diagrama de bloques del método diseñado para la detección de velocidad y posición en motores DC. ....	99
Figura 5.4: Esquema del Banco de Filtros. ....	102
Figura 5.5: Esquema del Normalizador. ....	104
Figura 5.6: Diagrama de flujo del Detector de Velocidad. ....	112
Figura 5.7: Diagrama de flujo del Detector de Posición. ....	113
Figura 5.8: Detección del instante de las ondulaciones en la corriente del motor DC normalizada. ....	119
Figura 5.9: Diagrama de bloques para obtener la corriente del motor DC. ....	122
Figura 5.10: Corriente obtenida del motor DC. ....	122
Figura 5.11: Corriente obtenida del motor DC con los instantes de ondulación etiquetados. ..	123
Figura 5.12: Diagrama de bloques para obtener las características de la corriente. ....	123
Figura 5.13: Esquema general del Método propuesto 2 para la detección de la velocidad y la posición. ....	126
Figura 5.14: Diagrama de bloques del Método propuesto 2 para la detección de velocidad y posición en motores DC. ....	126
Figura 5.15: Diagrama de bloques del Capturador. ....	127
Figura 5.16: Diagrama de bloques del Detector de Máximo. ....	127
Figura 5.17: Diagrama de flujo del Detector de Frecuencia. ....	129
Figura 5.18: Diagrama de flujo del Detector de Posición. ....	131
Figura 5.19: Esquema general del Método propuesto 3 para la detección de la velocidad y la posición. ....	135
Figura 5.20: Diagrama de bloques del Método propuesto 3. ....	135
Figura 5.21: Posición del sensor de corriente para un motor DC con conexión en derivación o shunt. ....	136
Figura 5.22: Diagrama de bloques del Estimador $dfm$ . ....	137
Figura 5.23: Diagrama de bloques del Seguidor de Frecuencia. ....	139
Figura 5.24: Diagrama de bloques del Supervisor. ....	140
Figura 6.1: Esquema hardware de la arquitectura del sistema. ....	150
Figura 6.2: Elementos del sistema. ....	151
Figura 6.3: Entorno de desarrollo de Matlab. ....	157
Figura 6.4: Entorno para crear funciones y objetos en Matlab. ....	158
Figura 6.5: Esquema hardware de la arquitectura del sistema. ....	161
Figura 6.6: Motor DC. ....	162
Figura 6.7: Esquema equivalente del motor DC con conexión paralela. ....	162

Figura 6.8: Pantalla principal de un proyecto en LabVIEW. ....	167
Figura 6.9: Pantalla del panel frontal de un VI. ....	167
Figura 6.10: Pantalla del diagrama de bloques de un VI.....	168
Figura 7.1: Posición con velocidad constante para el motor EMG30 con $n = 1044$ rpm. ....	174
Figura 7.2: Posición con velocidad constante para el motor EMG30 con $n = 2028$ rpm. ....	174
Figura 7.3: Posición con velocidad constante para el motor EMG30 con $n = 4051$ rpm. ....	175
Figura 7.4: Posición con velocidad constante para el motor EMG30 con $n = 8037$ rpm. ....	175
Figura 7.5: Velocidad cuando la velocidad varía lentamente para el motor EMG30.....	176
Figura 7.6: Posición cuando la velocidad varía lentamente para el motor EMG30. ....	176
Figura 7.7: Velocidad cuando la velocidad varía rápidamente para el motor EMG30. ....	177
Figura 7.8: Posición cuando la velocidad varía rápidamente para el motor EMG30. ....	177
Figura 7.9: Posición con velocidad constante para el motor 719RE385 con $n = 934$ rpm. ....	180
Figura 7.10: Posición con velocidad constante para el motor 719RE385 con $n = 1970$ rpm....	180
Figura 7.11: Posición con velocidad constante para el motor 719RE385 con $n = 3482$ rpm....	181
Figura 7.12: Posición con velocidad constante para el motor 719RE385 con $n = 5012$ rpm....	181
Figura 7.13: Velocidad cuando la velocidad varía lentamente para el motor 719RE385. ....	182
Figura 7.14: Posición cuando la velocidad varía lentamente para el motor 719RE385.....	182
Figura 7.15: Velocidad cuando la velocidad varía bruscamente para el motor 719RE385.....	183
Figura 7.16: Posición cuando la velocidad varía rápidamente para motor 719RE385.....	183
Figura 7.17: Posición con velocidad constante para el motor EMG30 con $n = 1044$ rpm. ....	186
Figura 7.18: Posición con velocidad constante para el motor EMG30 con $n = 2027$ rpm. ....	186
Figura 7.19: Posición con velocidad constante para el motor EMG30 con $n = 4050$ rpm. ....	187
Figura 7.20: Posición con velocidad constante para el motor EMG30 con $n = 8035$ rpm. ....	187
Figura 7.21: Velocidad cuando la velocidad varía lentamente para el motor EMG30.....	188
Figura 7.22: Posición cuando la velocidad varía lentamente para el motor EMG30. ....	188
Figura 7.23: Velocidad cuando la velocidad varía rápidamente para el motor EMG30. ....	189
Figura 7.24: Posición cuando la velocidad varía rápidamente para el motor EMG30. ....	189
Figura 7.25: Posición con velocidad constante para el motor 719RE385 con $n = 931$ rpm. ....	192
Figura 7.26: Posición con velocidad constante para el motor 719RE385 con $n = 1972$ rpm....	192
Figura 7.27: Posición con velocidad constante para el motor 719RE385 con $n = 3478$ rpm....	193
Figura 7.28: Posición con velocidad constante para el motor 719RE385 con $n = 8020$ rpm....	193
Figura 7.29: Velocidad cuando la velocidad varía lentamente para el motor 719RE385. ....	194
Figura 7.30: Posición cuando la velocidad varía lentamente para el motor 719RE385. ....	194
Figura 7.31: Velocidad cuando la velocidad varía rápidamente para el motor 719RE385. ....	195
Figura 7.32: Posición cuando la velocidad varía rápidamente para el motor 719RE385.....	195
Figura 7.33: Velocidad cuando la velocidad varía lentamente.....	197
Figura 7.34: Velocidad cuando la velocidad varía rápidamente. ....	197



## ÍNDICE DE FIGURAS

---

Figura 8.1: Pulso fantasma y falso pulso: a) Corriente de un motor DC con sus ondulaciones. b) Pulsos detectados por un método basado en comparador. ....	200
Figura 8.2: Ejemplo real de como el método detecta una ondulación fantasma y un método basado en comparador no.....	201
Figura 8.3: Ejemplo de como el método propuesto descarta ondulaciones fantasmas y un método basado en comparador no.....	202



## Índice de tablas

Tabla 5.1: Posibles valores de los parámetros <i>filtros</i> y <i>rangoFrecuenciasFiltro</i> .....	103
Tabla 6.1: Especificaciones de los motores DC.....	152
Tabla 6.2: Especificaciones de la fuente de alimentación HP 3631-A.....	153
Tabla 6.3: Especificaciones del sensor de corriente tipo shunt.....	153
Tabla 6.4: Especificaciones de la tarjeta de adquisición de datos.....	155
Tabla 6.5: Especificaciones del ordenador.....	156
Tabla 6.6: Especificaciones del encoder.....	158
Tabla 6.7: Especificaciones del Motor DC.....	163
Tabla 6.8: Especificaciones de la tarjeta de adquisición de datos.....	164
Tabla 6.9: Especificaciones del ordenador.....	165
Tabla 7.1: Error al medir la velocidad para el Motor EMG30.....	173
Tabla 7.2: Error al medir la velocidad para el Motor 719RE385.....	179
Tabla 7.3: Error al medir la velocidad para el Motor EMG30.....	185
Tabla 7.4: Error al medir la velocidad para el Motor 719RE385.....	192
Tabla 7.5: Error al medir la velocidad para el Motor EMG30.....	196



## Acrónimos

$\theta$	Posición angular del motor
$\Omega$	Velocidad angular
$\omega$	Velocidad angular
$\phi$	Flujo magnético
$\alpha$	Ángulo geométrico que forma el rotor
$2a$	Número de ramas en el debando o número de circuitos derivados
<b><math>B</math></b>	Campo magnético
$N_B$	Número de bobinas
$N_o$	Número de ondulaciones de la componente <i>ripple</i> por cada vuelta del eje
$df_m$	Distancia entre las componentes frecuenciales en la corriente de un motor
DC	
$E$	Fuerza electromotriz
EMF	Fuerza electromotriz
$f$	Frecuencia
$f_r$	Frecuencia <i>ripple</i> de la corriente
$F_s$	Frecuencia de muestreo
$f_c$	Frecuencia de corte
$i$	Corriente instantánea
$J$	Momento de inercia
$I$	Corriente continua
$k$	Número de delgas en el colector de delgas
$K_E$	Constante EMF
$K_T$	Constante EMF
$l$	Longitud

## ACRÓNIMOS

---

$m$	Multiplicidad del paso
MMF	Fuerza magnetomotriz
$n$	Velocidad angular del motor
$n$	Tiempo discreto
$N_o$	Número de ondulaciones producidas en la corriente por cada giro del rotor
$N_r$	Periodo discreto, en número de muestras, de la componente <i>ripple</i>
$p$	Pares de polos del motor DC
$2p$	Número de polos del motor DC
$P$	Potencia
$R$	Número de ranuras en el inducido del motor DC
$S$	Superficie
$t$	Tiempo
$T$	Periodo
$T_c$	Tiempo de conmutación de una escobilla
$T_{ele}$	Par electromagnético
$u$	Número de lados de bobinas en cada ranura del inducido
$v$	Velocidad lineal
$V$	Tensión
$y$	Paso del devanad
$y_1$	Paso de bobina
$y_2$	Paso de conexión

# Capítulo 1: Introducción

Los motores son ampliamente utilizados en multitud de aplicaciones con el fin de implementar algún tipo de movimiento. La popularización en la automatización de numerosas tareas está contribuyendo al incremento de su uso. Uno de los motores más importantes y con gran popularidad es el motor DC. En la automatización de movimientos un aspecto de especial interés es el control del movimiento de forma precisa. El control del movimiento impone el uso de sistemas de control que necesitan medidas del movimiento como son la velocidad y la posición. Hay diferentes aproximaciones a la medida de estas magnitudes, cada una de ellas con sus ventajas y desventajas.

En este capítulo se realizará una introducción a los motores DC, sus magnitudes más importantes en los sistemas de control, como se pueden medir estas magnitudes y una justificación de los objetivos de este trabajo.

## 1.1 Motores eléctricos

Los motores son sistemas capaces de transformar un cierto tipo de energía entrante en energía mecánica o movimiento. La energía de entrada puede ser de diferentes tipos: derivados del petróleo, gas natural, carbón o electricidad entre otras. Según sea este tipo energía de entrada se obtendrán los diferentes tipos de motores existentes. Uno de los tipos de motor existentes es el motor eléctrico. El motor eléctrico es un sistema capaz de transformar la energía eléctrica en energía mecánica o viceversa [1]. Para conseguir tal fin, se basan en las leyes del electromagnetismo o leyes de Kirchoff, concretamente en la ley de Faraday y en la ley de Laplace. La ley de Faraday indica que la fuerza electromotriz inducida en un circuito es igual a la variación respecto del tiempo del flujo magnético que lo atraviesa cambiado de signo. La ley de Laplace dice que sobre un conductor por el que circula una corriente eléctrica y que está sometido a un campo magnético aparece sobre él una fuerza que lo mueve. Estas dos leyes son reversibles y los motores eléctricos pueden transformar energía en los dos sentidos: de energía eléctrica a mecánica y de energía mecánica a eléctrica. En un motor eléctrico típicamente la energía mecánica se manifiesta en forma de movimiento rotativo respecto al eje central del motor. Aunque también hay motores eléctricos lineales que desplazan un eje longitudinalmente una determinada distancia [2-4].

La generación de energía mecánica en forma de movimiento, en la actualidad, es ampliamente utilizada como consecuencia de la necesidad de generar movimiento debido al incremento de los procesos de automatización. Este movimiento se emplea para mover

diferentes elementos. Por ejemplo, es necesario mover cintas en las cadenas de montajes, brazos robóticos, ruedas, el cristal en elevadoras, etc. Los motores eléctricos son elegidos en la mayoría de aplicaciones donde es necesario implementar algún tipo de movimiento debido a las diferentes ventajas que presentan frente a los otros tipos de motores que consumen energías convencionales [5]. Las ventajas se refieren a eficiencia, contaminación, ruido, tamaño, facilidad del control en el proceso de la conversión de energía, entre otras. Otra ventaja de este tipo de motores es que emplean como energía de entrada la electricidad. La electricidad es un tipo de energía limpia, fácil de transportar y con bajas pérdidas en su transporte respecto a otras.

El motor eléctrico puede ser de un tipo u otro según el tipo de la energía eléctrica utilizada y como realice éste la conversión a energía mecánica [6]. Una primera clasificación es, motor de corriente continua y motor de corriente alterna según sea la naturaleza de la energía eléctrica, continua o alterna. Los motores de corriente continua pueden ser de excitación independiente, compuesta, serie o en derivación. También pueden ser de imanes permanentes, sin escobillas o paso a paso. Los de corriente alterna pueden ser asíncronos, también conocido como motor de inducción, o síncronos dependiendo de si la frecuencia de la energía eléctrica está directamente relacionada con la velocidad de giro del motor o no.

Las magnitudes físicas características tras la transformación de la energía eléctrica a energía mecánica en un motor eléctrico son [7]: par, velocidad angular y ángulo girado o desplazado por el eje del motor. A la magnitud de la velocidad angular del eje del motor se la conoce simplemente como velocidad y al ángulo girado o desplazado del eje como posición. Para la implementación precisa de los movimientos o desplazamientos es necesario el control de una o varias de las magnitudes citadas anteriormente. Ello hace que sea necesario disponer de un sistema de control capaz de ello [8, 9]. Un esquema típico en el control de un motor es el mostrado en la Figura 1.1. El esquema consta de motor eléctrico, observador, sistema de control y actuador. El motor eléctrico es el elemento central y sobre el que se posicionan el resto de elementos. El observador se encarga de cuantificar o medir la magnitud que se desea controlar. El sistema de control, con la cuantificación de la magnitud, toma la decisión de cómo debe modificar la alimentación del motor para que la magnitud alcance el valor deseado dando el orden adecuado al actuador. El actuador es el elemento que actúa sobre la alimentación del motor según la orden del sistema de control. El control de un motor eléctrico se realiza modificando la tensión o corriente con la que es alimentado [1]. Sobre estas magnitudes se puede actuar sobre la amplitud o frecuencia, y, si el motor es de varias fases se puede actuar sobre el desfase entre las distintas fases.

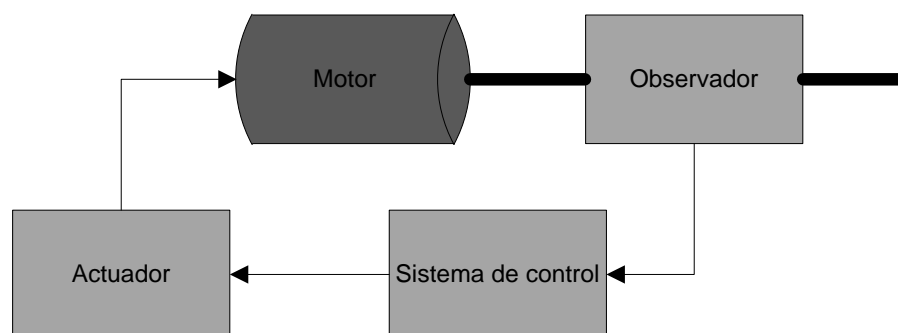


Figura 1.1: Esquema general en el control de un motor.

El observador puede ser de dos tipos [10]: observador convencional, también conocido como sensor mecánico, u, observador *sensorless*. Los observadores convencionales son



dispositivos físicos que de forma independiente al motor obtienen la magnitud física deseada [11]. Estos observadores, por lo general, son elementos independientes al motor que deben ser acoplados al eje del mismo. Los sensores convencionales no necesitan ningún tipo de conocimiento previo del motor para poder realizar la medida de la magnitud. Algunos ejemplos son: sensores de par, encoder absolutos o incrementales, tacómetros y resolvers. Por otro lado, los observadores *sensorless* monitorizan la corriente y/o tensión con la que es alimentado el motor y estiman a partir de éstas la magnitud deseada del motor: velocidad, posición o par. Este tipo de observadores utilizan el modelo matemático del motor u otro efecto producido en la tensión o la corriente que esté relacionado con la magnitud a medir. Un efecto podría ser un pulso producido en la corriente cada vez que el eje del motor pase por una determinada posición. Lo que permite estimar la velocidad y la posición del motor detectando dicho pulso. Los observadores *sensorless* también puede ser utilizados para medir otro tipo de magnitudes a las mencionadas como son la detección precoz de fallos de alguno de los elementos del motor [12].

El sistema de control a partir de la magnitud medida por el observador calcula como se debe modificar la alimentación para que la magnitud medida coincida con el valor deseado [7]. Estos sistemas pueden ser analógicos o digitales. Los sistemas de control analógicos son muy poco utilizados debido a que son sistemas muy específicos, poco reutilizables y complejos de diseñar [13]. Por lo general, se excluye a aplicaciones sencillas como la mostrada en la Figura 1.2. En el ejemplo el sistema de control controla la velocidad de un motor DC. El encoder incremental da un número fijo de pulsos por cada vuelta que da el eje del motor y el multivibrador monoestable fija la duración de los pulsos a un valor constante. Posteriormente el filtro paso bajo se queda con la componente continua y fija el valor de la corriente del motor al valor adecuado. Según la duración de los pulsos, que es fijada por el multivibrador monoestable, se establece una velocidad u otra. La duración de los pulsos se modifica con el potenciómetro, lo que a su vez modifica la corriente del motor, y, por tanto, la velocidad. Para que el funcionamiento del circuito sea el adecuado se debe cumplir que la tensión media tras el filtrado sea aproximadamente constante. Esto se consigue con una resistencia de emisor pequeña. Por otro lado, están los sistemas digitales que utilizan para el control señales PWM. Los dispositivos que se utilizan habitualmente son los sistemas basados en CPU que ejecutan un programa. Entre estos dispositivos se encuentran los microcontroladores, los microprocesadores, los procesadores digitales de señal (DSP) y los controladores digitales de señal (DSC).

Por último, los actuadores son elementos electrónicos encargados de modificar la alimentación del motor con el fin de poder controlar la magnitud o magnitudes mecánicas de interés. Estos actuadores por lo general son convertidores cuya entrada son señales PWM [14]. Ejemplos de convertidores son los convertidores DC-DC en motores DC y los convertidores DC-AC o AC-AC en motores de alterna. También existen otro tipo de actuadores más sencillos como el mostrado en la Figura 1.2 donde el actuador es un único transistor.

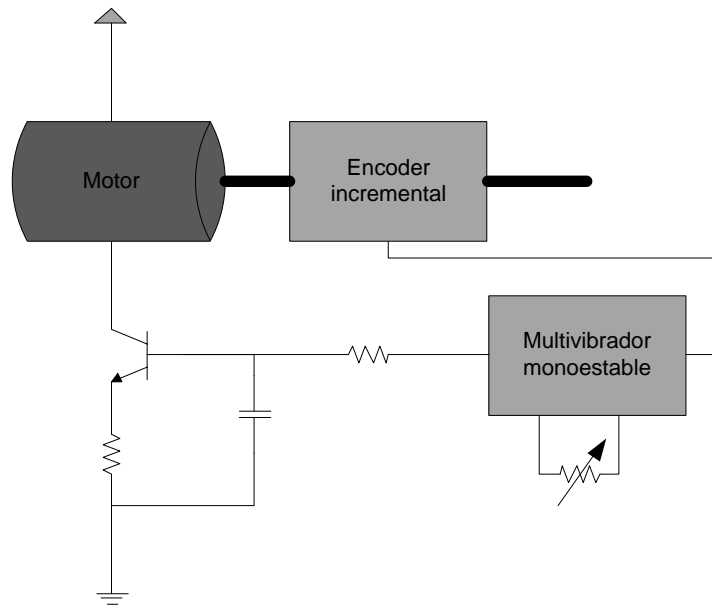


Figura 1.2: Sistema de control analógico para controlar la velocidad en un motor DC.

## 1.2 Los observadores de velocidad y posición

Los observadores, también conocidos como sensores, son elementos que miden o cuantifican una determinada magnitud [15]. Los observadores de velocidad y posición son observadores que miden las magnitudes a las que hacen referencia: velocidad y posición. En ocasiones, el mismo observador es capaz de medir ambas magnitudes de forma simultánea o mide una y obtiene la otra de forma indirecta [16]. Ello es consecuencia de que ambas magnitudes están relacionadas. En el caso de la velocidad angular,  $n$ , y la posición angular,  $\theta$ , la relación es la siguiente:

$$n = \frac{d\theta}{dt} \quad (1.1)$$

Donde  $d/dt$  es la derivada con respecto al tiempo. En general, todo observador que permite la medida de la posición es utilizado también para la medida de la velocidad. Ello es consecuencia de la relación (1.1). En cambio, los observadores que permite la medida de la velocidad no siempre son utilizados para la medida de la posición aunque la expresión (1.1) pueda ser invertida. Un ejemplo de esto último son los tacómetros que dan una tensión proporcional a la velocidad de rotación del eje al que son acoplados y son utilizados para medir la velocidad pero no son utilizados para medir la posición.

En motores eléctricos, los observadores de velocidad y posición cuantifican y miden la velocidad angular y posición angular del eje del motor. Ambas magnitudes son conocidas simplemente como velocidad y posición. Por lo general, este tipo de observadores aplicados a motores eléctricos se dividen en dos grupos [9]: los observadores convencionales y los observadores *sensorless*.

Los observadores convencionales, también conocidos como observadores mecánicos, son observadores externos al motor que son acoplados al eje del motor para monitorizar el giro de dicho eje. Este tipo de sensores tienen la ventaja de que por lo general no necesitan ningún tipo de conocimiento previo del motor empleado. Esto hace que puedan ser utilizados en diferentes tipos de motores sin previa modificación del mismo a excepción del acoplo al eje del motor.

Este tipo de observadores son elementos independientes al motor que contienen partes mecánicas que hacen que tengan una serie de desventajas [10]. Al ser elementos independientes acoplados al eje del motor pueden desplazar la carga del motor a un lugar menos adecuado. Además, incrementan los fallos, el coste y el mantenimiento del sistema final. Ejemplos de este tipo de observadores son los tacómetros, encoders absolutos, encoders incrementales, resolvers, sensores de efecto Hall y resolvers.

Los observadores *sensorless* son observadores que monitorizan la tensión y/o corriente del motor, y, aplicando un determinado algoritmo son capaces de estimar la velocidad y/o posición [10]. Los observadores *sensorless* también son conocidos como métodos *sensorless* o técnicas *sensorless*. Este tipo de observadores tienen la desventaja de que necesitan cierta información del motor utilizado. Esto hace que un observador *sensorless* no pueda ser usado para cualquier tipo de motor. Por ello, según el tipo de motor utilizado se tendrán un tipo u otro de observadores *sensorless*. Dentro del mismo tipo de motores el observador *sensorless* se adaptará a un tipo de motor u otro modificando sus parámetros de configuración. Esto hace que los observadores *sensorless* necesiten un conocimiento previo del motor utilizado. Sin embargo tienen una serie de ventajas frente a los observadores convencionales como son menor número de fallos, coste, conexiones y mantenimiento del sistema final.

En el caso de los motores DC los observadores *sensorless* están dividido en tres grupos: los observadores *sensorless* basados en el modelo dinámico, los observadores *sensorless* basados en la componente *ripple* y los observadores *sensorless* basados en la combinación de la componente *ripple* con el modelo dinámico. Los observadores *sensorless* basados en el modelo dinámico monitorizan simultáneamente la tensión y la corriente del motor DC y con ayuda del modelo dinámico del motor estiman la posición. En el modelo dinámico del motor DC la magnitud que suele aparecer es la velocidad y no la posición. Razón por la que este subtipo de observadores son empleados para la detección de velocidad y no para detectar la posición. El modelo dinámico empleado para modelar el comportamiento del motor DC puede ser diferente según el observador específico. Los observadores o métodos más simples utilizan el modelo simplificado del motor DC que consta de las ecuaciones eléctrica y mecánica [17]. Aunque hay algunos que utilizan únicamente las ecuaciones eléctricas que son las que contienen la información sobre la velocidad. Estos métodos tienen el problema de utilizar parámetros que no son constantes y que dependen de las condiciones concretas de funcionamiento del motor DC, lo que introduce cierta incertidumbre en la estimación. Ejemplos de estos tipos se encuentran en [18, 19]. Con el fin de minimizar el efecto que tienen las condiciones de funcionamiento del motor sobre los parámetros, han aparecido otros métodos que estiman dinámicamente tales parámetros [20-23]. Estos métodos son complejos y generan algoritmos no-lineales. Otros métodos, en cambio, han utilizado directamente modelos no-lineales con el fin de modelar el motor DC [24-26] o han utilizado algoritmos genéricos que realizan automáticamente el modelado como son redes neuronales [27] o el filtro de Kalman extendido [28]. El problema de estos métodos es que tienen un alto coste computacional y siempre utilizan parámetros que no son fáciles de estimar. Otra desventaja que presentan es que sólo son capaces de estimar la velocidad y necesitan la medida simultánea de la tensión y la corriente del motor DC con el respectivo coste de la duplicación de elementos.

Los observadores *sensorless*, métodos *sensorless* o técnicas *sensorless*, basados en la componente *ripple* monitorizan únicamente la corriente que circula por el motor DC para estimar la velocidad y la posición. La componente *ripple* es una señal alterna que está presente

en motores DC y que es consecuencia de la rectificación no-ideal por el conmutador de delgas de la fuerza electromotriz inducida en cada bobina que tiene forma sinusoidal. Otro origen de la componente *ripple* está en el proceso de rectificación que lleva a cabo el colector de delgas a través de las escobillas y las delgas. En ocasiones las escobillas cortocircuitan dos o más delgas lo que provoca que una o varias bobinas sean cortocircuitadas y por tanto inyecten en la corriente un pequeño pico de corriente. La componente *ripple* al tratarse de una componente alterna genera ciertas ondulaciones que son repetidas en el tiempo periódicamente. La frecuencia de repetición de estas ondulaciones, o frecuencia *ripple*, está directamente relacionada con la velocidad del motor [29]. Esto hace que contabilizando el número de ondulaciones producidas en la corriente se pueda estimar la posición del motor. Además, si se estima la distancia temporal entre ellas o el número de ondulaciones por unidad de tiempo se pueda también estimar la velocidad. Algunos ejemplos que detectan las ondulaciones de la componente *ripple* y estiman la velocidad y la posición se encuentran en [30-35]. El problema de estos métodos reside en la detección de las ondulaciones de la componente *ripple*. La detección de las ondulaciones no es una tarea fácil como consecuencia del ruido presente en la corriente [36]. Este ruido puede tener diferentes orígenes internos o externos al propio motor DC. El ruido hace que en la corriente aparezcan ondulaciones que no son producidas por la componente *ripple*. Estas ondulaciones son conocidas como falsas ondulaciones. El ruido también provoca que ondulaciones que debieran aparecer como consecuencia de la componente *ripple* no aparezcan. A estas otras ondulaciones se las conoce como ondulaciones fantasmas. Como consecuencia de las falsas ondulaciones y las ondulaciones fantasmas los métodos simples como los mencionados anteriormente no funcionan correctamente. Pues sólo detectan las ondulaciones que aparecen en la corriente sin tener en cuenta las falsas ondulaciones y las ondulaciones fantasmas. Los observadores *sensorless* basados en la componente *ripple* permiten la estimación tanto de la velocidad como de la posición. En este caso la posición debe ser entendida como el número de giros realizados por el motor y no como el ángulo exacto que forma el eje de giro del motor. Estos métodos no permiten la estimación exacta del ángulo como consecuencia de que el número de ondulaciones producidas en la corriente por cada giro del eje del motor es bajo [29].

El otro tipo de observadores *sensorless* son los observadores *sensorless* que combinan la componente *ripple* con el modelo dinámico. Este subtipo se basa en los dos subtipos anteriores con el fin de fusionarlos para minimizar las desventajas de ambos. En este grupo se suele utilizar un método basado en el modelo dinámico o un método basado en la componente *ripple* como núcleo, y, el otro tipo se utiliza como supervisor para corregir las desventajas del primero. Algunos ejemplos de estos métodos están en [36-38]. El problema de estos métodos es que por lo general no corrigen las desventajas de ambos métodos completamente y en ciertas circunstancias las desventajas de uno de los métodos acentúa las del otro. Además, el coste computacional suele ser alto y necesita de la medida simultánea de la tensión y la corriente.

Todas las técnicas *sensorless* mencionadas que utilizan la componente *ripple* tienen una desventaja extra. Esta desventaja es que solamente pueden ser utilizadas en motores DC donde la componente *ripple* tiene una amplitud relativamente alta. Esto suele darse en motores DC de baja potencia y no en los motores DC de alta potencia. Por tanto, en motores DC de alta potencia no es posible utilizar los métodos basados en la componente *ripple*. Ello hace que para motores DC de alta potencia solamente estén disponibles las técnicas *sensorless* basadas en el modelo dinámico del motor DC a la espera de un nuevo subtipo.

### 1.3 Justificación de la investigación

Los observadores de velocidad y posición *sensorless* presentan una serie de ventajas frente a los observadores convencionales: no requieren desplazar la carga de su posición óptima, reducen el coste, los fallos, el número de conexiones y el mantenimiento del sistema final entre otras. A pesar de estas ventajas, actualmente los observadores *sensorless* no han conseguido remplazar a los observadores convencionales debido a diferentes razones. En este trabajo se pretende contribuir a avanzar en el campo de las tecnologías *sensorless* aplicadas a motores DC aportando nuevos métodos que ayuden a paliar algunas de las desventajas que presentan los observadores *sensorless*, de forma que los observadores *sensorless* puedan presentar una alternativa a los observadores convencionales. Los métodos propuestos estimarán la velocidad y/o posición midiendo únicamente la corriente del motor DC con el fin de minimizar el número de elementos hardware necesarios.

Al igual que en todo sistemas existente, la tecnología *sensorless* se ve también afectada por el indeseable efecto del ruido. El ruido, que afecta a todo sistema en el mundo real en mayor o menor medida, es uno de los principales problemas que han impedido la implementación de los sistemas de detección *sensorless* de velocidad y posición en motores DC. Los sistemas *sensorless* que miden únicamente la corriente del motor se ven afectados en mayor medida que otro tipo de sistemas *sensorless* al carecer de cierta redundancia. Cuando se mide tensión y corriente se mide el ruido de forma redundante permitiendo reducir los efectos del mismo. El ruido suele afectar por igual a ambas magnitudes. Los métodos que miden únicamente la corriente están basados en la componente *ripple* en el caso de motores DC de baja potencia. En este caso el ruido provocará falsas ondulaciones y ondulaciones fantasmas en la corriente. Para una correcta detección es necesario que el sistema sea capaz de detectar y descartar las falsas ondulaciones y determinar cuando hay una ondulación fantasma añadiéndola a la corriente. Esta tarea no es sencilla y es deseable en sistemas donde el ruido está especialmente presente como son las aplicaciones industriales, o donde la precisión es un factor importante como es en el caso de las aplicaciones como la robótica.

Por esta razón, el primero de los objetivos de este trabajo es que el método propuesto minimice el efecto del ruido detectando las ondulaciones de la corriente, descartando las falsas ondulaciones y contabilizando las ondulaciones fantasmas.

Una de las prioridades en multitud de ocasiones cuando se pretende diseñar un método para la detección de la velocidad y posición en motores DC, es la precisión y la minimización del efecto del ruido. Cuando se prioriza la precisión y la minimización del ruido olvidándose de otros aspectos que pueden ser igual de importantes, se llegan a sistemas con mejor o peor rendimiento pero que en ocasiones son solamente útiles a nivel científico. Esto es debido a que esta prioridad suele dar lugar, por lo general, a método excesivamente complejo con un alto coste computacional. Ello es consecuencia del intento de reducir al máximo posible los efectos del ruido. Por lo general, en más se intente reducir el efecto del ruido mayor será el coste computacional del sistema. Con los sistemas actuales para poder implementar estos complejos algoritmos hay que recurrir a la paralelización de los algoritmos. Esta paralelización en la mayoría de las ocasiones no es posible debido a las dependencias de los datos procesados. Otra técnica, suele ser la segmentación, pero como consecuencia de que los algoritmos son iterativos y están realimentados con valores obtenidos en la iteración previa, hacen que esta opción no se posible tampoco. Por todo ello, se suele recurrir, una vez diseñado el método y comprobado su

potencialidad teórica, a la realización de algunas pequeñas simplificaciones que sin afectar demasiado a su rendimiento permitan la paralelización y segmentación del algoritmo.

Las técnicas *sensorless* basadas en la componente *ripple* suelen ser utilizadas en motores DC de potencia relativamente baja. Entre sus aplicaciones están los sistemas HVAC, automoción, doméstica, robótica, entre otras. En muchos de estos sistemas el núcleo del sistema de control del motor suele ser un microcontrolador. Los microcontroladores son dispositivos digitales optimizados para el control de sistemas. Ellos hacen que tengan numerosos pines de I/O, contadores, convertidores A/D y D/A, etc. Este elemento está destinado a la comunicación y control de otros elementos. Por el contrario y por razones históricas, no se ha dado prioridad a su capacidad computacional. Ello hace que tengan una limitación importante y es que los microcontroladores poseen una baja capacidad computacional no pudiendo procesar algoritmos complejos. Esta limitación hace que en estos sistemas no sea posible utilizar muchas de las técnicas *sensorless* basadas en la componente *ripple* que han sido propuestos en la literatura. Ello hace que no sea factible la sustitución del observador convencional por un observador *sensorless*. Acción que persiguen las técnicas *sensorless* debido a las ventajas ya mencionadas anteriormente.

Esto lleva al segundo de los objetivos de este trabajo. Este objetivo dice que el método propuesto debe minimizar el coste computacional sin afectar en exceso a la precisión.

La detección *sensorless* de la velocidad en motores DC midiendo únicamente la corriente que circula por el mismo suele estar basada en la componente *ripple* de la corriente. La componente *ripple* es una componente que produce una serie de ondulaciones de forma periódica en la corriente. El periodo de repetición de las ondulaciones está relacionado con la velocidad. Por tanto detectando las ondulaciones es posible estimar la velocidad. Esta componente es principalmente debida a la rectificación no perfecta de la señal *back-EMF* o fuerza contra-electromotriz inducida en las bobinas del rotor. Cuando esta rectificación se aproxima más a la ideal, la componente *ripple* se hace lo suficientemente pequeña para que no sea distinguible, provocando que la componente *ripple* no pueda ser utilizada para la detección *sensorless* de la velocidad y la posición. Esto ocurre en motores DC de alta potencia. En ellos el número de bobinas en el rotor es elevado provocando que la rectificación de la señal *back-EMF* sea más próxima a la ideal. Por esta razón, las técnicas *sensorless* basadas en el componente *ripple* no puedan ser utilizadas en la detección de la velocidad en motores DC de alta potencia.

Para la estimación *sensorless* de la velocidad en motores DC de alta potencia, tradicionalmente se han utilizado las técnicas *sensorless* basadas en el modelo dinámico del motor DC. En dichas técnicas es necesaria la medida tanto de la corriente como de la tensión del motor DC. Estas técnicas tienen los problemas ya comentados de que los parámetros del modelo dependen de las condiciones de funcionamiento del motor DC y necesitan de la monitorización de dos señales de forma simultánea con el respectivo duplicamiento de elementos hardware.

Esto da lugar al tercer objetivo del trabajo y que dice que el método propuesto debe estimar la velocidad en motores DC de alta potencia donde la componente *ripple* no es importante midiendo únicamente la corriente que circula por el mismo. Esto provoca que antes del diseño del método haya que realizar un análisis previo de las características presentes en la corriente del motor DC.

## 1.4 Organización de la memoria

La memoria se estructura en 9 capítulos. El Capítulo 1: se corresponde a esta introducción. El Capítulo 2: presenta los objetivos generales y específicos del trabajo realizado. El Capítulo 3: presenta los fundamentos, entre los que se incluye la teoría del motor DC como son los elementos que lo componen, los principios físicos en los que se basa y su modelado. Este capítulo también incluye el estudio realizado sobre las componentes espectrales que están presentes en la corriente de un motor DC y que posteriormente serán de gran utilidad para el diseño del Método propuesto 3. El Capítulo 4: presenta el estado del estado de arte de la tecnología *sensorless* para la estimación de la velocidad y posición en motores DC. El Capítulo 5: presenta los métodos propuestos para la consecución de los objetivos. El Capítulo 6: detalla los experimentos realizados para la medición de la estimación de los métodos diseñados. El Capítulo 7: muestra los resultados de los experimentos realizados. El Capítulo 8: realiza una discusión de los métodos propuesto. En la discusión se comentan los resultados obtenidos, la consecución de los objetivos y breve comparación con otros métodos similares. El Capítulo 9: muestra las conclusiones finales del trabajo.





## Capítulo 2: Objetivos

El objetivo del trabajo es contribuir en el ámbito de las tecnologías *sensorless* aplicadas a la detección de la velocidad y posición en motores DC midiendo únicamente la corriente que circula por el motor DC. El trabajo tiene tres objetivos. Cada objetivo intenta suplir alguna de las desventajas que presenta la tecnología *sensorless* aplicada a motores DC. A continuación se muestran cada uno de los objetivos.

### 2.1 Objetivo 1

El Objetivo 1 consiste en proponer un método para la estimación de la velocidad y la posición de motores DC de baja potencia basado en la tecnología *sensorless* basada en la componente *ripple* de la corriente y que minimice el efecto del ruido. Para conseguir dicho objetivo el método utilizará un sistema de reconocimiento de patrones para la detección de las ondulaciones, descarte de las falsas ondulaciones y detección de las ondulaciones fantasmas. El sistema de reconocimiento de patrones utilizará el clasificador *Support Vector Machine* (SVM). Para conseguir este objetivo se deben conseguir los siguientes objetivos específicos:

- Estudiar las investigaciones más importantes en el campo de la detección de la velocidad y posición de motores DC en el campo de los observadores *sensorless*, profundizando en las técnicas *sensorless* basadas en la componente *ripple* y estudiando las diferentes soluciones adoptadas para reducir el efecto del ruido.
- Estudiar y comprender el funcionamiento de los sistemas de reconocimiento de patrones, en especial se pretende profundizar en los sistemas de reconocimiento de patrones estadísticos.
- Estudiar y comprender el principio teórico de las técnicas *Support Vector Machine* aplicadas al reconocimiento de patrones.
- Diseñar e implementar un sistema para la detección de las ondulaciones producidas en la corriente de un motor DC basado en las técnicas de reconocimiento de patrones utilizando *Support Vector Machine* como clasificador.
- Diseñar e implementar un sistema que permita la detección de la velocidad y la posición de un motor DC con la información de las ondulaciones detectadas por el sistema anterior.

- Evaluar el rendimiento y precisión del método propuesto.
- Analizar los resultados.

## 2.2 Objetivo 2

El Objetivo 2 consiste en proponer un método que estime la velocidad y la posición de motores DC de baja potencia basado en la tecnología *sensorless* basada en la componente *ripple* de la corriente y que minimice el coste computacional sin afectar en exceso a la precisión. Los objetivos específicos para conseguir este objetivo son:

- Estudiar las investigaciones más importantes en el campo de la detección de la velocidad y posición en motores DC en el campo de los observadores *sensorless*, profundizando en los observadores basados en al componente *ripple* y estudiando su coste computacional.
- Diseñar e implementar un sistema para la detección de las ondulaciones producidas por la componente *ripple* con un bajo coste computacional.
- Diseñar e implementar un sistema para la estimación de la velocidad y la posición a partir de las ondulaciones detectadas de la corriente con el sistema anterior.
- Evaluar el rendimiento y la precisión del método propuesto.
- Analizar los resultados

## 2.3 Objetivo 3

El Objetivo 3 consiste en proponer un método para la detección de la velocidad en motores DC de alta potencia basado en la tecnología *sensorless* midiendo únicamente la corriente que circula por el motor DC. Debido a que en motores DC de alta potencia la componente *ripple* no puede ser utilizada por si sola y que no se han encontrado trabajos que detecten la velocidad de motores DC de alta potencia midiendo únicamente la corriente, los objetivos específicos serán:

- Estudiar las investigaciones más importantes en el campo de la detección de velocidad en el campo de los observadores *sensorless*.
- Estudio y análisis de las componentes espectrales que aparecen en la corriente de un motor DC de alta y baja potencia profundizando en las componentes espectrales relacionadas con la velocidad del motor DC.
- Diseñar e implementar un sistema para la detección de la velocidad en motores DC de alta potencia que utilice las componentes espectrales de la corriente.
- Evaluar el rendimiento y la precisión del método propuesto.
- Analizar los resultados.

## Capítulo 3: Fundamentos del motor DC

El presente trabajo pretende contribuir al desarrollo de la tecnología *sensorless* aplicada a los motores DC. Uno de los primeros puntos que es necesario tratar son los fundamentos sobre los que se sustentan los motores DC. En este capítulo se tratan los principios en los que se sustenta el funcionamiento del motor DC, los elementos que lo componen y su modelado matemático básico. Por último, en este capítulo se incluirá un análisis de las componentes espectrales de la corriente del motor DC y sobre el que se sustentarán los métodos propuestos a la hora de detectar la velocidad y/o posición del motor DC.

### 3.1 El motor DC como máquina de corriente continua

El motor DC es ampliamente utilizado en aplicaciones donde se requiere la implementación de algún tipo de movimiento. Esto suele ser común en aplicaciones de automatización donde algún actuador requiere la implementación del movimiento de alguno de los elementos. En este subcapítulo se verán los distintos aspectos del motor DC desde el punto de vista de la máquina de corriente continua que es una generalización del motor DC. Este subcapítulo está basado en los siguientes trabajos [6, 39-44].

#### 3.1.1 Introducción

La máquina de corriente continua tiene gran importancia histórica debido a que su empleo como generadores o dínamos representaron el primer procedimiento para producir energía eléctrica a gran escala. Su etapa de desarrollo comienza en los años 1830 y alcanza 1880. Todo comienza con los descubrimientos de Oersted y Faraday en los años 1820 y 1830 respectivamente. Oersted descubrió el electromagnetismo y Faraday la inducción magnética. La máquina comenzó a desarrollarse de forma experimental a comienzos de 1830. Durante esta etapa se buscaba un tipo de generador que produjese una corriente similar a la que producían las pilas galvánicas y que es la corriente continua. En aquella época la corriente alterna, consecuencia inmediata de la ley de inducción de Faraday, constituía un experimento físico sin ningún interés práctico.

El desarrollo de la máquina de corriente continua se centró durante mucho tiempo en la búsqueda de procedimientos que transformasen la corriente alterna inducida en una espira al girar dentro de un campo magnético en corriente unidireccional o de polaridad constante. La primera idea del conmutador o colector de delgas encargado de la rectificación mecánica de la tensión del devanado del rotor surge en 1831 y se debe a Pixii. Sin embargo, tuvieron que transcurrir 36 años más para que Gramme construyera en 1867 una máquina con inducido en

anillo dotada de un colector de delgas como el que se conoce actualmente. Posteriormente surgió la idea del devanado en tambor para aprovechar más eficazmente el arrollamiento del inducido y se propusieron diferentes métodos de autoexcitación de estas máquinas. De esta forma en 1886 se llegó a una configuración física cuyos rasgos fundamentales coincide con la de las máquinas modernas. El desarrollo de los motores de corriente continua sigue una línea histórica paralela a la de las dinamos y su empleo se debe al principio de reciprocidad ya formulado por entonces por Faraday y Lenz.

El modo de funcionamiento más característico de las máquinas de corriente continua lo constituye su empleo como motor. La ventaja fundamental de los motores de corriente continua frente a los motores de corriente alterna ha sido su grado de flexibilidad para el control de la velocidad y del par. Sin embargo, y debido al desarrollo de la electrónica, esta ventaja se ha visto reducida por lo que han sido sustituidos progresivamente en algunos campos por motores de corriente alterna. Lo motores de corriente alterna presenta la ventaja de tener un menor coste de fabricación y necesitar un menor mantenimiento al no poseer colector de delgas.

### 3.1.2 Estructura de la máquina de corriente continua

El esquema básico de la forma interna que presenta una máquina de corriente continua se muestra en la Figura 3.1. Los dos elementos principales son el estator, que es la parte fija de la máquina y el rotor que es la parte móvil. El rotor va montado sobre un eje que descansa en dos rodamientos o cojinetes. El espacio que separa el estator del rotor, necesario para que pueda girar la máquina, se denomina entrehierro. Siendo el campo magnético existente en el mismo el que constituye el medio de acoplamiento entre los sistemas eléctrico y mecánico.

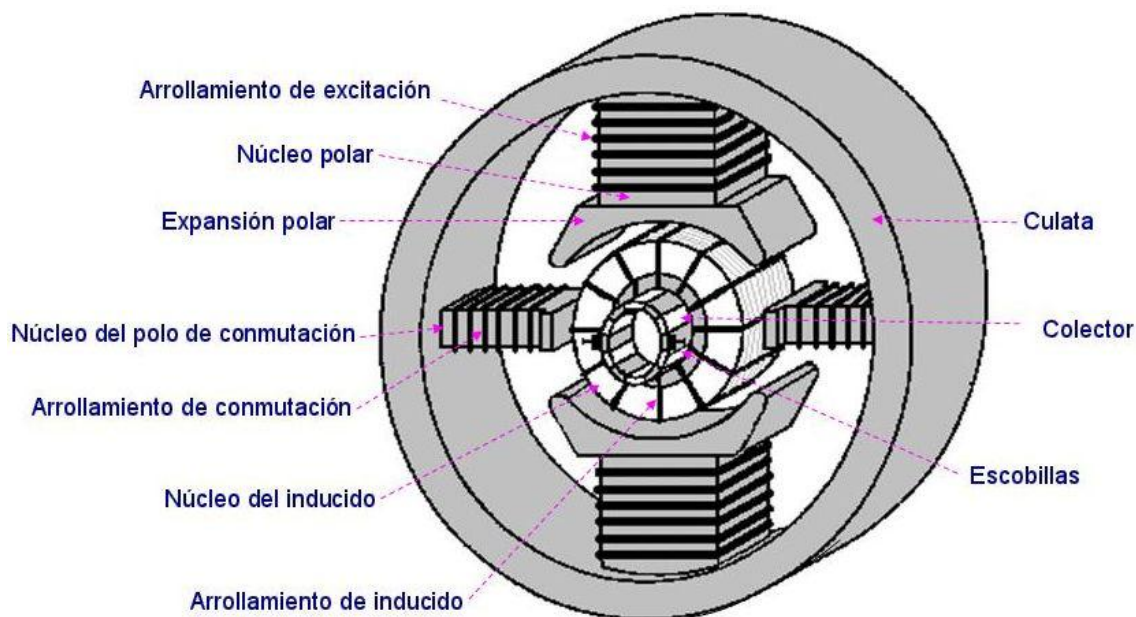


Figura 3.1: Elementos de la máquina de corriente continua.

El motor está compuesto por dos circuitos magnéticos: el inductor cuya misión es crear un flujo magnético en el entrehierro y el inducido encargado de recibir el flujo magnético del primero. Sobre el circuito inducido al recibir el flujo magnético se inducen unas corrientes que circulan por el circuito exterior. En las máquinas DC convencionales el inductor se suele colocar en el estator y el inducido en el rotor. Aunque esto no es algo general, como se puede comprobar con las máquinas DC sin escobillas en las que la colocación es justa la contraria.

El estator está formado por la culata o yugo, que pertenece al circuito magnético inductor y que ejerce la función de soporte mecánico del conjunto. Fijada a la culata están los polos, regularmente distribuidos y en número par. Los polos están compuestos por núcleos polares sobre el que va el arrollamiento de excitación. La parte de los polos próxima al rotor presenta una expansión magnética que se denomina expansión polar o zapata polar. La máquina de corriente continua suele ser de polos salientes. Sobre la culata, también se sitúan los polos de conmutación o auxiliares con el fin de mejorar el proceso de conmutación, siempre y cuando el motor los posea.

El rotor está formado por el inducido y el colector de delgas o conmutador. Este último es el encargado de realizar la rectificación de la señal alterna que se encuentra en el inducido y llevar la corriente desde el interior del circuito inducido al exterior. El número de éstas suele ser par, debe haber tantas de una polaridad como de la otra, y suele coincidir en número con el de los polos de la máquina.

La descripción dada corresponde a una máquina de corriente continua genérica. En el caso de un pequeño motor DC el inductor o polos están formados por imanes permanentes en vez de un arrollamiento y los polos auxiliares no aparecen. Los polos auxiliares solamente se suelen instalar en máquinas de más de 1 KW de potencia.

### 3.1.2.1 El conmutador o colector de delgas

La máquina eléctrica está formada por dos partes denominadas estator y rotor. Ambas contienen el circuito inductor e inducido respectivamente en el caso de la máquina de corriente continua. Para introducir o sacar las corrientes de los bobinados situados en el estator de la máquina, en el caso que no lleve imanes permanentes, basta con hacer unas conexiones fijas directas desde el exterior. Sin embargo, para realizar esta operación con las bobinas del rotor es preciso recurrir a sistemas deslizantes que ponen en contacto ambos circuitos.

Dos son los tipos de contactos deslizantes: los de anillo y los conmutadores. Ambos se sitúan en el eje del rotor y giran solidariamente con él. Sobre ellos va apoyada unas piezas fijas en el espacio, a las que se denominan escobillas. La unión de la escobilla con el sistemas deslizante se realiza evitando falso contactos. Esto se consigue por medio de un muelle que presiona ligeramente la escobilla en la dirección del contacto deslizante o un elemento con efecto similar. El contacto deslizante tipo anillo se muestra en la Figura 3.2. El conmutador tendría un aspecto parecido.

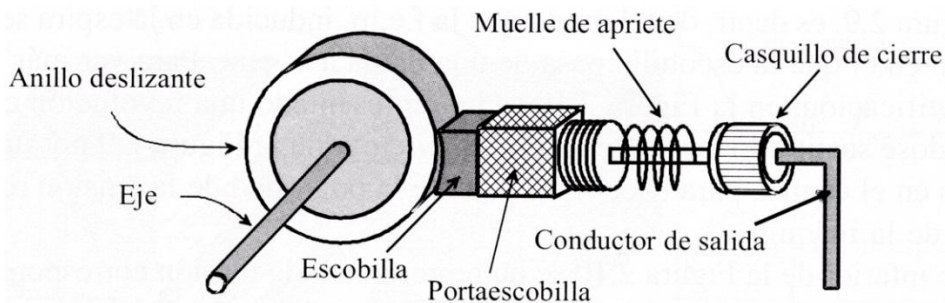


Figura 3.2: Anillo deslizante y escobilla.

Para mostrar el funcionamiento de los contactos deslizantes se considera el esquema mostrado en la Figura 3.3. En dicho esquema el contacto deslizante es de tipo anillo, el inductor está formado por imanes permanentes y el inducido está formado por una espira que gira a una

velocidad angular  $\Omega$  dentro de un campo magnético uniforme  $\mathbf{B}$ . De acuerdo a la ley de Faraday la fuerza electromotriz inducida (EMF) en la espira viene dada por la ecuación:

$$E = BS p \Omega \sin(p\Omega t) \quad (3.1)$$

Donde  $S$  es la superficie de la espira,  $p$  es el número de pares de polos, en este caso vale 1, y la frecuencia,  $f$ , viene dada por:

$$f = \frac{p\Omega}{2\pi} = \frac{n\omega}{60} \quad (3.2)$$

En consecuencia, se inducirá un EMF en la espira cuya forma será sinusoidal y su frecuencia proporcional a la velocidad de giro y al número de pares de polos de la máquina. Cuando se utiliza como contactos deslizantes los de tipo anillo, la EMF que se induce en la espira pasa directamente al circuito exterior. En el caso de máquinas de corriente continua esto no es deseable pues se desea que en el circuito externo haya una tensión continua. Esta es la razón por la que este tipo de contacto no se utiliza en máquinas de corriente continua.

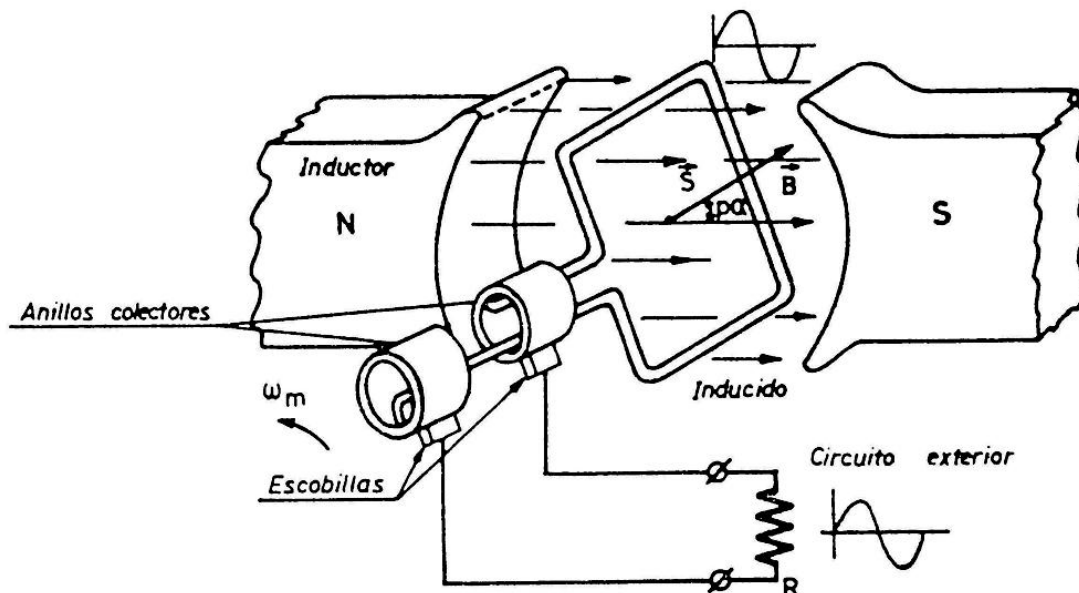


Figura 3.3: Colector de anillos.

El otro tipo de contactos deslizantes son los conmutadores o colector de delgas. El funcionamiento de éste se puede explicar con ayuda del esquema de la Figura 3.4. En este caso, la espira está unida a un anillo formado por dos segmentos denominado cada uno de ellos delga. Las delgas están aisladas eléctricamente entre sí y del eje de la máquina. Sobre las delgas van colocadas las escobillas que son mantenidas en una posición fija. La misión del colector de delgas es obligar a que la corriente que atraviesa el circuito exterior circule siempre en el mismo sentido. De tal forma que aunque la EMF inducida en la espira sea sinusoidal la corriente que atraviese el circuito sea unidireccional. A esta operación se denomina rectificación y la realiza de forma automática el conmutador mecánico o colector de delgas.

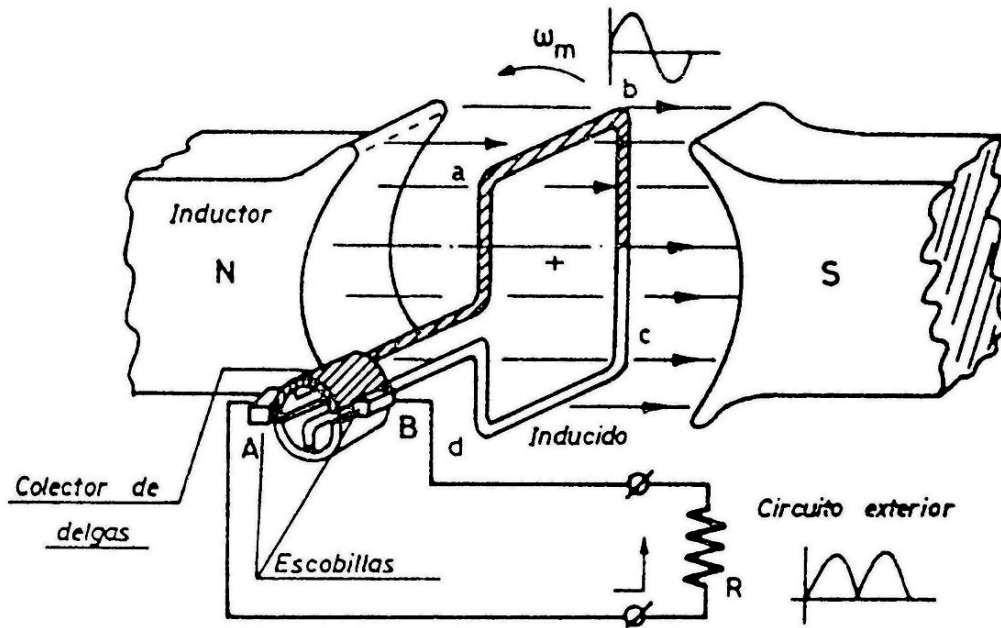


Figura 3.4: Colector de dos delgas.

La posición de las escobillas ahora no es indiferente, ya que para rectificar totalmente la corriente alterna es necesario colocar las escobillas de tal modo que la EMF inducida en la espira sea igual a cero en el momento en el que la escobilla pasa de una delga a otra.

El proceso de rectificación se puede ver mejor en la Figura 3.5, donde se ha representado una revolución completa de la espira. La resistencia se ha sustituido por un voltímetro con el cero en el centro para hacer notar la polaridad de la tensión. La tensión medida por el voltímetro se ha representado en la parte inferior de la Figura 3.5. Para entender la forma de onda resultante hay que suponer que el campo magnético producido por los imanes en el entrehierro es uniforme. La EMF viene dada por la ley de Faraday que dice:

$$E = -\frac{d\phi}{dt} = \oint (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) d\mathbf{l} \quad (3.3)$$

Donde  $\mathbf{v}$  es la velocidad tangencial del hilo,  $\mathbf{B}$  es la inducción magnética del campo del estator y  $d\mathbf{l}$  es el elemento diferencial de longitud.

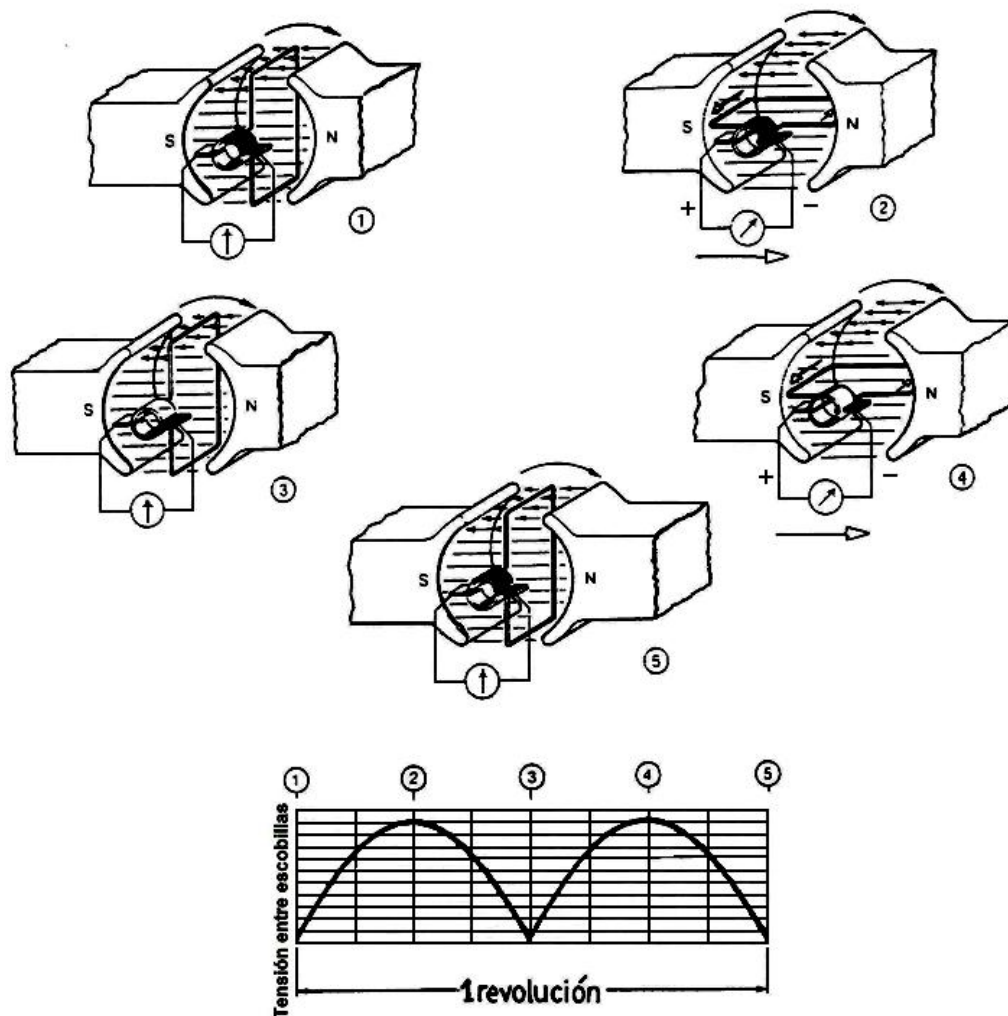


Figura 3.5: Funcionamiento del colector de delgas y tensión obtenida entre escobillas.

Analizando cada uno de los instantes que aparecen en la Figura 3.5 utilizando la expresión (3.3) se obtiene lo siguiente. En el instante 1 el plano de la espira es vertical por lo que el flujo magnético es máximo y la EMF inducida es nula. Al pasar del instante 1 al 2 la EMF inducida irá aumentando progresivamente ya que el producto vectorial entre  $\mathbf{v}$  y  $\mathbf{B}$  va aumentando. Dichos vectores cada vez son más perpendiculares y su magnitud es constante. En el instante 2, se produce un máximo pues los vectores  $\mathbf{v}$  y  $\mathbf{B}$  son totalmente perpendiculares. Al pasar al instante 3 se produce una disminución de la tensión inducida como consecuencia de que los vectores son cada vez más paralelos. En el instante 3 se produce el valor de EMF inducida igual a cero. En este instante además se produce la conmutación. A partir de este momento la tensión en las escobillas tendrá signo contrario a la EMF inducida en la espira. Al pasar al instante 4 la EMF inducida en la bobina será cada vez más negativa pero como consecuencia de la conmutación en el instante 3 la tensión en extremos de las escobillas seguirá siendo positiva. Al pasar al instante 5, la EMF inducida en la espira se vuelve a hacer cero y se vuelve a producir otra conmutación. En este instante la EMF inducida en la espira y la tensión de las escobillas volverán a tener el mismo signo.

En la práctica, para obtener una tensión continua con menor rizado se aumenta el número de delgas del colector y el número de bobinas en el inducido. En la parte superior de la Figura 3.6 se muestra un colector con cuatro delgas y dos bobinas en el inducido. En la parte inferior



de la misma imagen se muestra la forma de onda resultante. En esta situación la tensión en el circuito exterior tiene una menor oscilación o rizado.

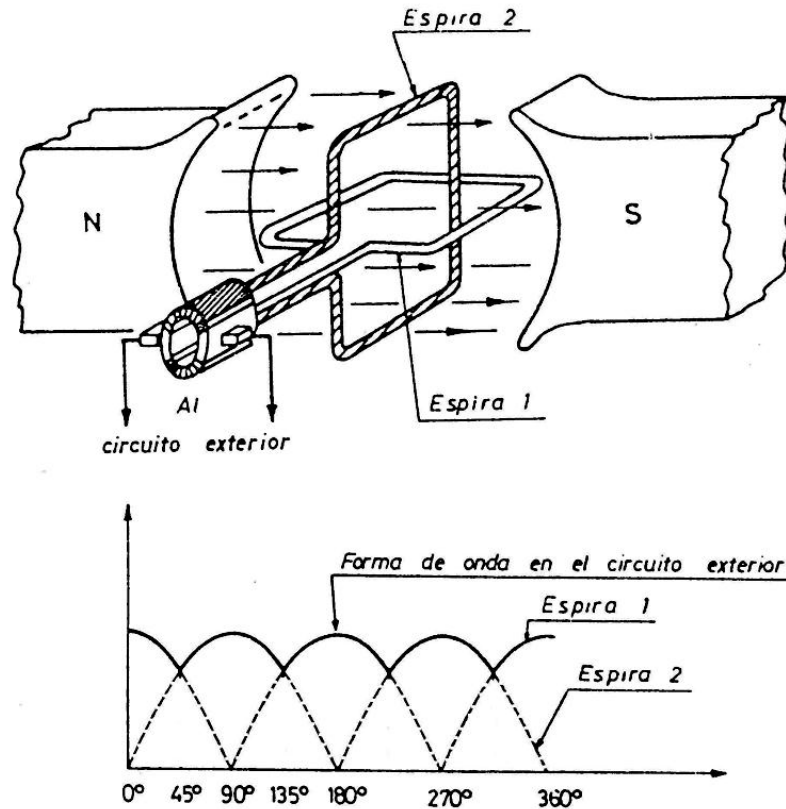


Figura 3.6: Inducido con dos bobinas y colector con cuatro delgas.

De esta forma en máquinas reales, con el fin de que las ondulaciones se pequeña y que la diferencia de potencial entre delgas consecutivas no llegue a ser tan alta que produzca chispas en el colector, se coloca un número de delgas y bobinas relativamente alto. Hay que decir que lo anterior en motores DC de baja potencia no se cumple y por lo general tienen un número reducido de delgas y de bobinas. Un colector real se puede ver en la Figura 3.7.

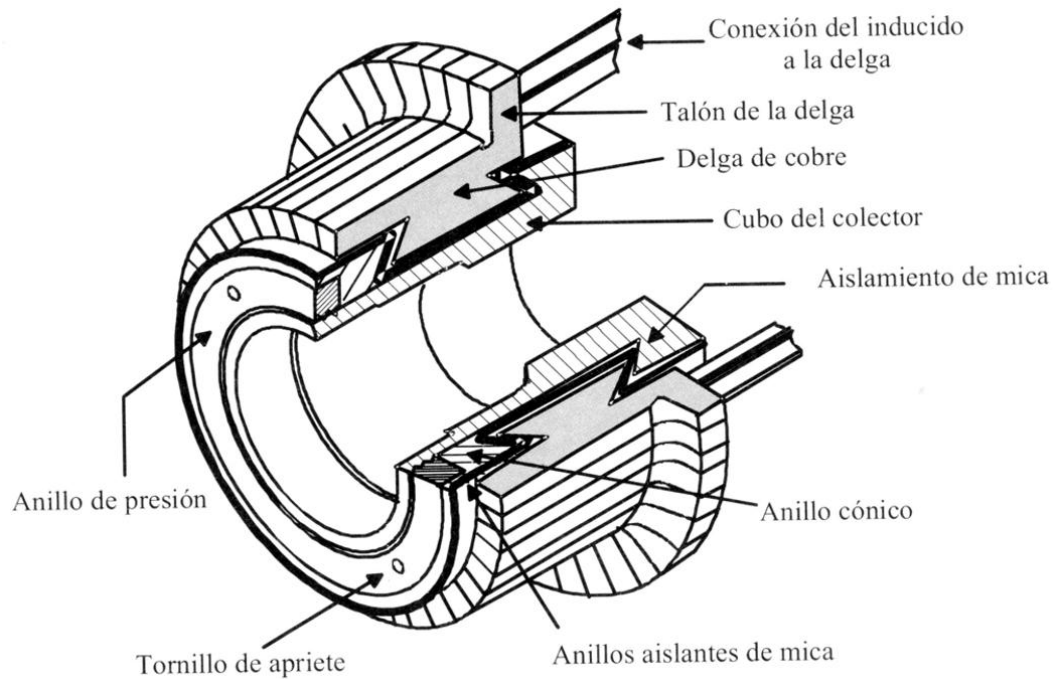


Figura 3.7: Sección del colector de delgas.

### 3.1.2.2 El devanado del inducido

Se denomina devanado en una máquina eléctrica al arrollamiento que se emplea sobre un núcleo para construir el inductor o inducido. Los arrollamientos suelen estar compuestos por un conductor en forma de hilo esmaltado en las máquinas pequeñas y en forma de pletinas aisladas unas de otras para las máquinas de gran potencia. La misión del aislante es ofrecer una separación eléctrica entre las espiras. En las máquinas de corriente continua el devanado que merece especial interés es el del inducido que va colocado en el rotor.

En los inicios de las máquinas eléctricas este arrollamiento era del tipo devanado en anillo. Fue el utilizado para construir la dínamo de Gramme mostrada en la Figura 3.8 a). En este tipo de arrollamiento el hilo se arrolla sobre un anillo cilíndrico recorriendo la periferia del inducido. El problema que presenta este tipo de arrollamiento es que sólo se aprovechan para producir EMF los conductores de la periferia exterior. Ello es debido que los conductores internos no son atravesados por la inducción. El campo magnético después de saltar el entrehierro se encauza por dentro del anillo ferromagnético cruzando el cilindro interior del anillo en vez de seguir recto y atravesar los conductores internos. El camino recto presenta una mayor reluctancia magnética, y por ello, el campo lo evita. En la actualidad se utiliza mayoritariamente el devanado de tipo tambor donde la totalidad de los conductores están colocados en la superficie exterior del cilindro ferromagnético que forma el inducido. En la Figura 3.8 b) se muestra este tipo de devanado. Exceptuando las dos partes frontales todo el hilo del inductor es activo, es decir, producen EMF. Esto último se consigue alojando todos los conductores en ranuras periféricas regularmente repartidas sobre la superficie cilíndrica del núcleo magnético del inducido.

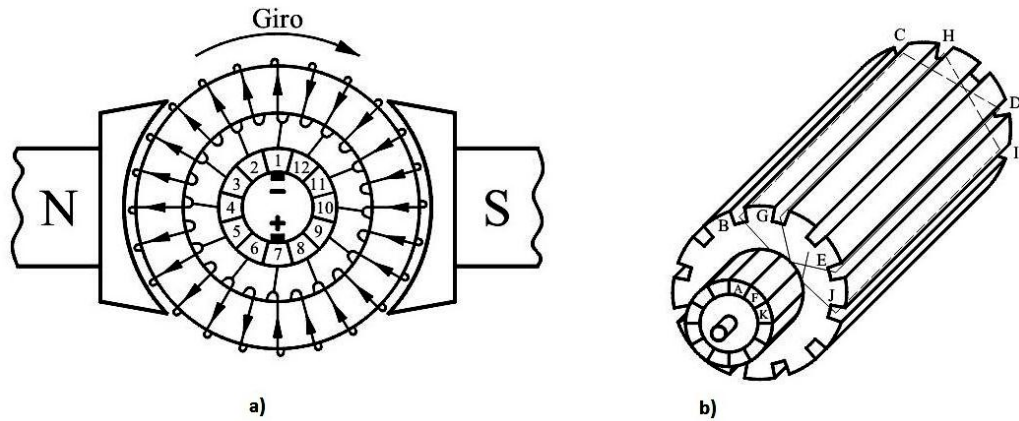


Figura 3.8: Tipos de inducidos: a) Devanado en forma de anillo, b) Devanado en forma de tambor.

Dependiendo del número de ramas de bobinas existentes en una ranura los devanados se clasifican en arrollamientos de una capa o de dos capas. El arrollamiento de una capa contiene en cada ranura un solo lado de la bobina mientras que los de dos capas cada ranura contiene dos lados correspondientes cada uno a una bobina diferente. En las máquinas de corriente continua se utilizan los arrollamientos de doble capa. En general, se cumple que el número de ranuras,  $R$ , en el núcleo del inducido es igual al número de bobinas,  $N_B$ . Cuando el número de bobinas es elevado, el número de ranuras será elevado y los dientes serán frágiles. Para evitar esto, se introducen en cada ranura  $u$  lados de bobinas de forma que se cumpla:

$$R = \frac{N_B}{u} \quad (3.4)$$

Por otro lado el número de delgas en el colector,  $k$ , suele coincidir con el número de bobinas de acuerdo con:

$$k = N_B \quad (3.5)$$

Esto quiere decir que a cada delga se conectará al extremo de dos bobinas diferentes.

Otra clasificación para los devanados es abiertos o cerrados. Los devanados abiertos tienen un principio y un fin y se utiliza en máquinas de corriente alterna. Los devanados cerrados no tienen ni principio ni fin. En ellos para sacar la corriente al exterior se hacen conexiones intermedias por medio de las delgas. Éste último es el empleado en máquinas de corriente continua.

Los devanados cerrados pueden ser imbricados u ondulados, según la forma en la que se conecten las bobinas que lo forman. En los imbricados se conectan en serie las bobinas situadas bajo el mismo par de polos. Los ondulados se conectan avanzando siempre sobre la periferia del tambor para conectar en serie bobinas situadas en posiciones similares en pares de polos distintos. Un ejemplo de ambos se puede ver en la Figura 3.9.

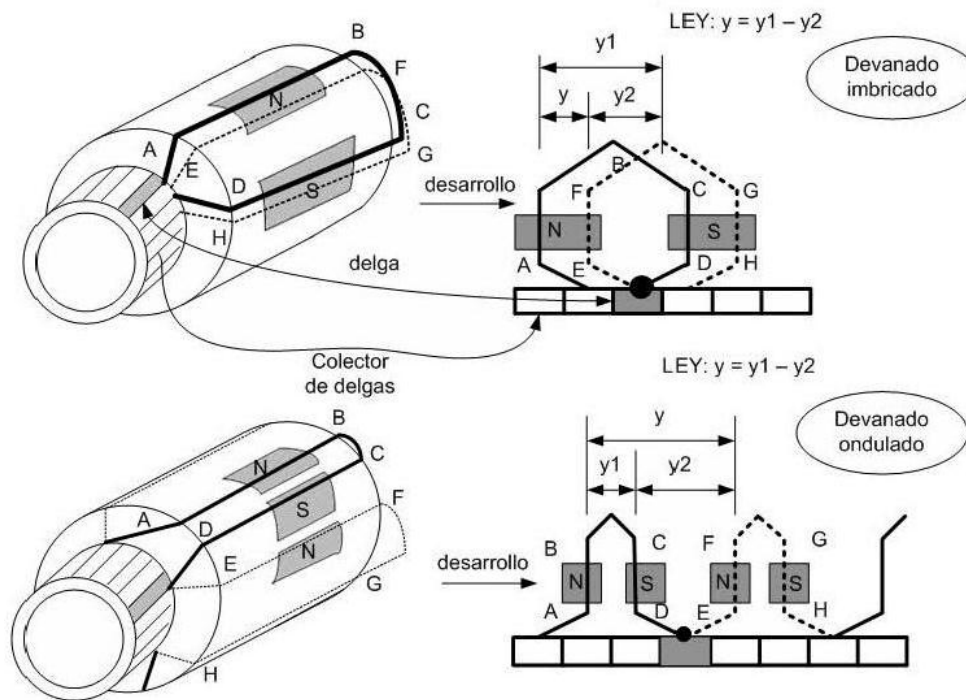


Figura 3.9: Devanado imbricado y ondulado.

Si se toma como unidad de medida la distancia entre dos lados activos contiguos de una misma capa suponiendo que todos los lados activos de una misma capa están distribuidos uniformemente sobre la superficie cilíndrica del tambor, se pueden realizar las siguientes definiciones. El paso de devanado,  $y$ , es la distancia entre puntos homólogos de dos bobinas consecutivas del devanado conectadas en serie. Esta distancia coincide con la distancia expresada en delgas entre las dos delgas unidas al principio y final de una bobina simple. Paso de conexión,  $y_2$ , es la distancia entre el lado de vuelta de una bobina y el lado de ida de la bobina inmediatamente conectada con la primera. Este paso es negativo en el devanado imbricado y positivo en el ondulado. El paso de bobina,  $y_1$ , es la distancia entre los lados de ida y de vuelta de una bobina elemental medida en haces activos.

Otra definición es la rama del devanado o circuito derivado que es el conjunto de bobinas conectadas en serie en las cuales la EMF inducida tiene el mismo sentido. Debido a la simetría de los campos y la distribución uniforme de las bobinas sobre el inducido da lugar a que cada rama contenga el mismo número de bobinas y que el número de ramas sea siempre par. El número de ramas se representa por  $2a$ .

### 3.1.2.2.1 Devanado imbricado simple y múltiple

Estos devanados, en lo que a sus pasos se refieren, cumplen la siguiente relación:

$$y = y_1 - y_2 \quad (3.6)$$

Si el valor de  $y$  es igual en valor absoluto a la unidad, se dice que el devanado imbricado es simple y en caso contrario es múltiple. Si el valor de  $y$  es negativo se dice que el arrollamiento es cruzado y si es positivo se dice que es no cruzado. En la Figura 3.10 se muestra un ejemplo de arrollamiento cruzado y no cruzado.

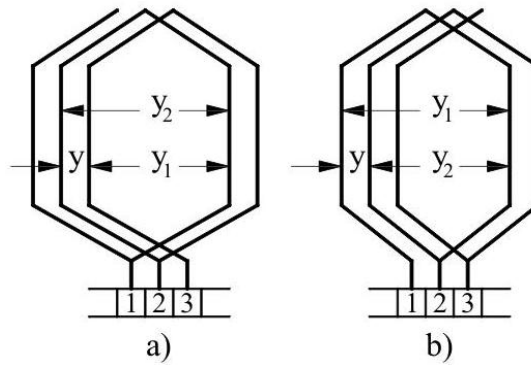


Figura 3.10: Devanado imbricado simple. a)  $y = -1$  (cruzado). b)  $y = +1$  (no cruzado).

Se define grado de multiplicidad  $m$  como el valor absoluto de  $y$ :

$$m = |y| \quad (3.7)$$

El número de escobillas en este tipo de devanados, que coincide con el número de ramas, es proporcional al grado de multiplicidad y al número de polos de acuerdo a:

$$2a = m \cdot 2p \quad (3.8)$$

Las escobillas luego se dividen según su polaridad y se unen las de la misma polaridad, dando lugar a dos únicos terminales. Aunque el grado de multiplicidad puede ser un número arbitrario, en la práctica nunca suele ser mayor a 2.

### 3.1.2.2.2 Devanado ondulado simple y múltiple

Los devanados ondulados, en lo que a sus pasos se refieren, cumplen la siguiente relación:

$$y = y_1 - y_2 \quad (3.9)$$

En este tipo de devanado es condición indispensable que la máquina tenga más de un par de polos, es decir, la máquina debe ser multipolar. En esta configuración se van conectando en serie las bobinas situadas en posiciones relativas similares bajo los sucesivos pares de polos avanzando siempre en el mismo sentido en que se ha contado el paso de bobina.

En este tipo de devanados según sea el número de ramas  $2a$  será simple si es  $2a = 2$  ó múltiple si es mayor. Los devanados ondulados múltiples se denominan también como serie-paralelo.

El paso en los devanados ondulados cumple la siguiente relación:

$$y = \frac{N_B \pm a}{p} \quad (3.10)$$

En dicha relación si se toma el signo positivo se dice que el arrollamiento es no cruzado, mientras que si se toma el signo negativo se dice que el arrollamiento es cruzado.

El valor de  $y$  debe ser un número entero, pero la ecuación (3.10) no siempre lo asegura. En caso que (3.10) no de un valor entero lo que se hace es eliminar el número mínimo indispensables de bobinas para que de un número entero. En la práctica constructiva el número de bobinas que se eliminan no se suele retirar del tambor del inducido, sino que para evitar

desequilibrios mecánicos y el tener que rellenar los espacios libres que tales bobinas dejarían en la ranuras se dejan en ellas con la precaución de aislar cuidadosamente sus extremos y considerarlas como inexistentes a efectos del conexionado. A estas bobinas se designan con el nombre de bobinas muertas o inactivas.

El devanado ondulado simple se caracteriza por presentar dos circuitos derivados o ramas en paralelo sea cual sea el número de polos de la máquina:

$$2a = 2 \quad (3.11)$$

Sin embargo en el devanado ondulado múltiple el número de ramas en paralelo es siempre superior a dos y puede ser menor, igual, o mayor, al número de polos de la máquina.

### 3.1.2.2.3 Simetría en los devanados de corriente continua

Se dice que el devanado de una máquina de corriente continua es simétrico cuando las ramas en paralelo en que se subdivide son geométrica y eléctricamente iguales. Es decir, las ramas contienen el mismo número de bobinas en serie, por lo que tienen igual resistencia eléctrica y son asiento de iguales EMF para cualquiera que sea la posición del inducido respecto al campo magnético.

La igualdad de la EMF exige que la onda de inducción del campo magnético bajo los polos sea idéntica así como una simetría en la distribución de las bobinas en las ranuras. Estas condiciones se cumplen siempre en las máquinas construidas simétricamente: polos equidistantes, piezas polares iguales, ranuras distribuidas uniformemente en toda la periferia del tambor del inducido, entrehierro idéntico bajo todos los polos, etc.

Para que se den las condiciones de simetría se debe cumplir en primer lugar:

$$\frac{B}{a} = \frac{k}{a} = \text{número entero} \quad (3.12)$$

Este valor dará el número de bobinas que compondrá cada par de ramas. En segundo lugar para que todos los pares de ramas estén emplazados idénticamente en el campo magnético se debe cumplir:

$$\frac{R}{a} = \text{número entero} \quad (3.13)$$

El número de ranuras por par de rama debe ser entero. Por último se debe cumplir:

$$\frac{2p}{a} = \text{número entero} \quad (3.14)$$

El número de polos por par de rama es entero. La condición (3.14) se da siempre en los devanados imbricados simples ( $a = p$ ) y en el ondulado simple ( $a = 1$ ). En los devanados imbricados múltiple la condición sólo se cumple para el doble,  $m = 2$ , en el que  $a = 2p$ .

### 3.1.3 Principio de funcionamiento y magnitudes fundamentales.

Los dos principios sobre los que descansa las máquinas eléctricas son la ley de Faraday y la ley de Laplace. La ley de Faraday indica que en un conductor que se mueve dentro de un campo magnético aparece en sus extremos una tensión denominada fuerza electromotriz (EMF).

Mientras que la ley de Laplace muestra como en un conductor por el que circula una corriente y está sometido a un campo magnético aparece sobre él una fuerza que lo mueve. Los principios anteriores son totalmente reversibles. Lo que hace que la máquina de corriente continua puede funcionar tanto en la configuración como generador como en la de motor.

En este apartado se va a considerar el inducido en anillo mostrado en la Figura 3.11 con el fin de obtener las expresiones de la máquina de corriente continua.

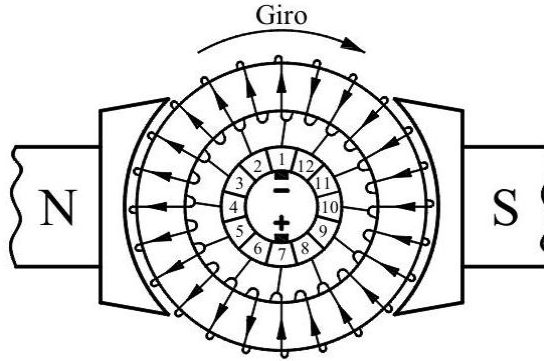


Figura 3.11: Máquina de corriente continua con inducido en anillo.

### 3.1.3.1 Ley de Faraday

La ley de Faraday dice que la EMF inducida en un circuito es igual a la derivada del flujo magnético que lo atraviesa respecto al tiempo cambiada de signo:

$$E = -\frac{d\phi}{dt} \quad (3.15)$$

Donde  $E$  es la EMF y  $\phi$  es el flujo a través de las espiras y que se define como:

$$\phi = \int \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} \quad (3.16)$$

Si se aplica esta ley a las peculiaridades de un conductor en movimiento se obtiene:

$$E = -\frac{d\phi}{dt} = \oint_{\gamma} (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) d\mathbf{l} \quad (3.17)$$

Donde  $\mathbf{v}$  es la velocidad tangencial del conductor,  $\mathbf{B}$  es el campo magnético a la que se somete la espira,  $d\mathbf{l}$  es el elemento diferencial de longitud, y  $\gamma$  es el camino de la espira.

### 3.1.3.2 Ley de Laplace

La ley de Laplace dice que un conductor sobre el que circula una corriente eléctrica  $i$  y que está sometido a un campo magnético  $\mathbf{B}$  aparece sobre él una fuerza cuyo valor viene cuantificado por:

$$\mathbf{F} = \int i(d\mathbf{l} \times \mathbf{B}) \quad (3.18)$$

Donde  $d\mathbf{l}$  es el elemento diferencial de longitud. Si se supone que el conductor está sometido a un campo  $\mathbf{B}$  constante y que por él circula una corriente constante  $I$ , se obtiene:

$$\mathbf{F} = I(\mathbf{L} \times \mathbf{B}) \quad (3.19)$$

Donde  $\mathbf{L}$  es el vector longitud del conductor cuya magnitud es igual a la longitud y la dirección es la de

### 3.1.3.3 EMF inducida en una espira del bobinado

La EMF inducida en una espira que gira a una velocidad angular  $\Omega$  y que está sometida a un campo magnético constante  $\mathbf{B}$ , tal y como se muestra en la Figura 3.12, será  $E$  y viene dada por la ecuación (3.15). En dicha expresión  $\phi$  viene dado por (3.16). Si se juntan ambas expresiones y se tiene en cuenta que  $\mathbf{B}$  es constante y que el ángulo formado por los vectores  $\mathbf{B}$  y  $d\mathbf{s}$  es  $p\alpha$ , se obtiene:

$$E = -\frac{d(BScos(p\alpha))}{dt} \quad (3.20)$$

Donde  $S$  es la superficie de la espira,  $p$  es el número de pares de polos y  $\alpha$  es el ángulo de giro geométrico de la espira. El producto  $p\alpha$  representa el ángulo eléctrico de la espira. Partiendo de la relación entre  $\Omega$  y  $\alpha$  se llega a la siguiente expresión:

$$E = BS p \Omega \sin(p\Omega t) \quad (3.21)$$

La EMF generada es una señal sinusoidal con frecuencia  $f$  dada por:

$$f = \frac{p\Omega}{2\pi} = \frac{n p}{60} \quad (3.22)$$

Donde  $n$  es la velocidad de la espira en rpm.

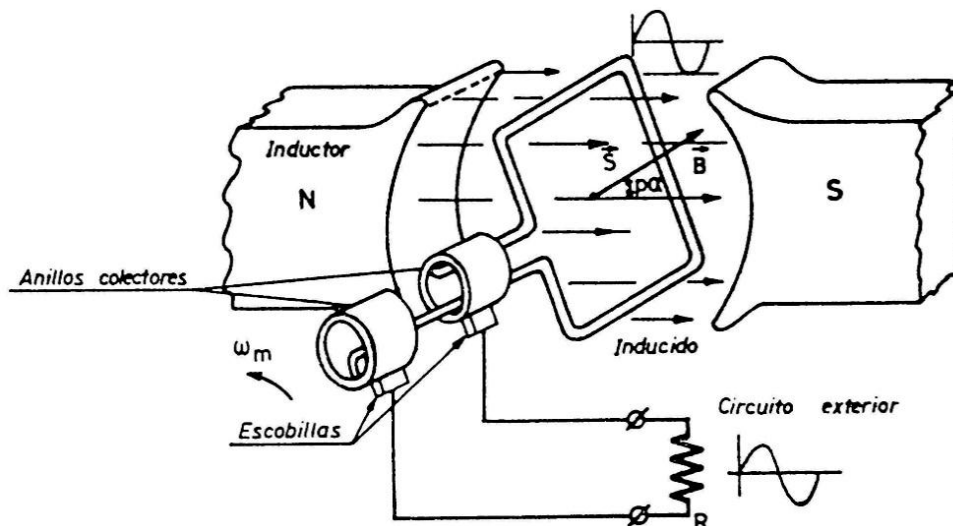


Figura 3.12: Espira bajo un campo magnético constante.

### 3.1.3.4 EMF inducida

Para calcular la EMF producida en el inducido de una máquina de corriente continua debe tenerse en cuenta que en cada bobina del arrollamiento se obtiene una EMF alterna de tal forma que en un semiperíodo de la misma el flujo concatenado varía entre los límites  $\pm\phi$ . En consecuencia el valor medio de la EMF obtenida en una vuelta completa del rotor será:



$$E_{med} = -\frac{2}{T} \int_{-\phi}^{+\phi} d\phi = \frac{4\phi}{T} \quad (3.23)$$

Donde  $T$  es el periodo de la señal EMF la cual tiene una frecuencia dada por (3.22).

Las escobillas recogen la EMF inducida en las distintas bobinas durante un período. La EMF total resultante será la suma de las EMFs medias de las distintas bobinas que componen cada rama en paralelo del devanado. Si el bobinado consta de  $N'$  conductores que forman  $N' / 2$  bobinas y que están divididas por las escobillas en  $2a$  circuitos derivados, se tendrá en cada rama  $N' / 4a$  bobinas conectadas en serie. Teniendo en cuenta (3.23) la EMF producida será:

$$E = \frac{nN'\phi p}{60a} = K_E \phi n \quad (3.24)$$

$$K_E = \frac{N' p}{60a} \quad (3.25)$$

Donde  $K_E$  es una constante. Por otro lado, si se denomina a  $B_{med}$  como el valor medio de la inducción de los polos en los conductores del inducido,  $L$  a la longitud de los mismos y  $Z$  al radio del rotor, tenemos de acuerdo a (3.16) que  $\phi$  vale:

$$\phi = B_{med} \frac{2\pi ZL}{2p} \quad (3.26)$$

### 3.1.3.5 Par electromagnético

La máquina de corriente continua puede funcionar como generador o como motor. Sea cual sea su configuración. Cuando por los conductores del inducido circula una corriente, ésta provoca en el rotor un par electromagnético que tiene carácter resistente al trabajo cuando funciona como generador y carácter motor cuando la máquina mueve una carga mecánica. Para calcular la magnitud de este par debe tenerse en cuenta que si la corriente total del inducido es  $I$ , la corriente que circula por los conductores del rotor en una máquina con  $2a$  circuitos derivados será  $I/2a$ . Si se denomina  $B_{med}$  al valor medio de la inducción de los polos en los conductores del inducido y  $L$  a la longitud de los mismos, la fuerza media resultante en cada conductor, de acuerdo a la ley de Laplace (3.19) será:

$$F = B_{med} L \frac{I}{2a} \quad (3.27)$$

Y tendrá sentido tangencial al rotor. Si se denomina  $Z$  al radio del rotor y  $N'$  al número de conductores del inducido, se obtendrá un par resultante cuya magnitud es:

$$T_{ele} = ZFN' = ZB_{med} L \frac{I}{2a} N' \quad (3.28)$$

La superficie del inducido comprendida en el paso polar de la máquina se puede expresar según:

$$S = \frac{2\pi ZL}{2p} \quad (3.29)$$

La cual coincide con la superficie de una espira. Tomando la definición de  $\phi$  según (3.16) y el valor de la superficie (3.29) se puede calcular  $\phi$  de la siguiente manera:

$$\phi = B_{med}S = B_{med} \frac{2\pi ZL}{2p} \quad (3.30)$$

Finalmente despejando  $B_{med}$  de (3.30) y sustituyéndolo en (3.28) se obtiene:

$$T_{ele} = \frac{1}{2\pi} \frac{p}{a} N' \phi I = K_T \phi I \quad (3.31)$$

$$K_T = \frac{1}{2\pi} \frac{p}{a} N' \quad (3.32)$$

Donde  $K_T$  es una constante. Las constante  $K_E$  y  $K_T$  definidas en (3.25) y (3.32) respectivamente son la misma constante expresada en unidades diferentes. La relación entre ambas es:

$$K_E = \frac{2\pi}{60} K_T \quad (3.33)$$

El cambio de unidades consiste en pasar de  $\text{rpm}^{-1}$  a  $(\text{rad/s})^{-1}$ . De hecho si la EMF en la ecuación (3.24) se pone en función de la velocidad angular ambas constantes coincidirán tal como se puede ver a continuación:

$$E = \frac{nN'\phi p}{2\pi a} = K_T \phi \Omega \quad (3.34)$$

### 3.1.3.6 Potencia del inducido

La potencia electromagnética que se aplica a la máquina en régimen generador o que se extrae de ella en régimen motor se define como:

$$P = EI = T_{ele} \Omega = T_{ele} 2\pi \frac{n}{60} \quad (3.35)$$

Cuando la potencia del inducido  $P$  es positiva quiere decir que la máquina funciona en régimen motor y la EMF que aparece se opone a la circulación de la corriente. Es por ello que se denomina fuerza contraelectromotriz. El movimiento del motor se mantendrá siempre y cuando el par electromagnético sea superior al par resistente ejercido por la carga mecánica. Por otro lado, si  $P$  es negativo quiere decir que está funcionando en régimen generador. En este caso para que el rotor gire el par mecánico aplicado debe ser suficiente para equilibrar el par resistente de la dínamo junto con las pérdidas.

### 3.1.4 Fenómeno de reacción de inducido

Cuando una máquina de corriente continua está funcionando en vacío, trabajando por ejemplo como generador, no existen corriente en el inducido y el flujo en el entrehierro está producido únicamente por la fuerza magnetomotriz (MMF) del inductor. Cuando se cierra el circuito del inducido sobre una resistencia de carga aparece una corriente de circulación por los conductores del rotor que dan lugar a una MMF que combinada con la del estator producen el flujo resultante en el entrehierro de la máquina. Se conoce con el nombre de reacción del

inducido al efecto que ejerce la MMF de este devanado sobre la MMF del inductor y que hace variar la forma y magnitud de flujo en el entrehierro respecto a los valores que la máquina presentaba en vacío.

Para ver cómo afecta el fenómeno de la reacción del inducido se considera por simplicidad una máquina bipolar como la de la Figura 3.13 trabajando en la zona no saturada de su característica magnética. Esto último hace que sea válido el principio de superposición. Pudiéndose calcular el flujo total sumando las distribuciones del campo magnético que produce cada MMF actuando independientemente.

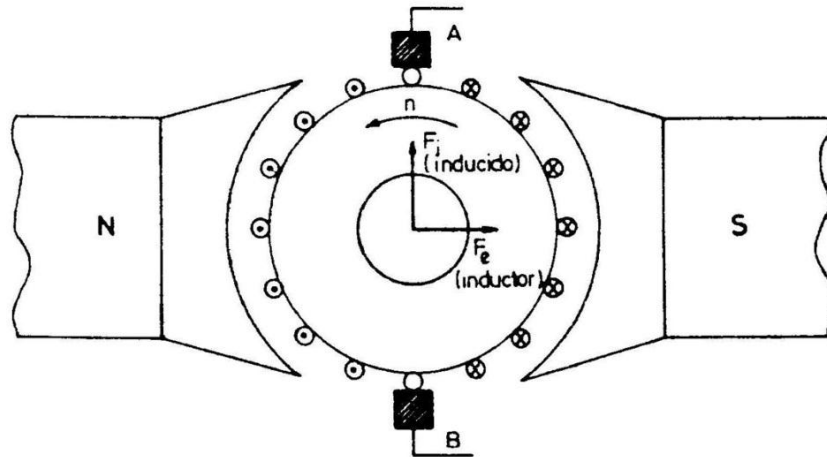


Figura 3.13: Reacción del inducido en una máquina de corriente continua.

Cuando la máquina trabaja en vacío solamente actúa la excitación de los polos. De esta forma se obtiene una distribución de campo magnético en el entrehierro que es constante y máxima debajo de cada polo y que decrece rápidamente en el espacio interpolar hasta hacerse cero en la línea neutra. En la Figura 3.14 se muestra la forma de dicho campo. Se observa que la curva real difiere de la teórica debido a la dispersión que aparece en los cuernos polares que hace que la curva sea casi trapezoidal.

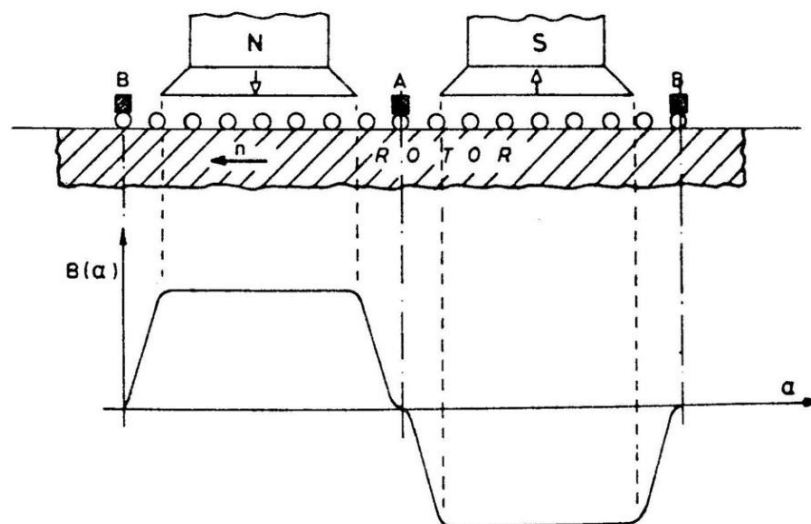


Figura 3.14: Distribución de la inducción magnética en el entrehierro producida por los polos.

Al cerrar el circuito del inducido, se originan unas corrientes que producen una MMF de forma triangular como puede demostrarse con la ley de Ampère. En la Figura 3.15 se representa la distribución de la MMF del inducido sobre la periferia del entrehierro. El eje de la MMF

coincide con la línea de escobillas de tal forma que si éstas se disponen en la línea neutra, la MMF del inducido será máxima. En la Figura 3.15 también se representa el campo magnético correspondiente. Se observa que la curva presenta unas depresiones en los espacios interpolaes debido a que en estas zonas la reluctancia es mucho mayor que debajo de los polos por existir un entrehierro mayor.

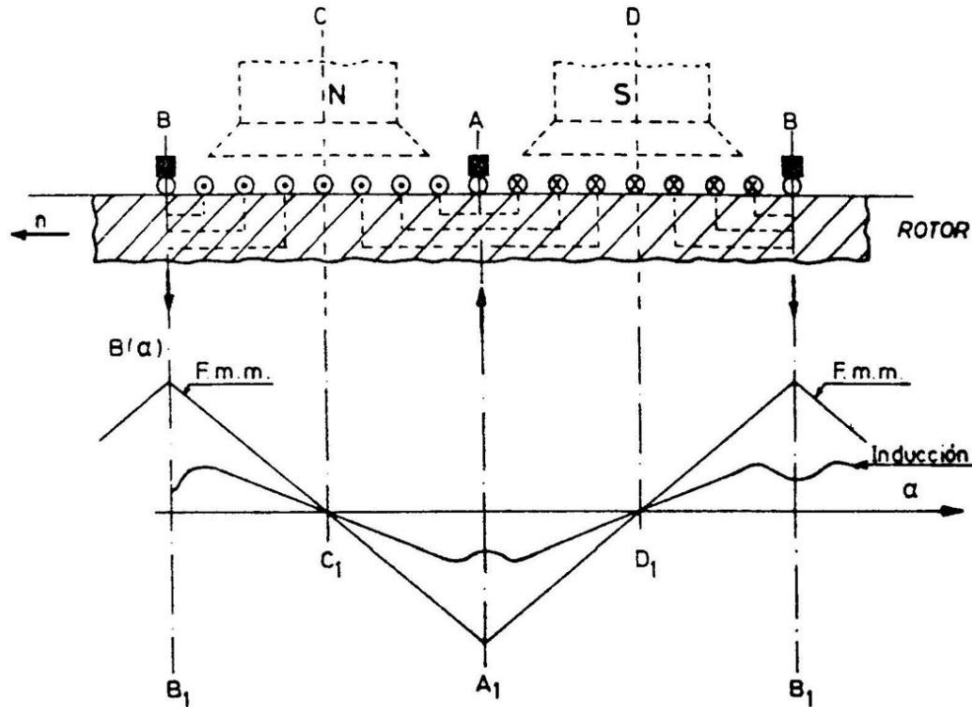


Figura 3.15: MMF en el entrehierro e inducción producida por el inducido.

Para considerar el efecto de la reacción del inducido sobre la distribución del flujo inductor, hay que superponer las curvas del inductor e inducido. El resultado se representa en la Figura 3.16. Observando el resultado se deduce que la reacción del inducido deforma la curva de inducción debajo de cada polo reforzando el campo en un lado del polo y debilitándolo en el otro, es decir, se forma exactamente el mismo campo transversal del inducido que en el caso de la máquina síncrona con carga resistiva.

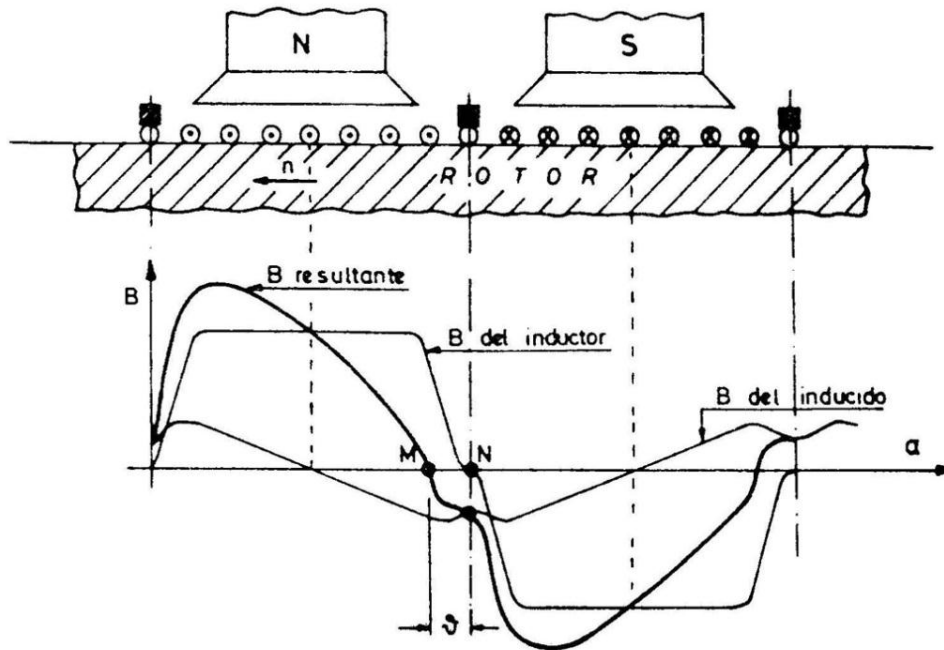


Figura 3.16: Deformación del campo magnético en el entrehierro debido a la reacción del inducido.

Si la máquina no está saturada, esta magnetización transversal no modifica su EMF ya que el flujo se conserva constante. Sin embargo, si existe saturación, la  $B$  resultante tiene un valor inferior al previsto en las salidas de los polos, lo que hace que el flujo total disminuya y aparezca un efecto desmagnetizante que reduce el valor de la EMF de salida.

Otra consecuencia también importante es el desplazamiento que sufre la línea neutra debido a la reacción del inducido. Cuando la máquina trabaja en vacío, la línea neutra magnética coincide con la línea neutra geométrica o línea media entre polos (punto  $N$ ). Sin embargo, cuando circula una corriente por el inducido y estando funcionando la máquina como generador, la línea neutra magnética se adelanta un ángulo  $\theta$  (punto  $M$ ) respecto del sentido de giro del rotor. En el caso de funcionamiento como motor, un razonamiento análogo indicaría que la línea magnética se retrasa respecto a la geométrica. El desplazamiento de la línea neutra magnética lleva consigo un fuerte chisporroteo en el colector, ya que durante la conmutación la escobilla correspondiente pondrá en cortocircuito una sección del devanado en la cual se induce una cierta EMF por existir flujo en esa zona. Para evitar este fenómeno habrá que desplazar las escobillas hasta encontrar la línea neutra real, es decir, habrá que pasar la escobilla de la posición  $N$  a la  $M$ , adelantando las escobillas cuando la máquina funciona como generador y retrasándolas cuando trabaja como motor. En la Figura 3.17 se muestra el desplazamiento de las escobillas.

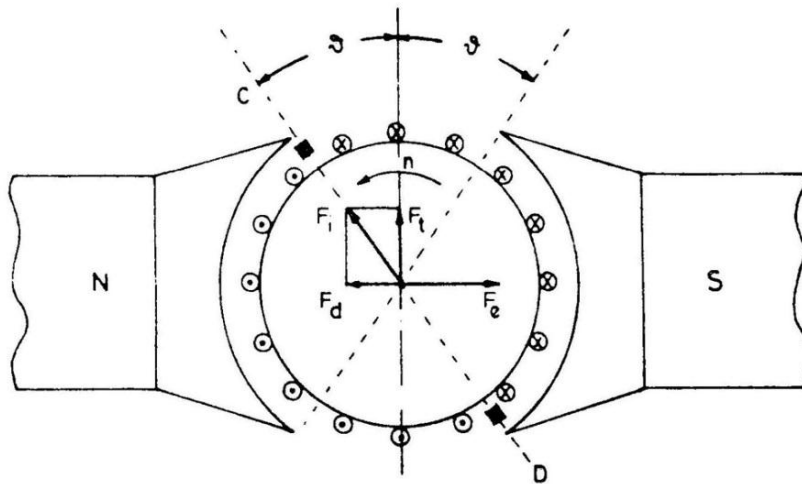


Figura 3.17: Desplazamiento de las escobillas hasta la línea neutra real.

El problema de la solución anterior es que la reacción del inducido es proporcional a la corriente de la carga de la máquina. Esto supone que según sea la carga de la máquina habrá que desplazar las escobillas un ángulo mayor o menor, lo que complica la construcción de la máquina. Debido a este problema se recurre a intentar minimizar el efecto del inducido mediante otro tipo de solución. Una alternativa es generando un campo de igual magnitud que el del inducido pero de signo contrario con el fin de compensarlo.

La solución más eficaz es neutralizar la reacción del inducido a lo largo de toda la periferia de éste mediante la incorporación de un arrollamiento de compensación. Para ello, en las extremidades polares se practican paralelamente al eje de la máquina unas ranuras en las cuales se colocan unos conductores dispuestos en serie con el circuito exterior de tal forma que la corriente circule por ellos en sentido opuesto a la de los conductores del inducido que está debajo. En la Figura 3.18 se muestra el esquema. Debido al elevado coste de estos arrollamientos y al aumento de las pérdidas en el cobre, esta solución sólo se utiliza en máquinas de gran potencia.

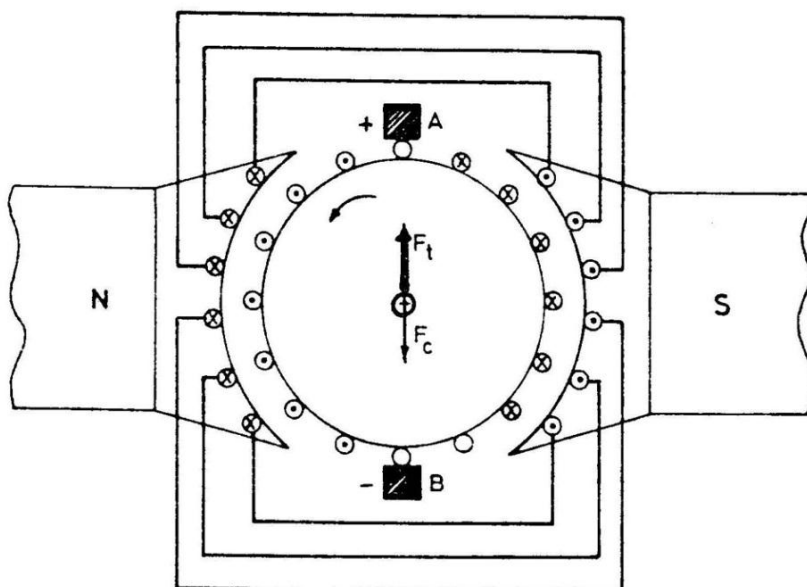


Figura 3.18: Devanado de compensación.

Para eliminar el desplazamiento de la línea neutra geométrica con las variaciones de carga y asegurar una mejor conmutación, también se emplean los denominados polos auxiliares o polos de conmutación. Son pequeños núcleos magnéticos que se colocan en la línea neutra teórica, que van provistos de un devanado que se conecta en serie con el inducido y que producen un campo opuesto al de la reacción transversal. En la Figura 3.19 se muestran estos polos auxiliares. En el esquema se muestra que el bobinado de los polos auxiliares se conecta en serie con el rotor para que el campo generado sea proporcional a la corriente del inducido. Con la conexión serie se consigue que según funcione como motor o como dínamo inducirán una polaridad u otra del campo.

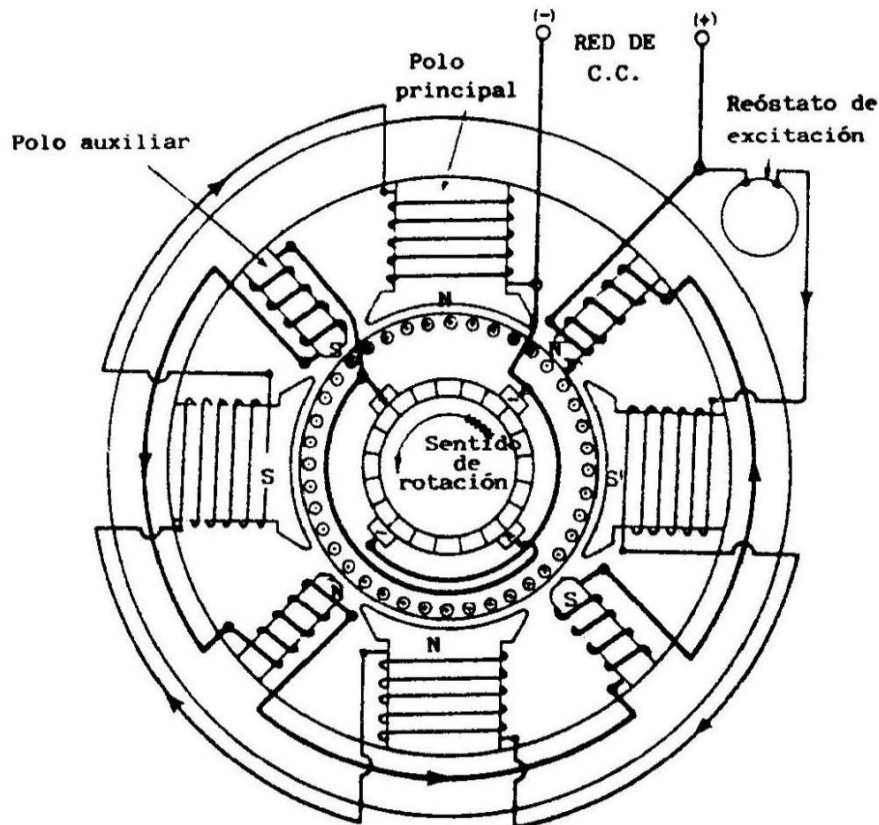


Figura 3.19: Máquina de corriente continua con polos auxiliares o de conmutación.

En pequeños motores DC el efecto producido por el fenómeno de reacción del inducido no es compensado debido a que no influye demasiado en su funcionamiento.

### 3.1.5 Fenómeno de conmutación

Las escobillas establecen una barrera en los sentidos de la corriente que pasa por el devanado inducido. De esta forma la corriente del inducido a un lado de la escobilla tiene un sentido y en el otro lado tiene el sentido opuesto. Esto permite que puedan ser sumadas y llevados al exterior a través de la escobilla. Si la máquina no está girando, las bobinas mantendrán estos sentidos en el tiempo. Por el contrario, si la máquina está girando, cada vez que una bobina pase de uno a otro lado de una escobilla se invertirá en ella el sentido de la corriente. Esta inversión y los fenómenos que la acompañan definen de una forma general el proceso de conmutación.

El arrollamiento del inducido de una máquina de corriente continua está constituido por bobinas. Cuando las escobillas están sobre el colector, el inducido queda dividido en  $2a$

circuitos derivados. Cada vez que las delgas a las que están conectados los extremos de una bobina tocan simultáneamente en una misma escobilla o dos escobillas de igual polaridad, la bobina es puesta en cortocircuito. Es justamente durante el tiempo que la bobina está en cortocircuito cuando tiene lugar la conmutación o inversión obligada del sentido de la corriente que pasa por ella.

El proceso de la conmutación es el más complejo y delicado en el funcionamiento de las máquinas de colector debido a que en él intervienen fenómenos electromagnéticos, térmicos, mecánicos y electromecánicos íntimamente relacionados todos ellos. Además, el proceso de conmutación constituye uno de los fenómenos que más influye en el correcto funcionamiento de la máquina de corriente continua y es el que limita en gran medida la potencia máxima que es posible obtener. Este fenómeno también es el responsable de que en tanto la corriente como la tensión en bornes de la máquina aparezca una componente alterna cuya frecuencia está relacionada con el número de conmutaciones por unidad de tiempo producidas.

### 3.1.5.1 El proceso de conmutación

Para simplificar el estudio del proceso de conmutación se van a realizar ciertas hipótesis y simplificaciones. La primera de ellas es que toda la superficie de la escobilla adyacente a la superficie de la delga del colector conduce la corriente uniformemente. La segunda es que la resistencia de contacto entre la escobilla y la delga es inversamente proporcional a la superficie adyacente e independiente de la densidad de corriente.

Para simplificar la representación, se considerará un inducido en anillo como el representado en la Figura 3.20. En dicha figura se representa una parte desarrollada del devanado y de las delgas correspondientes del colector en el proceso de conmutación. Se supone que el devanado se mueve hacia la izquierda y que las escobillas toman la corriente del devanado. En el instante inicial, representado por la posición a), la corriente  $I$  de salida de la escobilla se toma de la delga 1. La corriente de la bobina C considerada es  $I/2$  y tiene sentido de derecha a izquierda. En el instante en que la escobilla toca la delga 2, denominado instante inicial de conmutación en la bobina C, parte de la corriente  $I$  pasará ya a la escobilla a través del contacto de ésta con la delga 2, posición b). En tanto prosigue el movimiento la corriente en la bobina C no solo llegará a anularse, sino que invertirá su sentido y volverá a aumentar en valor absoluto. En el instante en que la escobilla deje de hacer contacto con la delga 1, posición c), la corriente en la bobina C alcanzará nuevamente el valor  $I/2$ . Si bien con sentido opuesto al inicial de la conmutación.



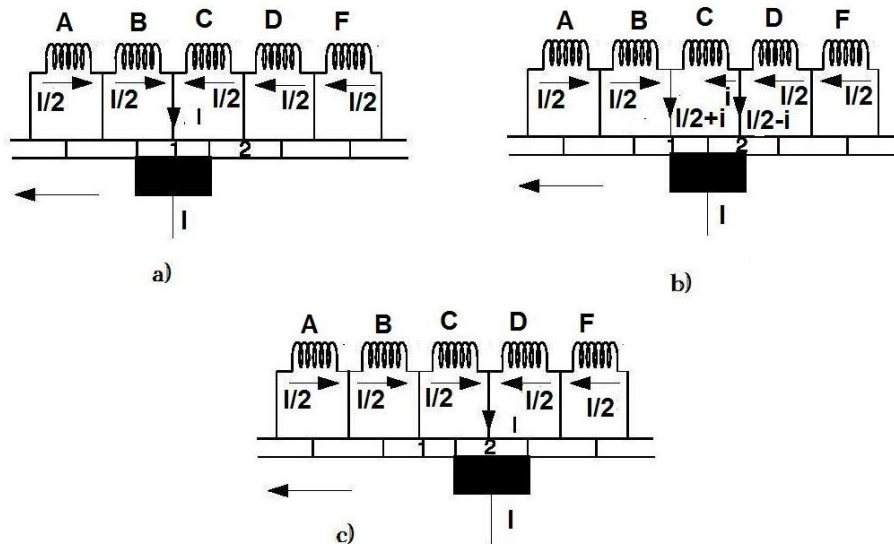


Figura 3.20: Proceso de conmutación en una sección del inducido.

El tiempo que la bobina ha estado en cortocircuito se denomina tiempo de conmutación,  $T_c$ . Este tiempo coincide con el tiempo que tarda en recorrer un punto de la delga la escobilla completa. Con esto se obtiene la siguiente relación:

$$T_c = \frac{b_E}{\pi D_c} \frac{n}{60} = \frac{b_E 60}{b_d k n} \quad (3.36)$$

Donde  $b_E$  es el ancho de la escobilla,  $D_c$  es el diámetro del colector,  $b_d$  es el ancho de la delga,  $k$  es el número de delgas del colector y  $n$  es la velocidad de giro del rotor en rpm.

La variación de la corriente en la bobina que se conmuta se suele representar gráficamente mediante un diagrama de conmutación colocando el tiempo en la abscisa y la corriente en la ordenada. En la Figura 3.21 se muestra el diagrama de conmutación de una bobina. La corriente en la bobina va en un tiempo  $T_c$  desde  $+I/2$  a  $-I/2$ .

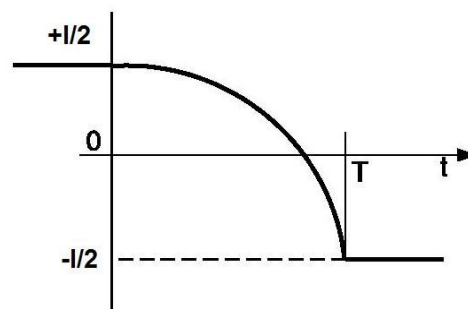


Figura 3.21: Variación de la corriente en la bobina durante la conmutación.

### 3.1.5.2 Ecuación general de la conmutación

La ecuación de conmutación se puede obtener aplicando la 2ª ley de Kirchoff o ley de voltajes, que dice:

$$\sum e = \sum ir \quad (3.37)$$

Si se desarrolla dicha expresión de acuerdo al esquema de la Figura 3.22 se obtiene:

$$e_c + e_L + \sum e_M = ri + r_1 i_1 - r_2 i_2 \quad (3.38)$$

Donde  $r$  es la resistencia de la bobina en cortocircuito,  $r_1$  es la resistencia del contacto de la delga 1 con la escobilla,  $r_2$  es la resistencia del contacto de la delga 2 con la escobilla,  $i$  es la corriente de la bobina,  $i_1$  es la corriente de la delga 1,  $i_2$  es la corriente de la delga 2,  $e_c$  es la EMF de conmutación,  $e_L$  es la EMF de autoinducción de la bobina y  $\sum e_M$  es la suma de las EMF de inducción mutua.

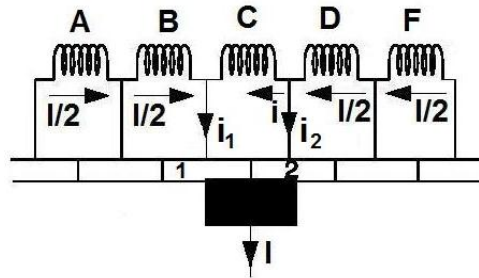


Figura 3.22: Representación esquemática del circuito eléctrico constituido por las bobinas en conmutación.

La EMF de conmutación es la EMF inducida en la bobina por el campo existente en la zona de conmutación como consecuencia del movimiento de la misma. Su valor viene dado por:

$$e_c = 2B_c l_c v_i N_{EB} \quad (3.39)$$

Donde  $B_c$  es la inducción en la zona de conmutación,  $l_c$  es la longitud activa del conductor,  $v_e$  es la velocidad tangencial del conductor y  $N_{EB}$  es el número de espiras de la bobina.

La EMF de autoinducción de la bobina se define como:

$$e_L = -L \frac{di}{dt} \quad (3.40)$$

Donde  $L$  es el coeficiente de autoinducción de la bobina. Esta EMF tiende a oponerse a la causa que la produce, por lo que retarda la inversión de la corriente en la bobina.

La suma de las EMFs de inducción mutua es debida a las distintas bobinas cortocircuitadas simultáneamente con una inducción mutua entre ellas no despreciable. En la Figura 3.22 tiene un valor nulo al no haber próxima ninguna bobina cortocircuitada. La ecuación en un caso genérico es:

$$\sum e_M = -\sum M \frac{di_{bobina}}{dt} \quad (3.41)$$

Para la resistencia  $r$  se puede suponer que tiene un valor constante, aunque realmente dependa de la temperatura. Las resistencias  $r_1$  y  $r_2$  varían con el tiempo como consecuencia de que dependen inversamente del área de contacto entre delga y escobilla, de la densidad de corriente, de la temperatura, de la calidad de las escobillas, de la humedad y de la presión. Si suponemos que dichas resistencias sólo dependen del área de contacto entre escobilla y delga tendrían un valor dado por:

$$r_1 = R_e \frac{T_c}{T_c - t} \quad (3.42)$$

$$r_2 = R_e \frac{T_c}{t} \quad (3.43)$$

En dichas ecuaciones el instante  $t = 0$  es el de comienzo de la conmutación.

En la ecuación (3.38) si se cumple que la suma de las EMFs es nula, al igual que la resistencia de la bobina,  $r$ , y que las resistencias  $r_1$  y  $r_2$  son inversamente proporcionales a la sección de contacto escobilla–delga, se tiene que la corriente en la bobina durante la conmutación variará según la Figura 3.23 a) y cumplirá con la siguiente relación:

$$i = \frac{I}{2} \left( 1 - 2 \frac{t}{T_c} \right) \quad (3.44)$$

La variación de la corriente es lineal y corresponde con la curva ideal. Dicha variación nunca se da debido a que las hipótesis de la misma nunca se cumplen. Si se tiene en cuenta que la suma de las EMFs no es nula se tiene la variación de la corriente representada en la Figura 3.23 b). Esta variación muestra que el punto de conmutación, paso por cero, se retrasa causando una reducción del tiempo de variación de la corriente de 0 a  $-I/2$ . Si esta reducción del tiempo es importante, conducirá a una excesiva densidad de corriente en el borde de salida de la escobilla como consecuencia de que la superficie de contacto disminuye más rápido que la corriente. Esto último hace que la densidad de corriente no sea constante con el tiempo y puede hacer que el valor de  $r_1$  y  $r_2$  varíe con el tiempo.

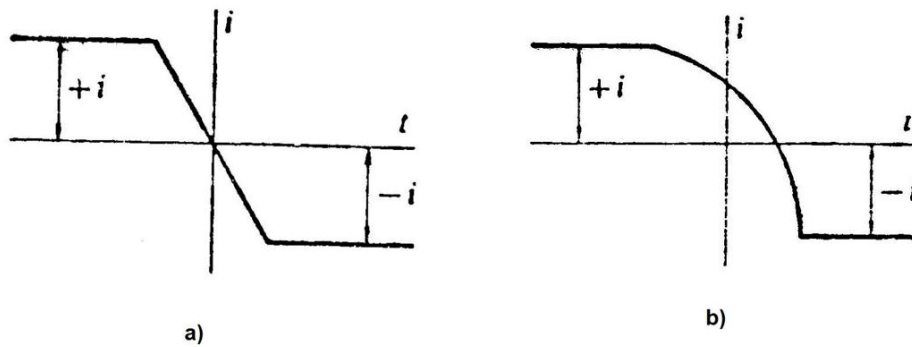


Figura 3.23: Curvas de conmutación.

### 3.1.5.3 Reducción del efecto de conmutación

El principal problema de la conmutación reside en que la densidad de corriente a la salida de la escobilla de la delga es elevada y da lugar a un chisporroteo en el colector. El chisporroteo en el peor de los casos puede dar lugar a un arco entre dos delgas consecutivas y al desgaste excesivo de las escobillas y las delgas. Debido a esta razón, es deseable minimizar el efecto de la conmutación. Los métodos para mejorar la conmutación se basan en disminuir la suma total de las EMFs intentando que esta sea cero en el instante de conmutación.

#### 3.1.5.3.1 Decalado de las escobillas

Al igual que se explicó en el efecto del inducido, la curva de inducción en el entrehierro es deformada cuando la máquina de corriente continua trabaja con carga perdiendo su simetría a

la vez que se modifica la posición de la línea neutra geométrica, en avance en los generadores y en retraso en los motores. Por tanto, si se mantiene las escobillas en la zona neutra geométrica, las bobinas en cortocircuito cortarían un cierto campo exterior en la que los generadores tendrán la misma polaridad que el polo precedente y da lugar a que la EMF inducida en la bobina retrase la inversión de la corriente.

De esta forma desplazando las escobillas sobre el colector, en el sentido de giro si es un generador o en el sentido opuesto si es un motor, más allá de la línea neutra magnética, se situarán las bobinas en conmutación en un campo de polaridad opuesta a la anterior invirtiéndose el sentido de  $e_c$  y favoreciendo así la conmutación de la corriente. Por tanto, escogiéndose convenientemente la posición de las escobillas se puede conseguir que  $e_c$  equilibre a la autoinducción e inducción mutua,  $e_L + \sum e_M$ , alcanzándose una conmutación correcta.

El desplazamiento de las escobillas es un procedimiento muy simple, pero tiene el inconveniente de que el desplazamiento debe corregirse cada vez que la carga de la máquina varía. Esto es consecuencia de que la línea neutra magnética se ve afectada por la carga y por tanto hará que  $e_c$  se vea modificada.

En la práctica no se puede variar la posición de las escobillas constantemente. Por ello se mantiene en una posición invariable fijada por la experimentación para la cual el chisporroteo del colector es mínimo para un rango de cargas. Esto último sólo es válido para máquinas de baja potencia, inferiores a 1 KW. Para máquinas de mayor potencia es necesario recurrir a otro tipo de solución.

### 3.1.5.3.2 Polos de conmutación

La solución ideal del problema es inyectar en la bobina en conmutación una EMF que compense las EMFs de autoinducción e inducción mutua en todo momento y para cualquiera que sea la carga. Para ello, se crea en las zonas de conmutación del inducido en la superficie del inducido que cubre los lados activos de las bobinas cortocircuitadas por las escobillas dispuestas en la zona neutra geométrica un campo magnético de inducción y polaridad apropiadas. Este campo se consigue colocando unos polos auxiliares o polos de conmutación cuyos ejes coincide con los ejes neutros geométricos, ver Figura 3.24.

La polaridad de los polos de conmutación debe ser tal que la EMF de conmutación,  $e_c$ , sea opuesta a las EMFs  $e_L$  y  $\sum e_M$ . Además, la magnitud del flujo creado debe ser tal que el valor  $e_c$  contrarreste la suma  $e_L + \sum e_M$ . Las EMFs  $e_L$  y  $\sum e_M$  son proporcionales a la corriente del inducido y  $e_c$  lo es a la inducción del campo de los polos auxiliares. Entonces, se conseguirá lo buscado si se excitan los polos auxiliares con la corriente del inducido. Ello se hace conectándolos en serie con el devanado inducido. Además hay que asegurar que no se sature el circuito magnético del flujo de los polos magnéticos.

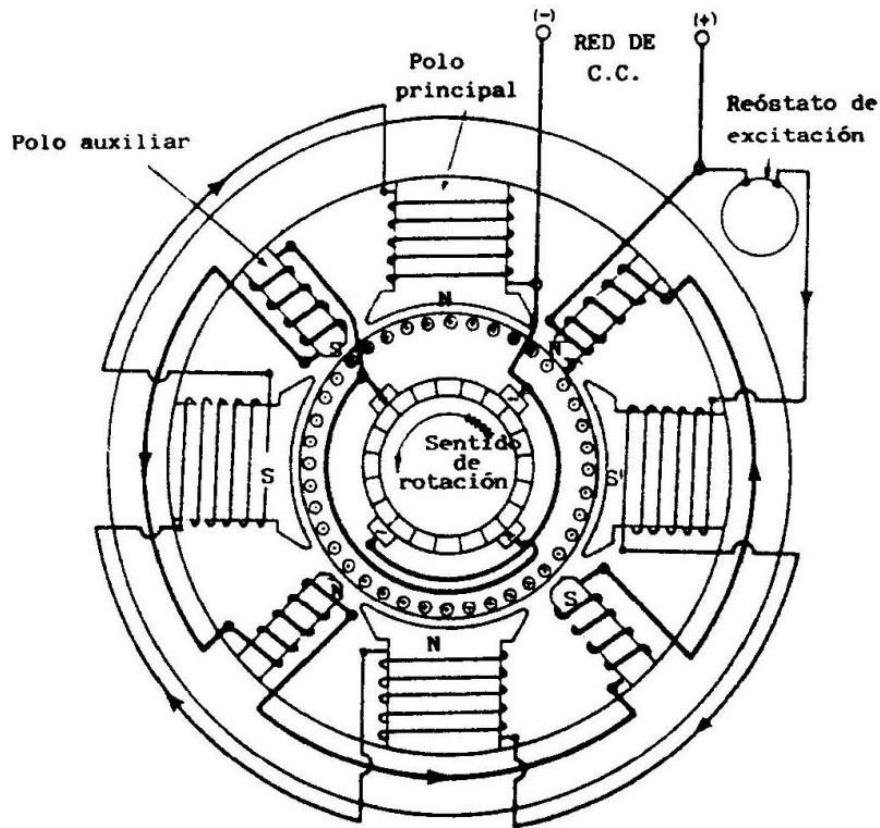


Figura 3.24: Máquina de corriente continua con polos auxiliares o de conmutación.

### 3.1.5.3.3 Devanado de compensación

Otra forma de minimizar los efectos de la conmutación es utilizar el devanado de compensación. El devanado de compensación también fue visto como una posible solución en el efecto del inducido. Este devanado, dispuesto en ranuras de los polos principales, es excitado por la misma corriente del inducido para lo cual se conecta en serie con el devanado del inducido, de forma que la corriente origine una MMF igual y de sentido contrario a la de reacción transversal del inducido, ver Figura 3.25.

El devanado de compensación es uno de los medios más eficaces para mejorar la conmutación en las máquinas sujetas a bruscas sobrecargas y frecuentes cortocircuitos. El inconveniente es el sensible incremento del precio. Razón por la que se limita su uso a las máquinas de conmutación difícil y elevada potencia, por encima de 150 KW.

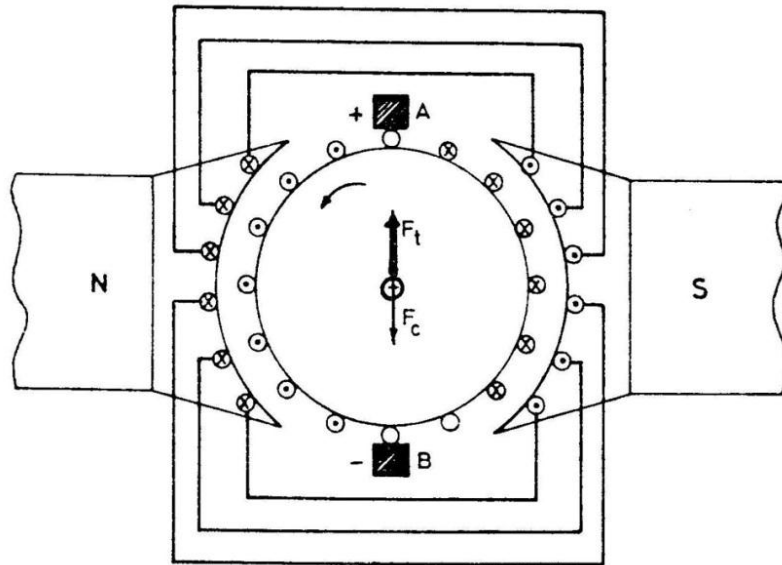


Figura 3.25: Devanado de compensación.

### 3.1.5.4 Conmutación múltiple y policonmutación

En los devanados simples con un número de escobillas igual al de polos, las bobinas puestas en cortocircuito están puestas a través de dos escobillas consecutivas de la misma polaridad. Estas escobillas de la misma polaridad están unidas externamente. Esto se puede ver en la Figura 3.26. El conjunto de bobinas que están siendo conmutadas y cuyo sentido de inversión de la corriente coinciden se hallan en un proceso general de conmutación. Este tipo de conmutación se denomina policonmutación.

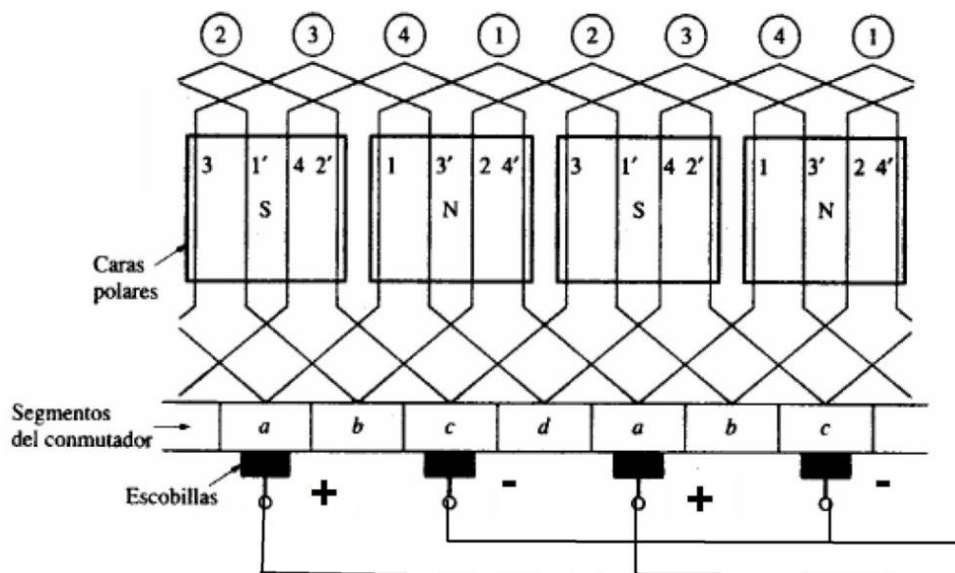


Figura 3.26: Bobinas en cortocircuito en los devanados ondulado.

En los arrollamientos imbricados múltiples, las dos delgas que corresponden a los extremos de una bobina no son contiguas sino están separadas por un paso igual al grado de multiplicidad  $m$  del devanado. Como en estas máquinas las escobillas son también mucho más anchas (deben cubrir por lo menos tantas delgas como indique el grado de multiplicidad, si bien normalmente cubren el doble de este valor) se producen por lo menos  $m$  conmutaciones

simultáneamente bajo la misma escobilla. Esta tipo de conmutación es la que se denomina como conmutación múltiple.

Por último, en los arrollamientos ondulados serie-paralelo u ondulados múltiples por su doble característica de devanado serie y devanado múltiple tiene lugar a la vez la conmutación múltiple y la policonmutación.

Todo lo comentado anterior para la conmutación sigue siendo válido para las conmutaciones múltiples y la policonmutación.

### 3.1.6 Esquemas de conexión según el tipo de excitación

La máquina de corriente continua se compone de dos devanados: inductor e inducido. Al circuito formado por el devanado inductor se denomina circuito de excitación y al inducido circuito excitado. Según se conecte el circuito de excitación respecto al circuito excitado se tiene que el motor podrá tener diferentes tipos de conexiones:

- Conexión con excitación independiente: el inductor y el inducido son alimentados por fuentes diferentes, como se muestra en la Figura 3.27 a). Este tipo es utilizado habitualmente en las máquinas de baja potencia y el inductor se sustituye por imanes permanentes, con lo que se tiene un campo constante en el entrehierro.
- Conexión en derivación o *shunt*: el inductor y el inducido se conectan en paralelo tal y como se muestra en la Figura 3.27 b).
- Conexión serie: el inductor y el inducido se conectan en serie de forma que la corriente del inductor y el inducido sea la misma tal y como se muestra en la Figura 3.27 c).
- Conexión compuesta o *compound*: el devanado inductor se divide en dos devanados, uno de ellos se conecta en serie con el inducido y el otro en paralelo. Según sean estas conexiones tenemos dos tipos de conexiones: excitación compuesta corta Figura 3.27 d) y excitación compuesta larga Figura 3.27 e).

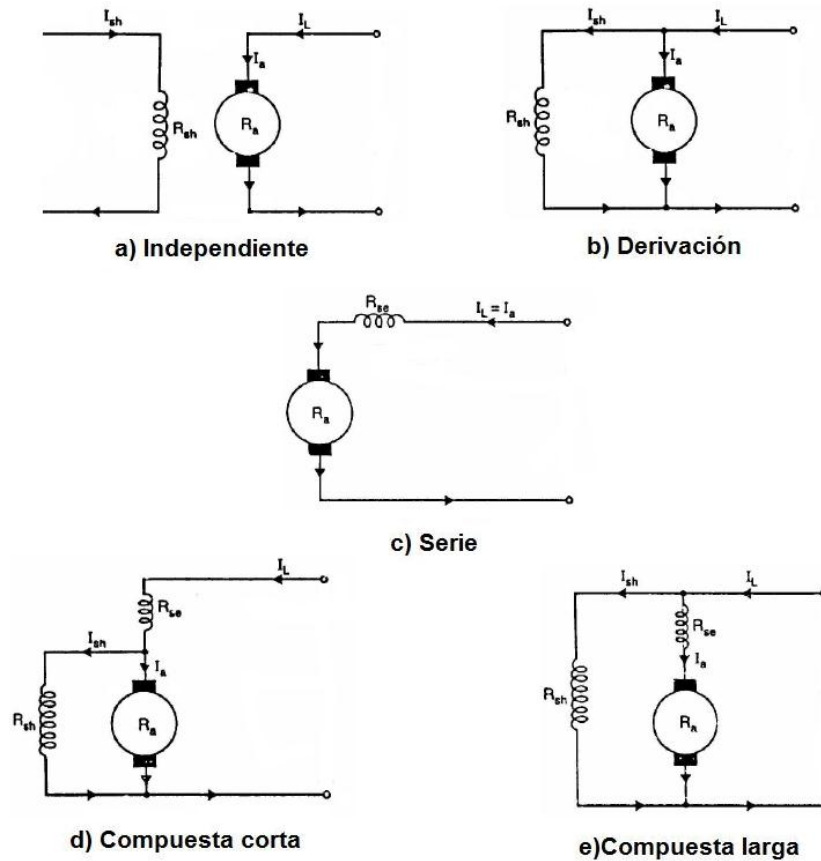


Figura 3.27: Diferentes tipos de conexiones del inducido.

### 3.1.7 La máquina de corriente continua como generador

Los generadores de corriente continua convierten la energía mecánica de entrada en energía eléctrica de salida en forma de corriente continua. Antiguamente se utilizaba para rectificar la corriente alterna pero en la actualidad han caído en desuso y han sido sustituidos por rectificadores generalmente de silicio que transforman la corriente alterna a corriente continua de forma estática y con mayor rendimiento.

Si se hace girar el rotor de la dínamo y se conecta una carga eléctrica exterior aparece una corriente  $I_i$  en el inducido que provoca una caída de tensión en el inducido. La caída se debe a la resistencia propia del devanado  $R_i$  y a la resistencia que presentan los contactos escobillas-colector. Si se denomina  $V_{esc}$  a la caída de tensión en todas las escobillas, la aplicación de la 2ª ley de Kirchoff al circuito del inducido da lugar a la siguiente ecuación:

$$E_i = V_i + R_i I_i + V_{esc} + L_i \frac{dI_i}{dt} \quad (3.45)$$

Donde  $V_i$  indica la tensión en bornes de la máquina,  $E_i$  es la EMF del inducido y  $L_i$  es la inductancia del inducido. En dicha ecuación se ha supuesto despreciable la posible acción desmagnetizante del inducido sobre el inductor. Cuando se considera esta acción, se suele expresar como un tanto por ciento de reducción en la MMF de excitación o su equivalente en caída de tensión del inducido. En el caso de que la máquina posea polos auxiliares que anulen la reacción del inducido hay que incluir en  $R_i$  las resistencias de los arrollamientos de estos polos que están conectados en serie con el inducido.

Para el circuito inductor se tiene la siguiente ecuación:



$$V_e = R_e I_e + L_e \frac{de}{dt} \quad (3.46)$$

Donde  $V_e$  es la tensión en bornes del inductor,  $I_e$  es la corriente que lo atraviesa,  $R_e$  es la resistencia en serie del mismo y  $L_e$  es la inductancia del circuito inductor.

El modelo eléctrico del generador de corriente continua se muestra en la Figura 3.28. El modelo está compuesto por dos circuitos independientes: el inductor y el inducido.

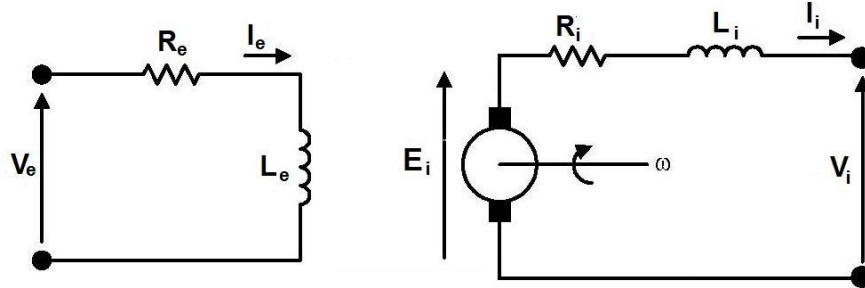


Figura 3.28: Modelo eléctrico del generador de corriente continua.

### 3.1.8 La máquina de corriente continua como motor

Un motor de corriente continua transforma una energía eléctrica de entrada en una energía mecánica de salida. Esencialmente consiste en una dínamo trabajando en régimen inverso lo que está de acuerdo con el principio de reciprocidad electromagnética.

En el caso del motor eléctrico se tienen dos tipos de ecuaciones: las ecuaciones eléctricas y la ecuación magnética. Las ecuaciones eléctricas definen el comportamiento eléctrico del motor. Mientras que la ecuación mecánica define el comportamiento mecánico del motor.

El esquema eléctrico del motor de corriente continua se muestra en la Figura 3.29 y las ecuaciones eléctricas del motor son:

$$V_i = E_i + R_i I_i + V_{esc} + L_i \frac{dI_i}{dt} \quad (3.47)$$

$$E_i = K\phi\omega \quad (3.48)$$

$$V_e = R_e I_e + L_e \frac{dI_e}{dt} \quad (3.49)$$

Donde algunas de las magnitudes involucradas fueron definidas en el subapartado 3.1.7. En este caso el sentido de  $I_i$  es inverso. El resto de parámetros son,  $\omega$  que es la velocidad angular del motor,  $\phi$  es el flujo magnético y  $K$  es la constante de la EMF. Cuando el circuito inductor del motor está compuesto por imanes permanentes el valor de  $\phi$  es constante y se suele incluir dentro de la constante  $K$ .

Por otro lado, la ecuación mecánica del motor es:

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega \quad (3.50)$$

$$T_e = K\phi I_i \quad (3.51)$$

Donde  $T_e$  es el par del motor,  $J$  es el momento de inercia,  $B$  es el coeficiente viscoso,  $T_L$  es el momento de la carga y  $T_e$  es el par del motor. La constante  $K$  utilizada en (3.47) y (3.51) es la misma pues la velocidad del motor utilizada en ambas ecuaciones es la velocidad angular.

Las ecuaciones del motor y del generador son iguales, si se tienen en cuenta los signos. Esto es algo lógico pues a nivel conceptual son iguales. Una forma de saber si la máquina de corriente continua está funcionando como motor o como generador es comparar  $V_i$  y  $E_i$ . Si se cumple que  $V_i > E_i$  es que está funcionando como motor, en caso contrario funciona como generador.

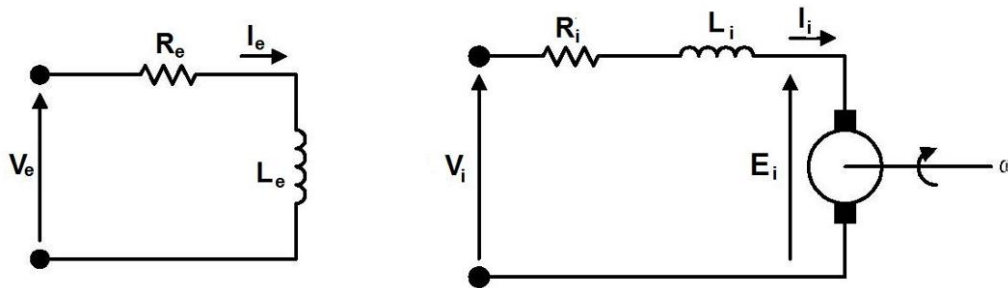


Figura 3.29: Modelo eléctrico del motor de corriente continua.

### 3.2 Componentes espectrales de la corriente de un motor DC

De acuerdo a la teoría de Fourier toda señal real puede ser expresada de forma unívoca en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia [45]. Aunque la forma natural de expresar una señal es el dominio del tiempo. Mediante determinado algoritmo matemático dicha señal puede ser transformada del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia o viceversa. En el dominio de la frecuencia la variable es la frecuencia y se denota por  $f$ . Cuando en el dominio de la frecuencia de la señal se cumple que para alguna de las frecuencias su amplitud o módulo es no nulo, se dice que existe una componente frecuencial en dicha frecuencia. Esta componente frecuencial se considerará como tal, siempre y cuando no sea causada por algún tipo de ruido no deseable. A las componentes frecuenciales también se las conoce como componentes espectrales.

En el caso de la corriente de un motor DC, se considerará para este estudio como componente espectral toda aquella componente espectral que aparezca en la corriente y sea consecuencia directa del propio motor DC. El resto será considerado como ruido y no será de interés en este subapartado.

Las principales causas de las componentes espectrales en la corriente de un motor DC son la fuerza electromotriz inducida (EMF) y el proceso de conmutación que tiene lugar en el conmutador de delgas formado por el sistema delga-colector. Estas causas afectan principalmente a la tensión y no a la corriente pero el efecto también se ve reflejado de forma indirecta en la corriente.

Si se considera el circuito de la Figura 3.30, donde se tiene el motor DC y la fuente de alimentación, que se ha modelado con el equivalente de Thevenin mediante una resistencia,  $R_s$ , y una fuente de alimentación,  $V_{cc}$ , se puede comprobar que la tensión del motor,  $V_m$ , y la corriente del motor,  $I_m$ , están relacionadas por la siguiente expresión [46]:

$$I_m = \frac{V_{cc} - V_m}{R_s} \quad (3.52)$$

Dicha expresión indica que toda componente presente en la tensión del motor estará también presente en la corriente y de forma inversa toda componente presente en la corriente estará presente en la tensión. La relación anterior también indica que los espectros de la corriente y la tensión están relacionados, y por tanto, ambas magnitudes tendrán las mismas componentes espectrales. Ello quiere decir que cuando se demuestre que una componente está presente en la tensión, o en la corriente, quedará automáticamente demostrado que estará presente también en la otra magnitud. Debido a que  $R_s$  es pequeño y que  $V_{cc}$  y  $V_m$  tendrán valores muy próximos, las variaciones relativas respecto al nivel DC serán más pronunciadas en la corriente que en la tensión. Esta es la principal razón por lo que la corriente es habitualmente utilizada en la tecnología *sensorless* en vez de la tensión cuando solamente se utiliza una de las magnitudes.

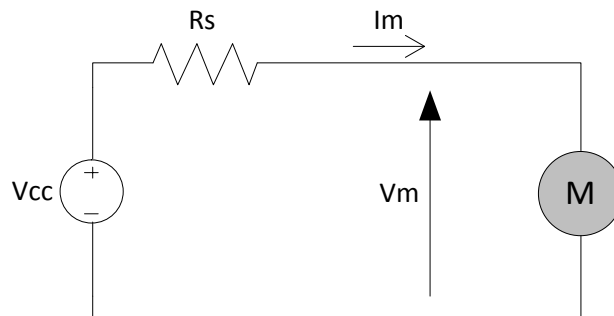


Figura 3.30: Motor DC y equivalente de Thevenin del sistema de alimentación.

### 3.2.1 La componente *ripple* o componente *back-EMF*

Una de las componentes principales presente en la corriente de un motor DC es la componente *ripple* o componente *back-EMF*. Esta componente es una componente alterna que se puede observar fácilmente en algunos tipos de motores DC. Un tipo de motor donde se puede observar fácilmente es en los motores DC de baja potencia. La Figura 3.31 muestra la corriente de un motor DC donde la componente *ripple* puede ser apreciada. La corriente de la figura tiene dos componentes: una componente continua y una componente alterna. La componente continua es la componente que proporciona la potencia al motor. La componente alterna es la componente *ripple* o componente *back-EMF*. Si se aplica un zoom sobre la corriente se observa en mayor detalle la forma que tiene la componente *ripple*. Esto se puede ver en la Figura 3.32.

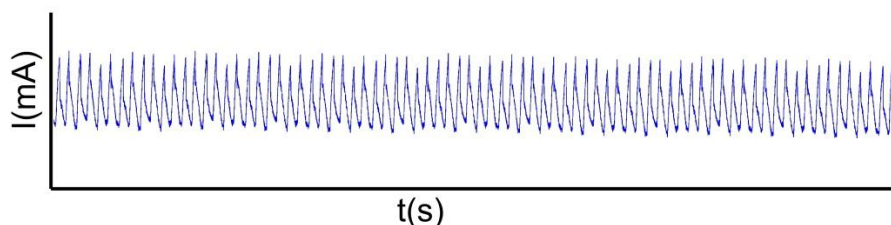


Figura 3.31: Corriente de un motor DC.

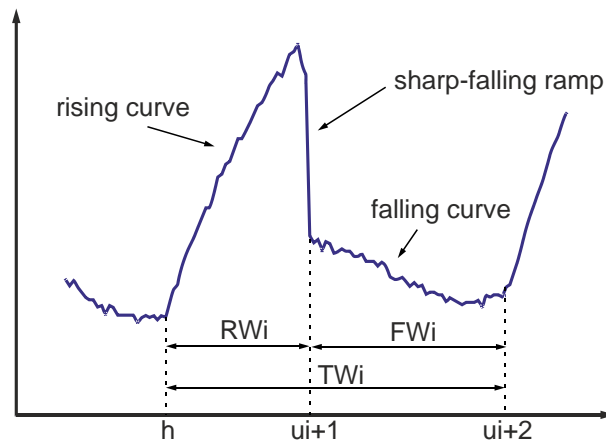


Figura 3.32: Zoom sobre la corriente de un motor DC donde la componente *ripple* es importante.

El origen de la componente *ripple* reside en que la fuerza electro motriz (EMF) inducida en cada una de las bobinas del motor DC no es constante sino que depende del ángulo que está girada respecto de los polos [29, 43]. Esta EMF inducida en cada bobina suele aproximarse por una señal sinusoidal, aunque esta forma no es la real. La EMF inducida en cada bobina es rectificadora y sumada al resto de las EMFs procedentes de las otras bobinas por el rectificador de delgas. El rectificador de delgas también se encarga de llevar esta señal resultante al circuito exterior del motor DC. En la Figura 3.33 se muestra un ejemplo del proceso de rectificación. En a) se muestra la EMF inducida en una bobina del motor DC en función del ángulo eléctrico que está girada. En b) se muestra como quedaría la anterior señal si se extrajese en solitario al exterior con el colector de delgas. Esta quedaría rectificadora y con una frecuencia que es el doble de la anterior. En c) se representan las EMFs rectificadas de las bobinas de un motor DC. La representación tiene en cuenta la diferencia de los ángulos en los que están conectadas las bobinas y que implica un ángulo eléctrico para cada una de ellas. En c) también se representa la señal resultante al sumar cada una de las EMFs rectificadas. Esta señal suma es la que aparecería en los extremos de los terminales del motor DC. En esta causa se observa directamente que la tensión de salida esta formada por una componente que tiene una serie de ondulaciones como consecuencia de la rectificación y la suma de las EMFs de las bobinas. La amplitud de estas ondulaciones está directamente relacionada con el número de señales EMFs que se suman y por tanto de las bobinas que contenga el motor DC. En motores DC donde el número de bobinas sea pequeño la amplitud será grande y en motores DC donde el número de bobinas sea grande la amplitud será pequeña. Esta es la principal razón que hace que la componente *ripple* sea apreciable en motores DC de baja potencia donde el número de bobina es bajo y no sea tan importante en motores DC de alta potencia donde el número de bobinas es grande.

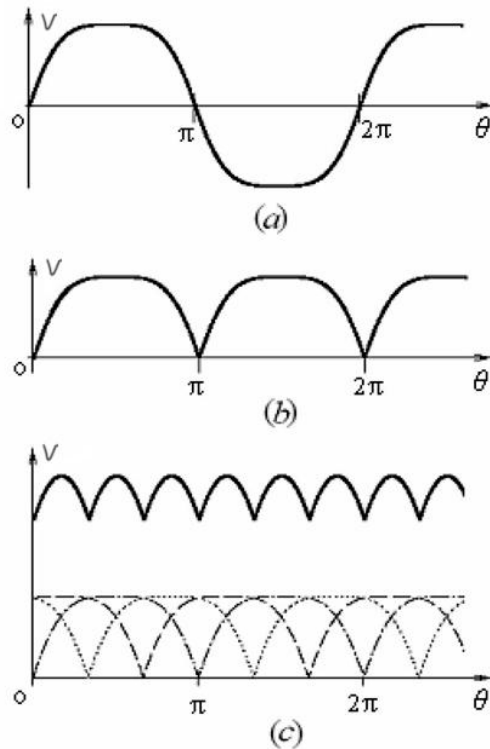


Figura 3.33: Efecto de la EMF variable en el rizado de la corriente.

El otro origen de la componente *ripple* se encuentra en el fenómeno de conmutación que tiene lugar en el colector de delgas [47-52]. El fenómeno de conmutación se da cuando las escobillas conmutan de delga. Durante el proceso de conmutación una escobilla está en contacto con dos o más delgas consecutivas del colector de delgas. Esta acción hace que la bobina cuyos extremos se encuentran en las delgas en contacto con la escobilla quede cortocircuitada. Idealmente este proceso de conmutación se produce cuando se da la inversión de la corriente, la EMF en la bobina es cero. El problema es que la inversión de la corriente en la bobina no es instantánea, tarda un tiempo y puede no situarse siempre en el mismo ángulo geométrico. Esto último es consecuencia de que la línea neutra magnética puede verse alterada, ver el Fenómeno de reacción del inducido y el Fenómeno de conmutación. Durante el tiempo de conmutación la bobina cortocircuitada, que estaba produciendo una pequeña EMF, es cortocircuitada y de acuerdo a la ecuación que gobierna la bobina, la bobina induce un sobre pico de corriente. Este origen aunque no es el principal en la producción de la componente *ripple* acentúa el anterior origen.

Analizando los dos orígenes detenidamente junto con la teoría del motor DC se puede decir que cada vez que una bobina pasa por debajo de uno de los polos se produce un mínimo en la EMF rectificadora y en la tensión y corriente en extremos del motor. De la misma forma cuando la bobina está entre dos polos se produce un máximo. El patrón mínimo, máximo y mínimo es lo que se conoce como ondulación. El número de ondulaciones que se producen en la corriente o tensión por unidad de tiempo en un motor DC viene dada de acuerdo a la siguiente expresión:

$$f_r = N_o \cdot \frac{n}{60} \quad (3.53)$$

Donde  $f_r$  es la frecuencia *ripple*,  $n$  es la velocidad del motor en rpm y  $N_o$  es el número de ondulaciones producidas por cada giro completo del motor DC. El número total de ondulaciones producidas en un giro,  $N_o$ , será el número de polos,  $2p$ , por el número de bobinas  $N_B$ , es decir, cada bobina producirá tantas ondulaciones como polos tenga el motor. En este análisis se está incluyendo el carácter rectificador del colector de delgas. Por otro lado, puede que varias de las ondulaciones producidas coincidan en sus instantes de inicio y fin. Ello hace que el número de ondulaciones presentes en la tensión o corriente del motor DC sea menor. Por ejemplo, si dos bobinas están situadas tal que las EMFs inducidas en ellas sean iguales pero de signo contrario, al rectificarlas darán lugar a la misma EMF rectificada. Ello hará que el número de ondulaciones a las que dan lugar estas dos bobinas será  $2p$  en cada vuelta en vez de  $2 \cdot 2p = 4p$ . Teniendo en cuenta esto último, el número de ondulaciones en la tensión o la corriente por vuelta vendrá dado por la siguiente expresión:

$$N_o = \frac{2p \cdot N_B}{\eta} \quad (3.54)$$

Donde  $\eta$  es el número de bobinas en las que se induce la misma EMF sin tener en cuenta el signo de las mismas.

En dos o más bobinas se producirá la misma EMF si ambas describen el mismo ángulo eléctrico o la diferencia entre ellos es un número entero de veces  $\pi$ . En este caso se utiliza la diferencia  $\pi$  en vez de  $2\pi$  porque no importa el signo de la EMF como consecuencia de la rectificación donde el signo es eliminado. Si se denomina  $\theta_i$  al ángulo eléctrico de la bobina  $i$  y  $\theta_j$  al ángulo eléctrico de la bobina  $j$ , ambos ángulos se pueden definir como:

$$\theta_i = p\alpha_i \quad (3.55)$$

$$\theta_j = p\alpha_j \quad (3.56)$$

Donde  $\alpha_i$  y  $\alpha_j$  es el ángulo geométrico que forma la bobina  $i$  y  $j$  respectivamente. La condición para que dos bobinas produzcan las mismas EMF sin tener en cuenta el signo es:

$$\theta_j - \theta_i = m\pi \quad (3.57)$$

Donde  $m$  es un número entero. Si se sustituye (3.55) y (3.56) en (3.57) se obtiene:

$$p(\alpha_j - \alpha_i) = m\pi \quad (3.58)$$

Por otro lado, suponiendo que las bobinas de un motor DC se distribuyen uniformemente, la diferencia de los ángulos geométricos de dos bobinas se puede definir como:

$$\alpha_j - \alpha_i = \frac{2\pi}{N_B} s \quad (3.59)$$

Con:

$$s < N_B \quad (3.60)$$

Donde  $s$  es un número entero que debe ser menor que el número de bobinas,  $N_B$ , pues si es mayor se volvería a considerar las mismas bobinas. La diferencia de los ángulos geométricos de dos bobinas no puede ser superior a  $2\pi$ . Sustituyendo (3.59) en (3.58) se obtiene:

$$2ps = mN_B \quad (3.61)$$

Con la restricción (3.60) y la siguiente:

$$m < 2p \quad (3.62)$$

Esta última restricción se deduce de que la diferencia entre los ángulos geométrico de dos bobinas debe ser inferior a  $2\pi$ . Por tanto, de acuerdo con la definición, la diferencia entre los ángulos eléctricos de dos bobinas debe ser inferior a  $2\pi p$ . El número de bobinas que producirán la misma EMF sin tener en cuenta el signo será el número de soluciones que tenga la ecuación (3.61) sujeta a las restricciones (3.60) y (3.62) y que ambos  $s$  y  $m$  deben ser números enteros. Si se calcula el máximo común divisor de  $2p$  y  $N_B$ :

$$M = m.c.d. \{2p, N_B\} \quad (3.63)$$

Donde  $M$  es el resultado y se divide ambos miembros de la ecuación (3.61) por  $M$  se obtiene:

$$2p_M \cdot s = m \cdot N_{B_M} \quad (3.64)$$

Donde  $2p_M$  y  $N_{B_M}$  son números enteros resultados de dividir  $2p$  y  $N_B$  por  $M$  respectivamente. Se puede asegurar que  $2p_M$  y  $N_{B_M}$  son números primos entre sí, es decir, no comparten ningún factor. Por tanto, el mínimo común múltiplo de ambos será el producto de ellos. Todo esto quiere decir que  $s$  y  $m$  deben tener obligatoriamente la siguiente forma:

$$s = r \cdot B_M \quad (3.65)$$

$$m = r2p_M \quad (3.66)$$

Donde  $r$  es un número entero. Si se imponen las condiciones (3.60) y (3.62) también se obtienen una nueva condición para  $r$ :

$$0 \leq r < M \quad (3.67)$$

Por tanto  $r$  puede variar entre 0 y  $M - 1$  y se tendrán  $M$  soluciones para la ecuación (3.61). Para  $r = 0$  indica que la bobina que produce su misma EMF es ella misma. De todo esto se deduce que el número de bobinas que generarán la misma EMF sin tener en cuenta el signo será  $M$ :

$$\eta = M \quad (3.68)$$

En general se cumple que el número de bobinas,  $N_B$ , de un motor DC es igual al número de delgas,  $k$ , que contiene el colector de delgas. De esta forma se puede describir la ecuación (3.53), teniendo en cuenta (3.54) y lo último mencionado, como:

$$f_r = \frac{2pk}{\eta} \cdot \frac{n}{60} \quad (3.69)$$

$$\eta = m. c. d. \{2p, k\} \quad (3.70)$$

Un análisis similar puede ser hecho para el caso de las conmutaciones. En esta ocasión hay que ver cuantas conmutaciones se producen en cada giro del motor DC y descartar aquellas que se realizan a la vez. Se puede comprobar que los resultados obtenidos de esta manera son idénticos a los obtenidos realizando el estudio sobre la componente EMF

Finalmente hay que mencionar que como consecuencias de que estas ondulaciones son producidas también por el proceso de conmutación que tiene lugar en el colector de delgas, se la denomina también a estas ondulaciones como pulsos de conmutación.

Es necesario resaltar que la componente *ripple* es solamente apreciable en motores DC donde el número de bobinas es pequeño. Esto se cumple por lo general en motores DC de baja potencia y no se cumple en motores DC de alta potencia. Esta es la principal razón por la que las técnicas *sensorless* basadas en la componente *ripple* son utilizadas en motores DC de baja potencia y se excluyen de su aplicación a los motores DC de alta potencia.

### 3.2.2 Otras componentes espectrales

Cuando una señal contiene una componente espectral, significa que tiene un patrón que es repetido cada cierto tiempo [45]. El periodo de repetición de este patrón es igual al inverso de la frecuencia de repetición del mismo o la frecuencia donde se sitúa la componente espectral. Cuando el patrón de repetición tiene forma sinusoidal da lugar a una única componente espectral. Sin embargo, cuando el patrón de repetición no tiene forma sinusoidal, se da que la señal tiene una componente espectral a una determinada frecuencia y otras posicionadas en múltiplos enteros de la frecuencia inicial. A la primera se la denomina como componente fundamental y a las siguientes situadas en frecuencias múltiplo se las denomina armónicos.

En motores DC donde el número de bobinas es alto, la componente *ripple* no es apreciable [43]. Un ejemplo de una corriente donde no se aprecia la componente *ripple* es la corriente mostrada en la Figura 3.34. Esta corriente se corresponde con la corriente de un motor DC de alta potencia. Cuando la componente *ripple* es no apreciable se pueden observar otras componentes espectrales en la corriente al no quedar enmascaradas por la componente *ripple*. Hay que decir que estas componentes espectrales están siempre presentes en la corriente del motor DC, lo que ocurre es que si la componente *ripple* de la corriente es grande estas componentes quedan enmascaradas y no son fácilmente visibles.



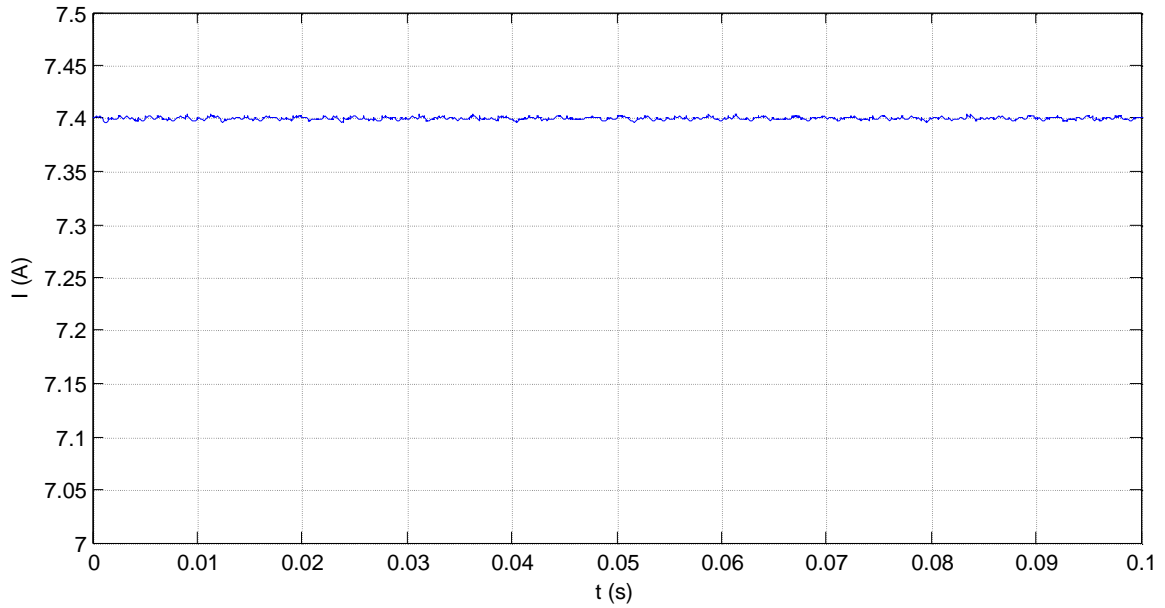


Figura 3.34: Corriente de un motor DC de alta potencia.

Un motor DC está compuesto por dos circuitos: el circuito inductor y el circuito inducido. La interacción de los campos magnéticos producidos por ambos circuitos genera un momento angular que produce el movimiento del rotor causando que el motor DC gire. El momento angular y la rotación son producidas de acuerdo con la ley de Faraday y la fuerza de Lorentz [17]. La ley de Faraday produce la EMF y la fuerza de Lorentz produce el momento angular y la rotación. Según la ley de Faraday la EMF inducida en la bobina  $i$  será:

$$V_i = -\frac{d\phi_i}{dt} \quad (3.71)$$

Donde  $\phi_i$  es el flujo magnético producido en la bobina  $i$  y se define como:

$$\phi_i = \iint_{S_i} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{a} \quad (3.72)$$

Donde  $\mathbf{B}$  es la densidad del flujo magnético,  $d\mathbf{a}$  es el elemento diferencial de área y  $S_i$  es la superficie de la bobina  $i$ . La tensión en extremos de las escobillas del motor DC,  $V$ , será:

$$V = \sum_i |V_i| \quad (3.73)$$

La tensión en extremos de las escobillas del motor DC será igual a la suma en valor absoluto de la tensión de cada una de las bobinas individuales. Esto es consecuencia de la función del conmutador de delgas. Esto quiere decir que la tensión en extremo de las escobillas depende directamente de la tensión de cada una de las bobinas que componen el circuito inducido. Esta dependencia considera la EMF inducida, la fase, la amplitud y las pequeñas deformaciones que contenga respecto a la forma ideal.

Como consecuencia de que no existen dos bobinas exactamente iguales y siempre hay pequeñas variaciones aunque sean mínimas, la tensión en extremos de cada bobina,  $V_i$ , será diferente no solo en fase sino también en la forma. La diferencia en fase vendrá dada por la

posición exacta en la que esté situada la bobina dentro del rotor. La diferencia en la forma viene dada como consecuencia de la diferencia en los parámetros característicos de la bobina como son inductancia, resistencia interna, orientación, etc. Esto últimos parámetros vienen determinados por la construcción física de la bobina y su colocación exacta dentro del motor DC. En la fabricación de todo elemento siempre hay presentes unas tolerancias que permiten que dos elementos fabricados de la misma manera puedan ser ligeramente diferentes. Esto ocurre con las bobinas que componen un motor DC. Cada una de ellas es ligeramente diferente y están posiciones en el rotor de forma ligeramente diferentes. Todo ello hace que las tensiones en cada una de ellas,  $V_i$ , sea ligeramente diferente en forma y que la fase varíe ligeramente respecto de la teórica.

Debido a que cada una de las bobinas está continuamente girando en el mismo entorno dentro del motor DC, la tensión inducida en cada una de las bobinas tendrá un patrón concreto que es repetido en cada giro del rotor. Como toda bobina tendrá un patrón diferente en su tensión que es repetido en cada rotación, la tensión en extremos de las escobillas tendrá también un patrón característico que es repetido en cada rotación del rotor del motor DC. Entonces, la tensión en extremos de las escobillas se puede escribir como:

$$V = \sum_i |V_i| = h\left(\frac{2\pi n}{60} \cdot t\right) \quad (3.74)$$

Donde  $h(\cdot)$  es el patrón de la tensión en función del ángulo geométrico girado del rotor,  $n$  es la velocidad del motor DC en rpm y  $t$  es el tiempo. El periodo de repetición del patrón es igual al periodo de giro del motor DC o lo que es igual al inverso de la velocidad en revoluciones por segundo. Esto quiere decir que la frecuencia de repetición del patrón de la tensión será  $n/60$ . Teniendo en cuenta esto, (3.74) puede ser descompuesta de acuerdo a las serie de Fourier como [45]:

$$V(t) = \sum_{l=0}^{\infty} A_l \cos\left(\frac{2\pi n}{60} t + \theta_l\right) \quad (3.75)$$

Donde  $l$  es el índice de la serie de Fourier y  $A_l$  y  $\theta_l$  son los coeficientes de la serie de Fourier. Aplicando ahora la transformada de Fourier sobre (3.75) se tiene:

$$V(f) = \sum_{l=0}^{\infty} C_l \delta\left(f - l \frac{n}{60}\right) \quad (3.76)$$

Donde  $\delta(\cdot)$  es la delta de Dirac,  $f$  es la frecuencia y  $C_l$  son los coeficientes complejos que se obtienen al realizar la transformada y que dependen de  $A_l$  y  $\theta_l$ . Como consecuencia de que la variaciones entre  $V_i$  es pequeña y que el número de bobinas es alto y por tanto la rectificación puede considerarse casi ideal, los coeficientes  $A_l$  y  $\theta_l$  serán pequeños por lo que el módulo de  $C_l$  también será pequeño. Estos parámetros son pequeños pero son no nulos.

La expresión (3.76) indica que en la tensión de un motor DC hay diferentes componentes espectrales todas ellas situadas en múltiplos enteros de  $n/60$ . Esto quiere decir que en la tensión hay una componente espectral cada  $n/60$  o que las componentes espectrales están equiespaciadas  $n/60$ . Estas componentes espectrales también están presentes en la corriente del

motor DC como se deduce de (3.52). De esta forma hay expresiones equivalentes de (3.75) y (3.76) para la corriente. Matemáticamente se puede decir que habrá componentes espectrales en cada frecuencia  $f_l$ :

$$f_l = l \frac{n}{60} \quad (3.77)$$

Con:

$$l = 0,1,2,3 \dots \quad (3.78)$$

De lo anterior se deduce que la distancia entre frecuencias,  $df_m$ , es constante y tiene el siguiente valor:

$$df_m = \frac{n}{60} \quad (3.79)$$

En la Figura 3.35 se muestra el espectro de la corriente de un motor DC de alta potencia. En ellas se aprecian las diferentes componentes espectrales de la corriente.

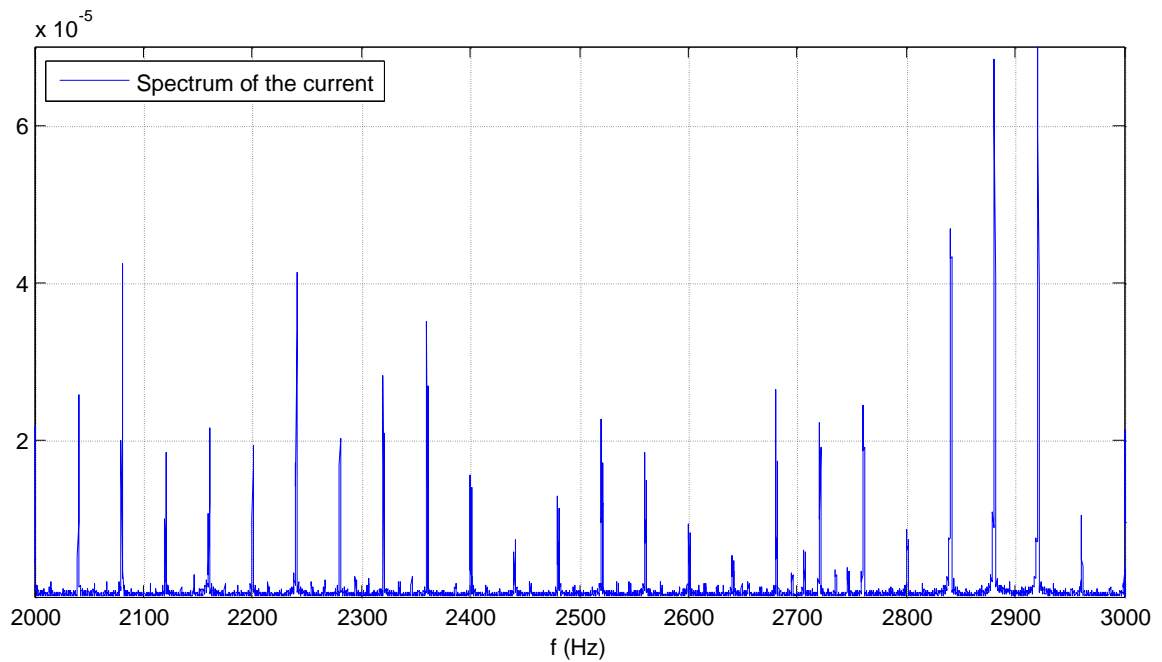


Figura 3.35: Espectro de la corriente de un motor DC de alta potencia.



# Capítulo 4: Estado del arte de las técnicas *sensorless* aplicadas a la medición de la velocidad y la posición en motores DC

El estudio de las técnicas *sensorless* aplicadas a la medición de la velocidad y posición en motores DC es un punto de partida necesario para este trabajo y donde se repasan los trabajos realizados por otros autores en el campo. Como ya ha sido comentado los observadores *sensorless* se dividen en observadores convencionales y observadores *sensorless*. Cada uno con sus ventajas y desventajas. En el caso de motores DC los observadores *sensorless* se dividen en tres grupos: los observadores *sensorless* basados en el modelo dinámico, los observadores *sensorless* basados en la componente *ripple* y los observadores *sensorless* basados en la combinación de la componente *ripple* y el modelo dinámico

En este capítulo se pretende realizar un repaso y clasificación de los trabajos realizados por otros autores y que soluciones han propuesto para la detección *sensorless* de velocidad y posición en motores DC profundizando en las técnicas que miden únicamente la corriente del motor DC y que se corresponden con las técnicas basadas en la componente *ripple*.

## 4.1 Técnicas basadas en el modelo dinámico

Las técnicas *sensorless* basadas en el modelo dinámico del motor DC miden la tensión y la corriente del motor DC, y con estas medidas, y con ayuda del modelo dinámico del motor DC, estiman la magnitud deseada. Debido a que en el modelo dinámico la magnitud que aparece de forma explícita es la velocidad, este tipo de técnicas es empleado en la mayoría de las ocasiones para la estimación de la velocidad. Aunque la integración de la velocidad da como resultado la posición, esta magnitud no suele estimarse con este tipo de técnicas.

Las ecuaciones básicas del motor DC son las ecuaciones eléctricas (4.1) y (4.2), y, las ecuaciones mecánicas (4.3) y (4.4). Donde  $V$  es la tensión,  $I$  es la corriente,  $E$  es la fuerza electromotriz,  $\omega$  es la velocidad angular,  $R$  es la resistencia,  $L$  es la inductancia,  $K$  es la constante de la fuerza electromotriz,  $T_e$  es el par eléctrico del motor,  $T_L$  es el par invertido para mover la carga o el momento de la carga,  $J$  es el momento de inercia y  $B$  es el coeficiente viscoso. Estas ecuaciones básicas son las ecuaciones de partida para este tipo de técnicas.

$$V = R \cdot I + L \cdot \frac{dI}{dt} + E \quad (4.1)$$

$$E = K \cdot \omega \quad (4.2)$$

$$T_e - T_L = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + B \cdot \omega \quad (4.3)$$

$$T_e = K \cdot I \quad (4.4)$$

Dentro de este tipo de técnicas, están en primer lugar los métodos que utilizan un modelo muy simplificado del motor DC. En concreto utilizan directamente las ecuaciones eléctricas, (4.1) y (4.2). En ocasiones estas ecuaciones son simplificadas aún más despreciando la parte inductiva o suponiendo que la corriente es constante con lo que su derivada es cero. Ejemplos de este tipo son el método desarrollado por Kessler *et al.* [53], Figura 4.1, donde se desprecia el término inductivo y el método de Bobbio [54] que implementa directamente las ecuaciones eléctricas y mecánicas.

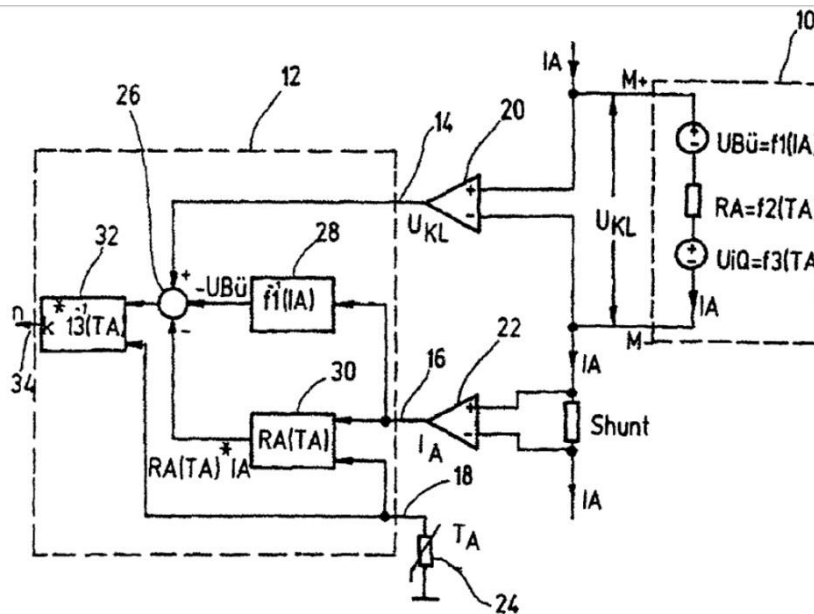


Figura 4.1: Método simplificado propuesto por Kessler *et al.* [53].

Como se extrae de las ecuaciones básicas del motor DC, en el modelado del motor aparecen una serie de parámetros que particulariza las ecuaciones generales a un motor DC particular. Estos parámetros deben ser estimados para cada motor DC, pero su estimación no es una tarea sencilla debido a que durante la estimación se pueden cometer diferentes errores. Otro inconveniente es que los modelos sencillos pueden no ser adecuado y pueden que no modelen de forma adecuada el funcionamiento del motor DC. Con el fin resolver estos inconvenientes se han propuesto una serie de métodos que partiendo de las ecuaciones básicas del motor DC incluyen distintos elementos con el fin de minimizar los efectos no deseados e intentar evitar los inconvenientes. Alguno de los métodos son el de Guerreiro *et al.* [55] donde se estima tanto la velocidad como el par del motor. En este caso el método asume que el error cometido en la estimación de la velocidad y el par a partir de las ecuaciones se puede modelar con una ecuación diferencial de primer orden y a partir de ahí obtiene el modelo final. En las Figura 4.2, Figura 4.3 y Figura 4.4 se muestran respectivamente el detector de velocidad del método, el detector de par y como se interconectan ambos detectores para estimar la velocidad y el par. El método de Buja *et al.* [56] parte de las ecuaciones básicas del motor y con un modelado un poco diferente del error, obtiene también ambas magnitudes. El método propuesto por Yachiangkam *et al.* [19]

ESTADO DEL ARTE DE LAS TÉCNICAS *SENSORLESS* APLICADAS A LA MEDICIÓN DE LA VELOCIDAD Y LA POSICIÓN EN MOTORES DC

estima la velocidad partiendo de las ecuaciones básicas del motor DC y modelando el error cometido de forma diferente. En la presentación de este método, el autor indica que es un método adaptativo porque la forma que realiza la corrección del error es sobre la estimación de la corriente e introduce un nuevo término en la ecuación eléctrica del motor que es la diferencia entre la corriente estimada y la real. También propone un sistema de control especial para el control del motor DC. El método completo, estimador y control se puede ver en la Figura 4.5. Dentro de este grupo también se encuentra el método propuesto por Hernández *et al.* [57].

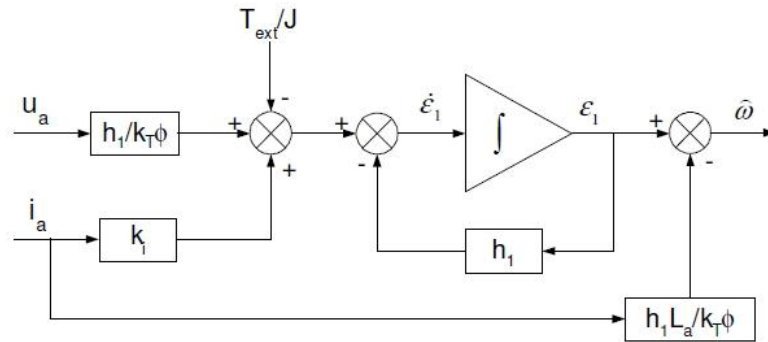


Figura 4.2: Método propuesto por Guerreiro *et al.* [55]. Detector de velocidad.

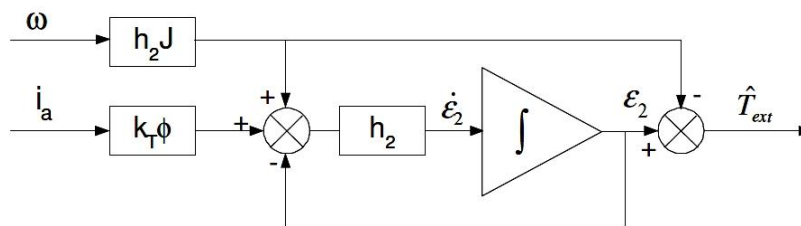


Figura 4.3: Método propuesto por Guerreiro *et al.* [55]. Detector de Par.

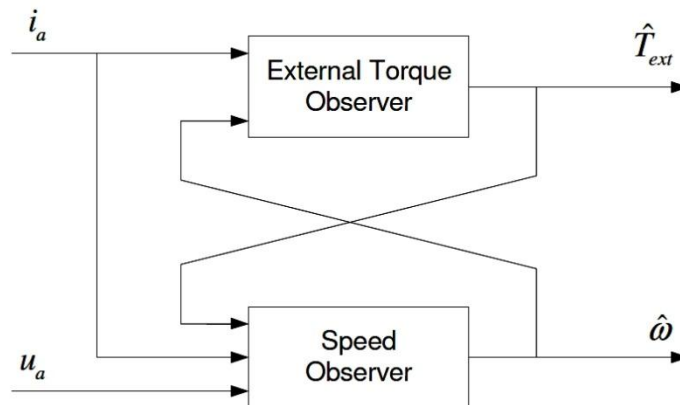


Figura 4.4: Método propuesto por Guerreiro *et al.* [55]. Sistema completo.

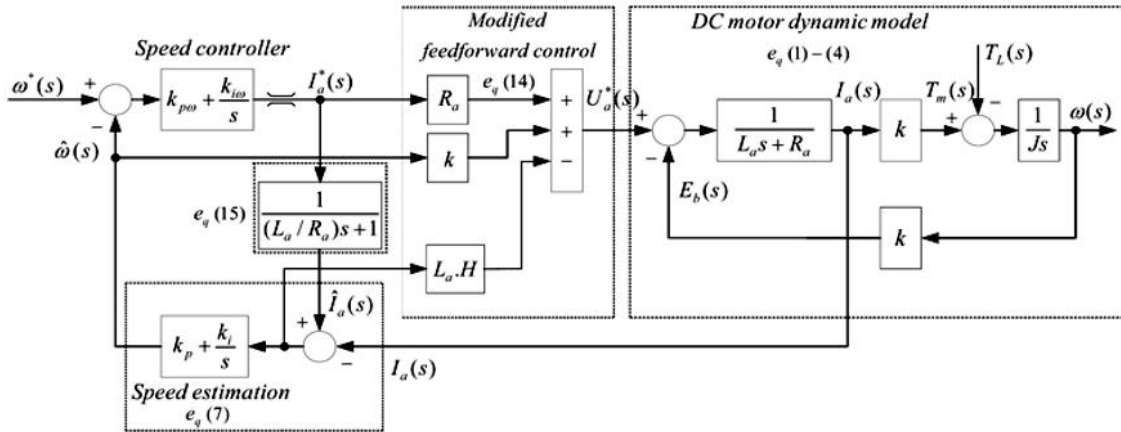


Figura 4.5: Método propuesto por Yachiangkam *et al.* [19]. Sistema con estimador y controlador.

El método propuesto por Kiyoshi *et al.* [22] supone que el error cometido en la estimación de los parámetros no es tan importante, sino que el error realmente importante es el debido a la mala estimación en las pérdidas del actuador o transistores que controlan la alimentación del motor DC. De esta forma el método mantiene la ecuación eléctrica del motor y en ella introduce las pérdidas que pueden producir los transistores de un puente en H. Estas pérdidas son tanto en tensión como en la resistencia interna del motor DC. Es por ello que indirectamente y sin buscarlo el autor ha modelado la mala estimación o el error de los parámetros de motor DC.

Otro inconveniente en las técnicas basadas en el modelo dinámico del motor DC está en que los parámetros del motor DC dependen de las condiciones de funcionamiento del motor DC como pueden ser la temperatura y la carga entre otras. Según se modifiquen estas condiciones de funcionamiento se irán modificando los parámetros del motor DC. Este efecto introduce incertidumbre en la estimación de la velocidad lo que es no deseable. Con el fin de minimizar y combatir este efecto se introducen métodos adaptativos a las condiciones de funcionamiento del motor DC que calculan en cada instante cual sería el valor real de los parámetros. En el método de Kessler *et al.* [53], ya comentado, se introduce una primera corrección suponiendo que los parámetros varían con la temperatura y hace una estimación sencilla de los parámetros en función de ella. El método que propuso Kiyoshi *et al.* [22] también trata de un método adaptativo, pues compara la corriente real con la estimada. Supone que la desviación se debe a la mala estimación de los parámetros y realiza la corrección pertinente para corregir la desviación. El método que propuso Scott *et al.* [26] estima la velocidad incluyendo un sistema de control mediante el método de resistencia negativa. En el método de control de resistencia negativa es necesario conocer el valor de la resistencia exacta del motor DC. Por ello, el método estima el valor de la resistencia de forma dinámica y la utiliza tanto para la estimación de la velocidad como para el sistema de control. El método propuesto por Johnson [58] intenta eliminar este efecto midiendo la velocidad siempre en las mismas condiciones de trabajo, es decir, con nivel de tensión de alimentación cero o siempre la misma. Para ello, cada cierto periodo de tiempo coloca la tensión del motor a cero, u otra conocida y que es fija, y realiza la medida de la corriente. Posteriormente estima la velocidad con el modelo dinámico del motor DC. El inconveniente de este método es que no permite una medida continua de la velocidad, sino que solo se realiza en ciertos instantes de tiempo. Fuera de los instantes de medida la velocidad del motor DC es alimentada con normalidad.



En la estimación de la velocidad del motor DC también se han utilizado sistemas más complejos como son los filtros de Kalman extendidos (EKF). En estos casos utilizando el modelado del motor DC y caracterizando la distribución de los errores se estima la velocidad. Métodos de este estilo están los de Hoon *et al.* [59], Won-Sang *et al.* [33], Acarnley *et al.* [54] y Aydogmus *et al.* [28]. Otra técnica avanzada es la utilización de redes neuronales para la estimación de la velocidad donde la red neuronal aprende como es el modelo del motor DC mediante ejemplos. Un método que emplea redes neuronales es el propuesto por Farkas *et al.* [27].

## 4.2 Técnicas basadas en la componente *ripple*

La corriente que circula por un motor DC, tal y como se muestra en la Figura 4.6, está compuesta por una componente continua encargada de suministrar la potencia y una componente alterna. La componente alterna, también conocida como componente *ripple*, es debida al efecto conjunto de que la fuerza electromotriz inducida en las bobinas del rotor no es constante, sino que tienen una forma sinusoidal, y a que esta no es rectificadora de forma perfecta por el colector de delgas. Además de esto, en el colector de delgas tiene lugar el proceso de conmutación de delga por parte de las escobillas. En el proceso de conmutación, justo en el momento en el que las escobillas se posicionan entre dos delgas, se cortocircuita la bobina unida a esas dos delgas produciendo un incremento de la corriente y una posterior caída de la misma.

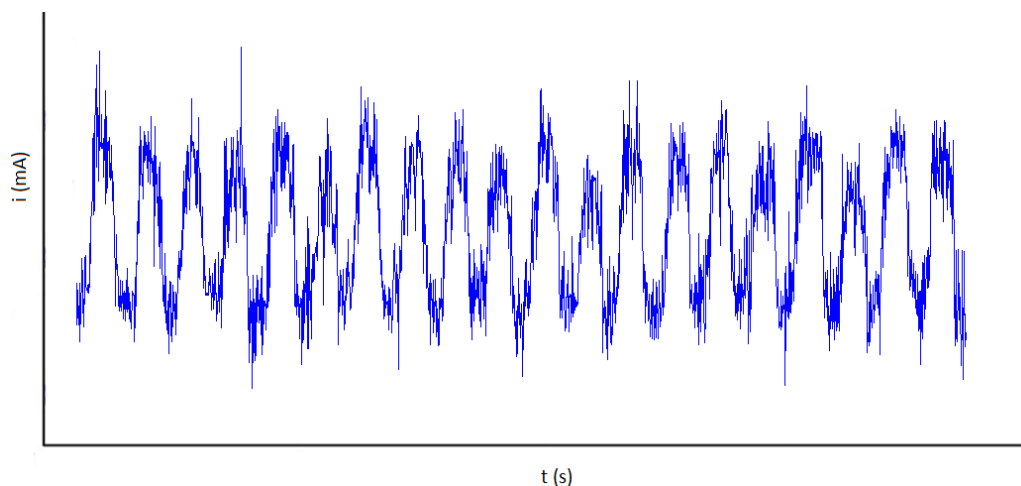


Figura 4.6: Corriente de un motor DC.

Si se aplica un zoom sobre la corriente del motor DC, se obtiene la forma mostrada en la Figura 4.7. Como se observa la componente *ripple* no es un señal sinusoidal, sino que tiene un tramo de subida  $RW_i$ , una caída abrupta y otra caída más suave  $FW_i$  [47]. En ocasiones estos tres tramos de la corriente no son tan claros y la caída abrupta puede no apreciarse. De cualquier manera, la forma de la componente *ripple* mostrada es ideal y suponiendo que el ancho de banda utilizado para la visualización de la misma es suficientemente elevado. A cada una de estas formas producida en la corriente es lo que se le conoce como ondulación, pulso o conmutación. Las ondulaciones no aparecen de forma aleatoria en la corriente del motor, sino que tienen lugar cada vez que tiene lugar una conmutación en el rectificador formado por escobilla-colector de delgas. Es decir, cuando una escobilla cambia de delga. Esta acción está relacionada también con el instante cuando la EMF inducida en la bobina que está conectada a ambas delgas donde se produce la conmutación es cero [29]. Por ello, si se contabiliza el

número de ondulaciones se puede calcular el desplazamiento del motor DC y si se monitoriza además el tiempo puede ser calculada la velocidad del motor.

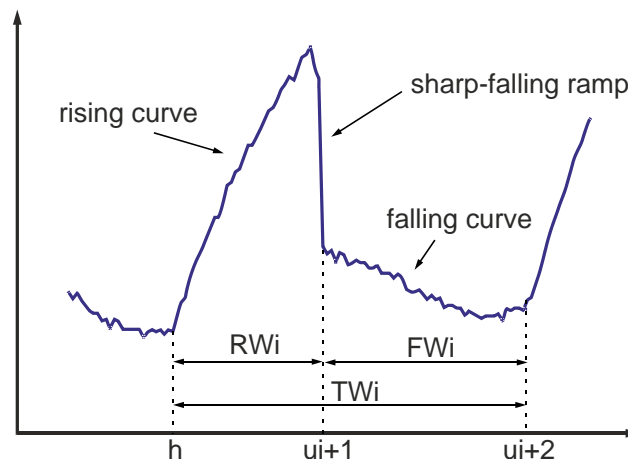


Figura 4.7: Zoom sobre la corriente de un motor DC [47].

La forma de la componente *ripple* mostrada en la Figura 4.7 se puede considerar como una forma ideal en la que se tiene un ancho de banda suficientemente grande y en la que no hay ruido presente. En la práctica suele haber suficientes perturbaciones para que la ondulación no se vea de forma tan clara como se muestra en la Figura 4.6. Hay múltiples fuentes de ruido como puede ser el añadido por el propio motor, el procedente de la fuente de alimentación, o el inducido por otros elementos cercanos. Estas perturbaciones pueden provocar en ocasiones que en la corriente aparezcan ondulaciones no debidas a la componente *ripple*, denominadas conmutaciones u ondulaciones dobles o falsas ondulaciones, y en otras ocasiones hacen que no se puedan detectar algunas ondulaciones, conocidas como conmutaciones u ondulaciones fusionadas u ondulaciones fantasmas [60]. Este ruido se hace más importante a baja velocidad cuando la amplitud de la componente *ripple* es menor y puede ser comparable al ruido presente en la corriente. Todo ello hace que se deban buscar sistemas elaborados para la detección de las ondulaciones donde se detecten las ondulaciones producidas en la corriente, se descarten las falsas ondulaciones y se detecten las ondulaciones fantasmas.

### 4.2.1 Expresión de la componente *ripple*

La expresión que relaciona el número de ondulaciones producidas en cada giro que realiza el eje del motor DC es lo que se denomina expresión de la componente *ripple*. La expresión *ripple*, por tanto, relaciona el número de pulsos producidos en la corriente del motor DC y el número de vueltas que ha dado el eje del motor DC. Esta relación también implica que estén relacionada la velocidad del motor en vueltas por segundo y la frecuencia de la componente *ripple* o frecuencia *ripple*.

La expresión de la componente *ripple* no es una expresión ampliamente conocida en la literatura. De hecho, en diferentes trabajos esta expresión va tomando diferentes formas. En algunos trabajos sólo se menciona que existe una relación proporcional entre ambas magnitudes. Autores como Gerlach *et al.* [61], Kramer *et al.* [62] y Geralch [63] entre otros, indican que la expresión *ripple* es igual al número de delgas del motor DC. Sasaya *et al.* [64] dice que la expresión es igual al producto del número de escobillas por el número de delgas. Berland *et al.* [65] indica que la expresión está relacionada con el número de pares de polos y el número de escobillas, pero no dice como es la relación. Hilairret *et al.* [9, 30] indica que en el espectro de la corriente de un motor DC pueden aparecer líneas en todas las frecuencias múltiplos del

producto de la velocidad por el número de delgas dividido por el número de pares de polos. De ello se deduce que la expresión de la componente *ripple* es igual al número de delgas dividido por el número de pares de polos.

En todos los trabajos mencionados, al igual que en la mayoría de los trabajos no mencionados, la expresión de la componente *ripple* no es realmente conocida y se obtiene de forma experimental. Posteriormente a su obtención experimental se busca una explicación lógica a la misma. Hay que resaltar que el objetivo de todos estos trabajos no es establecer la expresión de la componente *ripple*, sino que proponen métodos para la detección *sensorless* de la velocidad y la posición basándose en las técnicas de la componente *ripple*. Por ello, no realizan un estudio profundo de la misma y solamente comentan como es dicha expresión.

No es hasta que Baoguo *et al.* [29] en 2007 realiza un estudio pormenorizado de la expresión de la componente *ripple* y establece que la expresión *ripple* está dada por las siguientes ecuaciones:

$$N_o = \frac{2p \cdot k}{\eta} \quad (4.5)$$

$$\eta = m. c. d. \{2p, k\} \quad (4.6)$$

Donde  $N_o$  es el número de ondulaciones que aparecen en la corriente por cada giro del motor,  $2p$  es el número de polos,  $p$  es el número de pares de polos,  $k$  es el número de delgas del colector de delgas y  $\eta$  es el máximo común divisor de  $2p$  y  $k$ .

## 4.2.2 Tipos de sensores

En las técnicas *sensorless* basadas en la componente *ripple* la magnitud a medir es la corriente que circula a través del motor DC. Posteriormente estudiando las variaciones instantáneas de la corriente deducen si se ha producido o no una ondulación y finalmente con esta información estiman la velocidad y la posición. Para la medición de la corriente existen diferentes tipos de sensores. Pero en motores DC no se emplean todos ellos, sino que hay una serie de ellos que son los típicos y son los que se utilizan.

El sensor más utilizado para medir la corriente en un motor DC es el sensor tipo shunt que se trata de una resistencia de bajo valor óhmico del orden de miliohmios colocada en serie con el motor DC. Este tipo de sensor es empleado en la mayoría de los métodos propuesto en la literatura. Algún ejemplo de ello son el trabajo de Adam *et al.* [66] o el de Bigorra *et al.* [67].

En otros trabajos como el propuesto por Du *et al.* [68, 69] se sustituye el sensor tipo shunt por un sensor de tipo inductivo. En realidad se trata de una bobina colocada en serie con el motor DC sobre la que se mide el voltaje que cae entre sus extremos. Este tipo de sensores no miden la corriente que circula por el motor, sino que miden la primera derivada de la corriente. Esta medida es válida porque en un amplio número de métodos se realiza la medición de la corriente, se filtra para eliminar ruido y se realiza posteriormente la diferenciación de la misma. De esta forma se evita tener que implementar el derivador. Una ventaja de este tipo de sensor es que para baja frecuencia, entre las que está la componente continua, no tiene pérdidas pues la impedancia es muy baja o nula. De esta forma se consigue que no haya apenas pérdida de potencia en el sensor, pues la potencia del motor es transmitida mediante la componente DC de la corriente.

Otra tipo de sensor también utilizado es el transformador, en cuyo caso se realiza una copia de la corriente a otro circuito diferente y aquí luego es medida mediante un sensor tipo shunt o un amplificador de transresistencia. La ventaja de este tipo de sensores es que se consigue un mejor aislamiento entre el circuito del motor DC y el circuito de medida. Un ejemplo de uso de este tipo de sensores es el propuesto por Jorgensen *et al.* [70], ver Figura 4.8, donde se utiliza el transformador junto con un amplificador de transresistencia.

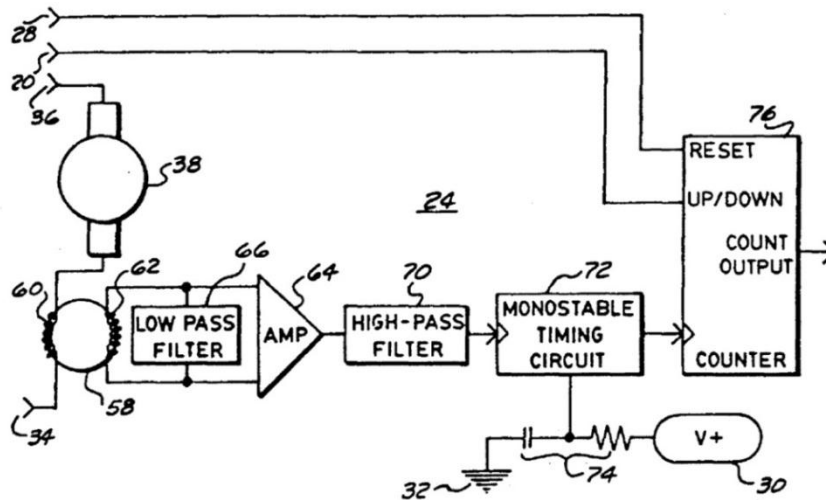


Figura 4.8: Método con sensor tipo transformador [70].

El sensor tipo transformador se basa en la filosofía de copiar la corriente que circula por el motor DC a otra rama del circuito donde se realizará propiamente la medida de la corriente. Siguiendo esta misma filosofía aparece el sensor tipo espejo de corriente. El sensor tipo espejo de corriente es utilizado en los puentes en H. En ellos se copia la corriente que circula a través de los transistores inferiores del puente. Finalmente cuando se ha copiado la corriente a otra parte del circuito la corriente es medida mediante un sensor tipo shunt. Ejemplos de uso de este tipo de sensor están en los métodos propuesto por Draves *et al.* [71] y Manlove *et al.* [72]. Un ejemplo de un método con este tipo de sensor se muestra en la Figura 4.9.

El sistema más popular y extendido en el control de motores DC, es el puente en H. El puente en H es un convertidor continua-continua de dos niveles. Este tipo de sistema de control tiene el problema de que la corriente no siempre circula por todas las ramas del mismo o al menos por una de ellas. En ocasiones, como es el estado de frenado, la corriente puede no circular por los extremos del mismo. Ello complica el lugar donde medir la corriente del motor DC. Para la medición de la corriente en el puente en H se ha visto un ejemplo que es el sensor tipo espejo de corriente. También se puede utilizar los sensores anteriores como shunt, bobinas o transformador. Cuando se usan estos sensores se suele discutir donde colocarlos respecto al puente. Una primera posición del sensor es colocarlo en serie con el puente en H. Un ejemplo de este tipo de colocación está en el método de Afjei *et al.* [31] que se muestra en la Figura 4.10. Una segunda posibilidad es seguir colocando el sensor en serie con el puente en H pero modificando las conexiones de los diodos del puente en H. En un puente en H tradicional, y en todo convertidor de tensión, se colocan siempre un diodo en anti-paralelo con los transistores con el fin de que permitan circular la corriente libremente en el sentido contrario al del transistor. En este caso para poder seguir midiendo la corriente del motor DC cuando ésta esté en el estado de frenado, se modifica la conexión de los diodos inferiores del puente dejando igual la conexión del cátodo pero colocando el ánodo directamente a tierra. De esta forma el

diodo no queda sólo en paralelo con el transistor inferior, sino que está en paralelo con uno de los transistores inferiores y el sensor de corriente. Un ejemplo de este tipo de colocación es el método propuesto por Du *et al.* [69] que se muestra en la Figura 4.11.

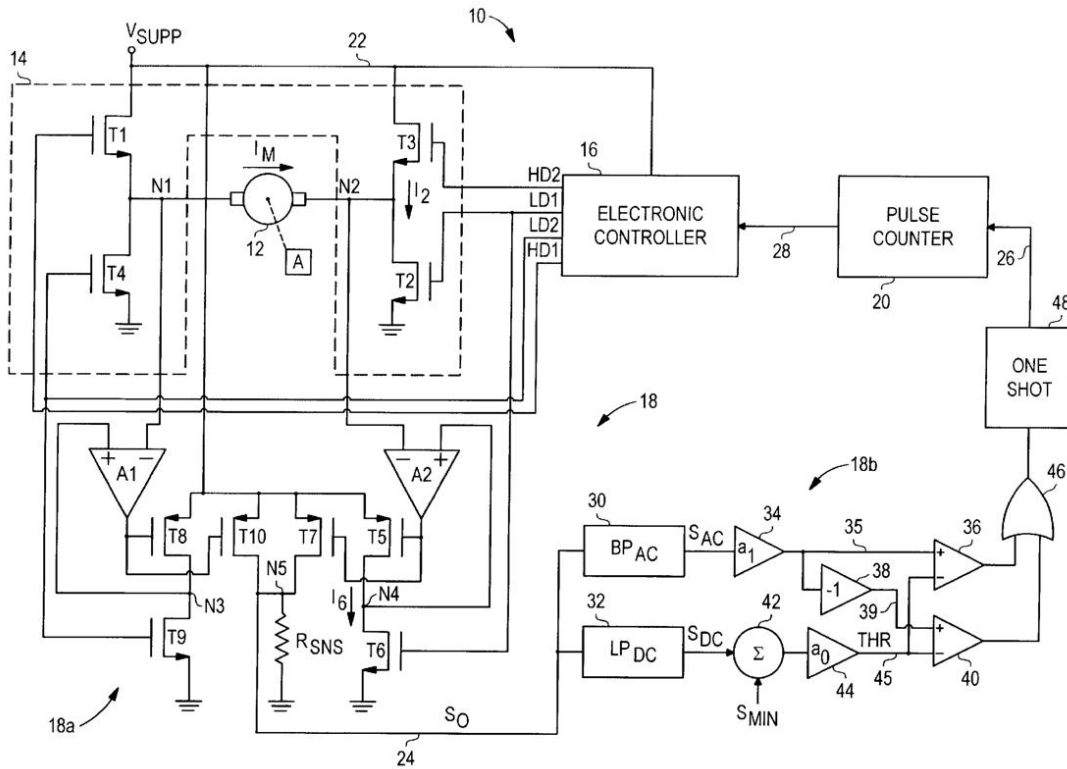


Figura 4.9: Método con sensor tipo espejo de corriente [71].

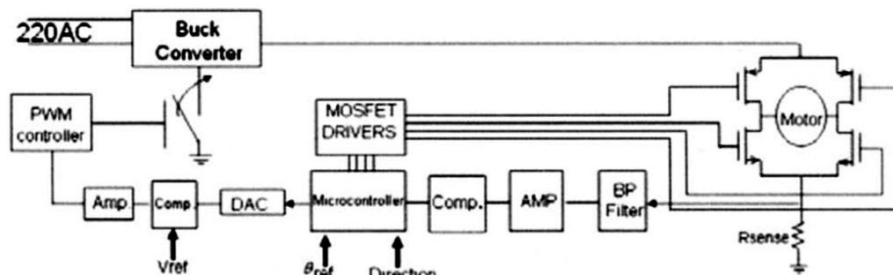


Figura 4.10: Sensor de corriente en serie con el puente en H [31].

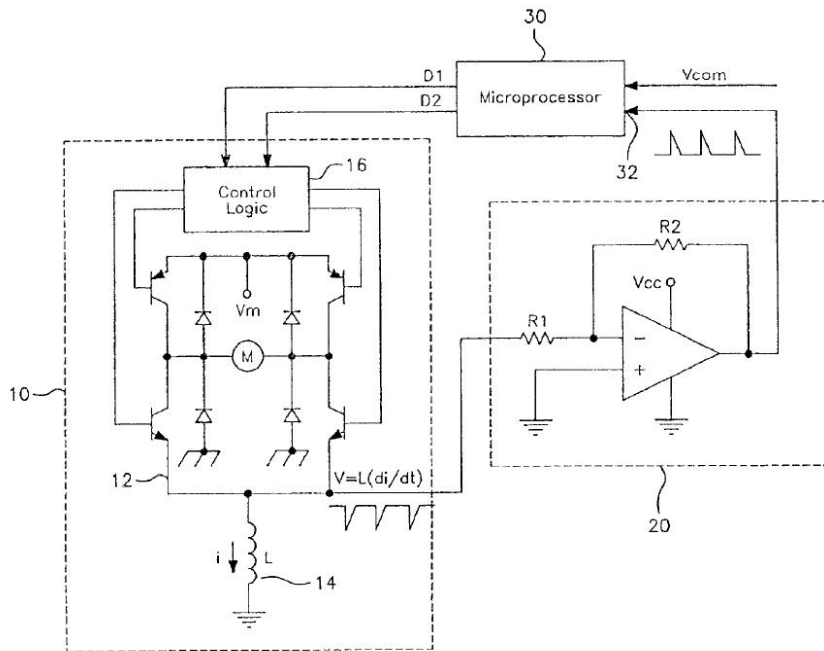


Figura 4.11: Sensor de corriente en serie con el puente en H y modificando la colocación de los diodos [69].

Otras colocaciones diferentes del sensor es colocarlo dentro del puente en H en serie con el motor DC. En este caso, y siempre que el motor DC esté en estado de frenado, se debe poner ambos terminales a tierra. Un ejemplo de este tipo de conexión es la propuesta por Agiman [73] y que se muestra en la Figura 4.12. Otra posible colocación del sensor es en paralelo con el motor DC. En este caso, se coloca un sensor tipo shunt y una capacidad en paralelo. Un ejemplo de este tipo de colocación se encuentra en el método propuesto por Fu *et al.* [74]. El esquema se muestra en la Figura 4.13.

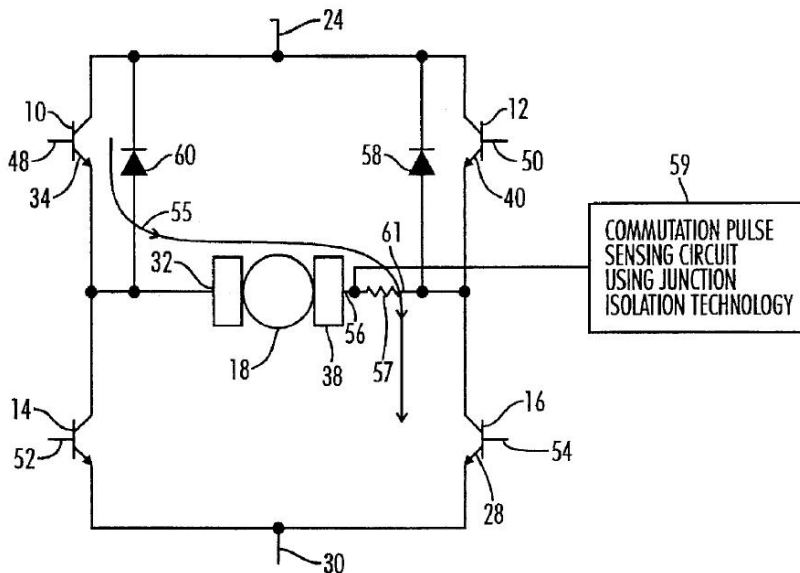


Figura 4.12: Sensor de corriente en serie con el motor DC [73].

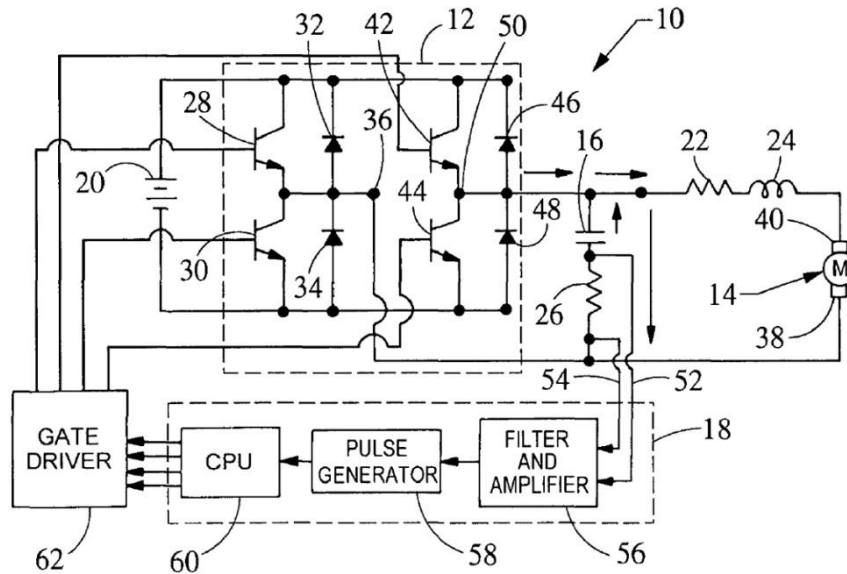


Figura 4.13: Sensor de corriente en paralelo con el motor DC [74].

Si se compara las posibles posiciones del sensor dentro de un puente en H, se obtiene que la primera de todas es la colocación del sensor en serie con el puente en H. Ésta tiene la desventaja de no ser capaz de medir la corriente cuando el motor está en estado de frenado. El resto de colocaciones del sensor intentan resolver este problema de forma distinta y con diferentes resultados.

### 4.2.3 Clasificación de las técnicas *sensorless* basadas en la componente *ripple*

Dentro de las técnicas *sensorless* basadas en la componente *ripple* se encuentran diferentes subtipos. A continuación se realiza una clasificación donde se detalla cada uno de ellos. Durante la clasificación en la mayoría de las ocasiones se detallará hasta el punto donde se obtienen las ondulaciones. La obtención a partir de aquí de la velocidad y la posición es inmediata. Para obtener la posición es contar el número de pulso y con la expresión de la componente *ripple* se obtiene directamente la posición. Para obtener la velocidad se contabiliza el número de pulsos por unidad de tiempo y con la expresión de la componente *ripple* se obtiene la velocidad.

#### 4.2.3.1 Métodos basados en comparador

El elemento central en este tipo de métodos es siempre un comparador donde se compara la corriente del motor DC con un determinado nivel. Tras el comparador aparece siempre que se ha detectado una ondulación o pulso. Estos métodos son los más simples que se pueden encontrar y los más sencillos de implementar. Este grupo, es el grupo más amplio y dentro del cual se encuentran el mayor número de métodos existentes en las técnicas *sensorless* basadas en la componente *ripple*.

Los métodos más sencillos dentro de estas técnicas son aquellos en los que el nivel con el que se realiza la comparación es un nivel de tensión prefijado de antemano. Es decir, es un nivel constante y fijo. Métodos de este tipo es el método propuesto por de Katsumura [75] donde la corriente del motor DC es obtenida mediante un sensor tipo shunt. Posteriormente es introducida directamente en el comparador obteniendo a su salida un pulso por cada ondulación

detectada. En el método de Busch [76] se coloca antes del comparador un filtro paso bajo con el fin de eliminar el ruido que se encuentra fuera de la banda del espectro de interés. Debido a que no es recomendable realizar la comparación con un nivel fijo debido a que la tensión DC de la corriente varía con el tiempo según la potencia desarrollada por el motor DC, se suele recurrir a otro tipo de técnicas. Un método que sigue comparando con un nivel fijo, pero en este caso el sistema lo va adaptando según la velocidad detectada y la tensión de alimentación, es el propuesto por Lo [77]. Otra alternativa a este método es normalizar la corriente haciendo que ésta varíe entre dos niveles fijos. A continuación la corriente normalizada se introduce en el comparador. Un método que sigue esta nueva filosofía es el de Jiménez *et al.* [78].

Con el fin de reducir esta dependencia con el nivel de la componente de continua aparece un segundo tipo. Estos son los que eliminan la componente continua de la corriente y luego la comparada con cero. Dentro de estos métodos se encuentran el método propuesto por Lott *et al.* [32] donde tras medir la corriente del motor mediante un shunt la pasa por un filtro paso bajo que elimina las frecuencias por encima de la frecuencia máxima donde se puede encontrar la componente *ripple* para eliminar el ruido. Luego realiza un filtrado paso alto para eliminar la componente DC y posteriormente compara el resultado con cero. A la salida del comparador se tienen un pulso por cada ondulación detectada. El método de Macks *et al.* [79] es similar. El método de Afjei *et al.* [31] es parecido al anterior con la única diferencia que une el filtro paso bajo y el filtro paso alto en un único filtro convirtiéndolo en un filtro paso banda. El filtro paso banda se encarga de eliminar el ruido por encima de la frecuencia *ripple* máxima y la componente DC. Además, añade tras el filtrado un amplificador. El método propuesto por Caddick *et al.* [80], comparándolo con el de Lott *et al.* [32], sustituye el shunt por un transformador y un amplificador de transresistencia. El amplificador incluye el filtro paso bajo y paso alto. El método propuesto por Du *et al.* [69] tiene un sensor tipo shunt, luego deriva la señal de la corriente con el fin de eliminar la componente continua y realiza la comparación con cero. Otro método es el de Du *et al.* [68] que sustituye el derivador y el sensor tipo shunt por un sensor tipo inductivo o una bobina. De esta forma mide directamente la derivada de la corriente. En el método propuesto por Fu *et al.* [74] elimina la componente de continua de forma diferente. En este caso coloca en paralelo con el motor DC una capacidad y el sensor tipo shunt, ver Figura 4.13. De esta forma luego mide la tensión que cae en el shunt, filtra el ruido y amplifica la señal. Finalmente lo pasa a través del comparador.

Debido a que por lo general en la corriente cerca del nivel próximo al valor de la componente continua el ruido es más apreciable, Krüger [81] propone un método donde mide la corriente, la pasa por un filtro paso banda para eliminar la componente de continua y todo el ruido posible, la pasa por un rectificador y finalmente la compara con un nivel de referencia prefijado. Con este método tras el comparador se tienen dos pulsos por cada ondulación detectada como consecuencia del uso del rectificador.

Una alternativa a la eliminación de la componente continua de la corriente es la estimación de su valor. El método de Bertolini *et al.* [82] tras medir la corriente obtiene la componente continua con un filtro paso bajo que deja pasar solamente dicha componente y utiliza ésta como nivel de comparación. El método de Micke *et al.* [34] utiliza un sensor de corriente tipo shunt donde la señal a ambos extremos del shunt es medida, filtrada con un filtro paso bajo y luego amplificada con un amplificador diferencial. De esta forma se consigue una atenuación mayor del ruido. A continuación, la señal es pasada de forma paralela por un filtro paso bajo que obtiene la componente continua y otro filtro paso bajo que deja pasar la



componente continua y la componente *ripple*. Las señales obtenidas con los dos filtros son pasadas por el comparador siendo comparadas y obteniendo tras éste los pulsos que indican la detección de las ondulaciones. El método de Ma *et al.* [83] mide la corriente, la filtra con un filtro paso bajo que deja pasar la componente continua y la componente *ripple*. Posteriormente estima el valor de la componente continua detectando el valor máximo y mínimo de la corriente. El método supone que la componente continua coincide con el valor intermedio de estos dos.

El principal problema de recoger los pulsos tras el comparador reside en que estos pulsos no todos tienen la misma duración y puede que alguno de ellos tenga una duración demasiado corta para ser procesados con posterioridad. Otro problema es que el comparador no es capaz de rechazar las falsas ondulaciones producidas en la corriente. Las falsas ondulaciones son ondulaciones que aparecen en la corriente del motor DC pero que no son debidas a la componente *ripple* y que son provocadas por el ruido. Con el fin de evitar estos dos problemas se coloca un multivibrador monoestable o circuito *one-shot* que es un dispositivo que cada vez que recibe un flanco en su entrada pone un pulso a su salida de duración fija. Métodos de este tipo está el propuesto por Mourad *et al.* [84] que mide la corriente, la filtra, la pasa por el comparador y finalmente se pasa por el circuito *one-shot*. El método de Sasaya *et al.* [64] también elimina la componente continua con un filtro, la pasa por el comparador y al final coloca el *one-shot*. Estos mismos pasos siguen los métodos propuestos por Jorgensen *et al.* [70], Manlove *et al.* [72], Fiegle *et al.* [85], Du *et al.* [69] y Wilke *et al.* [86]. Las diferencias entre los métodos propuestos por estos autores son mínimas. En todos estos trabajos se elimina la componente continua y luego la comparación se hace con cero. Un trabajo diferente en este aspecto es el de Draves *et al.* [71] donde se obtienen la componente continua con un filtro y se compara la corriente con el valor de la componente continua. Luego la salida del comparador se pasa por el circuito *one-shot*.

Con el fin de incrementar la inmunidad frente al ruido en el método de Allured *et al.* [60] se ha añadido después del filtro paso banda un circuito discriminador. Este circuito discriminador lo que hace es dejar pasar la señal que se encuentra a su entrada si ésta supera un determinado umbral. Tras el circuito discriminador se pone un amplificador, un comparador y el circuito *one-shot*. En este método además se añade tras el *one-shot* un derivador que pone a su salida un pulso por cada flanco de subida o bajada que encuentra en su entrada. En el circuito propuesto por Agiman [87] se mide la corriente, se amplifica y se elimina la componente de continua mediante acoplo capacitivo, se desplaza el nivel de continua de la señal resultante, se pasa por un comparador con un nivel de referencia y se pasa por el circuito *one-shot*. En estos dos últimos métodos, el discriminador del primer método es equivalente en el segundo método a desplazar el nivel de continua y al comparar con una tensión de referencia.

En el método propuesto por Seino *et al.* [88] se añade tras el circuito *one-shot* un integrador que lo que hace es contar los pulsos por unidad de tiempo. Este método presenta el integrador como forma novedosa de medir la velocidad del motor DC, pues todos los pulsos tras el *one-shot* son iguales.

En el método propuesto por Moller *et al.* [89] el circuito *one-shot* tiene una duración de pulso que es proporcional a la tensión de alimentación del motor DC. La alimentación del motor DC es proporcional a la velocidad y por tanto la duración de los pulsos será inversamente proporcional a la velocidad. Con esto se consigue mejorar la eliminación de las falsas ondulaciones. Pues a altas velocidades, cuando las ondulaciones reales están más juntas, los

pulsos serán más cortos y se eliminarán menos pulsos reales. Por el contrario, cuando la velocidad sea baja los pulsos serán más largos y se eliminarán más falsas ondulaciones.

#### 4.2.3.2 Métodos que monitorizan la tendencia de la corriente

El problema de utilizar un método basado en comparador reside en que este tipo de métodos no es capaz de eliminar las falsas ondulaciones y detectar las ondulaciones fantasmas. Las falsas ondulaciones son ondulaciones que aparecen en la corriente del motor DC pero que no son ondulaciones debidas a ondulaciones de la componente *ripple* si no que se deben al ruido presente en la corriente del motor DC. Las ondulaciones fantasmas son ondulaciones que deberían estar presentes en la corriente del motor DC pero debido al ruido presente en la corriente no aparecen. El ruido que está presente en la corriente del motor DC puede ser interno o externo al motor DC. El ruido interno es debido al propio motor DC y el externo es debido a elementos externos como la fuente de alimentación o el inducido por elementos cercanos. En los métodos que monitorizan la tendencia de la corriente intentan ser un poco más inmunes al ruido aunque no lo consiguen del todo.

En el método de Gerlach [61, 90] la corriente del motor DC es digitalizada y almacenada en una memoria circular de longitud fija. Sobre esta memoria se estudian si la corriente está creciendo o decreciendo de forma monótona o si tiene otro tipo de crecimiento o decrecimiento. Finalmente, siguiendo algunas reglas lógicas tras la detección del crecimiento y decrecimiento decide si se ha producido o no una ondulación. En el método propuesto por Holmquist *et al.* [91] se tiene un circuito basado en comparador para detectar las ondulaciones y sobre este se tiene un circuito que monitoriza cuando el comparador detecta una ondulación y cual es el valor de la corriente en ciertos instantes. Con esta información y siguiendo unas sencillas reglas lógicas decide si es posible que haya una falsa ondulación o una ondulación fantasma, realizando la corrección adecuada sobre las ondulaciones detectadas por el comparador.

El método de Griessbach [92] monitoriza la tendencia de la corriente del motor DC de forma diferente. En este caso mide la corriente, la filtra, la deriva y luego la muestrea y almacena sus valores en diferentes capacidades. Este sistema está basado en un sistema de muestreo y retención. Con los valores muestreados consecutivamente detecta cual es la tendencia de la corriente y según sean la tendencia decide si se ha producido o no una ondulación.

En el método propuesto por Oka *et al.* [93] se tiene un filtro paso banda cuya frecuencia central es adaptativa y coincide siempre con el valor de la última frecuencia *ripple* detectada. Este filtro es un filtro de capacidades conmutadas que está controlado mediante los pulsos u ondulaciones obtenidos tras el comparador que son pasados por un multiplicador de frecuencia basado en PLL. El esquema general del método se muestra en la Figura 4.14. El bloque contiene el comparador dentro del bloque *ripple pulse shaping circuit*. A dicho bloque le llegan la corriente del motor DC debidamente filtrada mediante el filtro paso banda centrado en la última frecuencia *ripple* detectada y con ancho de banda lo suficientemente pequeño. De esta forma se consigue eliminar más ruido que con los métodos anteriores. El bloque *ripple pulse shaping circuit* en su interior contiene un filtro paso alto fijo que atenúa aún más las frecuencias por encima de la frecuencia *ripple* máxima, un primer derivador que atenúa aún más la posible componente continua que pueda quedar y un amplificador. A continuación, de los bloques anteriores hay otro derivador y un comparador que compara la salida del segundo derivador y la

salida del amplificador. Este método se sitúa en este grupo porque según la frecuencia *ripple* detectada anteriormente el circuito se configurará de una u otra forma.

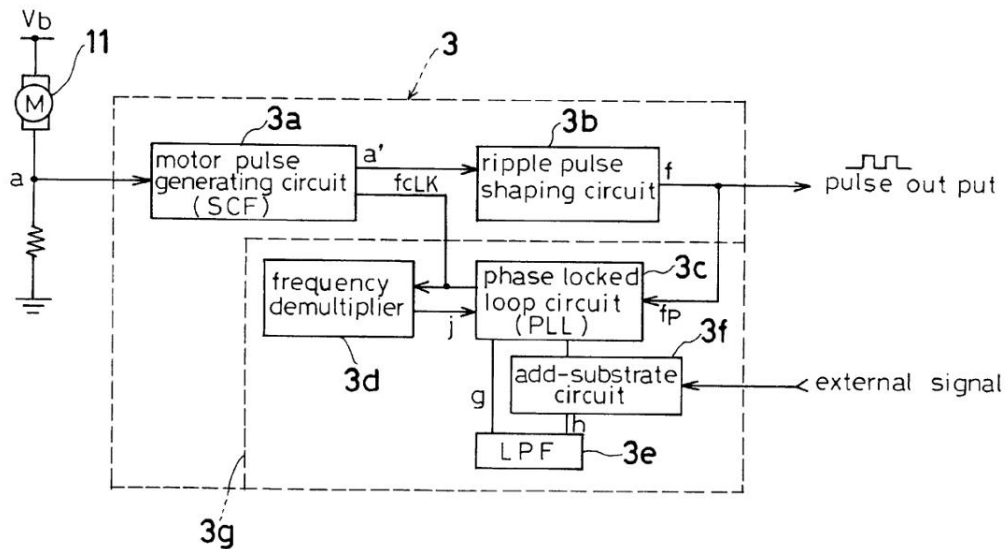


Figura 4.14: Método propuesto por Oka et al. [93]: esquema completo.

#### 4.2.3.3 Métodos basados en el análisis frecuencial

Los métodos basados en el análisis frecuencial detectan directamente cual es la frecuencia de la componente *ripple* de la corriente del motor DC. Esta frecuencia *ripple* está relacionada directamente con el número de ondulaciones producidas por unidad de tiempo. Es por ello, que si se consigue detectar la frecuencia *ripple* se conocerá el número de ondulaciones producidas por unidad de tiempo y por tanto se conocerá la velocidad del motor DC con ayuda de la expresión *ripple*. Este tipo de métodos son utilizados para la detección *sensorless* de la velocidad y no son utilizados para la detección *sensorless* de la posición.

Los métodos basados en el análisis frecuencial se pueden dividir en dos tipos: los que trabajan en el dominio de la frecuencia y los que trabajan en el dominio del tiempo. Los que trabajan en el dominio de la frecuencia analizan el espectro de la corriente del motor DC y sobre todas las componentes frecuenciales presentes decide cual de ellas pertenece a la frecuencia *ripple*. Los métodos que trabajan en el dominio del tiempo detectan la frecuencia *ripple* directamente trabajando con la corriente en el dominio del tiempo sin necesidad de calcular el espectro de la misma.

Métodos que trabajen en el dominio de la frecuencia está el propuesto por Gerlach [63] donde tras medir la corriente del motor DC obtiene su espectro mediante la transformada FFT. Una vez obtenido el espectro realiza un análisis sobre él donde en primer lugar descarta todas aquellas frecuencias donde no puede encontrarse la frecuencia *ripple*. Ejemplo de estas frecuencias son la frecuencia por encima de la frecuencia *ripple* máxima o frecuencias por debajo de la frecuencia *ripple* mínima. También se descartan todas aquellas frecuencias donde es conocido que se encuentran componentes frecuenciales pertenecientes al ruido como por ejemplo la frecuencia de la señal de alimentación. Finalmente, de todas las frecuencias que quedan en el espectro se toma como frecuencia *ripple* la de mayor amplitud, la más cercana a la última frecuencia *ripple* detectada anteriormente o una decisión combinada de ambas. La combinación se realiza con una ventana de observación centrada en la última frecuencia *ripple* detectada donde se elige la de mayor amplitud. Debido a que la operación FFT es una operación

costosa computacionalmente, en el método propuesto por Zavis *et al.* [94] se realiza una FFT de baja resolución sobre la corriente del motor DC. A continuación, se busca en el espectro cual es la frecuencia que corresponde con la frecuencia *ripple* y cuando se encuentra se hace una interpolación para incrementar la precisión. Debido a que la operación FFT es una operación discreta no siempre se consigue toda la precisión posible o deseada en la detección de la frecuencia *ripple* como consecuencia del elevado coste computacional. Por ello, en el método de Richter *et al.* [95] se propone un método donde se realiza la transformada FFT y luego se obtiene una primera estimación de la frecuencia *ripple* mediante el análisis del espectro. A continuación, para obtener una mayor precisión se realiza la autocorrelación de la corriente y se mide la distancia entre máximos en la autocorrelación. Finalmente, se combina la primera estimación de la frecuencia *ripple* y la distancia entre máximos y se obtiene una estimación más precisa de la frecuencia *ripple*.

Dentro de los métodos que trabajan en el dominio del tiempo se encuentra el método propuesto por Hilairet *et al.* [9, 30]. En este método la corriente es pasada por un filtro paso banda cuya banda de paso es muy estrecha y que está centrado en la última frecuencia *ripple* detectada. A continuación, es pasada por un bloque que obtiene la segunda derivada o deriva dos veces la señal de entrada. El último bloque divide la señal que sale del doble derivador y la señal que entraba al mismo y obtiene la frecuencia *ripple*. Este método supone que la componente *ripple* es una señal sinusoidal y al derivarla dos veces la información de la frecuencia pasa a la amplitud. Por lo que al dividir se queda únicamente con la información de la amplitud. Esta suposición es válida pues lo primero que se hace es pasar la corriente del motor DC por un filtro paso banda con banda de paso muy estrecha.

#### 4.2.3.4 Métodos que comparan tensión-corriente

Los métodos que comparan tensión-corriente suponen que la componente *ripple* se encuentra únicamente en la corriente del motor DC y no en la tensión del motor DC. Por el contrario, el ruido supone que está presente en ambos, tensión y corriente.

Un primer método de este tipo está el propuesto por Breland *et al.* [65] donde mide la tensión y la corriente del motor DC, luego escala adecuadamente la tensión y se la resta a la corriente. De esta forma supone que ha eliminado todo el ruido posible de la corriente. Por último, detecta las ondulaciones de la corriente mediante un comparador.

Otro método es el propuesto por Gerlach [96], en este método se obtiene el espectro de la corriente y la tensión mediante la FFT. Dichos espectros son comparados y se decide que la frecuencia *ripple* corresponde con la componente frecuencial que está presente en el espectro de la corriente y que no está en el espectro de la tensión.

#### 4.2.4 Situaciones especiales en la detección

Todo lo comentado hasta el momento se corresponde con situaciones normales de funcionamiento del motor DC. A continuación se expondrán tres situaciones especiales de funcionamiento: encendido del motor DC, apagado del motor DC y cuando es alimentado mediante PWM. Hay que resaltar que estas situaciones especiales en ocasiones son ignoradas por algunos autores debido a que el método propuesto, y el esquema para la medida de la corriente es inmune, o al menos, es inmune en parte.

#### 4.2.4.1 Encendido del motor DC

Esta situación se corresponde cuando el motor DC comienza a ser alimentado y este empieza a girar. Esta situación especial no suele ser problemática por lo general. Aun así, algunos autores como Otte [97] han realizado una discusión sobre esta situación. Este autor concluye que con el método que él ha realizado las pruebas no se puede detectar correctamente todas las ondulaciones producidas durante la fase de encendido del motor DC y propone que el número de ondulaciones producida en la corriente se puede estimar de forma simple con la ecuación según:

$$P_{start} = \frac{t_{start} \cdot K}{T_{ref}} \quad (4.7)$$

Donde  $P_{start}$  son el número de ondulaciones producidas durante el encendido del motor DC,  $t_{start}$  es el tiempo que dura el encendido,  $T_{ref}$  es el tiempo de referencia de las ondulaciones y  $K$  es una constante característica de cada motor DC.

Hay que resaltar que la mayoría de autores no hacen mención de esta situación en sus trabajos.

#### 4.2.4.2 Apagado del motor DC

La situación especial de apagado del motor DC es más crítica que la vista con anterioridad. Ello es debido, en la mayoría de las ocasiones, a que durante el apagado los terminales del motor DC quedan en circuito abierto y no circula a través de él ninguna corriente, por lo que no es posible detectar ningún tipo de ondulación en la corriente. Una primera solución es la propuesta por Sasaya [64] que indica que para poder seguir detectando las ondulaciones el motor DC se debe alimentar con una pequeña tensión inversa o cortocircuitando sus terminales. Así se conseguirá seguir detectando la corriente. Otra solución es la propuesta por Otte [97], solución similar a la que propuso para el encendido. La solución consiste en estimar el número de ondulaciones producidas durante el apagado del motor DC. Esta estimación la realiza con la siguiente expresión

$$P_{stop} = \frac{t_{stop} \cdot K}{T_{ref}} \quad (4.8)$$

Una estimación más compleja del número de ondulaciones producidas en la corriente del motor, es la realizada por Lutter *et al.* [98]. En esta estimación se tienen en cuenta características físicas del motor DC. En el método propuesto por Moller [89] se propone que el motor DC en la etapa de frenado los terminales deben ser cortocircuitados. Además propone un algoritmo para una detección más eficaz.

Finalmente otros autores proponen colocar de forma especial el sensor de corriente con el fin de seguir detectando la corriente del motor DC. En la mayoría de ocasiones se propone cortocircuitar sus terminales en la fase de frenado. Estas soluciones se han visto en el apartado 4.2.2 Tipos de sensores.

#### 4.2.4.3 Alimentación PWM

Los motores DC normalmente son contralados mediante puentes en H o sistemas derivados de éste. Estos sistemas por lo general son utilizados como convertidores de tensión

continua-continua. Una situación típica suele ser que en la entrada del puente se tenga una tensión elevada y después del puente, la que llega al motor, sea más baja. Esta tensión a la salida es pulsada cuyo valor medio es el que alimenta al motor DC. Esta señal pulsada introduce componentes espectrales en la corriente del motor DC, lo que hace más complicado la detección de las ondulaciones producidas. Tanto el método propuesto por Micke *et al.* [34] como el propuesto por Mourad *et al.* [84], dejan el motor DC sin PWM durante un tiempo con el fin de detectar durante este tiempo más fácilmente las ondulaciones y luego la velocidad. La desventaja de esta propuesta radica en que sólo se puede medir con ella la velocidad del motor y no la posición. Esto es debido a que sólo se detectan las ondulaciones durante un pequeño periodo de tiempo.

La mayoría de los autores eligen de forma cuidadosa la frecuencia de la señal del PWM para que no coincida con la frecuencia de la componente *ripple* y posteriormente la elimina con un filtro paso bajo cuya frecuencia de corte es inferior a la frecuencia de la componente PWM. De esta forma tras el filtro sólo se tiene la componente *ripple*.

### 4.3 Técnicas basadas en la combinación de la componente *ripple* y el modelo dinámico

Las técnicas basadas en la combinación de la componente *ripple* y el modelo dinámico son técnica que combinan ambas técnicas, las basadas en la componente *ripple* y las basadas en el modelo dinámico. Esta combinación se realiza con el fin de suplir las deficiencias que posee cada una de las técnicas por separado. El principal problema de las técnicas basadas en el modelo dinámico reside en que los parámetros utilizados en el modelo del motor son del tipo eléctrico y mecánico. Dichos parámetros tienen el inconveniente que son dependientes de las condiciones de funcionamiento del motor y según se modifican éstas, varían los valores de los parámetros. El problema de las técnicas basadas en la componente *ripple* reside en el problema de la detección de las ondulaciones presentes en la corriente como consecuencia del ruido. El ruido provoca la aparición de falsas ondulaciones y ondulaciones fantasmas que dificulta la detección de las ondulaciones reales.

Este tipo de técnicas por lo general tienen como base una de las técnicas y utiliza la otra técnica con el fin de corregir la deficiencias de la primera. Cuando la técnica base es el modelo dinámico, se realizan correcciones sobre el modelo dinámico. En ellas lo que se hace es utilizar una técnica basada en el modelo dinámico para la detección de la velocidad y con la componente *ripple* se utiliza para estimar de forma dinámica los parámetros del motor. Un ejemplo de este tipo es el método propuesto por Brooks [37]. En este caso utiliza la ecuación simplificada del motor DC para la detección de la velocidad y mediante una técnica basada en la componente *ripple* detecta si la frecuencia *ripple* de la corriente tiene un valor determinado. Si es así quiere decir que el motor DC está girando a una determinada velocidad y calcula el valor adecuado de la resistencia del motor DC. En este método el método *ripple* implementado está optimizado para detectar una única y determinada frecuencia *ripple* en la corriente. Cuando se detecta esta frecuencia se recalculan los parámetros.

Cuando la técnica base es la componente *ripple*, se realizan correcciones sobre la componente *ripple*. En ella se tiene un método basado en la componente *ripple*, y sobre él, se realizan diferentes correcciones con la estimación inicial de la velocidad mediante el modelo dinámico. Ejemplo de estas técnicas está el método de Kessler *et al.* [36] cuyo esquema se muestra en la Figura 4.15. El método consta del *Ripple Detector* que se encarga de detectar las

ondulaciones producidas en la corriente, el *Motor State Model* que realiza una estimación inicial de la velocidad. El *Evaluation Unit* recibe en que instantes se producen las ondulaciones y una estimación inicial de la velocidad con la que obtiene una estimación del tiempo que debe pasar entre pulsos. El *Evaluation Unit* realiza la corrección de las ondulaciones. Si se detectan dos ondulaciones consecutivas y su distancia temporal es mucho menor que la estimada se descarta la segunda ondulación. En contra si la distancia temporal entre dos ondulaciones consecutivas es mucho mayor que la distancia estimada se añade una ondulación extra entre medias de estas ondulaciones. Si la distancia entre ondulaciones consecutivas es próxima a la estimada no se realiza ninguna corrección.

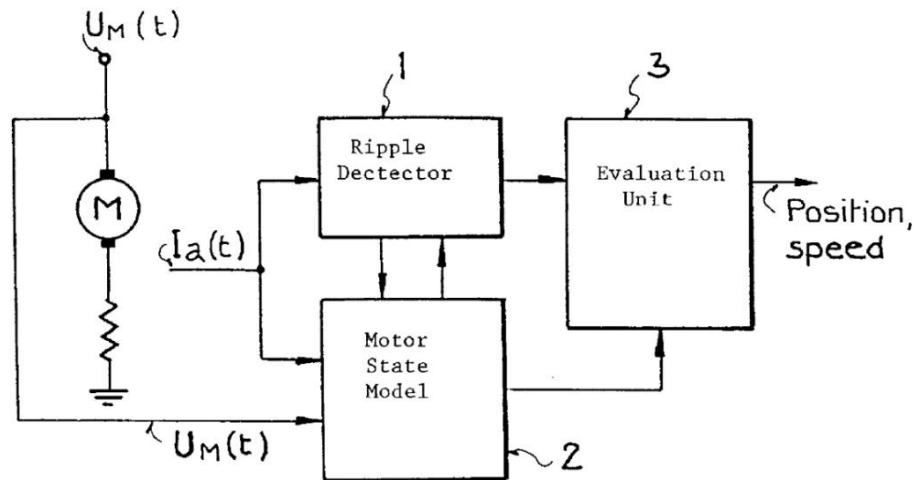


Figura 4.15: Método propuesto por Kessler et al. [36].

El método propuesto por Lutter *et al.* [38], cuyo esquema se muestra en la Figura 4.16, es similar al anterior pero en este caso lo que hace es estimar la distancia entre ondulaciones y la compara con la distancia real entre ondulaciones. Si la distancia real es mucho menor que la estimada divide el número de ondulaciones por dos y si es mucho mayor multiplica el número de ondulaciones por dos.

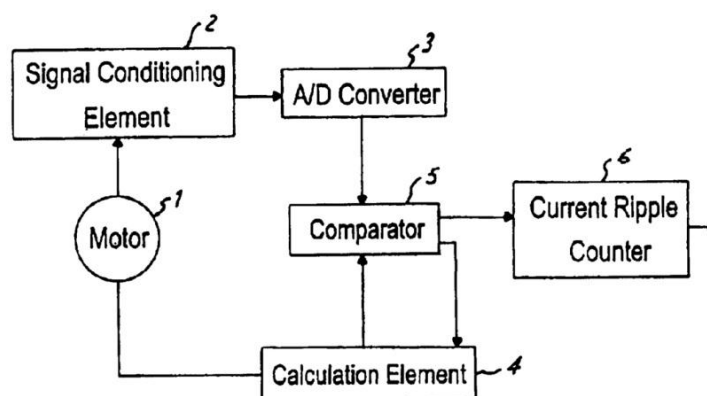


Figura 4.16: Método propuesto por Lutter et al. [38].

El método propuesto por Roussel [99], cuyo esquema se muestra en la Figura 4.17, se basa en un PLL para la extracción de la componente *ripple* de la corriente. El PLL se engancha a la frecuencia próxima a la frecuencia *ripple* estimada mediante el modelo dinámico del motor DC simplificado.

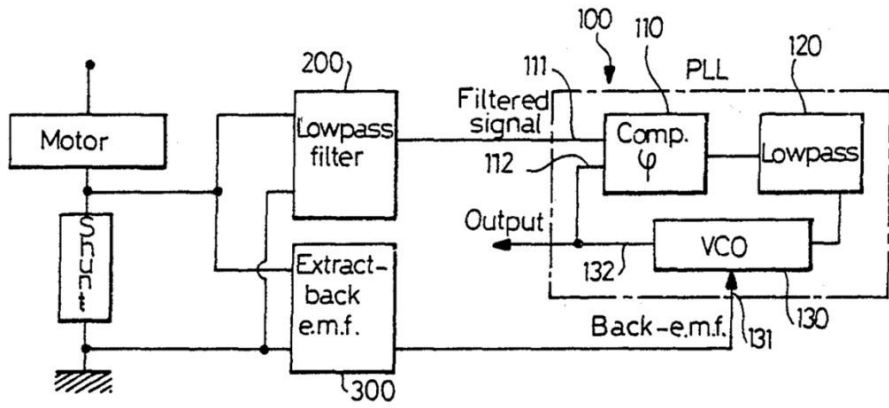


Figura 4.17: Método propuesto por Roussel [99].

El método propuesto por Consoli *et al.* [21] es similar al propuesto por Kessler *et al.* [36]. El esquema del método se muestra en la Figura 4.18.

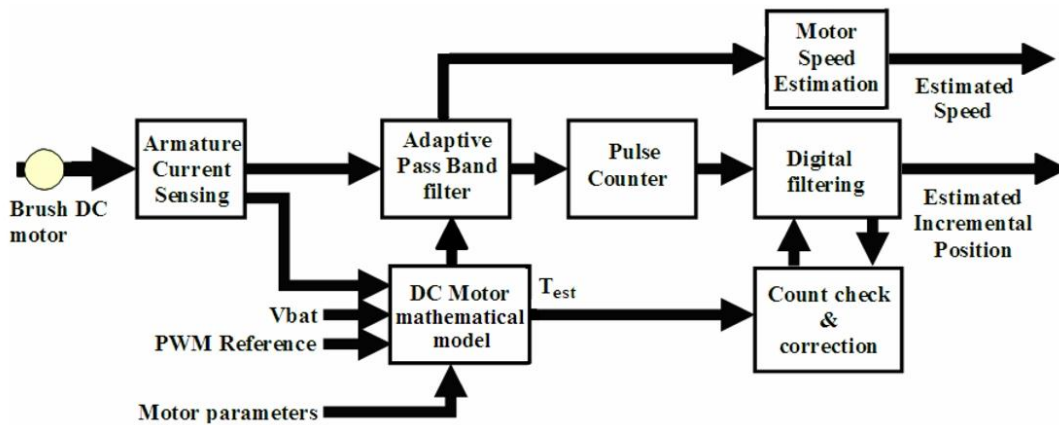


Figura 4.18: Método propuesto por Consoli et at. [21].



## Capítulo 5: Métodos propuestos para la detección de la velocidad y posición

Las técnicas *sensorless* buscan eliminar el uso de elementos mecánicos acoplados al motor DC. La eliminación de estos elementos genera una serie de ventajas que hacen al campo de las tecnologías *sensorless* de gran interés dentro de la comunidad científica. En la tecnología *sensorless* no todo son ventajas, y de ahí, que todavía no se haya alcanzado una solución definitiva. En este trabajo se pretende contribuir en el campo de la tecnología *sensorless* aplicada a la detección de velocidad y/o posición en motores DC midiendo únicamente la corriente del motor. Los objetivos para el trabajo son tres: minimización del efecto del ruido, minimización del coste computacional y aplicabilidad a motores DC de alta potencia. Estos tres objetivos son amplios y no es posible aplicarlos sobre un mismo método diseñado debido a que la problemática de cada objetivo es diferente. Es por ello, que cada objetivo es tratado por separado dando lugar a un método propuesto diferente. En los siguientes subapartados se expondrá los tres métodos propuestos para cumplir por separado con cada uno de los objetivos.

### 5.1 Método propuesto 1

El Método propuesto 1 pretende cumplir con el Objetivo 1. El Objetivo 1 dice que el método propuesto debe ser capaz de la estimación *sensorless* de la velocidad y la posición en motores DC de baja potencia basándose en la tecnología *sensorless* basada en la componente *ripple* de la corriente minimizando el efecto del ruido. Para la estimación de la velocidad y posición simultáneamente basándose en la componente *ripple* es necesario que el método propuesto sea capaz de detectar las ondulaciones de la componente *ripple*. Cuando se detectan las ondulaciones de la componente *ripple* de la corriente, el ruido se traduce en la aparición de ondulaciones fantasmas y falsas ondulaciones en la corriente. Para minimizar el efecto del ruido en esta ocasión, es necesaria la detección tanto de las ondulaciones presentes en la corriente como de las ondulaciones fantasmas y las falsas ondulaciones. Tomando en estos últimos casos las acciones necesarias de forma que se descarten las falsas ondulaciones y se incluyan las ondulaciones fantasmas. Un ejemplo de la corriente del motor DC donde se observa la componente *ripple* rodeada de ruido se muestra en la Figura 5.1.

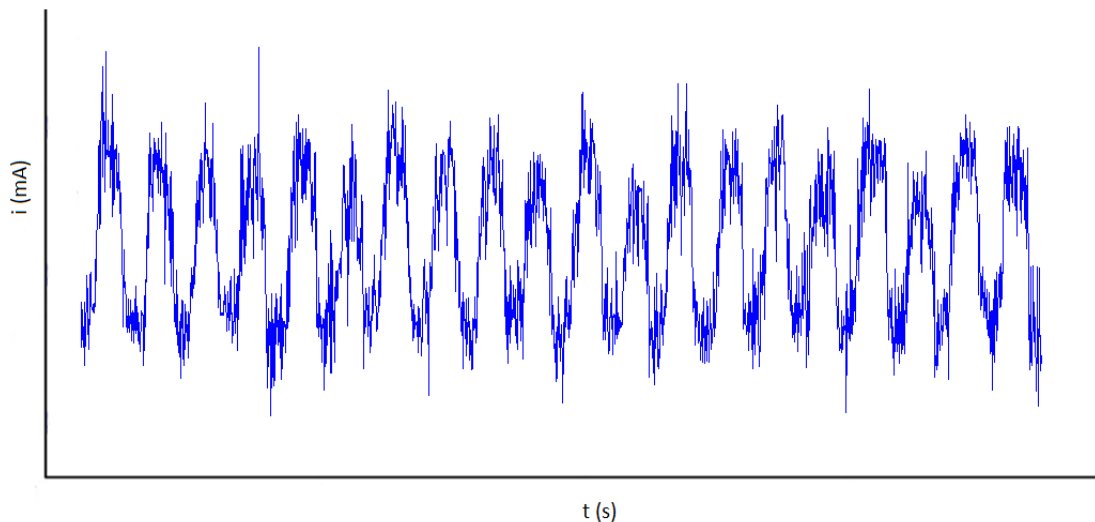


Figura 5.1: Corriente real de un motor DC.

Para cumplir con el objetivo se ha decidido recurrir a un sistema de reconocimiento de patrones para la detección de las ondulaciones. El sistema de reconocimiento de patrones será diseñado para que detecte las ondulaciones regulares, descarte las falsas ondulaciones y detecte las ondulaciones fantasmas. El sistema de reconocimiento de patrones tiene una serie de etapas entre las que se incluye la obtención de las características y la clasificación [100, 101]. En la obtención de las características en esta ocasión se partirá de la corriente sobre la que se medirán diferentes características o propiedades que puedan indicar la presencia de una ondulación. El clasificador tendrá como entrada estas características obtenidas y decidirá si en el instante actual hay o no una ondulación en la corriente. Para el clasificador se ha decidido utilizar una máquina de aprendizaje automático donde aprenderá a decidir si hay o no una ondulación a través del aprendizaje mediante ejemplos [102]. La máquina de aprendizaje automático que se utilizará será *Support Vector Machine* (SVM). Se ha elegido este tipo de máquina de aprendizaje automático debido a su capacidad de generalización, a que se ve afectada en menor medida por la maldición de la dimensionalidad y a no padecer el problema de sobreentrenamiento [100, 103, 104]. Tras un entranamiento adecuado del clasificador SVM el sistema será capaz de detectar las ondulaciones, descartar las falsas ondulaciones y detectar las ondulaciones fantasmas.

Un punto necesario de partida es establecer el instante de identificación de las ondulaciones y que será el instante en el que el sistema decida si se ha producido una ondulación. Algunos autores han establecido este instante el dado cuando la componente *ripple* de la corriente cruza por su valor medio [83]. En el método aquí propuesto se ha decidido que el instante de identificación de la ondulación sea aquel en el que el valor de la corriente alcanza su valor máximo.

### 5.1.1 Algoritmo del método

El método ha sido diseñado para estimar el valor de la velocidad y la posición de un motor DC mediante las técnicas *sensorless* basadas en la componente *ripple* a partir de las muestras digitalizadas de la corriente. Es por ello que para la descripción del método se supone que la corriente ha sido previamente digitalizada por un convertidor analógico/digital.

El método diseñado está basado en las técnicas de reconocimiento de patrones utilizando como clasificador la máquina de aprendizaje automático *Support Vector Machines*. Un esquema

muy general del método se muestra en la Figura 5.2. El esquema mostrado coincide con el esquema típico de un sistema basado en el reconocimiento de patrones. El bloque Capturador es el encargado de obtener las muestras digitales de la corriente. El bloque de Preprocesado se encarga de eliminar la información no relevante de la corriente y la obtención de las características que serán luego utilizadas para la detección de las ondulaciones. El Detector de Ondulación es el encargado de decidir a partir de las características obtenidas de la corriente si el instante actual pertenece o no al instante de identificación de la ondulación. Este bloque es lo que se conoce en sistema de reconocimiento de patrones como clasificador. Finalmente con la información de los instantes en los que se ha producido una ondulación, se calcular la velocidad angular y la posición angular del eje del motor. De esto se encargan respectivamente los bloques Detector de Velocidad y Detector de Posición.

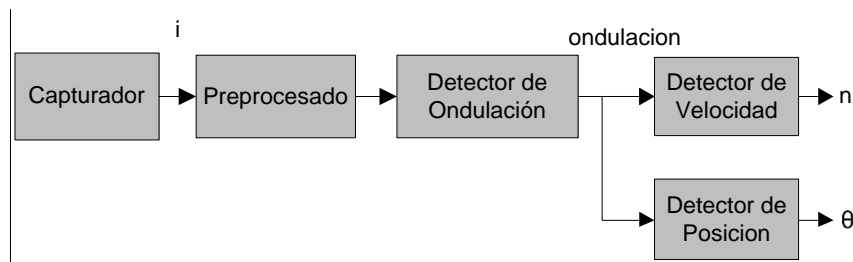


Figura 5.2: Esquema general del Método propuesto 1 para la detección de la velocidad y la posición.

El esquema anterior muestra la idea general de lo que se pretende con el Método propuesto 1. Se puede decir que este esquema es muy general y que coincide con la mayor parte de sistemas de detección de velocidad y posición existentes actualmente. Un esquema más detallado y que muestra todos los bloques de los que consta el método diseñado es el que se muestra en la Figura 5.3. En este diagrama de bloques detallado se ha suprimido el bloque Capturador de la Figura 5.2, que era el encargado de obtener las muestras digitales de la corriente. Aunque en el nuevo diagrama de bloque no aparece dicho bloque por motivos de simplicidad, se asume que sigue estando presente. En el diagrama de bloques se muestra tanto sus entradas y salidas como los parámetros de configuración de los mismos. Las entradas y salidas de los bloques van en sentido horizontal, mientras que los parámetros de configuración se introducen de forma perpendicular a los bloques.

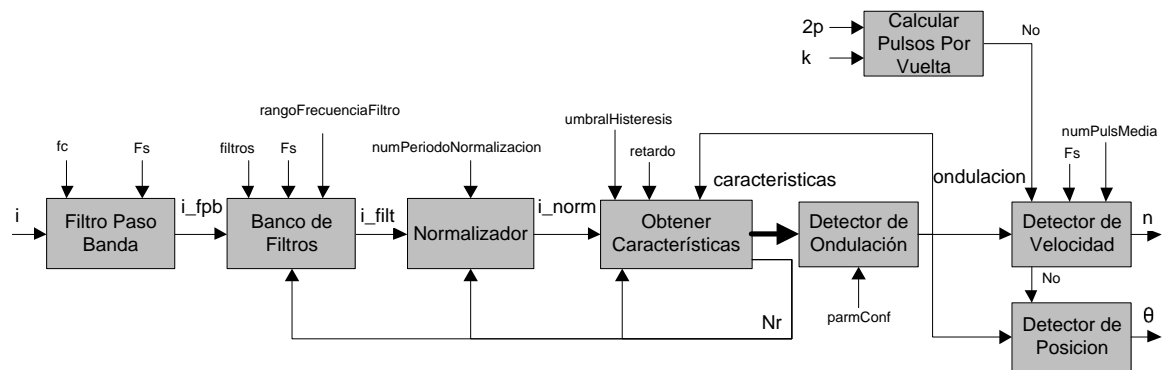


Figura 5.3: Diagrama de bloques del método diseñado para la detección de velocidad y posición en motores DC.

El sistema diseñado (ver Figura 5.3) se componen de nueve bloques que son: Capturador (no mostrado en Figura 5.3), Filtro Paso Banda, Banco de Filtros, Normalizador, Obtener Características, Detector de Ondulación, Detector de Velocidad, Detector de Posición y Calcular Pulsos por Vuelta. El Capturador se encarga de obtener las muestras digitales de la

corriente, el Filtro Paso Banda se encarga de eliminar todas las componente frecuenciales donde no se puede encontrar la componente *ripple* de la corriente, el Banco de Filtros se encarga de seleccionar el filtro más adecuado en cada momento para filtrar la corriente de forma que elimine todo el ruido posible que no ha sido eliminado con el filtro anterior, es decir, elimine las componentes frecuenciales del ruido que están dentro de la banda de posibles frecuencias *ripples*. La característica utilizada para seleccionar un filtro u otro es la frecuencia *ripple*. El bloque Normalizador se encarga de eliminar la posible componente continua que pueda quedar tras el filtrado y de llevar la variación de la corriente entre  $\pm 1$  de forma que facilite la tarea al siguiente bloque. El bloque Obtener Características se encarga de obtener las características más representativas de la corriente para la identificación de la ondulación. Para un funcionamiento más robusto del sistema el bloque Obtener Características necesita saber si en la iteración anterior se detectó o no una ondulación. Debido a ellos es capaz de detectar el periodo discreto,  $N_r$ , o lo que es lo mismo, la frecuencia discreta de la componente *ripple* de la corriente. El bloque Detector de Ondulación con las características extraídas de la corriente decide en cada instante de tiempo si se ha producido o no una ondulación en el instante actual. Por último, los bloques Detector de Velocidad y Detector de Posición se encargan respectivamente de detectar la velocidad y la posición angular del motor DC a partir de las ondulaciones detectadas.

A continuación se detalla la implementación y función de cada uno de los bloques que compone el sistema propuesto.

#### 5.1.1.1 Capturador

Este bloque se encarga de la obtención de las muestras discretas de la corriente. El bloque está compuesto por elementos hardware y software. En la propuesta del método no se propone ninguna implementación concreta para este bloque debido a que su implementación vendrá impuesta en parte por el sistema hardware que se encuentre disponible. En cualquier caso, su implementación no afectará a la precisión del método siempre y cuando durante la digitalización se utilice una resolución lo suficiente alta.

Los elementos que si que debe tener el bloque para poder digitalizar la corriente son los típicos de sistemas similares: un sensor de corriente, que puede ser un sensor tipo shunt, un amplificador de instrumentación, un filtro antialiasing y un convertidor analógico/digital.

#### 5.1.1.2 Filtro Paso Banda

La misión del bloque Filtro Paso Banda es eliminar todo el ruido presente en la corriente del motor DC que esté fuera de la banda de las posibles frecuencias *ripples*. Es por ello, que este bloque está formado por un filtro paso banda cuya frecuencia de corte inferior es inferior pero muy próxima a la frecuencia *ripple* mínima que se puede obtener y la frecuencia de corte superior es mayor pero próxima a la frecuencia *ripple* máxima. Estas frecuencias *ripple* máxima y mínima están relacionadas respectivamente con la velocidad máxima y mínima del motor DC. El parámetro del filtro que indica las frecuencias de corte es  $f_c$ . El otro parámetro que aparece en el diagrama de bloques es  $F_s$  que es la frecuencia de muestreo del sistema y se utiliza como consecuencia de que este filtro está implementado mediante software, y por tanto se trata de un filtro discreto.

En la práctica este filtro es complementado con el filtro antialiasing que se encuentra en la etapa previa de la conversión analógico/digital. Pudiendo en ocasiones aparecer solamente el filtro antialiasing.

### 5.1.1.3 Banco de Filtros

El objetivo del bloque Banco de Filtros es eliminar todo el ruido posible presente en la corriente del motor DC que esté dentro de la banda de posibles frecuencias *ripples*. La eliminación del ruido fuera de esta banda se encarga el bloque previo, que es el bloque Filtro Paso Banda. De esta forma la componente frecuencial principal que estará presente a la salida de este filtro es la componente frecuencial correspondiente a la componente *ripple* de la corriente, que es la señal de interés.

Este bloque Banco de Filtros es opcional, y sólo estará presente si hay ruido apreciable dentro de la banda donde se pueden encontrar las posibles frecuencias *ripples*. El ruido puede ser externo o interno al propio motor DC, es decir, la fuente del ruido puede ser o no el propio motor DC.

Debido a que la frecuencia *ripple*, que es la frecuencia de interés, varía acorde varía la velocidad del motor y que ésta puede estar en cualquier posición de la banda de posibles frecuencias *ripples*, se deduce, que para eliminar el ruido dentro de esta banda no se puede utilizar un filtro con ancho de banda y frecuencia central fijas. Pues, se está intentando eliminar el ruido dentro de la banda donde se encuentra la frecuencia *ripple*. En este bloque se hace la siguiente aproximación, el valor de la frecuencia *ripple* está próxima al valor previo de la frecuencia *ripple* o frecuencia *ripple* detectada en la iteración anterior. De esta forma, para eliminar dicho ruido se puede utilizar un filtro paso banda adaptativo cuya frecuencia central coincide con la frecuencia *ripple* previa o detectada en la iteración anterior. La desventaja de utilizar un filtro adaptativo es que éste tiene un elevado coste computacional. Para evitar esto, se ha sustituido el filtro adaptativo por un banco de filtros donde se utilizará un filtro u otro según el valor de la frecuencia *ripple* actual. En la mayoría de las situaciones se consigue un resultado similar con el banco de filtro que con un filtro adaptativo si se eligen de forma adecuada los filtros del banco.

El esquema del bloque Banco de Filtros es el que se muestra en la Figura 5.4. En dicho esquema se muestran tres partes: Banco de Filtros, Multiplexor y Selector Filtro. El bloque Banco de Filtros contiene los distintos filtros, el bloque Multiplexor es el encargado de seleccionar un filtro u otro y el Selector Filtro es el encargado de decidir que filtro debe seleccionar el Multiplexor. A continuación se detalla cada uno de ellos.

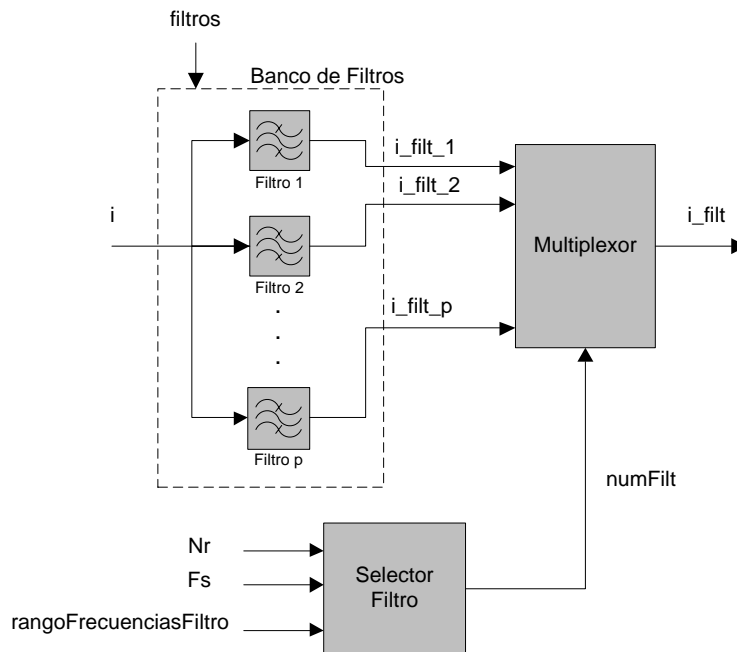


Figura 5.4: Esquema del Banco de Filtros.

### 5.1.1.3.1 Banco de Filtros

El Banco de Filtros está compuesto por distintos filtros paso banda cuyas especificaciones vienen dadas por el parámetro *filtros*. Este parámetro indica cuantos filtros hay y cuales son sus frecuencias de corte, lo que indica la banda de paso de cada uno de ellos. Además, cada filtro tiene asociado en el parámetro *rangoFrecuenciasFiltro* un rango de frecuencias que indican cuando usar el filtro. Es decir, si la frecuencia *ripple* esta en ese rango se utilizará ese filtro.

Una condición que deben cumplir todos los filtros pertenecientes al Banco de Filtros para que no introduzcan ruido extra, es que deben tener todos ellos el mismo retardo y el retardo debe ser constante. Esto se consigue si dichos filtros son filtros de fase lineal como son los filtros FIR y el orden de todos ellos coincide. Por tanto, si todos los filtros son filtros tipo FIR, y además tienen el mismo orden, se consigue que el retardo sea constante y que coincida en todos los filtros.

En la Tabla 5.1 se muestra unos posibles valores para los parámetros *filtros* y *rangoFrecuenciasFiltro*. Estos valores son a modo de ejemplo y dependiendo del motor DC utilizado y su entorno de funcionamiento deberán ser modificados. Si el ruido presente en la corriente del motor fuese demasiado elevado se podrían incluir un mayor número de filtros y hacer menor tanto su banda de paso como su rango de frecuencias de funcionamiento.

Nº Filtro	Banda de paso (Filtro)	Frecuencias <i>ripples</i> del filtro ( <i>rangoFrecuenciasFiltro</i> )
1	0.1-150 Hz	0-100 Hz
2	50-500 Hz	100-300 Hz
3	150-1200 Hz	300-500 Hz
4	300-1200 Hz	500-700 Hz
5	500-1300 Hz.	700-1000 Hz
6	700-2400 Hz	1000-2500Hz

Tabla 5.1: Posibles valores de los parámetros *filtros* y *rangoFrecuenciasFiltro*.

### 5.1.1.3.2 Multiplexor

El Multiplexor es el encargado de seleccionar un filtro u otro según el valor de la variable *numFilt*. De esta forma si *numFilt* = 1 se colocará en la salida *i\_filt\_1*, si *numFilt* = 2, se colocará *i\_filt\_2*, y así sucesivamente.

### 5.1.1.3.3 Selector Filtro

El Selector Filtro es el encargado de calcular que filtro se debe seleccionar en función de la última frecuencia *ripple* detectada y el rango de frecuencias para el que ha sido diseñado cada filtro. El bloque no recibe como entrada la frecuencia *ripple*, sino que recibe el valor del periodo discreto,  $N_r$ , es decir, cada cuanta muestra discreta se repite la componente *ripple*. Para obtener la frecuencia *ripple*,  $f_r$ , se utiliza la siguiente expresión:

$$f_r = \frac{F_s}{N_r} \quad (5.1)$$

Una vez calculado la frecuencia *ripple* se calcula la salida *numFilt* de forma que valdrá 1 si  $f_r$  está en el rango del filtro 1, 2 si está en el rango del filtro 2, 3 si está en el rango del filtro 3, etc. Dichos rango de frecuencia de los filtros viene dados por el parámetro *rangoFrecuenciasFiltro* (ver Tabla 5.1).

### 5.1.1.4 Bloque Normalizador

El bloque Normalizador se encarga de normalizar la corriente, o lo que es lo mismo, hacer que ésta varíe entre dos valores determinados. Esta normalización de la corriente se realiza para facilitar el trabajo del siguiente bloque, el bloque Obtener Características. El valor de la corriente, tanto su componente DC como la amplitud de la componente *ripple*, son variables y dependen de factores externos como son la carga y la velocidad del motor DC. Al hacer pasar la corriente por el bloque normalizador se elimina esta dependencia y se consigue que la corriente varíe siempre entre dos valores fijos. El Normalizador también elimina la posible componente continua que pudiese quedar tras el filtrado.

El rango de variación elegido para la corriente tras su normalización es de  $\pm 1$ . La normalización elegida no ha sido la normalización de la amplitud de la corriente sino que se ha elegido normalizar su varianza con el fin de hacer más robusto el sistema a la presencia de señales espurias e impulsivas. El esquema de este bloque se muestra en la Figura 5.5. En primer

lugar se elimina la componente continua mediante el bloque Valor Medio y el bloque Restador. El bloque Valor Medio calcula el valor medio o componente continua de la corriente y el Restador resta este valor a la corriente. En segundo lugar se normaliza la varianza de la corriente. Para ellos se calcula su valor RMS y se divide el valor de la corriente por dicho valor RMS, con lo que la varianza de la corriente queda normalizada a  $\pm 1$ . Tanto en el bloque Valor Medio como Valor RMS hay un parámetro de configuración  $N$  que indica sobre cuantas muestras discretas se hacen los cálculos. Del cálculo de este parámetro se encarga el bloque Calcular Numero Elementos Promediado que lo calcula en función del número de periodos sobre el que se hace el cálculo. A continuación se detalla la implementación de cada bloque.

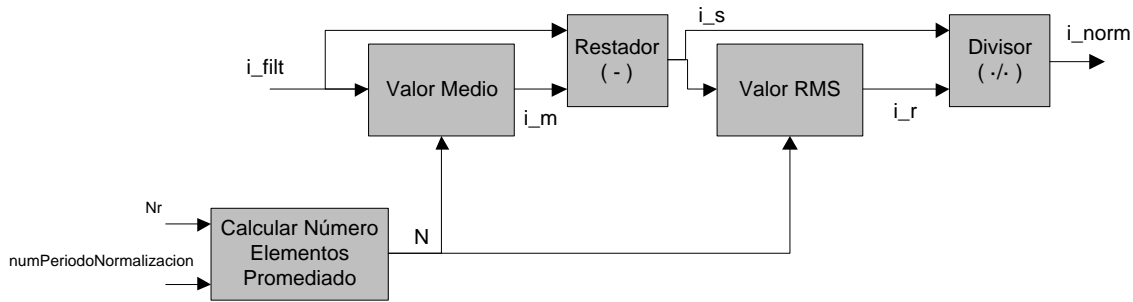


Figura 5.5: Esquema del Normalizador.

#### 5.1.1.4.1 Valor Medio

Este bloque se encarga de calcular el valor medio de la corriente en un intervalo de  $N$  muestras discretas. Para el cálculo de dicho valor medio se utiliza la siguiente expresión:

$$i_m[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} i_{filt}[n - k] \quad (5.2)$$

Donde  $i_m$  es el valor medio de la corriente,  $i_{filt}$  es la corriente que se desea normalizar,  $N$  es el número de muestras discretas a utilizar en el cálculo del valor medio y  $n$  es el instante discreto actual.

Este bloque también puede ser implementado mediante un filtro paso bajo con resultados muy parecidos.

#### 5.1.1.4.2 Restador

Este bloque se encarga únicamente de realizar la resta de las dos señales que tiene a la entrada. De esta forma la salida valdrá:

$$i_s[n] = i_{filt}[n] - i_m[n] \quad (5.3)$$

#### 5.1.1.4.3 Divisor

El Divisor se encarga de realizar la normalización de la varianza de la corriente a  $\pm 1$ . Lo que implica que la desviación estándar debe ser también de  $\pm 1$ . Con esta idea, se divide la corriente sin su valor medio por la desviación estándar o valor RMS calculado en el bloque anterior. De esta forma el divisor realiza el siguiente cálculo:



$$i_{norm}[n] = \frac{i_s[n]}{i_r[n]} \quad (5.4)$$

#### 5.1.1.4.4 Valor RMS

Este bloque se encarga de calcular el valor RMS de la corriente. Debido a que en este punto la señal de la corriente está discretizada, el valor RMS es equivalente al valor de la desviación típica de una señal discreta. De esta forma el valor RMS se puede calcular de la siguiente forma:

$$i_r[n] = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^N (i_{filt}[n-k] - i_m[n])^2} \approx \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^N (i_s[n-k])^2} \quad (5.5)$$

En dicha expresión se ha supuesto que el valor medio de la señal calculado según **¡Error! o se encuentra el origen de la referencia.** se mantiene aproximadamente constante en todo el intervalo de las últimas  $N$  muestras discretas. Esto es una aproximación debido a que el valor  $i_s$  es calculado en cada iteración.

#### 5.1.1.4.5 Calcular Numero Elementos Promedio ( $N$ )

En los bloques Valor Medio y Valor RMS aparece el parámetro  $N$  que es el número de muestras discretas sobre las que se calculará el valor medio y el valor RMS respectivamente. Este valor se puede ajustar como un valor fijo del sistema o como un valor variable. Si se elige un valor fijo de dicho parámetro se corre el riesgo de que si se elige un valor pequeño puede que para frecuencias *ripple* pequeñas, o periodo discreto elevados,  $N$  no cubra un periodo completo de la señal *ripple* con lo que no se realizará una buena estimación de la media y el valor RMS. Por el contrario, si se elige un  $N$  demasiado alto se reduce la respuesta del sistema completo ante transitorios, es decir, cuando se producen variaciones en la velocidad del motor DC. Debido a que la frecuencia *ripple* es variable, es difícil ajustar  $N$  a un valor fijo, y por ello, se recurre a un valor adaptativo.

El valor adaptativo de  $N$  se calcula en función del periodo discreto de la componente *ripple* y del número de periodos que se quieren utilizar. De esta forma  $N$  se puede calcular de la siguiente manera:

$$N = numPeriodoNormalizacion \cdot N_r \quad (5.6)$$

Donde  $N_r$  es el número de muestras discretas que componen el periodo de la señal *ripple*, y *numPeriodoNormalizacion* es el número de periodos de la señal *ripple* que se desean utilizar para el cálculo del valor medio y del valor RMS.

#### 5.1.1.5 Bloque Obtener Características

El bloque Obtener Características se encarga de obtener una serie de características de la corriente del motor DC filtrada y normalizada. Estas características serán utilizadas por el bloque posterior, el Detector de Ondulación, para decidir si en el instante actual se ha producido o no a una ondulación en la corriente. Las características elegidas tienen en cuenta que el punto de la señal *ripple* que se desea detectar como ondulación es el punto que corresponde al

máximo. A continuación se indican las características elegidas, su importancia y su expresión matemática para realizar su cálculo.

En primer lugar y por simplicidad, se hará un cambio de variable en la corriente de acuerdo a la siguiente expresión:

$$x[n] = i_{norm}[n + \text{retardo}] \quad (5.7)$$

Este cambio de variable implementa un retardo fijo de valor *retardo* en la corriente. Este retardo se hace para que sea posible la obtención de alguna de las características. El valor del parámetro *retardo* es fijo durante toda la ejecución para que no sea añadido ruido extra.

### 5.1.1.5.1 Cambio pendiente

Esta característica indica la variación de la pendiente de la señal en un instante de tiempo. En este caso de la corriente filtrada y normalizada. La ecuación que da una estimación de este parámetro es la siguiente:

$$p = \frac{\sum_{k=1}^M (x[n] - x[n - k]) + \sum_{k=1}^M (x[n] - x[n + k])}{\sum_{k=1}^M |x[n] - x[n - k]| + \sum_{k=1}^M |x[n] - x[n + k]|} = \frac{\sum_{k=-M}^M (x[n] - x[n - k])}{\sum_{k=-M}^M |x[n] - x[n - k]|} \quad (5.8)$$

Donde *p* es el parámetro cambio pendiente y *M* es la mitad de la ventana donde se comprueba si hay cambio de pendiente. En dicha expresión el denominador sirve para normalizar el parámetro para que éste varíe entre  $\pm 1$ . Cuando *p* es máximo, vale 1, quiere decir que en ese instante la señal pasa de tener pendiente positiva a pendiente negativa y por tanto la señal tiene un máximo local. Si vale  $-1$  indica que se está pasando de pendiente negativa a pendiente positiva y la señal presenta en ese instante un mínimo local. Un valor intermedio indica que no hay ni máximo ni mínimo local y por tanto se está en una situación intermedia.

Como se desea detectar los máximos de las ondulaciones, este parámetro será importante cuando tenga un valor igual o muy cercano a +1.

### 5.1.1.5.2 Máximo local

Esta característica indica si el valor del instante actual corresponde a un máximo local o no. La ecuación para calcular esta característica es:

$$m = \frac{\sum_{k=-M}^M \text{mayor}(x[n], x[n - k])}{2M} \quad (5.9)$$

Donde:

$$\text{mayor}(y, z) = \begin{cases} 1 & \text{Si } y > z \\ 0 & \text{resto} \end{cases} \quad (5.10)$$

En este caso el denominador también sirve para normalizar el parámetro para que varíe entre 0 y 1. El valor 0 lo tomará cuando todos los elementos de la ventana de observación, formada por  $2M + 1$  elementos o muestras, sean mayores a la muestra actual. Es decir, la muestra central de la ventana de observación que se corresponde a la muestra del instante actual es menor que el resto de muestras de la ventana. En contra tomará el valor 1 cuando la muestra actual sea mayor a todos los elementos de la ventana de observación.

Éste parámetro da información muy similar al parámetro cambio pendiente,  $p$ , pero en la práctica esta información es ligeramente distinta y utilizando ambos parámetros se tiene un mejor rendimiento del sistema que si se emplea solamente uno de ellos. Esto es debido a que la señal de interés está afectada por ruido, pero al tener implementaciones diferentes en ambos parámetros, el ruido les afecta de forma diferente. De esta forma con la utilización de estos dos parámetros se reduce el efecto del ruido. Sobre todo a bajas velocidades del motor donde el ruido afecta en mayor medida.

### 5.1.1.5.3 Comparador con cero

Esta característica indica si el valor actual de la corriente es positivo o negativo. Teniendo en cuenta que la señal de la corriente ha sido previamente filtrada y normalizada, procesos donde se ha eliminado la componente continua. Respecto al valor de la corriente original,  $i$ , esta característica indica si la corriente de entrada al sistema es mayor o menor que el valor medio o componente de continua de la misma. La ecuación que facilita el valor de esta característica es la siguiente:

$$cmp[n] = \begin{cases} 1 & \text{Si } cmp[n-1] = 1 \text{ y } x[n] > -umbralHisteresis \\ 1 & \text{Si } cmp[n-1] = 0 \text{ y } x[n] > umbralHisteresis \\ 0 & \text{Si } cmp[n-1] = 1 \text{ y } x[n] < -umbralHisteresis \\ 0 & \text{Si } cmp[n-1] = 0 \text{ y } x[n] < umbralHisteresis \end{cases} \quad (5.11)$$

Donde  $cmp$  es la característica comparador con cero. Esta expresión se corresponde con la de un comparador con histéresis donde el umbral de histéresis es  $umbralHisteresis$ .

Esta característica da información extra sobre las características anteriores, de forma que permite eliminar un poco más de ruido. Pues si la señal no es positiva en el instante actual no puede tratarse de un máximo.

### 5.1.1.5.4 Similitud preforma

Este parámetro intenta detectar si se trata o no del máximo de la ondulación realizando una correlación entre la forma de la señal ideal y la señal real. Con esta correlación se obtiene como de similar es la señal de entrada con la señal ideal. La ecuación que da esta característica es la siguiente:

$$s[n] = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} (x[n-k]x_p[k, N_r])}{\sqrt{\sum_{k=0}^{N-1} x^2[n] \sum_{k=0}^{N-1} x_p^2[k, N_r[n-1]]}} \quad (5.12)$$

Donde  $s$  es la característica similitud preforma,  $N_r$  es el periodo discreto de la señal *ripple* o periodo discreto y  $x_p[n, N_r]$  es la forma de la señal ideal. El denominador de la expresión sirve para normalizar el parámetro para que varíen entre  $\pm 1$ . La forma ideal de la señal se considera en este caso por simplicidad que es una señal sinusoidal. Además, como la corriente ha sido previamente filtrada puede que se hayan eliminado armónicos de la señal con lo que esta aproximación será aun más válida. De esta forma la expresión que da la señal ideal, sabiendo que la señal sinusoidal debe tener en el instante actual el máximo, es:

$$x_p[k, N] = \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \quad (5.13)$$

En dicha expresión se ha tomado la amplitud igual a 1 como consecuencia de que al normalizar se establece la variancia de la corriente a  $\pm 1$ .

#### 5.1.1.5.5 Flanco subida

Esta característica indica si se ha detectado o no un flanco de subida desde que se detectó la última ondulación. La ecuación que da esta característica es la siguiente:

$$fS[n] = \overline{ondulacion[n-1]} \cdot (fS[n-1] + \overline{cmp[n]} \cdot \overline{cmp[n-1]}) \quad (5.14)$$

Donde  $fS$  es la característica flanco subida que toma el valor lógico 0 (*false*) si no ha detectado el flanco de subida y el valor lógico 1 (*true*) si lo ha detectado,  $ondulacion[n-1]$  es la variable lógica que indica si en la iteración anterior se detectó o no una ondulación y  $cmp[n]$  es el valor del parámetro comparado con cero. El operador  $\overline{\cdot}$  es el operador negación.

De esta forma la expresión indica que  $fS$  debe valer 0 (*false*) si se detectó una ondulación en la iteración anterior o desde entonces no se ha detectado ningún flanco de subida. En caso contrario vale 1 (*true*).

#### 5.1.1.5.6 Flanco bajada

Esta característica indica si se ha detectado o no un flanco de bajada desde que se detectó la última ondulación. La ecuación que da esta característica es la siguiente:

$$fB[n] = \overline{ondulacion[n-1]} \cdot (fB[n-1] + \overline{cmp[n]} \cdot \overline{cmp[n-1]}) \quad (5.15)$$

Donde  $fB$  es la característica flanco bajada que toma el valor lógico 0 si no ha detectado el flanco de bajada y el valor lógico 1 si lo ha detectado. Los valores  $ondulacion$  y  $cmp$  son al igual que en la característica anterior si se ha detectado una ondulación y el valor de comparador con cero respectivamente.

#### 5.1.1.5.7 Distancia cruce por cero

Esta característica indica la distancia en número de muestras temporales discretas que hay desde el instante actual hasta que se detectó el último flanco de subida. Si desde la última ondulación no se ha detectado ninguna ondulación el valor del parámetro será 0. La expresión que facilita el valor de este parámetro es la siguiente:

$$dCZ[n] = \overline{ondulacion[n-1]} \cdot \left( \frac{fS[n]}{N_r[n-1]} + dCZ[n-1] \right) \quad (5.16)$$

Donde  $dCZ$  es el valor de la característica a calcular,  $fS$  es la característica flanco subida que vale 1 si el flanco ha sido detectado y 0 si no ha sido detectado,  $ondulacion$  indica si se ha producido o no una ondulación y  $N_r$  es el periodo discreto detectado hasta el momento.

Esta característica es la primera de las presentadas que introduce la noción del tiempo en su valor y por tanto en el sistema. Esto se hace porque si se acaba de producir una ondulación recientemente es improbable que se produzca otra ondulación. En este caso, con esta característica se pretende indicar que si no se ha producido el flanco de subida todavía es muy posible que no haya ondulación. De forma similar, si el flanco de subida se ha producido hace mucho tiempo es muy probable que deba haber una ondulación.

#### 5.1.1.5.8 Longitud onda tiempo

Esta característica indica la distancia en número de muestras temporales discretas que hay desde el instante actual hasta que se detectó la última ondulación. La expresión que obtiene el valor de este parámetro es la siguiente:

$$LOT[n] = \overline{ondulacion[n-1]} \cdot \left( \frac{1}{N_r[n-1]} + LOT[n-1] \right) \quad (5.17)$$

Donde  $LOT$  es la característica a determinar. En la expresión se suma el inverso del periodo discreto con el fin de que la característica esté normalizada. Es decir, si la velocidad es contante el periodo discreto será constante y la característica variará sólo entre 0 y 1. Ene este caso tomará el valor 1 en el instante de la nueva ondulación.

Esta característica ayuda a rechazar ondulaciones que están muy próximas y que pueden corresponderse con falsas ondulaciones y a detectar ondulaciones que deberían aparecer pero debido al ruido no pueden ser detectadas, denominadas ondulaciones fantasmas.

#### 5.1.1.5.9 Longitud onda amplitud

Esta característica indica la distancia acumulada recorrida por la señal. La expresión de dicha característica es:

$$LOA[n] = \overline{ondulacion[n-1]} \cdot (|x[n] - x[n-1]| + LOA[n-1]) \quad (5.18)$$

Donde  $LOA$  es la característica a calcular. La normalización de esta característica se consigue implícitamente al pasar la corriente por el bloque Normalizador. Pues al normalizar la varianza de la señal y al tratarse de una señal periódica, sino se tiene en cuenta el ruido, se consigue que esta característica varíe entre los mismos valores.

Al igual que la característica anterior, esta característica ayuda a rechazar falsas ondulaciones y a detectar ondulaciones fantasmas.

#### 5.1.1.5.10 Calculo Parámetro $M$ y *retardo*

En las características cambio pendiente y máximo local aparece el parámetro  $M$  que indica el tamaño de la ventana de observación. Esta ventana tiene  $M$  muestras pasadas, la muestra actual y  $M$  muestras futuras;  $2M + 1$  muestras en total. Debido a que no es posible tener muestras futuras, la señal es retardada un número de muestras indicada por el parámetro *retardo*. De esta forma se consigue obtener de forma artificial las muestras futuras, aunque en realidad no lo son.

Estos dos parámetros  $M$  y *retardo* están relacionado y deben cumplir la siguiente relación:

$$M \leq \textit{retardo} \quad (5.19)$$

Además el parámetro *retardo* debe mantener un valor fijo para no alterar la forma de la corriente y provocar más ruido en el sistema. Por otro lado,  $M$  debe tener un valor inferior a la mitad del periodo discreto:

$$M < \frac{N_r}{2} \quad (5.20)$$

Una limitación práctica del valor  $M$  se da cuando este tiene un valor inferior a 2, en este caso el sistema no es capaz de estimar correctamente los parámetros y el sistema falla.

$$M \geq 2 \quad (5.21)$$

De esta forma se asegura el correcto funcionamiento en la extracción de las características. Al elegir el valor de  $M$  se puede ajustar de forma fija para que se cumpla para todos los posibles casos o que se vaya adaptando de forma dinámica. La opción recomendada y que mejor funciona es en la que se va adaptando de forma dinámica de la siguiente forma:

1. Calcular el valor  $M$  que es proporcional al periodo discreto.

$$M = 0.4 \cdot N_r \quad (5.22)$$

2. Establecer el límite superior.

$$M = \min(M, \text{retardo}) \quad (5.23)$$

3. Establecer el límite inferior.

$$M = \max(M, 2) \quad (5.24)$$

### 5.1.1.6 Detector de Ondulación

El Detector de Ondulación es el bloque encargado de decidir si en el instante actual se ha producido o no una ondulación. Este bloque tiene como entrada las diferentes características obtenidas de la corriente por el bloque Obtener Características. Muchas de estas características son redundantes y proporcionan en el caso ideal la misma información. Pero debido a que la corriente viene acompañada de ruido y que la obtención de cada característica se realiza mediante un algoritmo diferente, el ruido les afecta de forma distinta a cada una de ellas. Es por ellos por lo que se obtienen características redundantes con el fin de poder eliminar de forma eficaz el ruido.

El elemento encargado de fusionar la información que proporcionan todas las características obtenidas y decidir si se ha producido o no una ondulación es el clasificador o lo que en este método se denomina como bloque Detector de Ondulación. Este clasificador se encarga de fusionar de forma inteligente la información de todas las características intentando eliminar el ruido presente a la entrada mediante la información redundante y conseguir detectar las ondulaciones fantasmas y descartar las falsas ondulaciones.

Para introducir las características en el clasificador, lo primero que hay que hacer es agruparlas en un vector con el objetivo de simplificar la notación al utilizar la notación vectorial. El vector que contiene todas las características se denotará por  $\mathbf{x}$ .

El clasificador que se propone en el método es *Support Vector Machine* (SVM). Las máquinas SVM son máquinas de aprendizaje automático que resuelven problemas de clasificación lineales. Cuando el problema es no lineal las máquinas SVM transforman el espacio de entrada en un espacio de mayor dimensión donde el problema puede ser resuelto de

forma lineal. Esto se consigue introduciendo las denominadas funciones *kernel* en SVM. Una de las ventajas de SVM frente a otras máquinas de aprendizaje automático es su capacidad de generalización y que no padece el problema de sobreentrenamiento. Esto último algo deseable, pues como se verá más adelante se utilizará un elevado número de muestras para el entrenamiento. La función de decisión para SVM y para este bloque viene dada por las siguientes expresiones:

$$D(\mathbf{x}) = \begin{cases} +1 & \text{Si } f(\mathbf{x}) \geq 0 \\ -1 & \text{resto} \end{cases} \quad (5.25)$$

$$f(\mathbf{x}) = \sum_{k=1}^S y_i \alpha_i K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}) + b = \sum_{k=1}^S \beta_i K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}) + b \quad (5.26)$$

$$\beta_i = y_i \alpha_i \quad (5.27)$$

Donde  $S$  es el número de vectores soportes,  $y_i$  es la etiqueta de la clase a la que pertenece el vector soporte y puede valer  $+1$  (ondulación detectada) ó  $-1$  (ondulación no detectada),  $\alpha_i$  es el peso del vector soporte en el clasificador,  $\mathbf{x}_i$  es el vector soporte,  $b$  es el offset del clasificador,  $\beta_i$  es el producto del peso del vector soporte por la etiqueta de su clase y  $K(\cdot, \cdot)$  es la función kernel.  $\mathbf{x}$  es el vector de características que se desea clasificar, es decir, es un vector en el cual cada una de las componentes coincide con una de las características extraídas. Por último,  $D(\mathbf{x})$  indicará que se ha detectado una ondulación cuando valga  $+1$  e indicará que no se ha detectado una ondulación cuando valga  $-1$ .

El parámetro del Detector de Ondulación o clasificador es *parmConf*. Este parámetro contiene los siguientes datos para poder realizar la clasificación:  $S$ , el conjunto de  $\beta_i$ ,  $b$  y la función kernel  $K(\cdot, \cdot)$  a utilizar. Estos parámetros son determinados en la fase de entrenamiento del método que será explicada en un subapartado posterior.

### 5.1.1.7 Detector de Velocidad

El Detector de Velocidad se encarga de calcular la velocidad angular del motor a partir de los instantes en los que se ha detectado las ondulaciones. Para el cálculo de la velocidad primero calcula la distancia temporal entre ondulaciones y finalmente calcula la velocidad de acuerdo con el diagrama flujo mostrado en la Figura 5.6.

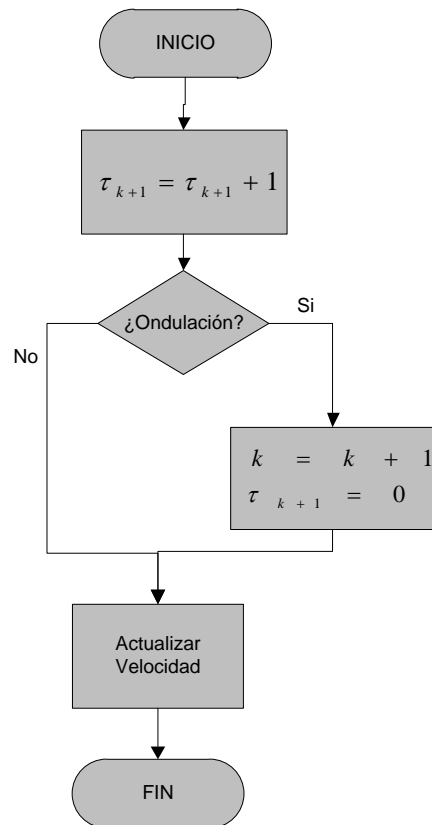


Figura 5.6: Diagrama de flujo del Detector de Velocidad.

En el diagrama de flujo la última ondulación detectada es la  $k$  y la distancia temporal discreta de ésta a la ondulación anterior es  $\tau_k$ . El valor  $\tau_{k+1}$  es el la distancia en número de instantes discretos desde el instante actual hasta la última ondulación detectada. Por ello, cuando se detecta una ondulación este valor pasa a ser la distancia entre la ondulación detectada y la anterior. Cuando se inicia la ejecución del diagrama de flujo, lo primero que se hace es actualizar la distancia temporal a la última ondulación. Luego si se detecta una ondulación se incremente el número de ondulaciones detectadas  $k$  y se inicializa a 0 la distancia a la última ondulación. Finalmente se actualiza la velocidad y se devuelve este valor.

La actualización de la velocidad se realiza de acuerdo a la siguiente expresión:

$$n = \frac{F_s}{\frac{1}{numPulsMedia} \sum_{i=0}^{numPulsMedia-1} \tau_{k-i}} \cdot \frac{60}{N_o} = \frac{F_s \cdot numPulsMedia}{\sum_{i=0}^{numPulsMedia-1} \tau_{k-i}} \cdot \frac{60}{N_o} \quad (5.28)$$

Donde  $n$  es la velocidad angular del motor en rpm,  $F_s$  es la frecuencia de muestreo del sistema,  $N_o$  es el número de ondulaciones que emite el motor en cada vuelta y  $numPulsMedia$  es el número de distancias entre pulsos que se utilizarán para el promediado. Del parámetro  $numPulsMedia$  depende de cómo de ruidoso será o no la velocidad de salida, es decir, como será de variable esta magnitud. Un valor alto de este parámetro dará menos ruido a la salida pero hará que si la velocidad del motor varía esta se muestre a la salida más tarde. Por el contrario, si es pequeño a la salida se tendrá una velocidad más variable pero con la ventaja de que ante una variación real de la velocidad del motor se tendrá una respuesta más rápida a la salida.



### 5.1.1.8 Detector de Posición

El Detector de Posición se encarga de calcular la posición angular  $\theta$  del motor. El funcionamiento de este bloque es acorde al diagrama de flujo mostrado en la Figura 5.7.

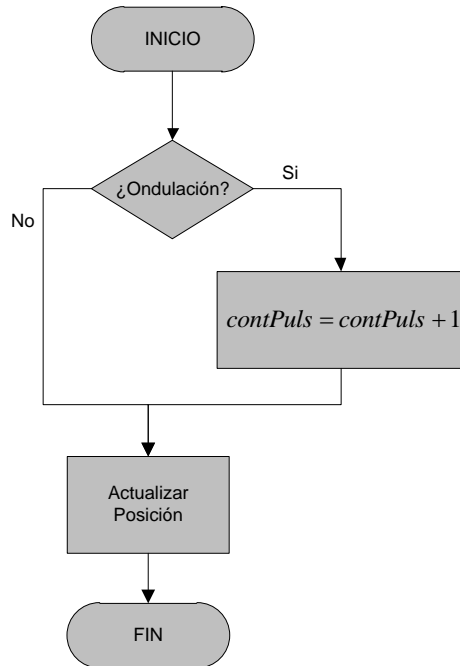


Figura 5.7: Diagrama de flujo del Detector de Posición.

En el diagrama de flujo la variable *contPuls* almacena el número de ondulaciones detectadas hasta el momento. Por ello, en el diagrama de flujo esta variable es incrementada en una unidad cada vez que es detecta una ondulación. Finalmente en el diagrama de flujo en cada iteración se calcula la posición y se devuelve, esto se hace en Actualizar Posición.

El cálculo de la posición se realiza de acuerdo a la siguiente expresión:

$$\theta = 2\pi \frac{\text{contPuls}}{N_o} \quad (5.29)$$

### 5.1.1.9 Calcular Pulsos Por Vuelta

Este bloque calcula el número de ondulaciones que se producen en la corriente por cada vuelta que realiza el eje del motor DC. El número de estas ondulaciones viene dado por las siguientes expresiones:

$$N_o = \frac{2p \cdot k}{\eta} \quad (5.30)$$

$$\eta = m.c.d.\{2p, k\} \quad (5.31)$$

Donde  $2p$  es el número de polos del motor DC utilizado y  $k$  es el número de delgas del mismo. Estos dos parámetros son parámetros físicos de tipo constructivo del motor y no varían con el tiempo.

## 5.1.2 Parámetros del método

En el subapartado anterior se ha explicado el método propuesto para la detección de la velocidad y la posición en motores DC. La Figura 5.3 muestra el diagrama de bloques completo del método propuesto. El método posee una serie de parámetros de configuración de los cuales dependerá su funcionamiento. En este subapartado se detalla cada uno de los parámetros del método y como se puede determinar su valor.

### 5.1.2.1 Parámetro $F_s$

El parámetro  $F_s$  es la frecuencia de muestreo de la corriente, es decir, indica cada cuanto tiempo se obtiene una nueva muestra de la corriente. Este parámetro también indica cuantas veces por segundo se debe ejecutar el algoritmo del método. Debido a esto último, el valor de  $F_s$  debe ser lo menor posible con el fin de que el coste computacional del método sea lo menor posible.

La frecuencia *ripple* máxima de la corriente está relacionada con la velocidad máxima del motor según la expresión:

$$f_r = \frac{2p \cdot k}{\eta} \cdot \frac{n}{60} \quad (5.32)$$

$$\eta = m. c. d. \{2p, k\} \quad (5.33)$$

Donde  $f_r$  es la frecuencia *ripple* en Hz,  $2p$  es el número de polos del motor DC,  $k$  el número de delgas del motor DC y  $n$  es la velocidad angular del motor en rpm. De acuerdo con el criterio de Nyquist, la frecuencia *ripple* máxima debe ser menor que la mitad de la frecuencia de muestre [105]:

$$f_{r\_max} \leq \frac{F_s}{2} \quad (5.34)$$

Este es el límite teórico para  $F_s$ , pero en la práctica se ha encontrado en esta aplicación otro límite y es que el sistema comienza a fallar cuando el periodo discreto de la señal *ripple*,  $N_r$ , es menor o igual a 6 muestras. Debido a que el periodo discreto,  $N_r$ , está relacionado con  $F_s$  y  $f_r$  se tiene esta otra condición:

$$N_r = \frac{F_s}{f_r} > 6 \quad (5.35)$$

De donde se obtiene:

$$F_s > 6f_r \quad (5.36)$$

Por tanto, la frecuencia de muestro debe ser tal que permita muestrear hasta el tercer armónico de la componente *ripple*.

Una limitación típica puede ser que la frecuencia de muestreo máxima venga impuesta por el convertidor analógico/digital del hardware empleado. En cuyo caso se debe limitar la velocidad del motor DC para que se cumpla la condición (5.36).

### 5.1.2.2 Parámetro $f_c$

El parámetro  $f_c$  se utiliza en el bloque Filtro Paso Banda y se utiliza para indicar la frecuencia de corte inferior y superior del mismo. La misión de dicho bloque es eliminar todo el ruido fuera de la banda donde se pueden encontrar las posibles frecuencias *ripples*. Por tanto, este parámetro es un vector de dos elementos donde el primer elemento indica la frecuencia de corte inferior y el segundo la frecuencia de corte superior. Dichas frecuencias están relacionadas con la mínima y máxima frecuencia *ripple* que se pueden dar respectivamente. A su vez, éstas están relacionadas con la velocidad mínima y máxima del motor DC según la expresión (5.32).

De esta forma, si el filtro es de un orden lo suficientemente alto, la frecuencia de corte inferior se puede elegir inferior, pero próxima, a la frecuencia *ripple* mínima y la frecuencia de corte superior se puede elegir superior, pero próxima, a la frecuencia *ripple* máxima:

$$f_{c\_inf} \lesssim f_{r\_min} \quad (5.37)$$

$$f_{c\_sup} \gtrsim f_{r\_max} \quad (5.38)$$

### 5.1.2.3 Parámetros *filtros* y *rangoFrecuenciasFiltros*

Los parámetros *filtros* y *rangoFrecuenciasFiltros* sirven para configurar el funcionamiento del bloque Banco de Filtros. Dicho bloque como se ha comentado es opcional y su objetivo es filtrar el ruido que está presente dentro de la banda de frecuencias donde se puede encontrar la frecuencia *ripple*.

El parámetro *filtros* indica de cuantos filtros está compuesto el banco de filtro, el tipo de filtro que es: paso alto, paso bajo o paso banda; e indica la banda de paso y la banda eliminada en cada filtro mediante sus correspondiese frecuencias de corte.

El parámetro *rangoFrecuenciasFiltros* está asociado al parámetro anterior e indica para qué rango de frecuencias *ripples* se utilizará cada filtro del Banco de Filtros. Suponiendo que los filtros son filtros paso banda se debe cumplir siempre las siguientes relaciones:

$$f_{c\_inf\_k} < f_{r\_min\_k} \quad (5.39)$$

$$f_{c\_sup\_k} > f_{r\_max\_k} \quad (5.40)$$

Donde  $f_{c\_inf\_k}$  es la frecuencia inferior de corte del filtro  $k$ ,  $f_{c\_sup\_k}$  es la frecuencia de corte superior del filtro  $k$ ,  $f_{r\_min\_k}$  es la frecuencia *ripple* mínima para la que se aplica el filtro  $k$  y  $f_{r\_max\_k}$  es la frecuencia *ripple* máxima para la que se aplica el filtro  $k$ .

El ruido presente en este rango de frecuencia puede ser de dos tipos interno o externo. El ruido externo es el proveniente de elementos externos al motor DC. Para eliminar este tipo de ruido cuando está presente en la banda aquí considerada, hay que realizar un estudio pormenorizado donde se caracterice el mismo y se vea a que frecuencias afecta. En este caso, se diseña el banco de filtros de forma que intente filtrar el mayor ruido posible de este tipo, de forma que los espurios presentes en determinadas frecuencias solamente afecten a frecuencias próximas a esta.

El ruido interno que es el procedente del propio motor DC, se considera que es todo las componentes que acompañan a la corriente del motor DC a excepción de la componente DC y

la componente *ripple*. La componente *ripple* de la corriente no es una señal perfectamente sinusoidal, sino que se trata de una señal periódica, y como tal, tiene una serie de armónicos. Además de estos armónicos la corriente posee  $N_o - 1$  componente frecuenciales por debajo de la frecuencia *ripple* distribuidas uniformemente entre 0 y la frecuencia *ripple*,  $f_r$ . De esta forma el motor DC produce las siguientes componentes frecuenciales:

$$\left\{ 0, \frac{j \cdot f_r}{N_o}, \frac{j \cdot 2f_r}{N_o}, \dots, \frac{j \cdot (N_o - 1)f_r}{N_o} \right\} + j \cdot f_r \quad (5.41)$$

Donde  $N_o$  es el número de ondulaciones que emite el motor por cada vuelta que da y  $j = 0, 1, 2, 3 \dots$

La componente frecuencial de mayor importancia es la correspondiente al armónico fundamental y es la que se utiliza para obtener información de velocidad y posición del motor DC.

Por lo general, la elección de los diferentes filtros del Banco de Filtros está comprometida con la complejidad del clasificador. Pues hay que recordar que el Detector de Ondulación o clasificador es el último elemento de filtrado que se encuentra en la cadena y es el encargado de eliminar el ruido restante en la señal de la corriente. De esta forma en menos ruido se elimine en el bloque Banco de Filtros más ruido tendrá que filtrar el Detector de Ondulación. Por ello, se puede decir que la elección de los parámetros que gobierna el funcionamiento de ambos bloques están relacionados.

#### 5.1.2.4 Parámetro *numPeriodoNormalizacion*

El parámetro *numPeriodoNormalizacion* configura el bloque Normalizador. Dentro de este bloque se utiliza para saber cuántos periodos discretos se deben utilizar de la señal para calcular el valor medio y la desviación típica. Un valor elevado de este parámetro hace que el sistema sea mucho más exacto a la hora de calcular el valor medio y la desviación estándar y que no le afecte el ruido de tipo impulsivo. Aunque esto hará que el sistema tarde en responder ante una variación brusca de la velocidad del motor, perdiéndose ondulaciones. Elegir un valor pequeño de este parámetro hace que el sistema no sea capaz de estimar de forma correcta el valor medio y la desviación estándar de la corriente, con lo que introducirá ruido en la corriente normalizada y puede hacer fallar al sistema.

Un valor que busca un compromiso entre las ventajas y desventajas comentadas es que esté comprendido en el siguiente rango:

$$5 \leq \text{numPeriodoNormalizacion} \leq 10 \quad (5.42)$$

Aunque se da este rango se puede dar al parámetro un valor mayor o inferior teniendo en cuenta en que afecta.

#### 5.1.2.5 Parámetro *umbralHisteresis*

El parámetro *umbralHisteresis* es utilizado en el bloque Obtener Características y dentro de éste se emplea para calcular la característica comparador con cero. Dicha característica se obtiene haciendo pasar la corriente normalizada por un comparador con cero que posee un ciclo de histéresis controlado por este parámetro. El parámetro establece el nivel absoluto del ciclo de histéresis, es decir, el nivel de histéresis se establece en

$\pm umbralHisteresis$ . Debido a que la corriente normalizada tiene una varianza normalizada a  $\pm 1$  un valor aceptable para este parámetro es entre 0.3 y 0.5.

$$0.3 \geq umbralHiteresis \geq 0.5 \quad (5.43)$$

De esta forma se asegura que se filtrará suficiente ruido al obtener la característica y no se degradará la detección del máximo de la componente *ripple*. De todas formas, este umbral puede ser menor si el nivel de ruido presente es muy bajo o inexistente o mayor si el ruido es demasiado elevado.

### 5.1.2.6 Parámetro *retardo*

El parámetro *retardo* es utilizado en el bloque Obtener Características. En dicho bloque indica cuantas muestras discretas se retarda la corriente normalizada. Este parámetro indica el retraso en tiempo discreto con el que las ondulaciones son detectadas. Esto quiere decir que el valor de este parámetro no puede ser demasiado elevado si se quiere detectar la velocidad y posición del motor rápidamente.

Por otro lado, el parámetro está relacionado con el valor  $M$  del bloque y la condición que se debe cumplir entre ambos es:

$$retardo \geq M \quad (5.44)$$

El parámetro  $M$  se emplea en el cálculo de las características cambio pendiente y máximo local. En estas características en mayor sea el parámetro mayor será el ruido que filtre para el caso en el que el motor gira a la velocidad mínima, pues  $M$  se calcula según el algoritmo propuesto en el subapartado 5.1.1.5.10. Donde se hace patente que a partir de un determinado periodo discreto el parámetro  $M$  ya no viene impuesto por él, sino que esta impuesto por el valor de *retardo*. Esto se da cuando se cumple:

$$retardo = 0.4 \cdot N_r = 0.4 \cdot \frac{F_s}{f_r} \quad (5.45)$$

Hay una frecuencia *ripple* por debajo de la que ya no se eliminará todo el ruido posible. Este hecho no es demasiado importante, pues hay que recordar que en el sistema se utilizaban características redundantes con el fin de eliminar el posible ruido. Un valor demasiado alto de *retardo* implica que a bajas velocidades se tenga un  $M$  elevado y se filtre mucho ruido. Además de esto, se tiene la desventaja que al variar la velocidad de forma brusca al sistema le costará seguir el cambio brusco de velocidad y puede que falle. Es por ellos que no es recomendable valores altos de este parámetro.

En resumen se puede decir que se debe elegir valores moderados de este parámetro. Un valor adecuado para una frecuencia de muestreo de 5 kHz es que el valor del *retardo* se encuentre en el siguiente rango:

$$10 \leq retardo \leq 50 \quad (5.46)$$

Con este rango de valores no se tiene un retardo excesivo ni una mala respuesta en la detección de las ondulaciones. Aunque su valor puede incrementarse y establecerse al valor

máximo que está relacionado con la frecuencia *ripple* mínima y la velocidad máxima según (5.32), (5.33) y (5.45).

### 5.1.2.7 Parámetro *numPulsMedia*

El parámetro *numPulsMedia* es utilizado en el bloque Detector de Velocidad. En dicho bloque se utiliza para calcular la distancia media entre pulsos según (5.28). En concreto, el parámetro indica cuantas distancias entre ondulaciones  $\tau_k$  se utilizaran para calcular la distancia media entre pulsos. La misión del cálculo de esta media es eliminar las variaciones de la detección de la posición del máximo de la ondulación que afectan a la determinación de la velocidad haciendo que esta varíe sin que realmente varíe la velocidad del motor.

Un valor elevado de este parámetro hará que las variaciones en la velocidad sean inapreciables. Como desventaja a tener un valor elevado se tiene que cuando en el motor se produce un cambio de velocidad real, el sistema tardará más tiempo en detectar dicha variación. Por tanto, el valor recomendado para este parámetro es lo más alto posible sin que afecte demasiado al sistema en la situación concreta en la que está trabajando. Un valor válido puede ser 20, aunque este valor sólo es orientativo.

### 5.1.2.8 Parámetros $2p$ y $k$

Los parámetros  $2p$  y  $k$  son parámetros físicos de tipo constructivo del Motor DC. Estos parámetros son respectivamente el número de polos y el número de delgas. Estos parámetros dependen del motor DC utilizado. Una vez elegido el motor DC son fijos. Estos dos parámetros son utilizados por el bloque Cálculo Pulsos por Vuelta.

### 5.1.2.9 Parámetro *paramConf*

El parámetro *paramConf* se utiliza en el bloque Detector de Ondulación y sirve para configurar el clasificador. El clasificador utilizado es del tipo *Support Vector Machines* y necesita tres parámetros para configurar su funcionamiento: el conjunto de  $\beta_i$ , el tamaño de dicho conjunto  $S$ , el offset  $b$  y la función kernel  $K(\cdot, \cdot)$  a utilizar (ver la descripción del bloque Detector de Ondulación en 5.1.1.6). La determinación de estos parámetros se realiza en la fase denominada entrenamiento del clasificador, la cual será explicada con posterioridad.

## 5.1.3 Entrenamiento del método

El entrenamiento en el método propuesto consiste en hacer que el sistema aprenda a partir de ejemplos como debe funcionar el clasificador. En este método el clasificador coincide con el bloque Detector de Ondulación. La misión del clasificador, o Detector de Ondulación, es decidir si en cada instante de tiempo discreto se ha producido o no una ondulación a partir de las características obtenidas de la corriente. Los ejemplos de los que debe aprender el clasificador son las características que debe obtener el bloque Obtener Características, que son la entrada del clasificador, y si esas características corresponden o no a una ondulación, que será la salida que debe proporcionar el clasificador. Con estos ejemplos y aplicando un cierto algoritmo de entrenamiento, se obtienen los parámetros de configuración del clasificador.

Se hace necesario resaltar la diferencia entre entrenamiento del método y entrenamiento del clasificador. El entrenamiento del método es el procedimiento por el cual aplicando ciertos pasos se obtienen los ejemplos más adecuados para el entrenamiento del clasificador. Con estos ejemplos posteriormente se entrenará el clasificador. El entrenamiento del clasificador consiste

en una vez obtenido los ejemplos, el clasificador aprenda de dichos ejemplos. El procedimiento de entrenamiento del clasificador está definido en la teoría del clasificador utilizado. Por tanto, se puede decir, que durante el entrenamiento del método se tienen fundamentalmente dos pasos: obtención de los ejemplos de entrenamiento y entrenamiento del clasificador.

El clasificador del método propuesto pretende decidir si se ha producido o no una ondulación en cada instante discreto de tiempo. Lo importante del clasificador, o Detector de Ondulaciones, es que detecte todas las ondulaciones reales, descarte las falsas ondulaciones y detecte las ondulaciones fusionadas. Por otro lado, no es tan importante detectar la posición exacta en el tiempo en la que se producen dichas ondulaciones mientras se cumpla que las ondulaciones sean detectadas. Un ejemplo de esto último se muestra en la Figura 5.8 donde se muestra la corriente de un motor DC normalizada y en rojo se muestran los posibles instantes de detección de las ondulaciones. Lo importante es que en ese periodo mostrado en rojo se detecte una ondulación y sólo una. Por esta razón, se hace necesario diseñar un procedimiento para el entrenamiento del método que dé importancia a la detección de todas las ondulaciones y no dé tanta importancia a la posición en el tiempo en el que han sido detectadas.

El clasificador utilizado en este método está basado en la teoría *Support Vector Machines* y de acuerdo con la teoría existente [103, 104, 106] se ha diseñado el método de entrenamiento del método. A continuación se detalla el algoritmo de entrenamiento del método y de entrenamiento del clasificador.

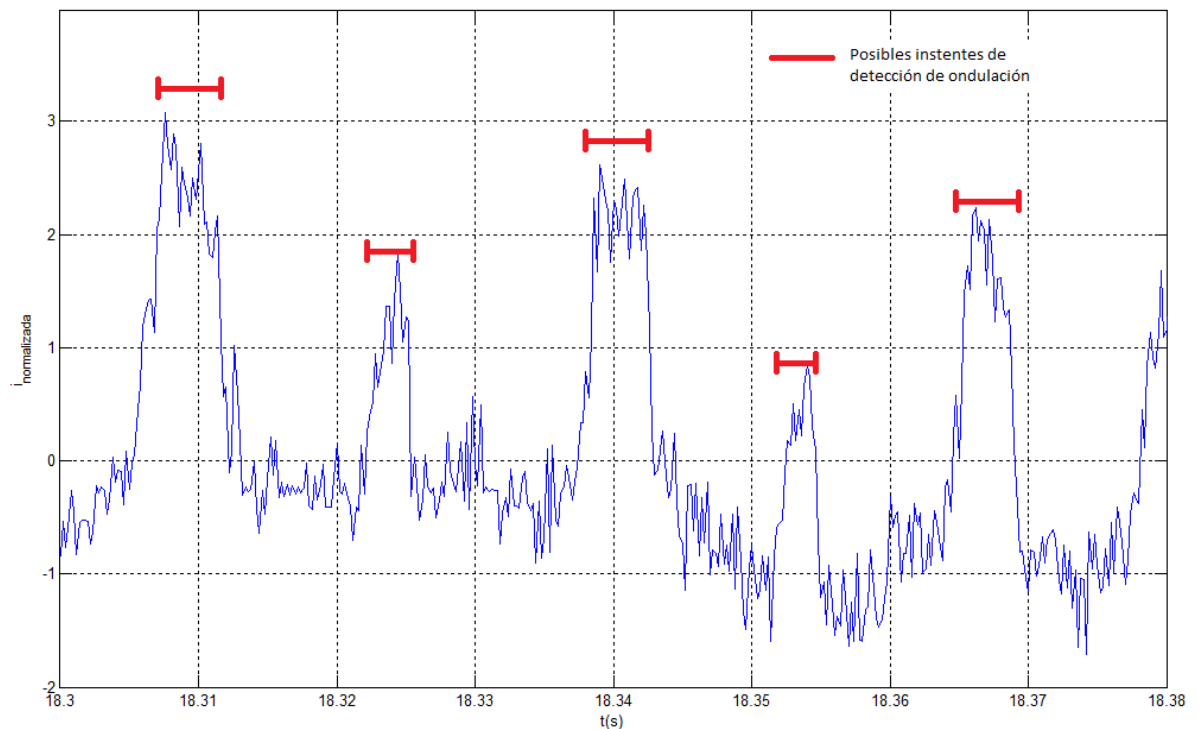


Figura 5.8: Detección del instante de las ondulaciones en la corriente del motor DC normalizada.

### 5.1.3.1 Algoritmo de entrenamiento del método

Durante el entrenamiento del método se pretende obtener los ejemplos necesarios y más adecuados para el entrenamiento del clasificador y proceder a continuación con el entrenamiento del clasificador. El algoritmo propuesto para el entrenamiento consta de un algoritmo iterativo. En cada iteración se entrena el clasificador con los ejemplos utilizados en

las iteraciones anteriores y los añadidos en la iteración actual. Los nuevos ejemplos se corresponden a tramos de la corriente donde las ondulaciones no se detectaban correctamente. Los pasos del algoritmo del entrenamiento del método son los siguientes:

1. **Obtención del patrón de corriente del motor DC:** en este paso se realiza la captura de la corriente del motor DC junto con la velocidad y la posición del mismo proporcionada por un encoder en diferentes situaciones de funcionamiento. Las diferentes situaciones de funcionamiento deben cubrir diferentes velocidades constantes, desde bajas velocidades hasta altas velocidades y diferentes situaciones donde varíe la velocidad del motor, como son variación lineal y variación brusca.
2. **Fijar criterio de fin de entrenamiento del método:** este criterio indica cuando se debe finalizar el entrenamiento del método. Este criterio, se debe establecer sobre la velocidad y posición detectada del motor y nunca si para tales características concreta es capaz de detectar o no la ondulación. Esto es debido a lo comentado anteriormente sobre la importancia de detectar todas las ondulaciones reales y la baja importancia que tiene la posición temporal cuando son detectadas. Un posible criterio de fin de entrenamiento es que para un porcentaje elevado de las muestras del patrón obtenido en el paso anterior la velocidad proporcionada por el sistema tras el entrenamiento del clasificador no supere una desviación máxima. También se puede establecer un criterio para la posición. En este caso el error acumulativo por unidad de tiempo no debe superar un cierto umbral durante un determinado periodo de tiempo. Otro criterio de fin de entrenamiento es aquel que combine los dos criterios anteriores. Hay que resaltar que aunque para la posición se consiga un error cero, esto no implica necesariamente que el error en velocidad sea cero. Para entender esto, basta con revisar la implementación del bloque Detector de Velocidad, pues un pequeño error en la detección de la posición de la ondulación provoca error en la velocidad sin que lo provoque en la posición.
3. **Configurar parámetros del método:** en este paso se establecen los valores de los parámetros del método. Para ello se debe tener en cuenta lo comentado en el subapartado 5.1.2. Si no es la primera vez que se establecen estos parámetros hay que tener en cuenta los resultados obtenidos con los valores de los parámetros anteriores.
4. **Vaciar lista de ejemplos  $E$ :** en este paso se borra o vacía la lista de ejemplos  $E$ . Esto se debe hacer en la primera iteración y cada vez que se modifique algún parámetro del método. Pues si se modifica un parámetro se está modificando la forma en que se extraen las características y por tanto pueden modificarse sus propiedades.
5. **Obtener ejemplos:** en este punto se extraen de la corriente ejemplos de entrenamiento. Cada ejemplo de entrenamiento debe contener las características que debe dar el bloque Obtener Características y si en ese instante se ha producido o no una ondulación. Si la lista de ejemplos  $E$  está vacía se elige de forma aleatoria un trozo de la corriente, desde  $t_{ini}$  a  $t_{fin}$ , y se obtienen de ese tramo los ejemplos. Si la lista de ejemplos  $E$  no está vacía quiere decir que ya se



ha realizado una evaluación de los resultados del sistema sobre el patrón de la corriente que fue capturado. En este caso se busca uno de los tramos de la corriente en el que el sistema no cumpla el criterio de fin de entrenamiento y se obtienen de él los ejemplos.

6. **Añadir ejemplos a la lista de ejemplos:** en este paso se añaden los ejemplos obtenidos en el paso anterior a la lista de ejemplos  $E$ . Dicha lista en cada iteración va creciendo como consecuencia de añadir nuevos ejemplo. A excepción de cuando se modifica un parámetro del método que entonces es vaciada.
7. **Entrenar clasificador:** en este paso se realiza el entrenamiento del clasificador. Para realizar el entrenamiento se utilizan los ejemplos que contiene la lista de ejemplos  $E$ . Para mejorar la capacidad de generalización del clasificador no se entrena con todos los ejemplos de la lista  $E$  sino que se entrena con todos los ejemplos en los que se ha detectado ondulación y por cada ejemplo en el que se ha detectado ondulación se seleccionan de 5 a 10 ejemplos aleatorios en los que no se ha detectado ondulación. Posteriormente se entrena el clasificador acorde a la teoría del mismo.
8. **Obtener el error del método:** una vez entrenado el clasificador y obtenido los parámetros del mismo se tienen todos los parámetros del método. En este paso se ejecuta el método sobre el patrón de la corriente obtenido en el paso inicial obteniendo la velocidad y la posición estimada por el método. Finalmente, la velocidad y la posición dada por el método es comparada con la velocidad y posición real dada por el encoder obteniendo de esta forma el error del método.
9. **Evaluar el error del método:** en este paso se comprueba si se cumple o no la condición de fin de entrenamiento del método. Si se cumple se pasa al siguiente paso. Si no se cumple se valora si se deben modificar algún parámetro del método. Si se considera que se debe modificar algún parámetro se salta al paso 3. Si no es necesario modificar ningún parámetro se salta al paso 5, donde se comienza otra iteración y se entrena con los ejemplos extraídos del tramo de la corriente donde el método falla.
10. **Devolver parámetros del clasificador:** en este punto del algoritmo se cumple el criterio de fin de entrenamiento del método y por tanto se devuelven los resultados obtenidos del entrenamiento que son los parámetros del clasificador:  $\beta_i$ ,  $S$  y  $b$ .

A continuación se detallan algunos pasos del algoritmo.

### 5.1.3.2 Obtención de ejemplos de entrenamiento

En el paso 5 del algoritmo de entrenamiento del método, se obtiene un nuevo conjunto de ejemplos de entrenamiento. La obtención de dicho conjunto de ejemplos de entrenamiento no es una tarea trivial y por ellos se muestran a continuación los pasos a seguir. En los pasos se supone conocido el instante inicial y final del intervalo del que se extraerán las características y si se ha producido o no la ondulación. Los pasos a seguir son los siguientes:

1. **Obtención de la corriente:** en este paso se obtiene la corriente del motor DC entre los instantes de tiempo  $t_{ini}$  y  $t_{fin}$  establecidos. Para la obtención de la corriente se emplean los bloques del método: Filtro Paso Banda, Banco de Filtros, y Normalizador y un bloque extra llamado Retardador como se muestra en la Figura 5.9. El bloque Retardador es un retardador que retarda la corriente el número de muestras discretas indicado por el parámetro *retardo* que coincide con el utilizado en el método propuesto. Por otro lado el valor del periodo discreto,  $N_o$ , se elige de forma que coincida de forma aproximada con el  $N_o$  en ese tramo. Lo importante en este caso es que el Banco de Filtros no atenúe la componente *ripple*. Se colocan todos los bloques con el fin de ver la corriente tal y como la vería el extractor de características. El retardador se coloca para simular el retardo que introduce el bloque Obtener Características. Esto es necesario para que la correspondencia del valor de la corriente e instante temporal se conserve durante todo el proceso de obtención de ejemplos. En la Figura 5.10 se muestra un ejemplo de la corriente capturada.

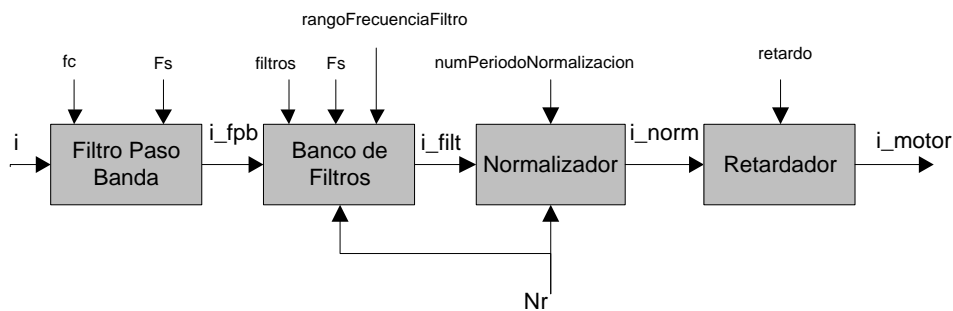


Figura 5.9: Diagrama de bloques para obtener la corriente del motor DC.

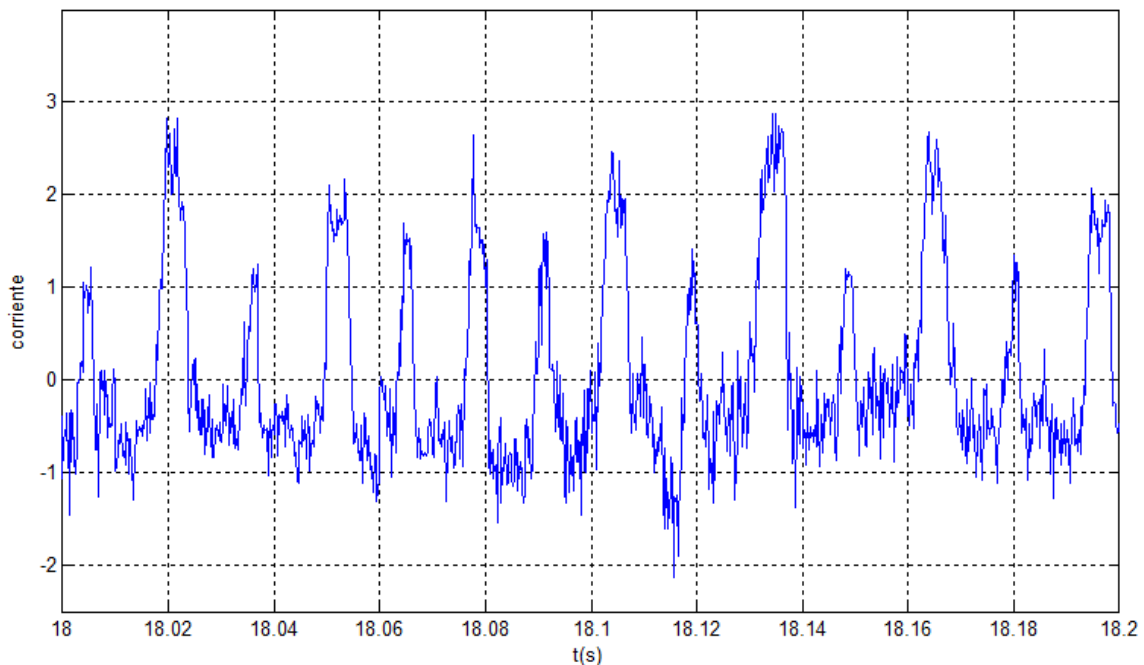


Figura 5.10: Corriente obtenida del motor DC.

2. **Obtención de las ondulaciones:** sobre la corriente obtenida en el punto, el diseñador mediante inspección visual de la misma decide que instantes deben corresponder a ondulación y cuáles no. Al tomar dicha decisión hay que tener en

cuenta que es preferible elegir como instante de ondulación aquel que corresponda al máximo de la ondulación. Si hay varios instantes con máximo valor en la ondulación se elige el primero de ellos. Un ejemplo de la toma de esta decisión se muestra en la Figura 5.11 donde los instantes de ondulaciones aparecen etiquetados.

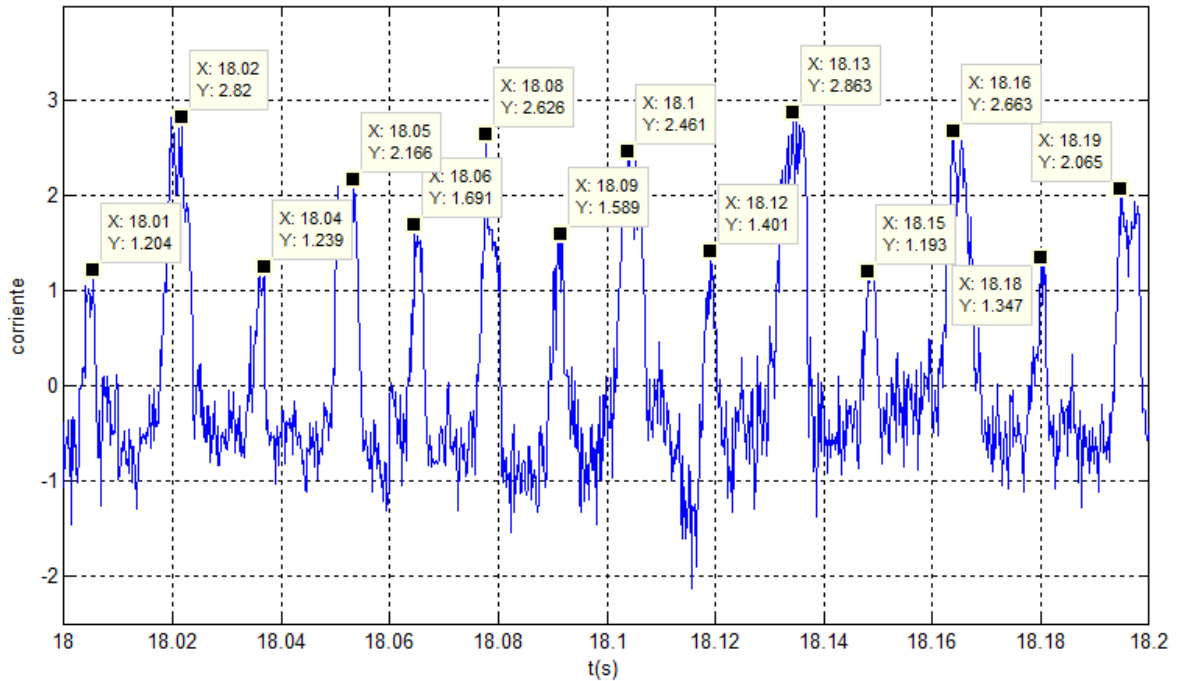


Figura 5.11: Corriente obtenida del motor DC con los instantes de ondulación etiquetados.

- Obtención de las características:** una vez conocido los instantes en los que se ha producido las ondulaciones se puede calcular de forma automática el valor de  $N_o$ . Para la obtención de las características se utiliza el diagrama de bloques mostrado en la Figura 5.12. En él aparecen los bloques Filtro Paso Banda, Banco de Filtros, Normalizador, Obtener Características y Ondulación Producida. Todos los bloques a excepción del último son los bloques del método. El bloque Ondulación Producida es un bloque que indica a su salida si en el instante actual se había identificado en el paso anterior como instante de ondulación o no.

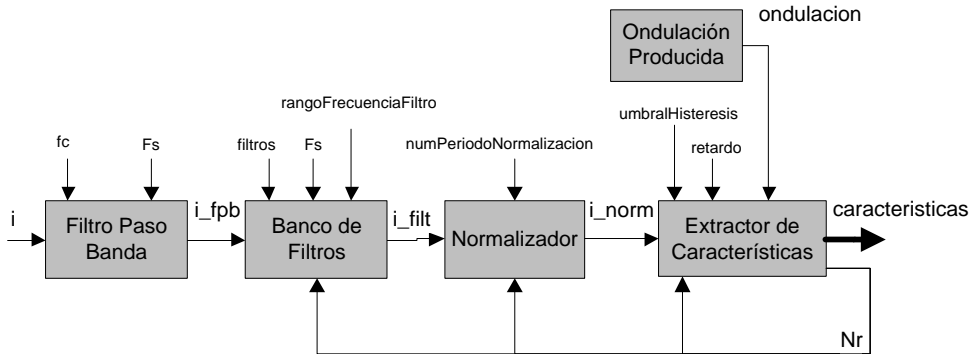


Figura 5.12: Diagrama de bloques para obtener las características de la corriente.

- Devolución de los ejemplos:** el último paso es devolver cada ejemplo obtenido que está formado por las características de la corriente obtenida en cada instante y

si se ha producido o no una ondulación en dicho instante que fue identificada en el paso anterior.

### 5.1.3.3 Entrenamiento del clasificador

El clasificador utilizado en el método diseñado para la detección de la velocidad y la posición en motores DC está basado en *Support Vector Machines* (SVM). La teoría de la máquina de aprendizaje automático SVM puede ser encontrada en diferentes manuales como [103, 104]. Estos manuales explican tanto el funcionamiento de SVM como su entrenamiento para conseguir el comportamiento deseado. De los diferentes tipos de máquinas SVM existentes en este caso se utilizará las SVM para clasificación de dos clases. Dentro de SVM para clasificación de dos clases se tienen las de margen duro y las de margen blando. Las de margen duro no permiten la clasificación errónea de ninguna de las muestras presentes en el conjunto de entrenamiento. Las de margen blando por el contrario permiten la clasificación errónea de algunas de las muestras del conjunto de entrenamiento. En este caso concreto, se ha elegido las de margen blando debido a que en problemas reales como éste se debe permitir la clasificación errónea de algunos de las muestras del conjunto de entrenamiento para mejorar la capacidad de generalización y para que el problema de entrenamiento tenga solución. Además, en esta aplicación concreta se había comentado que no es importante el instante cuando el Detector de ondulación detecta la ondulación, sino que lo importante es que detecte todas las ondulaciones.

De acuerdo a los manuales, el entrenamiento de SVM, una vez obtenidos los ejemplos, consiste en la resolución de un problema de programación cuadrática. Para resolver dicho problema se pueden emplear diferentes algoritmos genéricos como es el disponible en el entorno de desarrollo Matlab a través de la función *quadprog* o se pueden utilizar algoritmos específicos para resolver el problema concreto planteado en SVM. El algoritmo más popular para resolver el problema de programación cuadrática de SVM es el algoritmo específico *Sequential Minimal Optimisation* (SMO) [106, 107]. Este ha sido el algoritmo implementado y utilizado en este trabajo.

#### 5.1.3.3.1 Elección de los parámetros de entrenamiento del clasificador

Siguiendo la notación de los manuales [103, 104] los parámetros que deben ser fijados para SVM de margen blando son  $p$ ,  $C$  y el kernel a utilizar.

El parámetro  $p$  puede ser 1 ó 2. Cuando  $p = 1$  se dice que se trata de L1 SVM y cuando  $p = 2$  de L2 SVM. Los resultados prácticos de utilizar uno u otro son muy similares y por lo general se empleará aquel que minimice el tiempo de entrenamiento y que consiga un menor número de vectores soportes,  $S$ . Pues el coste computacional del clasificador es proporcional al número de vectores soportes como se puede ver en la ecuación de implementación del clasificador o el bloque Detector de Ondulación en el apartado 5.1.1.6 y en las ecuaciones (5.25), (5.26) y (5.27).

El parámetro  $C$  indica el compromiso entre la maximización del margen y la minimización del error de clasificación en el conjunto del clasificador, es decir, el parámetro  $C$  permite que ejemplos de entrenamiento no sean correctamente clasificados. Un valor alto de  $C$  indica que solamente se permite un número pequeño de ejemplos mal clasificados, mientras que un valor pequeño indica que se permite que muchos ejemplos sean mal clasificados. El valor óptimo de  $C$  es lo más alto posible sin que afecte significativamente al tiempo de entrenamiento y que no permita demasiados ejemplos mal clasificados. Por otro lado, hay que recordar que lo

importante en el clasificador es que detecte todas las ondulaciones y no es importante el instante concreto en el que los detecta. Por esta razón, se puede permitir un valor bajo de  $C$  que permita algunos ejemplos mal clasificados. Valores adecuados de  $C$  son de 1 a 100.

El último parámetro a determinar, es la función kernel a utilizar. Debido a que todas las condiciones de detección de ondulación se pueden formular de la forma: si el valor de la característica  $j$ ,  $c_j$ , es mayor que el valor  $v_j$ , entonces se ha producido una ondulación. Variando  $j$  desde la característica 1 a la característica  $n$ . Se deduce, utilizando la terminología empleada en *Support Vector Machines*, que las dos clases (ondulación y no ondulación) pueden ser separadas directamente por un hiperplano o por un kernel lineal. Aunque, es mejor utilizar el kernel polinómico de cierto orden que incorpora al kernel lineal propiedades adicionales. En el kernel polinómico está el parámetro grado. Debido a que lo importante en el clasificador es que detecte todas las ondulaciones y no es importante el instante concreto en el que los detecta, se puede utilizar un grado pequeño en la función kernel polinómico, pues algunas características como longitud onda tiempo irán creciendo continuamente hasta que se supere el valor  $v_j$  y se detecte la ondulación. De esta forma una buena elección para la función kernel es utilizar el kernel polinómico de grado máximo 5.

## 5.2 Método propuesto 2

El Método propuesto 2 pretende cumplir con el Objetivo 2. El Objetivo 2 dice que el método propuesto debe ser capaz de la estimación *sensorless* de la velocidad y posición en motores DC de baja potencia basándose en la tecnología *sensorless* basada en la componente *ripple* de la corriente minimizando el coste computacional sin afectar en exceso a la precisión. Debido a que es necesaria la estimación simultánea de la velocidad y posición, el método deberá detectar las ondulaciones presentes en la corriente como consecuencia de la componente *ripple*. Con el fin de minimizar el coste computacional se ha descartado cualquier algoritmo complejo para la detección de las ondulaciones. En este caso para detectar las ondulaciones se realizara una comparación entre las muestra de la corriente, comparando el valor de la muestra actual de la corriente con las que tiene inmediatamente alrededor: anteriores en el tiempo y posteriores en el tiempo. Para que no se vea comprometido en exceso su precisión hay que proveer al método de cierta inmunidad al ruido de forma que pueda descartar algunas de las falsas ondulaciones y detecte algunas de las ondulaciones fantasmas. Esto se hará haciendo que el número de muestras utilizadas en la comparación sea variable y dependa del periodo discreto de la componente *ripple*.

Este método propuesto detecta las ondulaciones de la corriente, ello hace que sea necesario definir el instante de identificación de la ondulación. En esta ocasión y al igual que en el método anterior el instante elegido es cuando la ondulación alcanza su valor máximo.

### 5.2.1 Algoritmo del método

El método ha sido diseñado para detectar la velocidad y posición en un motor DC midiendo únicamente la corriente que circula por el mismo. El método está dentro de las técnicas *sensorless* basadas en la componente *ripple*. El método pretende minimizar el coste computacional en la medida de lo posible intentando que su precisión no se vea afectada en exceso. Este método es ejecutado en el mundo digital, por lo que es necesaria la digitalización previa de la corriente del motor DC mediante un convertidor analógico/digital.

El método intenta monitorizar como es la tendencia de la corriente, y con ello, detectar si se ha producido o no una ondulación en la corriente. Un esquema muy básico y general del método puede ser visto en la Figura 5.13. El método tiene 4 bloques: Capturador, Detector de Ondulación, Detector de Velocidad y Detector de Posición. El bloque Capturador se encarga de realizar la medida de la corriente del motor DC y digitalizarla. Posteriormente el bloque Detector de Ondulación detecta si se ha producido o no una ondulación en el instante actual. Finalmente, el Detector de Velocidad y el Detector de Posición realizan la estimación de dichas magnitudes a partir de las ondulaciones detectadas.

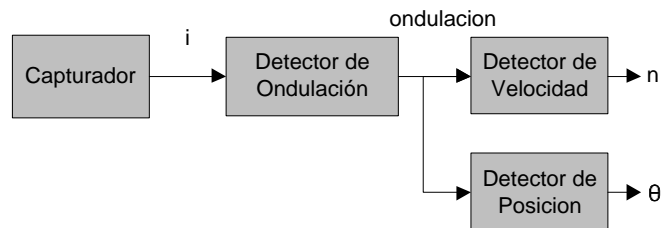


Figura 5.13: Esquema general del Método propuesto 2 para la detección de la velocidad y la posición.

Un esquema más completo del sistema es el mostrado en la Figura 5.14. En este esquema no se muestra el bloque Capturador, pero se supone que está. El Detector de Máximo se encarga propiamente de detectar si se ha producido o no una ondulación mediante un algoritmo basado en ventana. El Detector de Frecuencia se encarga de contabilizar el número de ondulaciones producidas por unidad de tiempo y con ello estima la frecuencia de las ondulaciones. Esta frecuencia coincide con la frecuencia de la componente *ripple* de la corriente. Por otro lado, el Estimador de Ventana se encarga de calcular y actualizar el parámetro utilizado en el bloque Detector de Máximo. El Detector de Posición estima la posición del motor DC a través de las ondulaciones detectadas. Por último, el Convertidor Frecuencia-Velocidad se encarga de traducir la frecuencia *ripple* a la velocidad del motor. Ambas magnitudes están relacionadas.

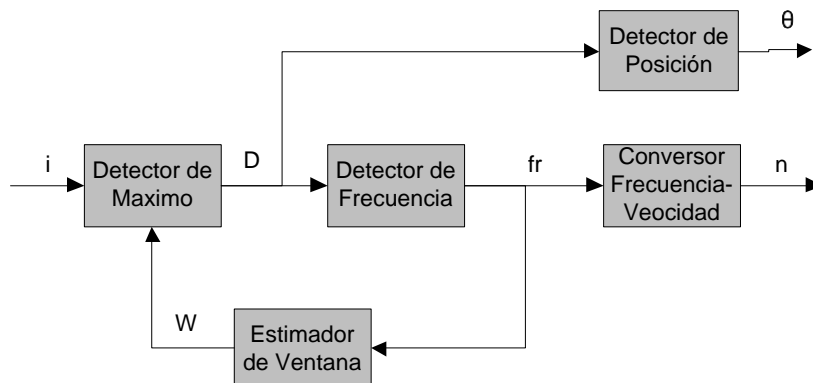


Figura 5.14: Diagrama de bloques del Método propuesto 2 para la detección de velocidad y posición en motores DC.

### 5.2.1.1 Capturador

Este bloque se encarga de la obtención de las muestras digitales de la corriente. Un esquema básico del bloque se muestra en la Figura 5.15. Este esquema es solamente un ejemplo de implementación. Lo importante de este bloque es que ponga en su salida las muestras digitales de la corriente que circula por el motor DC. Para ello, el bloque debe contener un sensor de corriente, un amplificador, un filtro antialiasing y un convertidor analógico/digital. El bloque Capturador tendrá elementos con parte hardware y parte software.

El sensor de corriente se encarga de la medida de la corriente. En el esquema este sensor es de tipo shunt. El amplificador se encarga de amplificar la corriente y puede ser de instrumentación. El filtro antialiasing es un filtro paso bajo que se encarga de asegurar que se cumpla el criterio de Nyquist en el proceso de digitalización. En este método el filtro antialiasing también es utilizado para la eliminación del ruido de la corriente como consecuencia de que será el único filtro que aparecerá en todo el método. El convertidor analógico/digital se encarga de la transformación de la corriente del mundo analógico al mundo digital.

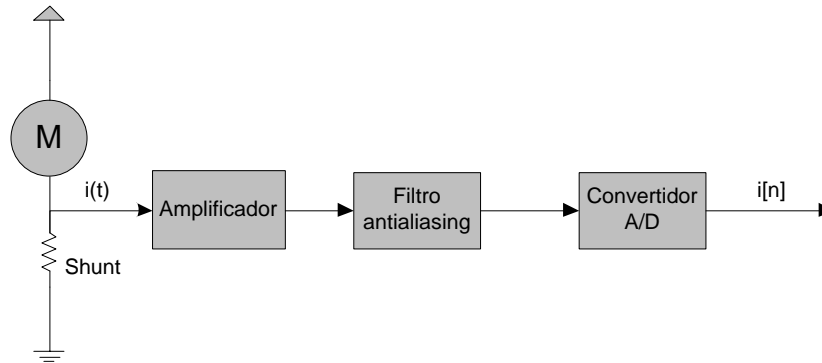


Figura 5.15: Diagrama de bloques del Capturador.

### 5.2.1.2 Detector de Máximo

El detector de máximo es el bloque encargado de detectar si se ha producido o no una ondulación en la corriente del motor DC. Por tanto, es el bloque que ejecuta el algoritmo principal del método. El diagrama de bloques del bloque es el mostrado en la Figura 5.16. El esquema consta de tres bloques: Registro de Desplazamiento, Detector de Posición del Máximo y Detector del Máximo en el Centro.

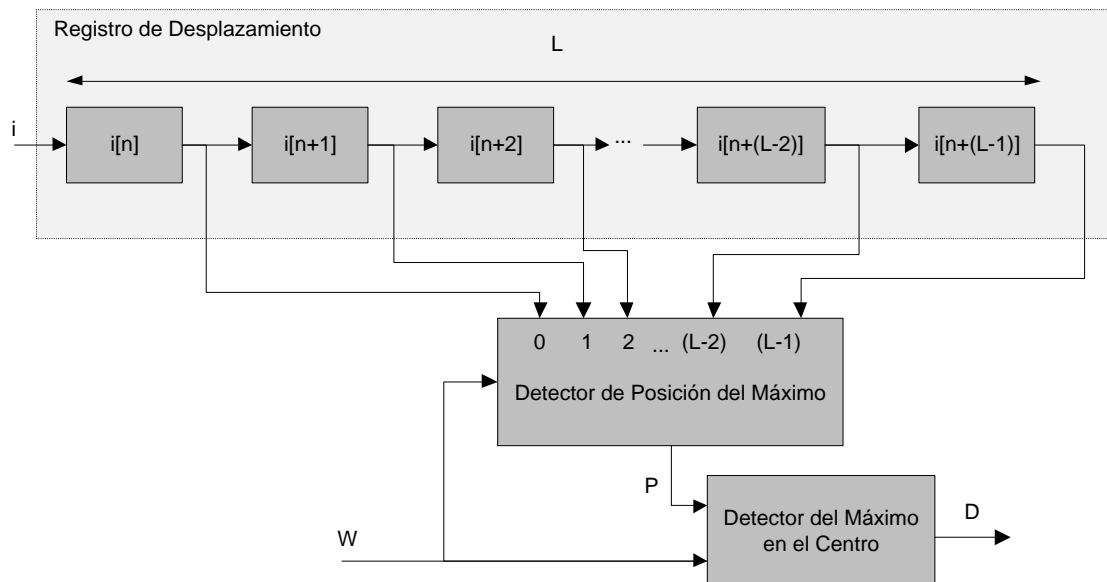


Figura 5.16: Diagrama de bloques del Detector de Máximo.

El Registro de Desplazamiento funciona a modo de buffer donde se van almacenando las  $L$  últimas muestras digitales de la corriente. En el esquema el Registro de Desplazamiento es mostrado como una serie de registros de desplazamiento o retardadores ( $Z^{-1}$ ) conectados en

serie donde la salida de cada uno de ellos se conecta a la entrada del que está a continuación. La salida de este primer bloque está compuesta por cada una de las salidas de los retardadores. Por lo que habrá  $L$  salidas. Todas ellas están conectadas al Detector de la Posición del Máximo.

El bloque Detector de la Posición del Máximo tiene como entradas las salidas del bloque anterior. Cada entrada es etiquetada de 0 a  $(L - 1)$  de forma que si denotamos como  $x_i$  a la entrada  $i$  del bloque tenemos:

$$x_i = I[n - i] \quad (5.47)$$

En la expresión  $x_i$  es la entrada  $i$  del bloque,  $n$  es el instante de tiempo discreto actual e  $I$  es la corriente digitalizada del motor DC. El bloque busca la posición del máximo dentro de las primeras  $W$  entradas, ignorando el resto de entradas, y pone en su salida  $P$  el número de la entrada donde lo ha encontrado:

$$P = \begin{cases} 1 & \text{si } x_1 > x_j \quad j \in \{1,2 \dots W\} \setminus 1 \\ 2 & \text{si } x_2 > x_j \quad j \in \{1,2 \dots W\} \setminus 2 \\ \vdots & \\ l & \text{si } x_l > x_j \quad j \in \{1,2 \dots W\} \setminus l \\ \vdots & \text{si} \\ W & \text{si } x_W > x_j \quad j \in \{1,2 \dots W\} \setminus W \end{cases} \quad (5.48)$$

Este bloque contiene el parámetro de configuración  $W$  que indica el conjunto de entradas donde buscará la posición del máximo. El parámetro  $W$  es actualizado en cada iteración por el bloque Estimador de Ventana.

El último bloque de la Figura 5.16 es el bloque Detector de la Posición del Máximo. Este bloque comprueba que la posición del máximo en la ventana de observación de tamaño  $W$  esté justo en el centro. Es decir su salida puede ser calculada acorde a la siguiente expresión:

$$D = \begin{cases} 1 & \text{si } P = (W + 1)/2 \\ 0 & \text{resto} \end{cases} \quad (5.49)$$

Donde 1 y 0 son valores lógicos que indican si se detectó o no la ondulación. Debido a que el método busca que el máximo esté justo en el centro de la ventana de observación según  $(W - 1)/2$ , quiere decir que para que este resultado sea un número natural  $W$  debe ser un número impar. Esta es una restricción de diseño que no tiene más consecuencias.

### 5.2.1.3 Detector de Frecuencia

El Detector de Frecuencias se encarga de medir la frecuencia con la que se producen las ondulaciones en la corriente. Esta unidad tiene como entrada la salida del Detector de Máximo que se encarga de detectar si en el instante actual se ha detectado o no una ondulación. Este bloque mide la separación temporal entre muestras, y, con el inverso calcula la frecuencia. Como salida tiene el valor de la frecuencia de repetición de los pulsos a su entrada. En este caso coincide con la frecuencia *ripple*.

El diagrama de flujo del bloque se muestra en la Figura 5.17. En primer lugar se actualiza la variable  $\tau_{k+1}$  que mide la distancia en número de muestras discretas a la última ondulación detectada. A continuación se comprueba si había una ondulación. Si no hay ondulación se calcula la frecuencia y se devuelve. Por el contrario, si había una ondulación se



actualiza el número de ondulaciones detectadas  $k$  incrementándola en 1. De esta forma se hace fijo el valor anterior y pasa a ser la distancia de la ondulación  $k$  a la anterior. A continuación se inicializa la nueva distancia a la última ondulación detectada a 0 haciendo  $\tau_{k+1} = 0$ . En este caso como se había actualizado el valor de  $k$  ya no coincide con el  $\tau_{k+1}$  inicial. En este caso, también finalmente se calcula la frecuencia y se pone a la salida. La frecuencia es calculada acorde a la siguiente expresión:

$$f_r = \frac{1}{\frac{1}{N_d} \sum_{i=0}^{N_d-1} \left( \tau_{k-i} \cdot \frac{1}{F_s} \right)} = \frac{F_s \cdot N_d}{\sum_{i=0}^{N_d-1} \tau_{k-i}} \quad (5.50)$$

Donde  $f_r$  es la frecuencia calculada que coincide con al frecuencia *ripple*,  $F_s$  es la frecuencia de muestra de la corriente,  $\tau_{k-i}$  es la distancia en número de muestras discretas de la ondulación  $k - i$  a la anterior y  $N_d$  es el parámetro que dice cuantas distancias son utilizadas para calcular la frecuencia. Hay que decir que para valores  $l \leq k$ , la variable  $\tau_l$  indica la distancia de la ondulación  $l$  a la anterior y cuando  $l = k + 1$  la variable  $\tau_l$  indica la distancia desde el instante actual a la última ondulación detectada que era la  $k$ .

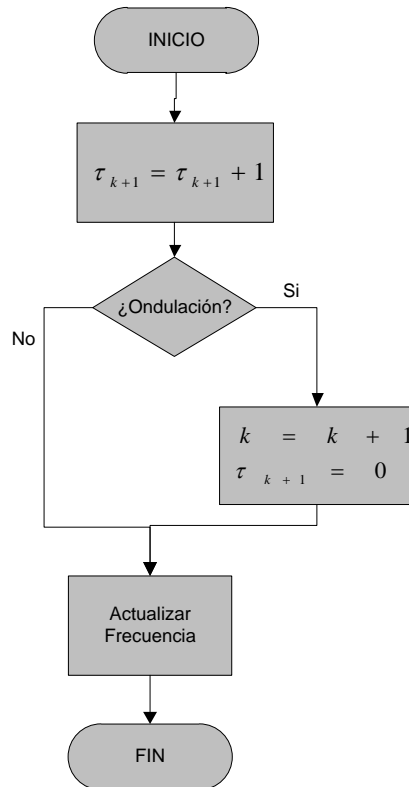


Figura 5.17: Diagrama de flujo del Detector de Frecuencia.

#### 5.2.1.4 Estimador de Ventana

El bloque Estimador de Ventana se encarga de estimar el parámetro utilizado en el bloque Detector de Máximo. Este parámetro es el parámetro  $W$  e indica el tamaño de la ventana de observación donde se busca la posición del máximo. Este parámetro tiene las siguientes restricciones: 1)  $W$  debe ser un número natural e impar, 2) debe ser menor que el parámetro  $L$ , 3) el valor mínimo de  $W$  es 3 y 4) el valor máximo de  $W$  es igual al número de muestras digitales que contiene la corriente en un periodo *ripple*,  $N_r$ , siendo el periodo *ripple* el periodo de repetición de la componente *ripple* o inverso de la frecuencia *ripple*. La restricción 1) está

impuesta en el diseño como consecuencia de buscar el máximo justo en el centro de la ventana. La restricción 2) es consecuencia de que el número de muestras almacenadas en el bloque Detector de Máximo es  $L$ , por tanto no se pueden utilizar más muestras que las disponibles. La restricción 3) es impuesta para tener un número mínimo de muestras donde buscar el máximo, este debe ser mayor que 1 e impar según 1) por tanto su valor es 3. La restricción 4) indica que no se pueden almacenar en la ventana más de un periodo con el fin de no considerar ondulaciones reales como falsas ondulaciones. El parámetro  $W$  se calcula en cada iteración según la siguiente expresión:

$$W = \begin{cases} W_{min} & \text{si } W_t < W_{min} \\ W_t & \text{si } 3 \leq W_t \leq W_{max} \\ W_{max} & \text{si } W_t > W_{max} \end{cases} \quad (5.51)$$

$$W_t = 2 \left[ C \cdot \frac{f_s}{f_r} \right] + 1 \quad (5.52)$$

$$W_{min} = 3 \quad (5.53)$$

$$W_{max} = \min \left\{ L, \left[ \frac{f_s}{f_r} \right] \right\} \quad (5.54)$$

Donde el operador  $[\cdot]$  da como resultado la parte entera del número,  $f_s$  es la frecuencia de muestreo,  $f_r$  es la frecuencia *ripple* y  $C$  es un parámetro del algoritmo que será discutido mas adelante. Esta forma de calcular el parámetro  $W$  asegura que se cumplan todas las restricciones.

### 5.2.1.5 Detector de Posición

El Detector de Posición calcula la posición angular  $\theta$  del eje del motor DC. Como entrada tiene la salida del Detector de Máximo que indica si se ha detectado o no una ondulación. Como salida tiene la posición del motor DC. El diagrama de flujo de este bloque es mostrado en la Figura 5.18.

En el diagrama de flujo se comprueba en primer lugar si se ha producido o no una ondulación. Si no se ha detectado una ondulación calcula la posición que coincidirá con la anterior. En el caso en el que se haya detectado una ondulación se incrementa el número de ondulaciones detectadas *contPuls* en una unidad y luego se calcula la nueva posición. La posición  $\theta$  es calculada a partir del número de ondulaciones detectadas *contPuls* hasta el momento y el parámetro  $N_o$  que indica el número de ondulaciones que son producidas por la componente *ripple* en la corriente en cada vuelta que da el eje del motor. La posición es calculada de la siguiente forma:

$$\theta = 2\pi \frac{\text{contPuls}}{N_o} \quad (5.55)$$

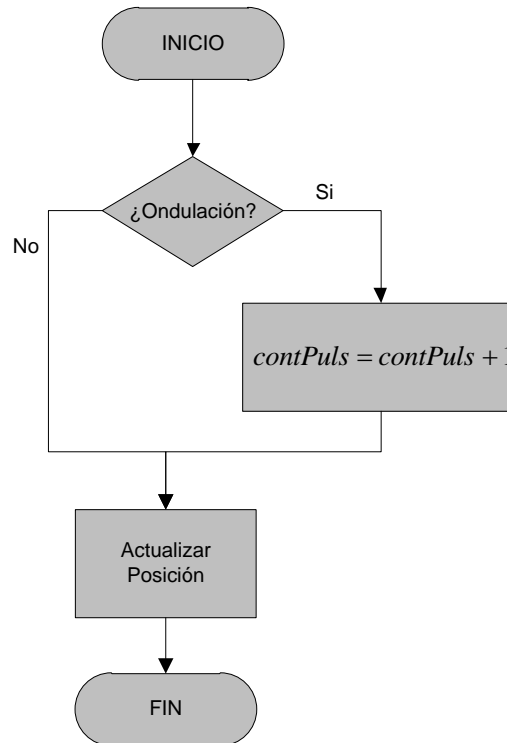


Figura 5.18: Diagrama de flujo del Detector de Posición.

### 5.2.1.6 Convertidor Frecuencia-Velocidad

Este bloque calcula a partir de la frecuencia *ripple* la velocidad del motor DC. La frecuencia *ripple* esta directamente relacionada con el valor de la velocidad por la siguiente expresión ya conocida:

$$f_r = N_o \frac{n}{60} \quad (5.56)$$

Donde  $f_r$  es la frecuencia *ripple*,  $n$  es la velocidad en rpm,  $N_o$  es el número de ondulaciones producidas por la componente *ripple* en la corriente en cada giro del eje del motor. Por tanto, para calcular la velocidad es despejar de (5.56) obteniendo:

$$n = \frac{60}{N_o} f_r \quad (5.57)$$

## 5.2.2 Parámetros del método

El método expuesto contiene una serie de parámetros de configuración sobre los que se realizan una serie de comentarios en los siguientes subapartados.

### 5.2.2.1 Frecuencia de corte del filtro antialiasing $f_c$

El filtro antialiasing es un filtro paso bajo que es colocado justo antes del convertidor analógico/digital con el fin de que en la conversión se asegure el cumplimiento del criterio de Nyquist. El criterio de Nyquist dice que la frecuencia de muestreo debe ser igual o mayor a dos veces el frecuencia máxima de la señal [105]. Por otro lado, la frecuencia de corte del filtro debe ser tal que no elimine ninguna de las posibles frecuencias *ripples*. Esto se consigue imponiendo la siguiente restricción:

$$f_{r\_max} < f_c \leq \frac{F_s}{2} \quad (5.58)$$

De esta forma la frecuencia *ripple* máxima  $f_{r\_max}$  no será eliminada por el filtro y se cumple el criterio de Nyquist. En la restricción hay dos parámetros,  $f_c$  y  $F_s$ . Los posibles valores de  $F_s$  se discutirán más adelante. Por tanto la restricción (5.58) indica un valor mínimo para la frecuencia de corte y esta es la frecuencia *ripple* máxima que está relacionada con la velocidad máxima del motor DC. El filtro antialiasing además de hacer cumplir el criterio de Nyquist realiza un filtrado que es aprovechado para la eliminación del ruido de la corriente. Con el fin de eliminar el mayor ruido posible de la corriente hay que seleccionar la frecuencia de corte del filtro de forma que sea superior pero próxima a la frecuencia *ripple* máxima. Esto es:

$$f_c \gtrsim f_{r\_max} \quad (5.59)$$

### 5.2.2.2 Frecuencia de muestreo $F_s$

La frecuencia de muestro indica la tasa con la que es digitalizada la corriente del motor. Una primera condición que debe cumplir la frecuencia de muestreo es el criterio de Nyquist:

$$F_s \geq 2f_c \quad (5.60)$$

Otras restricciones que debe cumplir son la restricción 3) y la restricción 4) impuesta sobre el parámetro  $W$  en el subapartado 5.2.1.4. Estas restricciones indica que el valor mínimo para  $W$  debe ser 3 y el máximo  $F_s/f_r$ . Si se incluyen estas restricciones en (5.52) se obtiene la siguiente restricción sobre la frecuencia de muestreo:

$$F_s \geq 5f_{r\_max} \quad (5.61)$$

Junando las dos restricciones en una se obtiene:

$$F_s \geq \max\{2f_c, 5f_{r\_max}\} \quad (5.62)$$

En la práctica es mejor elegir el parámetro de muestreo mayor que el límite pero no demasiado para no incrementar el coste computacional.

### 5.2.2.3 Parámetro $L$

El parámetro  $L$  indica el tamaño del Registro de Desplazamiento utilizado en el bloque Detector de Máximo. La restricción ha este parámetro normalmente vendrá dada por la memoria del sistema hardware utilizado y el número de operaciones por segundo máximas que se puedan realizar. En caso de que no exista ninguna de las restricciones se puede imponer la restricción 2) impuesta sobre el parámetro  $W$  en el sub-apartado 5.2.1.4. Esta restricción si se incluye en (5.52) da lugar a

$$L \geq 2 \left\lceil C \frac{F_s}{f_{r\_min}} \right\rceil + 1 \quad (5.63)$$

En este caso sería tomar la igualdad para minimizar la necesidad de memoria. Pero esta restricción al utilizar  $f_{r\_min}$  en el denominador de un cociente quiere decir que puede dar lugar a

un número elevado. Por ello esta restricción puede que no interese hacer cumplirla de esta forma y se imponga truncando el valor de  $W$ .

Debido a la restricción 3), hay un límite inferior para  $W$  que es 3 y debido a la restricción 2),  $W$  nunca puede ser mayor que  $L$ . Por tanto el valor mínimo de  $L$  será 3 también. Pero juntando estas limitaciones en (5.52) se obtiene una restricción mayor:

$$L \geq 5 \quad (5.64)$$

Por tanto,  $L$  será mayor que 5 y su límite superior vendrá dado por las limitaciones del sistema de procesamiento.

#### 5.2.2.4 Parámetro $W$

El parámetro  $W$  es calculado por el bloque Estimador de Ventana. En la explicación de este bloque se realizó la discusión sobre este parámetro.

#### 5.2.2.5 Parámetro $C$

El parámetro  $C$  es utilizado en el bloque Estimador de Ventana para el cálculo del tamaño de la ventana de observación  $W$ . El parámetro se utiliza en la expresión (5.52). Las restricciones para este parámetro son la restricción 2), la restricción 3) y la restricción 4) impuestas sobre el parámetro  $W$  en el subapartado 5.2.1.4. Todas estas restricciones se traducen a:

$$2 \frac{f_r}{f_s} \leq C \leq \min \left\{ \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{f_r}{F_s} \right), \frac{1}{2} (L - 1) \frac{f_r}{F_s} \right\} \quad (5.65)$$

Debido a que la restricción 2) depende del parámetro  $L$  y éste, como ya se comentó, normalmente está limitado por el propio sistema, es mejor no imponer esta restricción a la hora de elegir el parámetro  $C$ . De su cumplimiento finalmente se encargará el bloque Estimador de Ventana. Por tanto, (5.65) se transforma en:

$$2 \frac{f_r}{F_s} \leq C \leq \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{f_r}{F_s} \right) \quad (5.66)$$

Condición que se cumple siempre si se cumple (5.62).

#### 5.2.2.6 Parámetro $N_d$

El parámetro  $N_d$  es utilizado en el bloque Detector de Frecuencia e indica el número de periodos, o distancia entre ondulaciones detectas, que son utilizadas para la estimación de la frecuencia. La frecuencia es calculada como el inverso del valor medio de los periodos anteriores. Como se deduce de (5.50) la precisión en la estimación de la frecuencia dependerá del parámetro  $N_d$ . Cuanto mayor sea este parámetro mayor será la precisión. Esto quiere decir que el parámetro  $N_d$  debe ser lo mayor posible. Otra ventaja de elegir un valor alto es que de esta forma se minimizará el efecto del ruido en la detección de la frecuencia y ésta tendrá una varianza menor en el tiempo. Debido a que un valor alto filtra la varianza de la frecuencia, esto quiere decir que si la velocidad del motor DC cambia bruscamente la frecuencia *ripple* cambiará bruscamente también y el bloque Detector de Frecuencia filtrará parte de este cambio haciendo que la frecuencia *ripple* tarde más en ser detectada. Por tanto, el parámetro  $N_d$  no puede ser excesivamente grande.

La regla para seleccionar el parámetro  $N_d$  es elegirlo lo mayor posible para incrementar la precisión y filtrar el posible ruido en la detección, pero teniendo en cuenta que no debe retrasar en exceso la detección de la frecuencia *ripple* cuando la velocidad del motor DC cambia. Todo ello quiere decir que el valor del parámetro dependerá en gran medida de las condiciones de trabajo del motor DC: si la velocidad es aproximadamente constante siempre o está continuamente cambiando. En el primer caso el parámetro puede ser elevado y en el segundo debe tener un valor bajo.

### 5.2.2.7 Parámetro $N_o$

El parámetro  $N_o$  indica el número de ondulaciones producidas en la corriente del motor DC como consecuencia de la componente *ripple*. Este parámetro es calculado de acuerdo a la siguiente expresión:

$$N_o = \frac{2p \cdot k}{\eta} \quad (5.67)$$

$$\eta = m. c. d. \{2p, k\} \quad (5.68)$$

Donde  $2p$  es el número de polos del motor DC,  $k$  es el número de delgas que contiene el colector de delgas y  $\eta$  es el máximo común divisor de  $2p$  y  $k$ . Los parámetros utilizados en la expresión son de tipo constructivos por lo que son siempre constantes.

## 5.3 Método propuesto 3

El Método propuesto 3 pretende cumplir con el Objetivo 3. El Objetivo 3 dice que el método propuesto debe ser capaz de la estimación *sensorless* de la velocidad en motores DC de alta potencia midiendo únicamente la corriente del motor DC. Debido a que el método debe funcionar en motores DC de alta potencia el método no puede estar basado en la tecnología *sensorless* basada en la componente *ripple*. En motores DC de alta potencia el número de bobinas es elevado y entonces la componente *ripple* no es apreciable. Actualmente en la literatura no se ha encontrado ningún método capaz de estimar la velocidad en motores DC de alta potencia midiendo únicamente la corriente. Para poder realizar la estimación de la medida primeramente se ha realizando un estudio de las componentes espectrales de la corriente de un motor DC. Dicho estudio está expuesto en el subapartado 3.2.2. La corriente del motor DC está compuesta por una serie de componentes espectrales equiespaciadas cuya distancia entre ellas y su posición está directamente relacionada con la velocidad del motor DC. En este método se utilizarán estas componentes espectrales para la estimación de la velocidad.

De esta forma, el método, aunque está incluido dentro de los observadores *sensorless*, no pertenece a ninguno de los subtipos conocidos en la literatura: los basados en el modelo dinámico, los basados en la componente *ripple* y los que combinan la componente *ripple* y el modelo dinámico. Este nuevo observador *sensorless* mide únicamente la corriente del motor DC y analizando espectralmente la corriente determina la velocidad del motor DC.

### 5.3.1 Algoritmo del método

El método ha sido diseñado para la estimación de la velocidad de motores DC de alta potencia midiendo únicamente la corriente del motor DC. Un esquema general del método se muestra en la Figura 5.19. El esquema general está compuesto principalmente por tres bloques: Capturador, Analizador Espectral y Convertidor. El Capturador se encarga de realizar la medida

de la corriente del motor DC de alta potencia y de digitalizarla. El Analizador Espectral se encarga de analizar el espectro de la corriente y medir la posición de una de las frecuencias que se utilizará como referencia. Por último, el Convertidor convierte la frecuencia de referencia a la velocidad del motor DC.

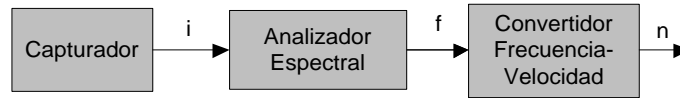


Figura 5.19: Esquema general del Método propuesto 3 para la detección de la velocidad y la posición.

Un esquema más detallado del método se muestra en la Figura 5.20. En este esquema no se muestra el bloque Capturador. En el esquema detallado hay cinco bloques: Buffer, Estimador  $df_m$ , Supervisor, Seguidor de Frecuencia y Convertidor. El Buffer almacena las muestras digitales de la corriente del motor DC y pone a su salida un vector con las últimas muestras recibidas. Luego el Estimador  $df_m$  analiza las muestras de la corriente almacenadas por el Buffer y estima la separación espectral entre las diferentes componentes espectrales que hay presente en la corriente. El Seguidor de Frecuencia monitoriza una de las frecuencias presentes en la corriente cuya posición aproximada le es facilitada por el Supervisor. A su salida coloca el valor de la posición de dicha frecuencia. El Convertidor convierte esta frecuencia a la velocidad del motor DC, pues ambas magnitudes están relacionadas. El bloque Supervisor estima con la separación entre frecuencias estimada por el Estimador  $df_m$ , la posición de la frecuencia a seguir por el Seguidor de Frecuencias. También comprueba si la frecuencia que el Seguidor de Frecuencia ha detectado es próxima a ésta. En el caso de que no sea próxima reconfigura el bloque Seguidor de Frecuencia para que corrija la frecuencia monitorizada.

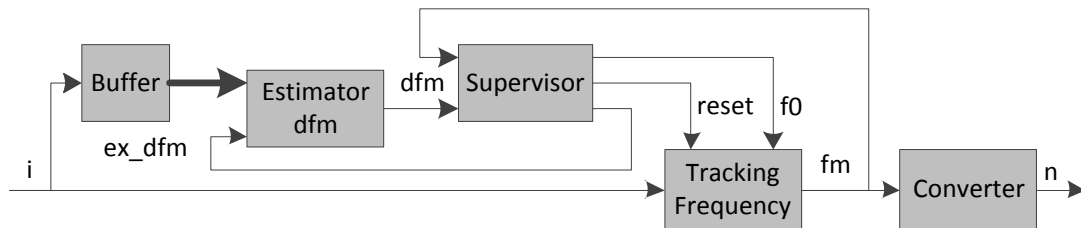


Figura 5.20: Diagrama de bloques del Método propuesto 3.

### 5.3.1.1 Capturador

El bloque Capturador se encarga de digitalizar la corriente del motor DC. En este caso el bloque debe ser utilizado junto a motores DC de alta potencia, por lo que el bloque Capturador debe trabajar con corriente elevadas.

En motores DC de alta potencia, la corriente que circula por él mismo es elevada y no puede ser medida por todos los tipos de sensores de corriente existentes. Esto hace que haya que elegir con cuidado el sensor de corriente a utilizar. Por ejemplo, los sensores de tipo shunt son resistencias de bajo valor óhmico por las que se hace circular la corriente. Por el efecto Joule esta resistencia disipa una potencia en forma de calor que al ser la corriente elevada puede ser alta. Esta alta potencia puede no ser soportada por el sensor y puede terminar destruyéndolo. Además de lo anterior, el sensor debe proveer algún tipo de aislamiento eléctrico entre el circuito del motor y el circuito utilizado para la medida de la corriente. Estas dos condiciones imponen las características del tipo de sensor de corriente a utilizar. Un tipo de sensor que es recomendable utilizar en este tipo de casos, es un sensor de corriente tipo transformador de corriente. Los sensores de corriente tipo transformador de corriente filtran la componente

continua por lo que no son capaces de medirla. Esto no presenta ninguna desventaja para el método utilizado.

Otra característica de los motores DC de alta potencia frente a los de baja potencia es que el circuito inductor está formado por bobinas en vez de por imanes permanentes. Esta característica intensifica el campo magnético con lo que se consigue que el motor desarrolle una potencia mayor. Ello hace que en estos motores DC haya dos circuitos que deben ser alimentados: el inductor y el inducido. Estos dos circuitos son alimentados con tensión continua que puede proceder de la misma fuente o de diferentes fuentes. Si son alimentados con la misma fuente según como se interconecte se tendrá las diferentes configuraciones. Estas dos características dan lugar a los diferentes tipos de conexiones: conexión con excitación independiente, conexión en derivación o shunt y conexión compuesta o compound. En todos los casos el sensor debe colocarse en la posición que sea capaz de medir la corriente que circula por el circuito inductor. Esta corriente es la que lleva la información de la velocidad. Ello quiere decir que se debe conectar siempre en serie con el circuito inductor. En la Figura 5.21 se muestra la posición del sensor para un motor DC con conexión en derivación o shunt.

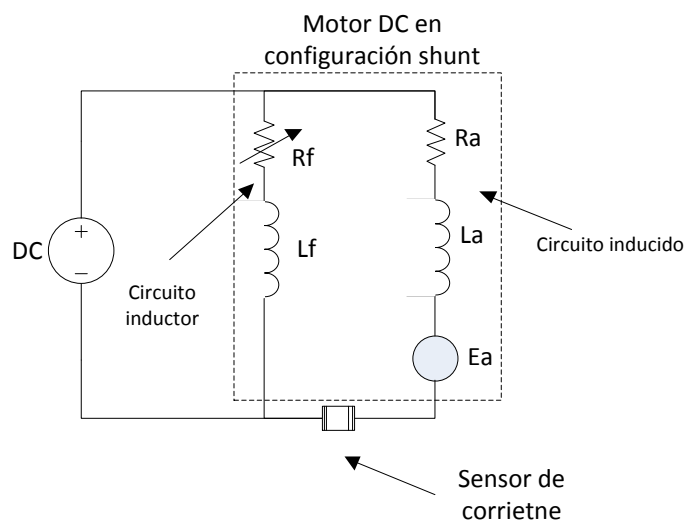


Figura 5.21: Posición del sensor de corriente para un motor DC con conexión en derivación o shunt.

El resto de elementos que componen el bloque Capturador son similares a los que pueden ser utilizados en motores DC de baja potencia. Estos elementos son amplificador de instrumentación, filtro antialiasing y convertidor analógico/digital. En este método el único filtro utilizado será el filtro antialiasing por lo que debe eliminar todo el ruido posible fuera de las bandas de interés de la corriente. La frecuencia de corte de este filtro es la frecuencia  $f_c$ .

### 5.3.1.2 Buffer

El bloque Buffer almacena las muestras discretas de la corriente recibidas en los últimos  $T_b$  segundos y pone a su salida un vector con estas muestras. El bloque tiene como entrada la muestra digital actual de la corriente y como salida un vector con la muestras discretas de la corriente recibidas en los últimos  $T_b$  segundos. El vector a la salida tiene una longitud fija, pues  $T_b$  es constante y la frecuencia de muestreo,  $F_s$ , también. La longitud del vector o número de muestras almacenadas,  $N_b$ , es:

$$N_b = [T_b \cdot F_s] \quad (5.69)$$



Donde el operador  $[\cdot]$  es el operador parte entera.

### 5.3.1.3 Estimador $df_m$

El bloque Estimador  $df_m$  se encarga de la estimación de la distancia entre las componentes frecuenciales que hay presentes en la corriente del motor DC. Este bloque tiene dos entradas, la entrada  $i$  que es el vector que contiene las muestras digitales de la corriente almacenadas por el Buffer y la entrada  $ex\_dfm$  que contiene un valor Booleano que indica si el bloque debe ser ejecutado o no. Como salida tiene la distancia entre frecuencia estimada  $df_m$ .

Cuando el valor de la entrada Booleana,  $ex\_dfm$ , es *False* el bloque no hace nada y no es ejecutado. En contra, cuando el valor de esta entrada es *True* el bloque ejecuta el algoritmo cuyo diagrama de bloques se muestra en la Figura 5.22.

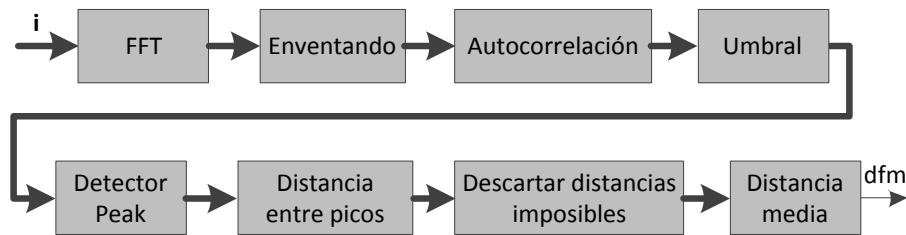


Figura 5.22: Diagrama de bloques del Estimador  $df_m$ .

En el diagrama de bloques del Estimador  $df_m$  (ver Figura 5.22) aparecen 8 bloques que se encargan de realizar una estimación lo más precisa posible de la separación entre componentes frecuenciales de la corriente,  $df_m$ . En primer lugar es calculado el espectro de la corriente con el bloque FFT. Debido a que no es deseable utilizar todas las componentes de la corriente el espectro es eventanado por el bloque Eventanado, quedando sólo a su salida las componentes frecuenciales comprendidas entre  $f_{min}$  y  $f_{max}$ . La razón de no usar todas las componentes frecuenciales disponibles son: que puede haber ruido fuera de esta banda que perjudique la estimación y que se desee disminuir el coste computacional como consecuencia de procesar menos muestras. Con el fin de medir la distancia entre las componente frecuenciales, que están equiespaciadas en la corriente, y minimizar el efecto del ruido se realiza la autocorrelación del espectro de la corriente eventanado. La autocorrelación es calculada según:

$$A[m] = \sum_{k=0}^{K_{max}-1} (I[m] - \bar{I})(I[m-k] - \bar{I}) \quad (5.70)$$

Donde  $A[m]$  es la autocorrelación,  $I[m]$  es el espectro de la corriente eventanada,  $\bar{I}$  es el valor medio del espectro de la corriente envantanada,  $K_{max}$  es el número de muestras del espectro de la corriente envantanado y  $m$  es el índice discreto. Esta autocorrelación no se corresponde con la autocorrelación típica como consecuencia de la eliminación del valor medio. Esto se hace para eliminar el efecto del valor medio en la autocorrelación que provoca que según aumenta  $m$  el valor de fondo de la autocorrelación caiga. Ello facilita la detección de los picos de la autocorrelación al tener un nivel de fondo constante. Los picos en la autocorrelación están relacionados con la distancia entre las componentes frecuenciales de la corriente. La posición del primer pico de la autocorrelación indica la distancia entre componentes frecuenciales, el segundo pico indica dos veces la distancia entre las componentes frecuenciales, el tercero tres veces y así sucesivamente. Para la estimación de la distancia entre las

componente frecuenciales de la corriente se utilizan varios picos de la autocorrelación en vez de uno sólo con el fin de incrementar la precisión. La precisión en la estimación depende directamente del número de picos utilizados y de la resolución espectral que es el inverso de  $T_b$ . Un inconveniente es que  $T_b$  no puede ser tan grande como se desee debido a que incrementa el tiempo de observación y puede que en este tiempo la velocidad del motor cambie. Por tanto, para incrementar la precisión solo queda incrementar el número de picos de la autocorrelación a tener en cuenta y realizar el promediado.

Con el fin de detectar los picos y su posición, se realizan los siguientes pasos. En primer lugar, la autocorrelación es comparada con el umbral  $A_{min}$  de forma que si el valor de la autocorrelación es superior se mantiene y si es inferior se hace cero:

$$A_{th}[m] = \begin{cases} 0 & \text{si } A[m] < A_{min} \\ A[m] & \text{otros} \end{cases} \quad (5.71)$$

Donde  $A_{th}$  es la señal resultante. A continuación se detectan los picos. Para ellos, la señal  $A_{th}$  es derivada según:

$$D[m] = A_{th}[m] - A_{th}[m - 1] \quad (5.72)$$

Donde  $D$  es la señal resultante de la derivación. Esta derivación es una derivación discreta donde se ha eliminado la constante de proporcionalidad que normalmente es el inverso del tiempo de muestreo. En este caso se ha eliminado por que el valor exacto de la amplitud no es importante. Lo importante es la forma. Posteriormente se detecta si hay o no un pico de la siguiente manera:

$$D_p[m] = \begin{cases} True & \text{si } A_{th}[m] < 0 \text{ y } A_{th}[m - 1] > 0 \\ False & \text{otros} \end{cases} \quad (5.73)$$

Donde  $D_p$  es la señal que indica si hay un pico en esa posición o no. El método para detectar los picos se basa en que si se deriva una señal y esta presenta un máximo en ese punto la derivada pasa de ser positiva a ser negativa.

Como consecuencia de la presencia del ruido esta forma de detectar los máximos no da una precisión suficiente, pues el ruido introduce pequeños picos que también son detectados. Por ello, a continuación se intentan descartar los picos producidos como consecuencia del ruido. En primer lugar se mide la distancia entre picos calculando todas las distancias entre picos consecutivos. Esta distancia está dada en número de muestras discretas. Posteriormente, se calcula el valor estadístico de la moda de estas distancias. Entonces, cada distancia entre picos calculada es comparada con la moda y si la diferencia en valor absoluto es mayor que el parámetro  $d_a$  la distancia es descartada del cálculo.

Con las distancia entre picos que se mantiene, se calcula el valor medio. Esta es la distancia en número de muestras discretas entre picos. Este valor no tiene por qué ser entero. Por último, esta distancia es convertida a frecuencia multiplicándola por la resolución espectral que es:

$$R_s = 1/T_b \quad (5.74)$$

El resultado obtenido en este punto es una estimación de la distancia entre las componentes frecuenciales de la corriente,  $df_m$ .

### 5.3.1.4 Seguidor de Frecuencia

El seguidor de frecuencias se encarga de seguir la posición de una de las frecuencias presentes en la corriente del motor DC. Como entrada tiene la muestra digital de la corriente obtenida en el instante actual, el *reset* que contiene un valor Booleano y  $f_0$  que es la estimación de la posición donde puede estar la frecuencia a seguir. El diagrama de bloques del Seguidor de Frecuencia se muestra en la Figura 5.23. El esquema coincide con el esquema típico de un PLL que son: VCO, multiplicador o comparador de fase, filtro paso bajo y sumador para controlar la frecuencia de libre oscilación [108]. El seguidor de frecuencia pone a su salida la posición de la componente frecuencial más cercana a la posición de la frecuencia detectada anteriormente si la entrada *reset* es *False* y la más cercana a  $f_0$  si la entrada *reset* es *True*.

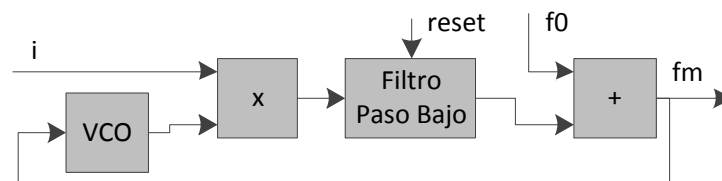


Figura 5.23: Diagrama de bloques del Seguidor de Frecuencia.

Debido a que este bloque coincide con el esquema típico de un PLL no se explican como funciona. La diferencia principal del bloque respecto a un PLL típico es que el bloque está implementado en el mundo digital al haber sido previamente digitalizada la corriente. El bloque que es configurable en este esquema, es el filtro paso bajo. En este caso la función de transferencia del filtro es:

$$F(s) = (1 + s\tau_2)/(s\tau_1) = \tau_2/\tau_1 + (1/\tau_1)(1/s) \quad (5.75)$$

Donde  $\tau_1$  y  $\tau_2$  son las constantes de tiempo del filtro. Por otro lado,  $1/s$  implementa un integrador de acuerdo al espacio de Laplace siendo  $s$  la variable de este espacio. El filtro según (5.75) está implementado en el dominio continuo al ser expresado en el espacio de Laplace. Ello hace que sea necesario discretizarlo. La discretización es inmediata si se utiliza la segunda igualdad. El integrador puede ser discretizado de acuerdo a la regla trapezoidal de la siguiente manera:

$$v[n] = v[n - 1] + 0.5(u[n] + u[n - 1])T_s \quad (5.76)$$

Donde  $v$  es la señal integrada,  $u$  es la señal a integrar y  $T_s$  es el periodo de muestreo o el inverso de la frecuencia de muestreo ( $F_s$ ). Este filtro hace que el bloque se comporte como un PLL de tipo II y orden 2.

La entrada *reset* según la Figura 5.23 sólo actúa sobre el filtro paso bajo. En el filtro paso bajo resetea los puntos de memoria interna a cero. El único punto de memoria dentro del filtro paso bajo está en el integrador. De esta forma cuando la entrada *reset* es *True* se hace  $v[n] = 0$ . Con ellos se consigue borrar la memoria del bloque y se hace que busque la componente frecuencial más cercana a  $f_0$  en vez de a la última frecuencia detectada.

### 5.3.1.5 Supervisor

El bloque supervisor está compuesto por dos entradas y tres salidas. Las entradas son la estimación realizada entre frecuencias  $df_m$  y la frecuencia detectada por el seguidor de frecuencia  $f_m$ . En cambio, las salidas son  $ex\_dfm$  que indica si el bloque Estimador  $df_m$  debe ser ejecutado en la próxima iteración,  $f_0$  que es la estimación de la posición donde puede estar la frecuencia a seguir por el Seguidor de Frecuencia y  $reset$  que indica si el bloque Seguidor de Frecuencia debe ser reseteado.

El bloque Supervisor se encarga de calcular con la distancia entre frecuencias  $df_m$  una estimación de la frecuencia que se quiere utilizar. Esta frecuencia está identificada por el índice de su posición  $N_f$ . Posteriormente compara esta frecuencia con la frecuencia detectada por el Seguidor de Frecuencia,  $f_m$ , y si la diferencia entre ellas es menor que un umbral no se hace nada. Por el contrario, si es mayor que el umbral y dependiendo de la evolución temporal de esta diferencia se resetea el bloque Seguidor de Frecuencia activando la salida  $reset$ .

El diagrama de bloques detallado del Supervisor se muestra en la Figura 5.24. En el diagrama los trapecios son multiplexores que seleccionan una u otra entrada dependiendo de la entrada Booleana, los triángulos implementan operaciones aritméticas o comparaciones, los bloques *AND* y *OR* implementan dichas operaciones lógicas, el bloque  $Z^{-1}$  implementa un retardador, el bloque  $|\cdot|$  implementa el valor absoluto, el bloque *Media* calcula el valor medio de la siguiente forma:

$$M_{df_m}[n] = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} df_p[n - i] \quad (5.77)$$

La media se calcula sobre los últimos  $L$  elementos recibidos. El bloque *Contador True* cuenta cuantas veces la entrada ha tomado el valor Booleano *True* en las últimas  $L$  muestras. Si al valor *True* se asocia a un 1 y al valor *False* a un 0, esto se puede calcular de la siguiente manera:

$$C_t = \sum_{i=0}^{L-1} B[n - i] \quad (5.78)$$

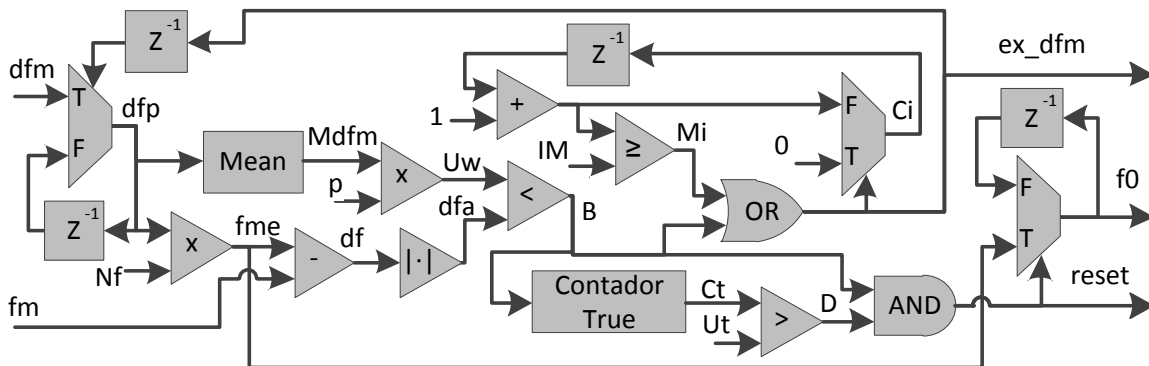


Figura 5.24: Diagrama de bloques del Supervisor.

El bloque en primer lugar comprueba si el bloque Estimador  $df_m$  ha sido ejecutado con el valor de la iteración anterior de  $ex\_dfm$ . Si ha sido ejecutado, considera el valor actual de  $df_m$ , si no ha sido ejecutado utiliza el último valor de  $df_m$  que fue utilizado en la última ejecución del

bloque Estimador  $df_m$ . El valor más actual de  $df_m$  se almacena en  $df_p$  y es el que se utilizará. Con el valor de  $df_p$  se calcula una estimación de la frecuencia a utilizar para la detección de la velocidad. Esta estimación es  $f_{me}$  y se obtiene multiplicando la distancia entre frecuencias,  $df_p$ , por la posición o índice de la frecuencia a usar para la detección de la velocidad,  $N_f$ . Esta frecuencia es comparada con la frecuencia detectada por el Seguidor de Frecuencia obteniendo el valor absoluto de la diferencia entre ambas. Esta diferencia se la ha nombrado como  $df_a$ . Esta diferencia es comparada con el umbral  $U_w$  dando lugar a la variable Booleana  $B$  que es *True* si la diferencia es mayor o igual que el umbral. El umbral  $U_w$  es calculado de forma dinámica a partir del valor medio de  $df_p$  calculado según (5.77) que es  $M_{df_m}$  y el parámetro  $p$ . La variable  $B$  es pasada por el *Contador True* que cuenta cuantas veces ha tomado el valor *True* en las  $L$  últimas iteraciones según (5.78). Este valor es comparado con el umbral  $U_t$  y si es mayor se activa la variable  $D$  a *True* y sino la pone a *False*. Si se supera el umbral y  $B$  es *True* en la iteración actual, entonces *reset* es *True*. En caso contrario es *False*. Cuando es *True* quiere decir que la distancia entre la frecuencia detectada por el Seguidor de Frecuencia y la estimada son muy diferentes y entonces el Seguidor de Frecuencia está siguiendo la frecuencia incorrecta. Cuando se activa la salida *reset* a *True* se actualiza el valor de  $f_0$  con el valor actual de  $f_{me}$ . De esta forma se corrige la frecuencia a la que esta siguiendo el Seguidor de Frecuencia.

Por último, queda por definir la salida Booleana  $ex_{dfm}$  que es activada al valor *True* en dos ocasiones. Cada vez que  $B$  toma el valor *True* en cuyo caso es activado para verificar si en la siguiente iteración la estimación de la posición de la frecuencia a seguir y la frecuencia seguida por el Seguidor de Frecuencia siguen siendo muy distintas. La otra situación en la que vale *True* es cuando se supera el número de iteraciones máximas  $I_M$  sin que el bloque Estimador  $df_m$  se haya ejecutado. En el resto de caso vale *False*.

De todo ello, se puede deducir que la función principal del Supervisor es asegurar que el Seguidor de Frecuencia siga a la frecuencia correcta. Esta frecuencia debe estar cercana a la frecuencia estimada  $f_{me}$ . Debido a que  $f_{me}$  es una estimación inicial de la frecuencia a seguir y no tiene una precisión suficiente a partir de ella no se puede realizar una estimación adecuada de la velocidad. Por esta razón se realiza una mejor estimación de esta frecuencia con el Seguidor de Frecuencia.

### 5.3.1.6 Convertidor

El bloque Convertidor convierte la frecuencia  $f_m$  detectada por el bloque Seguidor de Frecuencia a la velocidad del motor DC,  $n$ . Ambas magnitudes están relacionadas a través del parámetro  $N_f$ . La relación entre ambas magnitudes es:

$$n = 60 \frac{f_m}{N_f} \quad (5.79)$$

### 5.3.2 Parámetros del método

El método descrito contiene una serie de parámetros que configuran su comportamiento. A continuación se expone cada uno de ellos.

### 5.3.2.1 Frecuencia de corte $f_c$

La frecuencia de corte  $f_c$  se corresponde con la frecuencia de corte del filtro antialiasing presente en la etapa previa de la digitalización de la corriente en el bloque Capturador. El filtro antialiasing es el único filtro que aparece en el sistema y por tanto debe eliminar todo el ruido posible. Pero la eliminación del ruido no es la función principal del filtro debido a que el método propuesto internamente posee cierta inmunidad al ruido. La principal función de este filtro y la más importante en este caso, es asegurar que en el proceso de digitalización de la corriente no se produzca aliasing. Por tanto, la frecuencia de corte debe cumplir:

$$f_c \leq \frac{F_s}{2} \quad (5.80)$$

Esta es la única restricción impuesta para este parámetro inicialmente. Esta restricción indica también que las restricciones impuestas para  $F_s$  afectarán de forma indirecta a  $f_c$  a través de la restricción (5.80).

### 5.3.2.2 Frecuencia de muestreo $F_s$

La frecuencia de muestreo es la tasa con la que la corriente del motor DC es digitalizada, es decir, es el número de muestras por segundos que deberá procesar el sistema para calcular la velocidad del motor DC y el número de veces por segundo que se actualizará la velocidad. Por ello, y con el fin de minimizar el coste computacional, es necesario elegir el valor más bajo posible para este parámetro.

Por otro lado y de acuerdo con el teorema Nyquist, la frecuencia de muestreo debe ser superior al doble de la frecuencia máxima de interés. En este caso la frecuencia máxima de interés viene impuesta por la frecuencia máxima de enventanado  $f_{max}$  que es utilizada en el bloque Estimador  $df_m$ . Esto se traduce en la siguiente restricción:

$$F_s \leq 2f_{max} \quad (5.81)$$

La frecuencia máxima de enventanado  $f_{max}$  considera la frecuencia máxima de interés de la corriente que es utilizada por el método. Esto hace que no sea necesario asegurar ninguna otra condición para la frecuencia de muestreo.

La condición anterior es un límite teórico que en la práctica es mejor imponer uno más restrictivo. El límite práctico utilizado es usar una frecuencia de muestreo no 2 veces mayor sino 10 veces mayor.

$$F_s \leq 10f_{max} \quad (5.82)$$

### 5.3.2.3 Frecuencias de enventanado $f_{min}$ y $f_{max}$

Las frecuencias de enventanado mínima,  $f_{min}$ , y máxima,  $f_{max}$ , son utilizadas por el bloque Estimador  $df_m$ . Estas frecuencias son utilizadas en el enventanado tras la obtención del espectro de la corriente con el fin de procesar un conjunto finito del espectro de la corriente. Esto tiene la ventaja de eliminar cierto ruido de la corriente y reducir el coste computacional. Por definición ambos parámetros deben cumplir:

$$f_{min} < f_{max} \quad (5.83)$$

Como consecuencia de que el conjunto de componentes espectrales de la corriente del motor DC son más importantes a baja frecuencia, la frecuencia  $f_{min}$  debe ser lo menor posible. Pero esta frecuencia no puede ser tan pequeña como se desee debido al ruido presente. Una componente ruidosa y que en motores DC de alta potencia está especialmente presente, es la componente frecuencial de la red eléctrica. La corriente es transportada por motivos de eficiencia a través de una señal alterna que en motores DC es rectificadora antes de su alimentación. Esta rectificación no coincide con la ideal y siempre queda la componente principal y algún armónico. Para que esta frecuencia de red no afecte en la estimación de la velocidad debe ser descartada en el inventariado, con lo que se debe cumplir:

$$f_{min} > f_{red\_electrica} \quad (5.84)$$

Por otro lado,  $f_{max}$  debe ser lo menor posible con el fin de eliminar todo el ruido posible y éste afecte mínimamente sobre la estimación de la velocidad. Otro aspecto importante es que la ventana de espectro limitada por  $f_{min}$  y  $f_{max}$  debe incluir un número de componentes espectrales de la corriente suficiente como para poder realizar una estimación precisa de la distancia entre componentes  $df_m$ . Ello hace que el límite inferior para  $f_{max}$  venga impuesto por esta condición y el superior por el ruido que dependerá del motor concreto que se esté utilizando así como de su entorno. El número de componentes espectrales a incluir depende de la precisión que se quiera alcanzar en la estimación de  $df_m$ . Si suponemos que incluyendo  $N_{comp}$  componentes espectrales se tiene una buena estimación se debe cumplir que:

$$f_{max} > f_{min} + N_{comp} \cdot df_{m\_max} \quad (5.85)$$

Donde  $df_{m\_max}$  es la distancia máxima entre las componentes espectrales de la corriente que está relacionada con la velocidad máxima según (3.79).

#### 5.3.2.4 Parámetro $A_{min}$

El parámetro  $A_{min}$  es un umbral utilizado por el bloque Estimador  $df_m$ . El umbral se utiliza en el comparador que pretende eliminar el ruido de fondo de la autocorrelación. El valor para este umbral debe ser tal que no elimine los picos de la autocorrelación pero consiga eliminar el mayor ruido de fondo posible. Por tanto, un valor pequeño eliminará poco ruido de fondo y pocos picos de la autocorrelación. Sin embargo, un valor grande eliminará mucho ruido de fondo y muchos picos de la autocorrelación. Valores óptimos para este parámetro son los comprendidos entre 0.1 y 0.5.

#### 5.3.2.5 Parámetro $d_a$

El parámetro  $d_a$  es utilizado por el bloque Estimador  $df_m$ . Este parámetro es utilizado tras la medida de la distancia discreta entre los picos de la autocorrelación. Tras esta medida se calcula el parámetro estadístico de la moda de las distancias entre picos y entonces las distancias cuya diferencia con la moda supere en valor absoluto el valor  $d_a$  son descartadas. Por tanto, este parámetro es utilizado con el fin de eliminar ruido. Debido a que las distancias medidas son discretas, es decir, miden la distancia en número de muestras discretas, el valor de este parámetro debe ser un número entero mayor que 0. Si se hace cero quiere decir que no se permite ningún error en el cálculo, algo que no se corresponde con un caso real. Por otro lado, el valor máximo viene impuesto por cuanto ruido se quiere filtrar. En mayor sea menor número de

distancias erróneas se descartarán y al contrario. Valores apropiados para este parámetro son los comprendidos entre 1 y 3.

$$1 \leq d_a \leq 3 \quad d_a \in \mathbb{N} \quad (5.86)$$

### 5.3.2.6 Constantes de tiempo $\tau_1$ y $\tau_2$

Las constantes de tiempo  $\tau_1$  y  $\tau_2$  son utilizadas en el bloque Seguidor de Frecuencia. Estas constantes son utilizadas en el filtro paso bajo y definen sus características y por tanto las características del Seguidor de Frecuencia. Al igual que un PLL, el comportamiento del Seguidor de Frecuencia viene determinado por estos parámetros. Estos parámetros pueden ser determinados a partir de otros que están directamente relacionados con el comportamiento global del Seguidor de Frecuencia en vez de con el comportamiento del filtro paso bajo. Estos parámetros son la frecuencia natural,  $\omega_n$ , y el coeficiente de amortiguamiento,  $\xi$ . La relación entre unos y otros son:

$$\tau_1 = \frac{K}{\omega_n^2} \quad (5.87)$$

$$\tau_2 = \frac{2\xi}{\omega_n} \quad (5.88)$$

Donde  $K$  es la ganancia total del Seguidor de Frecuencia que se define como el producto individual de la ganancia de cada uno de los bloques. De acuerdo con la teoría del PLL este valdrá:

$$K = 2\pi K_{multiplicador} K_{VCO} \quad (5.89)$$

Para el seguidor de frecuencia las ganancias del multiplicador y del VCO elegidos es 1. Por tanto  $K = 2\pi$ . Con esto una vez definido los valores de  $\omega_n$  y  $\xi$  quedarían determinado los valores de  $\tau_1$  y  $\tau_2$ . Para el parámetro  $\xi$  debe tener un valor entre 0.6 y 2 para un funcionamiento óptimo. Para el parámetro  $\omega_n$  se elegirá un valor que permita al seguidor de frecuencia seguir a la frecuencia que se desea seguir. Este valor dependerá en gran medida de las condiciones de trabajo del motor DC utilizado. Si el motor tiene variaciones rápidas y grandes de velocidad,  $\omega_n$  debe ser grande. Por el contrario, si tiene variaciones pequeñas de velocidad  $\omega_n$  podrá ser pequeño. Un problema de elegir un valor demasiado grande de  $\omega_n$  es que el ruido puede afectar a la detección o puede que el Seguidor de Frecuencia no siga a la componente deseada y siga a otra componente de la corriente que tiene una amplitud mayor.

### 5.3.2.7 Parámetro $N_f$

El parámetro  $N_f$  es utilizado en los bloques Supervisor y Conversor. Este parámetro indica el índice o posición de la componente espectral de la corriente a utilizar para la detección de la velocidad del motor DC. Por todo ellos,  $N_f$  debe ser un número natural. Esta frecuencia será la seguida por el Seguidor de Frecuencia. La frecuencia a utilizar puede ser cualquiera de las componentes espectrales presentes en la corriente del motor DC. Únicamente hay que asegurar que la componente elegida tenga una amplitud suficiente para poder ser detectada fácilmente. Una buena elección suele ser elegir la componente que coincide con la componente



*back-EMF*. Esta componente siempre tendrá una cierta amplitud. Si se elige esta componente  $N_f$  tendría el siguiente valor:

$$N_f = \frac{2pk}{\eta} \quad (5.90)$$

$$\eta = m. c. d. \{2p, k\} \quad (5.91)$$

Donde  $2p$  es el número de polos del motor DC,  $k$  es el número de delgas que hay en el conmutador de delgas y  $\eta$  es el máximo común divisor de los dos parámetros anteriores.

### 5.3.2.8 Parámetro $L$

El parámetro  $L$  es utilizado en el bloque Supervisor cuando en el bloque *Media* para calcular la media de  $df_p$  y en el *Contador True*. En el caso del cálculo de la media en cuanto mayor sea este parámetro más realista será el cálculo. El problema de elegir un parámetro demasiado grande es que si se produce un cambio brusco en la tendencia, el valor medio no lo reflejará con suficiente rapidez. Por otro lado, en el *Contador True* se utiliza como tamaño de la ventana donde se comprueba cuantos *True* hay. En este caso, el valor debe ser lo más pequeño posible sin perder precisión.

Se ha elegido el mismo parámetro para los dos casos porque ambas acciones están relacionadas (ver Figura 5.24). En los dos casos se intenta detectar si la frecuencia detectada por el Seguidor de Frecuencia es diferente a la que se ha estimado a partir de la salida del Estimador  $df_m$ . Utilizando el mismo parámetro en ambas situaciones se consigue que la ventana de observación sea siempre la misma y por tanto se consiga un funcionamiento óptimo. El valor recomendado para el parámetro  $L$  es un valor comprendido entre 5 y 20.

### 5.3.2.9 Parámetro $p$

El parámetro  $p$  es utilizado en el bloque Supervisor en el cálculo del umbral dinámico  $U_w$ . Este umbral se calcula como el producto de  $M_{df_m}$  y  $p$ :

$$U_w = p \cdot M_{df_m} \quad (5.92)$$

La variable  $M_{df_m}$  indica el valor medio de la variable  $df_p$ . Esta última indica la distancia media entre las componentes frecuenciales de la corriente en las últimas  $L$  iteraciones. Hay que decir que la distancia entre las componentes frecuenciales de la corriente depende de la velocidad del motor DC y si ésta cambia la distancia cambiará también. Por otro lado, el umbral  $U_w$  es comparado con la diferencia  $df_a$ . La variable  $df_a$  indica la diferencia entre la frecuencia detectada por el Seguidor de Frecuencia y la posición estimada  $f_{me}$  que es donde debería estar la frecuencia seguida por el Seguidor de Frecuencia. La comparación es utilizada para que la diferencia  $df_a$  no exceda un valor límite. En este caso el umbral  $U_w$ . Con ello se puede asegurar que el Seguidor de Frecuencia está siguiendo a la frecuencia adecuada. La frecuencia adecuada es la indicada por el parámetro  $N_f$ . Para poder asegurar esto se debe cumplir que:

$$df_a < df_m \quad (5.93)$$

Es decir, la diferencia entre la frecuencia seguida y la estimada debe ser menor que la distancia entre frecuencias. De esta forma, dentro de la ventana sólo puede haber una posible frecuencia a seguir. Esto se puede traducir en las dos siguientes condiciones:

$$U_w < df_m \quad (5.94)$$

$$0 < p < 1 \quad (5.95)$$

La condición impuesta sobre  $p$  indica que debe estar entre 0 y 1. El límite superior se deduce de las anteriores condiciones y el inferior se deduce de que  $df_a$  es siempre positivo al tomar el valor absoluto de la distancia (ver Figura 5.24). Este es el límite teórico para el parámetro  $p$ . En la práctica si  $p$  es demasiado pequeño el umbral  $U_w$  será demasiado pequeño y hará que el sistema en muchas ocasiones piense que el Seguidor de Frecuencia está detectando una frecuencia inadecuada. En este punto hay que decir que la frecuencia  $f_{me}$  no tiene una buena precisión de la posición de la frecuencia, razón por la que se usa el Seguidor de Frecuencia. Esto quiere decir que siempre habrá cierta diferencia entre  $f_{me}$  y  $f_m$ . La conclusión a todo esto es que el parámetro  $p$  debe ser lo suficientemente grande para permitir esta diferencia en circunstancias normales de funcionamiento. Un valor adecuado para este parámetro son los comprendidos entre 0.5 y 0.9.

### 5.3.2.10 Parámetro $U_t$

El parámetro  $U_t$  es utilizado en el bloque Supervisor. Este parámetro es el umbral con la que es comparada la variable  $C_t$ . La variable  $C_t$  indica cuantas veces la diferencia  $df_a$  ha violado el umbral  $U_w$ . Cuando se producen un número de violaciones superior al umbral  $U_t$  y además se produce una violación en la iteración actual se considera que el Seguidor de Frecuencia no está siguiendo a la frecuencia adecuada establecida por el parámetro  $N_f$  y entonces es reseteado. Por lo dicho hasta ahora, el parámetro  $U_t$  debe ser un número natural mayor que cero. Un valor grande para este parámetro hará que el Supervisor tarde en darse cuenta de que el Seguidor de Frecuencia no está siguiendo la frecuencia adecuada en caso de que este siguiendo una mala frecuencia. Por el contrario, un valor pequeño puede hacer que si  $df_m$  está muy mal estimada por el Estimador  $df_m$  en una de las iteraciones, se estime mal  $f_{me}$ , y por tanto, la diferencia  $df_a$  superará por error el umbral  $U_w$  y se reseteará el Seguidor de Frecuencia aunque estuviese siguiendo la frecuencia adecuada. Valores adecuados para este parámetro son los comprendidos entre 3 y 10.

### 5.3.2.11 Parámetro $I_M$

El parámetro  $I_M$  es utilizado por el bloque Supervisor e indica el número máximo de iteraciones que pueden transcurrir sin que  $ex\_df_m$  sea activada, es decir, indica el número máximo de iteraciones que pueden transcurrir sin que el bloque Estimador  $df_m$  sea ejecutado. Este parámetro debe ser un número entero mayor o igual que 1. El valor 1 indicaría que el bloque Estimador  $df_m$  debe ser ejecutado en cada iteración. Este parámetro debe ser lo menor posible, pero debido a la complejidad del Estimador  $df_m$  no es deseable que el bloque se ejecute en cada iteración como consecuencia del coste computacional que genera. Un valor grande hará que el bloque Estimador  $df_m$  se ejecute cada muchas iteraciones y por tanto la variable  $df_p$  tarde muchas iteraciones en ser actualizada. Esto es en el peor de los casos, pues el bloque

Estimador  $df_m$  es ejecutado en la próxima iteración si se alcanza el límite de iteraciones  $I_M$  sin ser ejecutado o  $B$  es *True*. Un valor adecuado para  $I_M$  es el comprendido entre 5 y 20.



## Capítulo 6: Experimentos

Una de las etapas en la propuesta de un nuevo método o algoritmo es su validación. La validación consiste en la demostración de que el método o algoritmo propuesto tiene un funcionamiento correcto. Las formas de realizar dicha validación pueden ser teórica, o experimental. La validación teórica consiste en demostrar basándose en diversas teorías que el método o algoritmos funciona correctamente. La validación experimental consiste en validar el algoritmo mediante la realización de diferentes test que comprueben el cumplimiento de los objetivos. En este trabajo para la validación de los algoritmos propuestos, y debido a la complejidad de los mismos, se ha decidido realizar su validación siguiendo la segunda aproximación: la validación experimental. Como test se han realizado test realistas con elementos reales en entornos controlados. Los algoritmos que se han propuesto pretenden estimar la velocidad y/o posición de motores DC. Por tanto, los test realizados han consistido en utilizar motores DC reales en situaciones de funcionamiento controladas. Estos motores se han hecho girar a diferentes velocidades conocidas y sobre los que se han medido además la posición real. Finalmente, para comprobar el cumplimiento de los objetivos se ha comprobado la precisión que se obtienen al utilizar los métodos propuestos. La precisión se ha medido comparando las magnitudes reales con las estimadas por los métodos en cada caso. Las magnitudes son velocidad y/o posición dependiendo de cada algoritmo propuestos.

En este capítulo se aborda la fase de los experimentos realizados para la validación de los algoritmos. En capítulos posteriores se abordarán los resultados y la discusión de los mismos.

### 6.1 Experimentos para el Método propuesto 1

El método 1 estima mediante tecnología *sensorless* la velocidad y la posición de motores DC. El método pertenece al grupo de observadores *sensorless* basados en la componente *ripple* que estiman velocidad y posición midiendo únicamente la corriente del motor DC. El método detecta las ondulaciones producidas en la corriente como consecuencia de la componente *ripple*. Para la detección precisa de las ondulaciones el método se basa en un sistema de reconocimiento de patrones que contiene como núcleo el clasificador *Support Vector Machine*.

Para la validación de este método se ha construido una maqueta en la que se incluye un motor DC real así como los elementos necesarios para su alimentación y la medida de la corriente del mismo. Además de todos estos elementos, en la maqueta se incluye un sistema independiente basado en un encoder de alta resolución para la obtención de la medida de la

velocidad y posición reales del motor DC. Estas son utilizadas como referencias a la hora de medir la precisión.

En los siguientes subapartados se describe el sistema de test utilizado y los test realizados para medir la precisión del sistema y realizar la validación del mismo.

### 6.1.1 Descripción del sistema

El sistema utilizado para realizar los test se compone de un motor DC real al que se añaden los elementos necesarios para alimentar el motor, medir la corriente del mismo y su posterior transferencia de la medida al ordenador que procesará la corriente acorde al método propuesto.

Un esquema del sistema utilizado se muestra en la Figura 6.1 y parte del esquema real se muestra en la Figura 6.2. Los elementos que componen el sistema son: motor DC, fuente de alimentación, sensor de corriente, tarjeta de adquisición de datos y ordenador. Las características de cada uno de estos elementos serán detallados a continuación.

En las figuras no se incluye la medida de la velocidad y posición reales mediante el encoder de alta resolución. Aunque esto no se muestra este elemento está presente.

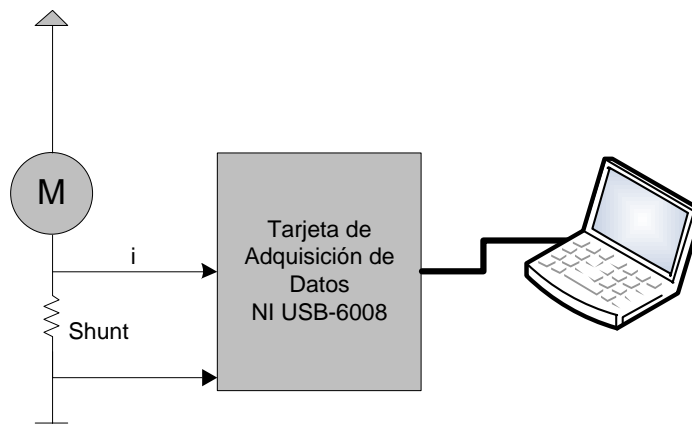


Figura 6.1: Esquema hardware de la arquitectura del sistema.

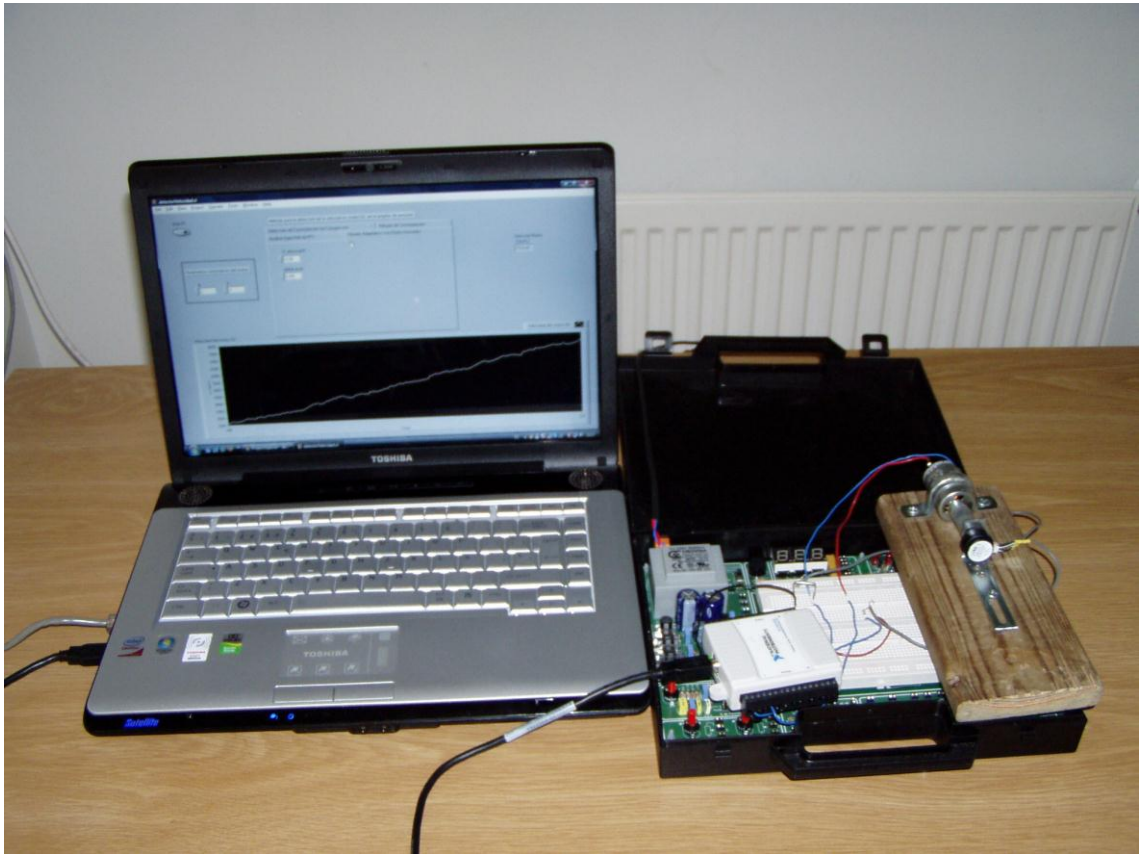


Figura 6.2: Elementos del sistema.

### 6.1.1.1 Motor DC

En los tests realizados para la validación de este método se han utilizados dos motores DC distintos. Utilizar dos motores diferentes permite que la media de la precisión obtenida para el método sea más fiable al depender en menor medida del motor DC concreto utilizado. Los dos motores utilizados son el EMG30 de Como Drills y el 719RE385 de Devantech Ltd. Las características completas de cada motor se muestran en la Tabla 6.1. Como se puede comprobar estos dos motores son motores DC de baja potencia con un número de delgas, y por tanto de bobinas, bajo. Ello hace que la componente *ripple* de la corriente sea importante. Esto último es una condición indispensable para poder realizar el testeo del método propuesto al basarse en la componente *ripple* de la corriente.

<b>Motor</b>	<b>719RE385</b>	<b>EMG30</b>
Fabricante	Como Drills	Devantech Ltd
Tensión de alimentación	6 – 15 V	12 V
Tensión nominal	12 V	12 V
Consumo de corriente sin carga	250 mA	530 mA
Velocidad nominal	5000 r.p.m.	6000 r.p.m.
Resistencia ( $R_a$ )	1.5 $\Omega$	1.8 $\Omega$
Numero de pares de polos ( 2p )	2	2
Número de delgas ( k )	5	3
Constante de la fuerza electromotriz ( c )	0.00101 V/r.p.m.	0.0178 V/r.p.m.
Incluye encoder	NO	SI
Pulsos del encoder por vuelta	-	3 pulsos / vuelta / canal
Incluye caja reductora	NO	SI
Relación de la caja reductora	-	30 : 1

Tabla 6.1: Especificaciones de los motores DC.

### 6.1.1.2 Fuente de alimentación

La fuente de alimentación es utilizada para la alimentación del motor DC y debe proveer al motor DC de la potencia necesaria para su funcionamiento. Los motores DC utilizados son motores DC de baja potencia cuya tensión nominal son 12 V y la corriente nominal en el motor más exigente son 530 mA. Por ello, y acorde a los elementos disponibles, se ha decidido utilizar la fuente de alimentación HP 3631-A [109]. Esta fuente de alimentación tiene las características mostradas en las Tabla 6.2.

La fuente de alimentación es conectada a un ordenador y controlada por el mismo a través del bus de comunicaciones GP-IB también conocido como bus de propósito general IEEE-488. Este bus permite un control más preciso, rápido y automático de la tensión que presentará a la salida la fuente de alimentación que mediante su control manual a través del panel frontal. Ello permite generar patrones de tensión específicos a la salida de la fuente de alimentación con los que la velocidad del motor DC es modificada y controlada por el ordenador.



<b>Característica</b>	<b>Valor</b>
Fabricante	HP
Modelo	E3631A
Número de salidas independientes	3
Rango de salida:	
Salida A	0 a 6 V
Salida B	0 a 24 V
Salida C	0a 24 V
Resolución de salida:	
Salida A	1 mV
Salida B	10 mV
Salida C	10 mV
Interfaz GP-IB o IEEE-488	SI
Tiempo de procesamiento de comando	< 40 ms
Interfaz RS-232	Si

Tabla 6.2: Especificaciones de la fuente de alimentación HP 3631-A.

### 6.1.1.3 Sensor de corriente

El sensor de corriente permite la medida de la corriente que circula por un conductor eléctrico. Hay diferentes tipos de sensores de corriente cada uno con sus características: rangos de medida, frecuencias medidas, potencia máxima disipada, etc. En este caso la corriente que se desea medir es la corriente que circula por el motor DC. Los motores utilizados son motores DC de baja potencia por los que circula una corriente que no es elevada. Por ello, el sensor de corriente utilizado para la medida de la corriente es un sensor tipo shunt que se trata de una resistencia de bajo valor óhmico de alta precisión y baja tolerancia. Las características del shunt utilizado se muestran en la Tabla 6.3 [110].

<b>Característica</b>	<b>Valor</b>
Fabricante	Arcol
Modelo	MSR-3 R02 F
Valor óhmico	20 mΩ
Tolerancia	1 %
Potencia nominal	3 W
Coefficiente de temperatura	20 ppm/°C
Encapsulado	THT

Tabla 6.3: Especificaciones del sensor de corriente tipo shunt

Este tipo de sensor de corriente permite la medida de la corriente en todo su rango espectral (componentes AC y DC). Debido a que este tipo es un sensor de corriente, se debe colocar en serie con el motor DC para poder realizar la medida de la misma. La salida del sensor es la tensión que cae en extremos de la resistencia y que según la ley de Ohm está relacionada con la corriente según la siguiente expresión:

$$I = V_{shunt}/R_{shunt} \quad (6.1)$$

Donde  $I$  es la corriente a medir,  $V_{shunt}$  es la tensión en extremos del shunt y  $R_{shunt}$  es la resistencia del shunt, en este caso  $20 \text{ m}\Omega$ .

#### 6.1.1.4 Tarjeta de adquisición de datos

La tarjeta de adquisición de datos permite la adquisición de señales analógicas o digitales procedentes del mundo real y su transferencia en modo digital al ordenador. También permite el proceso inverso, generar señales desde el ordenador en modo digital y su posterior transferencia al mundo real.

La tarjeta de adquisición de datos utilizada en el experimento es la tarjeta de adquisición de datos NI-USB 6008 [111]. Esta tarjeta es una tarjeta de adquisición de datos de bajo coste cuyas características principales se muestran en la Tabla 6.4. De la tarjeta es utilizada una entrada analógica en modo diferencial para la medida de la corriente del motor a través del shunt. Debido a que la impedancia de entrada es mucho mayor que el valor óhmico de la shunt es posible conectar directamente la tarjeta de adquisición a los extremos del shunt. De esta forma se simplifica la etapa de adquisición de la señal de la corriente. La tarjeta de adquisición además tiene un bloque que amplifica la señal analógica de entrada haciendo la función de amplificador. Por otro lado, la tarjeta es conectada al ordenador mediante el puerto USB del que dispone.

<b>Característica</b>	<b>Valor</b>
Fabricante	National Instruments
Modelo	USB-6008
Conexión al PC	USB
Número de entradas analógicas:	8 SE / 4 DI
Resolución de entrada	12 bits
Rango de entrada	$\pm 1$ a $\pm 20$ V
Frecuencia de muestreo	< 10 kHz
Impedancia de entrada	144 k $\Omega$
Ganancia	1 a 20
Salidas analógicas	2
Resolución de salida	12 bits
Frecuencia de salida	150 Hz
Rango de salida	0 a 5 V
Líneas digitales	12
Niveles lógico	TTL (0-5 V)
Contadores de 32 bits	1
Trigger	Software o Digital

Tabla 6.4: Especificaciones de la tarjeta de adquisición de datos.

### 6.1.1.5 PC

El ordenador o PC en esta plataforma de test se encarga de la implementación software del método, de su ejecución y recolección de los resultados obtenidos. Se ha decidido utilizar un ordenador debido a las ventajas que presenta en la etapa de diseño y testeo como consecuencia de la alta facilidad en la supervisión de la señales en ciertos puntos de interés del algoritmo.

El ordenador utilizado ha sido un ordenador portátil Thosiba Satellite A200 22i con las características mostradas en la Tabla 6.5. El ordenador ha sido configurado para que funcione en tiempo real soft de manera que ejecute el algoritmo del método lo más rápido posible teniendo en cuenta que el sistema operativo utilizado (Windows) y que el puerto utilizado para la comunicación con la tarjeta de adquisición de datos (USB) no permiten la implementación de tiempo real hard.

Característica	Valor
Fabricante	Thosiba
Modelo	Satellite 22i
Procesador	Intel Core Duo T8300
Memoria RAM	3 GB
Disco Duro	320 GB
Sistema Operativo	Windows 7

Tabla 6.5: Especificaciones del ordenador.

### 6.1.1.6 Entorno de desarrollo

El entorno de desarrollo permite la traducción del algoritmo propuesto a un lenguaje entendible por las máquinas que pretenden ejecutar o implementar el citado algoritmo. Es decir, el entorno de desarrollo facilita todas las herramientas para el diseño y desarrollo del algoritmo de forma entendible en este caso por el ordenador. Existen multitudes de entornos de desarrollo cada uno de ellos con sus ventajas y desventajas.

El entorno de desarrollo utilizado en este test ha sido Matlab 2009a desarrollado por la empresa MathWorks [112]. Matlab es un entorno de computación y desarrollo de aplicaciones totalmente integrado para llevar a cabo proyectos donde se encuentren implicados elevados cálculos matemáticos y la visualización gráfica de los resultados. Matlab integra análisis numérico, cálculo matricial, procesado de señales y visualización gráfica, donde los problemas y soluciones son expresados del mismo modo en que se escriben de forma matemática sin necesidad de hacer uso de la programación tradicional.

Matlab dispone también en la actualidad de un amplio abanico de programas de apoyo especializados, denominados éstos como Toolboxes, que extienden significativamente el número de funciones incorporadas en el programa principal. Estos Toolboxes cubren en la actualidad prácticamente casi todas las áreas principales en el mundo de la ingeniería y la simulación destacando entre ellos el Toolbox de procesado de imágenes, señales, control robusto, estadística, matemática simbólica, redes neuronales, lógica difusa, identificación de sistemas, simulación de sistemas dinámicos, entre otros.

Matlab integra los requisitos claves de un sistema de computación técnico: cálculo numérico, gráficos, herramientas para aplicaciones específicas y capacidad de ejecución en múltiples plataformas. Es por todo ello, que Matlab es un entorno de cálculo técnico que se ha convertido en estándar de la industria.

Matlab incorpora un lenguaje de programación propio similar a cualquier lenguaje de programación de alto nivel con la ventaja de que se trata de un lenguaje orientado a resolver problemas matemáticos de forma simple. Este lenguaje de alto nivel permite tanto la programación estructurada como la programación orientada a objetos. La principal diferencia con los lenguajes como es el C es que el lenguaje Matlab es un lenguaje interpretado, mientras que C es un lenguaje compilado. Esto hace que cualquier programa escrito en Matlab sea más lento que su equivalente en C. Para evitar esto, el entorno de Matlab incorpora entre sus herramientas el acelerador JIT con el fin de aumentar la velocidad de ejecución. También

## EXPERIMENTOS

incluye el Toolbox Compiler que permite la compilación del lenguaje Matlab con el que se incrementa notablemente la velocidad de ejecución y se aproxima a la del programa equivalente escrito en C.

La pantalla principal del entorno de desarrollo Matlab se muestra en la Figura 6.3. En esta ventana principal se muestra en la parte central el intérprete de comandos. Como ya se ha comentado Matlab es un lenguaje interpretado. En la Figura 6.4 se muestra el entorno proporcionado por Matlab para la creación y depuración de funciones y objetos, aunque para la escritura de dichas funciones u objetos se puede utilizar cualquier editor de texto plano.

Se ha utilizado el entorno de desarrollo Matlab debido a la gran similitud que tiene el lenguaje con el lenguaje matemático, la existencia de multitud de librerías como son las empleadas para la adquisición de datos, procesado y análisis de señales y representación gráfica de los resultados. Dichas librerías son de gran utilidad en la creación de la plataforma de test.

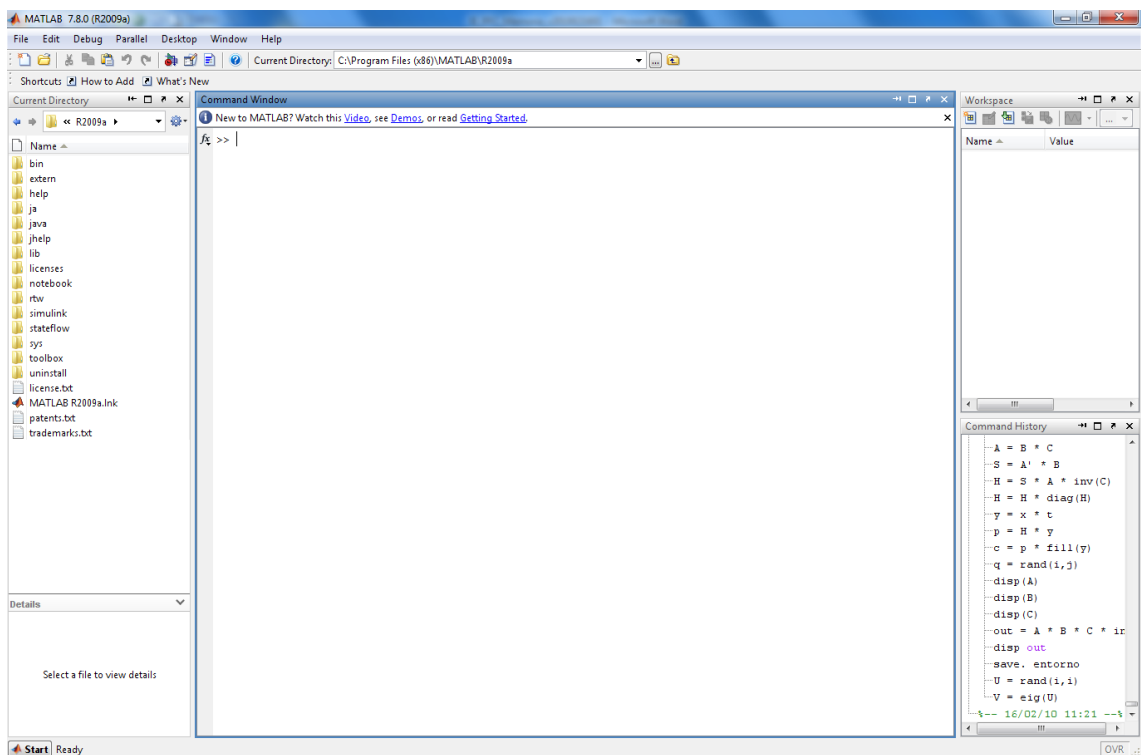


Figura 6.3: Entorno de desarrollo de Matlab.

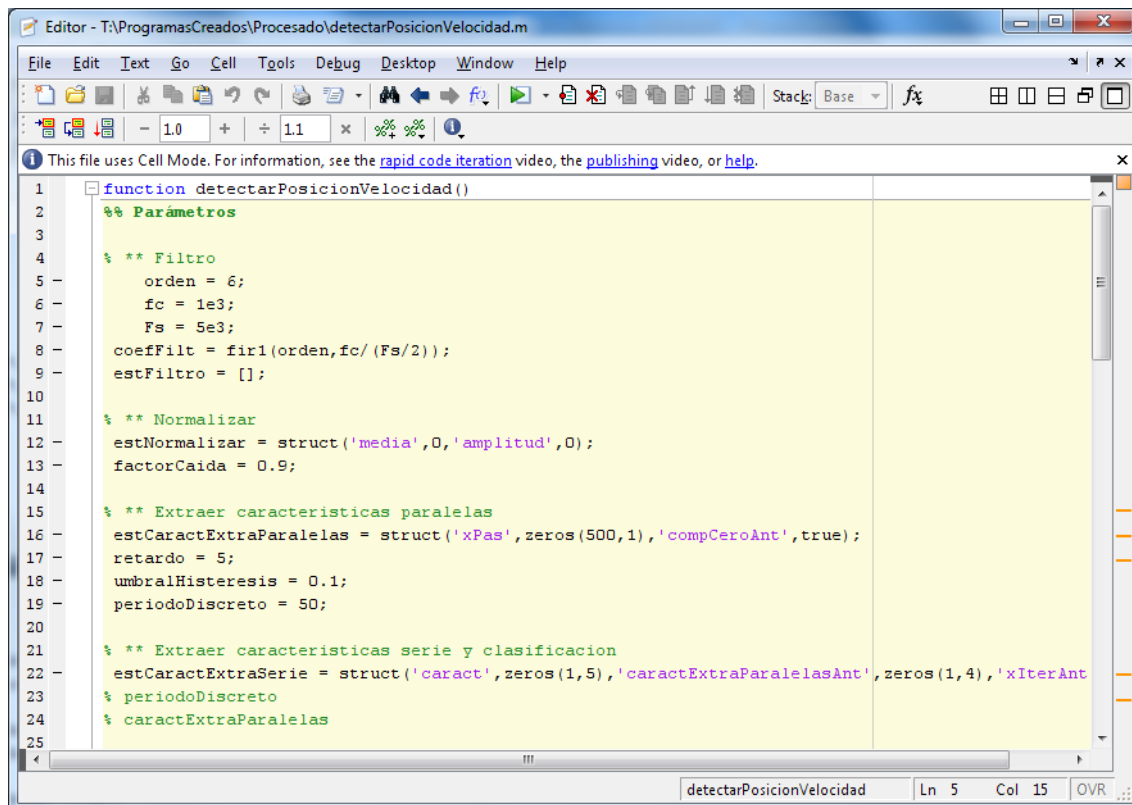


Figura 6.4: Entorno para crear funciones y objetos en Matlab.

### 6.1.1.7 Encoder

Para la medición de la velocidad y posición reales del motor DC de la plataforma de test, se ha utilizado un encoder de alta resolución. El encoder permite conocer la posición de un eje que gira sobre sí mismo. Además, algoritmos bien conocidos en la literatura permiten determinar la velocidad del eje a partir de las posiciones que sigue el eje y el instante en el que alcanza cada una de ellas.

El encoder utilizado ha sido el encoder US Digital S4-360-125-B-D cuya características principales se muestran en la Tabla 6.6 [113]. Se trata de un encoder diferencial con dos canales en cuadratura.

Característica	Valor
Fabricante	US Digital
Modelo	S4-360-125-B-D
Tipo de encoder	Incremental
Número de canales	2 en cuadratura
Número de pulsos por vuelta	360 por canal
Velocidad máxima de giro	15000 rpm
Diámetro del eje	1/8''

Tabla 6.6: Especificaciones del encoder.

El encoder es conectado al contador de 32 bit de la tarjeta de adquisición de datos que se encarga de contar los pulsos que son generados por uno de los canales del encoder. El número de pulsos contados es transferido periódicamente a través del puerto USB de la tarjeta de adquisición de datos al ordenador. El eje de giro del encoder es conectado para que gire de forma solidaria al eje de giro del motor DC con una relación de giro 1:1. De esta forma los pulsos emitidos por el encoder están relacionados con la posición del eje del motor DC y es posible monitorizar su posición y velocidad.

### 6.1.2 Test realizados

Los test realizados son las pruebas que se han llevado a cabo con el fin de medir la precisión del método y comprobar el correcto funcionamiento del mismo. Estos test miden la precisión en diferentes condiciones de funcionamiento del motor DC que pretenden ser extensibles y generalizables a cualquier tipo de condición. Las pruebas miden la precisión a diferentes velocidades constantes del motor DC, cuando ésta varía lentamente y cuando cambia bruscamente. Estas pruebas tienen como objetivo encontrar la precisión y con ello encontrar los rangos en los que el método funciona correctamente.

Los test se han realizado configurando el ordenador para que funcione en tiempo real soft y la tarjeta de adquisición de datos para que adquiera las muestras digitales en modo continuo y con frecuencia de muestreo constante. La frecuencia de muestreo ha sido 5 kHz. La señal adquirida ha sido la corriente del motor DC a través de una de las entradas analógicas diferenciales de la tarjeta de adquisición de datos y el número de pulsos emitidos por el encoder a través del contador de 32 bits de la tarjeta de adquisición de datos.

Los test a velocidades constantes miden la precisión del método en régimen estático de funcionamiento. Los test a velocidades constantes se han realizado midiendo y comparando la velocidad y posición real y estimada por el método durante un largo periodo de tiempo. Los test se han realizado para los dos motores DC con velocidades comprendidas entre la mínima y la máxima de cada uno de ellos que son aproximadamente 500 rpm y 11000 rpm. El número de velocidades sobre las que se han hecho las comparaciones en ambos motores ha sido superior a la veintena.

Los test realizados cuando la velocidad varía lentamente miden el error en régimen lineal. En estos test se ha hecho que la velocidad del motor DC varíe lentamente y con aceleración constante. De esta forma se consigue que la variación sea lineal y si la aceleración es baja, que en esta situación, se consiga una variación lenta de la misma. Este test se ha hecho que el rango de variación de la velocidad sea de al menos 1000 rpm.

Los test realizados cuando la velocidad varía rápidamente o de forma brusca pretenden medir el comportamiento dinámico en situación no lineal. En este caso se ha producido un escalón en la velocidad del motor DC. Este escalón en ambos motores ha sido de 2000 rpm.

## 6.2 Experimentos para el Método propuesto 2

El método 2 estima mediante tecnología *sensorless* la velocidad y posición de motores DC. Este método, al igual que el anterior, pertenece al grupo de observadores *sensorless* basados en la componente *ripple* que estiman la velocidad y posición midiendo únicamente la corriente del motor DC. El método detecta mediante un algoritmo simple las ondulaciones presentes en la corriente y que aparecen como consecuencia de la componente *ripple*.

Para la validación del método se ha construido una maqueta que tiene como elemento central un motor DC real. En la maqueta también se incluyen otros elementos encargados de su alimentación, medida de la corriente y procesado de la corriente según el algoritmo del método. Con el fin de poder comparar la velocidad y posición estimada por el método con la velocidad y posición real del motor DC, se hace necesaria la medida de las magnitudes reales. Estas medidas se obtienen a través de un encoder de alta resolución acoplado al eje de giro del motor DC.

La maqueta y experimento utilizado para la validación de este método coincide con la maqueta y experimento realizados para la validación del Método propuesto 1. Tanto la maqueta como el experimento fueron explicados en la Subsección 6.1. Por ello, aquí se remite a dicho subsección y no se repetirá.

### 6.3 Experimentos para el Método propuesto 3

El método 3 estima mediante tecnología *sensorless* la velocidad de motores DC de alta potencia donde el número de bobinas puede ser elevado. Este método, aunque está incluido dentro de los observadores *sensorless*, no pertenece a ninguno de los subtipos conocidos en la literatura: los basados en el modelo dinámico, los basados en la componente *ripple* y los que combinan la componente *ripple* con el modelo dinámico. Este nuevo observador *sensorless* mide únicamente la corriente del motor DC y analizando espectralmente la corriente determina la velocidad del motor DC. El método está diseñado para ser utilizado en motores DC de alta potencia donde el número de bobinas es elevado y por tanto la componente *ripple* no tiene una amplitud lo suficientemente grande para poder ser utilizada para la detección de la velocidad.

Para la validación de este método se ha empleado una maqueta que incluye un motor DC de alta potencia. La maqueta también incluye otros elementos para la alimentación del motor, la medida de su corriente y el procesado de ésta acorde al método propuesto para finalmente estimar la velocidad. En este caso con el fin de detectar la velocidad real se ha utilizado un sistema comercial para la detección de la velocidad.

En los siguientes subapartados se describe el sistema utilizado y los test realizados para la medida de la precisión del sistema.

#### 6.3.1 Descripción del sistema

El sistema utilizado está formado por los elementos mínimos necesarios. Un esquema del sistema utilizado para la realización de los test es el mostrado en la Figura 6.5. El sistema consta de un motor DC de alta potencia que viene representado por su circuito equivalente tanto para el circuito inductor como inducido, la fuente de alimentación del motor que está incluida en el propio motor, el sensor de corriente que mide la corriente que circula por el circuito inductor, la tarjeta de adquisición de datos y el PC u ordenador. Las características de cada elemento serán explicadas con más detalle más adelante.

El sistema comercial utilizado para la medida de la velocidad real del motor DC no se ha mostrado en el esquema de la Figura 6.5.



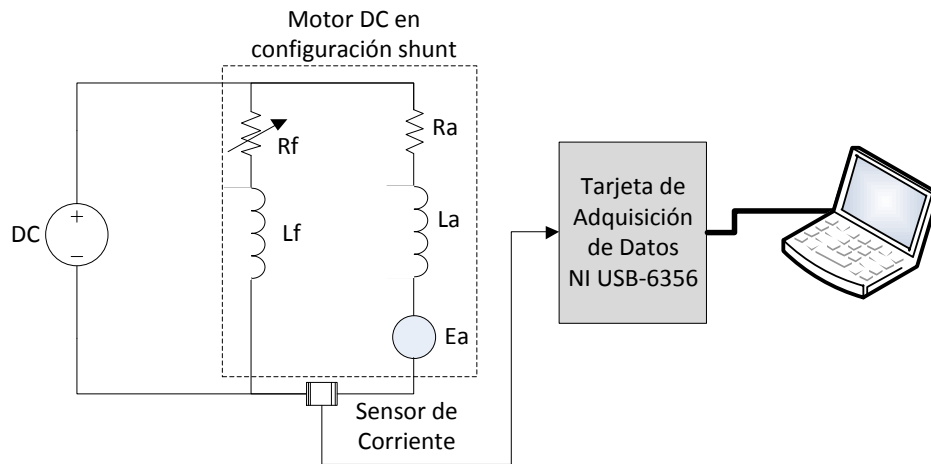


Figura 6.5: Esquema hardware de la arquitectura del sistema.

### 6.3.1.1 Motor DC

El método está diseñado para su utilización en motores DC donde la componente *ripple* no es importante. Este es el caso de los motores DC de alta potencia donde el número de bobinas es grande y la componente *ripple* es pequeña o despreciable frente a otras. Ello hace que para poder validar el método sea necesario utilizar un motor DC de alta potencia.

El motor que se ha empleado en el sistema es el H-REM-120-CM Universal Laboratory Machine (ULM) de Hampden<sup>®</sup> Engineering Corporation [114] y se muestra en la Figura 6.6. Éste es un motor universal que puede ser configurado para funcionar como cualquier tipo de motor: DC, inducción, reluctancia, etc. En realidad, se trata de un laboratorio universal donde el motor puede ser configurado según las necesidades concretas del experimento. El laboratorio se compone de un motor universal, de un dinamómetro, de un generador de carga para el motor, del sistema de alimentación y de los elementos necesarios para su alimentación.

El motor del laboratorio fue configurado como motor DC en configuración paralela, por lo que los circuitos inductor e inducido del motor DC fueron conectados en paralelo (ver Figura 6.7). Las características principales con esta configuración son las mostradas en la Tabla 6.7.

En este laboratorio concreto, el H-REM-120-CM Universal Laboratory Machine, con su configuración de motor DC con conexión en paralelo no es posible modificar su tensión de alimentación y está fijada a 110 V. Ello hace que se tenga que modificar la velocidad del motor DC mediante una estrategia diferente. Las estrategias seguidas para modificar la velocidad del motor y que permite el laboratorio utilizado son: (1) modificación de la resistencia del circuito inductor,  $R_f$ , y (2) modificación de la carga del motor. La velocidad del motor DC con conexión paralela varía de forma inversamente proporcional con  $R_f$  y la carga.

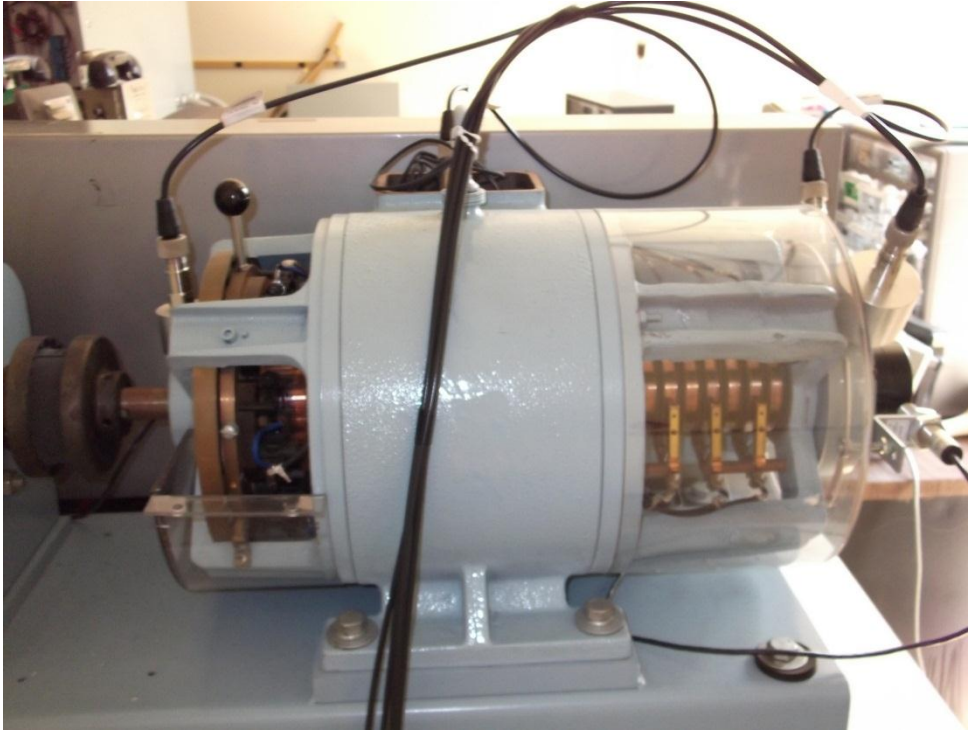


Figura 6.6: Motor DC.

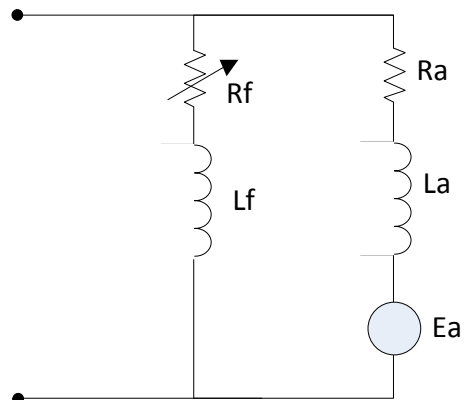


Figura 6.7: Esquema equivalente del motor DC con conexión paralela.

Característica	Valor
Fabricante	Hampden <sup>®</sup> Engineering Corporation
Modelo	H-REM-120-CM Universal Laboratory Machine (UML)
Configuración	Motor DC con conexión en paralelo
Tensión de alimentación	110 V
Potencia	1 kW
Corriente	7 A
Velocidad nominal	2400 rpm
Numero de pares de polos ( 2p )	2
Número de delgas ( k )	72

Tabla 6.7: Especificaciones del Motor DC.

### 6.3.1.2 Sensor de corriente

El sensor de corriente permite medir la corriente que circula por un conductor. En este caso la corriente que se desea medir es la corriente que circula por el circuito inducido de un motor DC (ver Figura 6.5). El método diseñado analiza las componentes espectrales de la corriente para determinar la velocidad. En esta situación, la componente DC no es de especial utilidad y puede ser eliminada sin efectos sobre la precisión en la estimación de la velocidad. El motor utilizado se trata de un motor DC de alta potencia por el que circula según las especificaciones mostradas en la Tabla 6.7 una corriente de 7 A. Esta corriente es elevada y no es admitida por todos los tipos de sensores.

Con lo mencionado anteriormente, y, teniendo en cuenta el amplio abanico de sensores de corriente disponibles, se ha decidido utilizar el sensor de corriente AYA IBP 200:1 que esta basado en un transformador de corriente (CT). El transformador tiene conectado en el circuito secundario una resistencia de precisión de  $2.0 \Omega$  que convierte la corriente en tensión. La tensión será la salida del sensor de corriente. Este sensor no permite la medida de la componente continua de la corriente, sino que mide únicamente las componentes alternas. Este es un efecto deseado debido al alto valor de la componente continua y pequeño valor de las componentes alternas. De esta forma el convertidor analógico/digital se podrá configurar para que sea sensible a las pequeñas variaciones de las componentes alternas.

El sensor de corriente basado en transformador de corriente permite además el aislamiento galvánico y eléctrico entre el circuito del motor y el circuito de medida. Esta última característica es esencial cuando uno de los circuitos trabaja con tensiones de alta magnitud como es en este caso en el motor DC utilizado por el que circula una corriente elevada y peligrosa para el resto del sistema.

### 6.3.1.3 Tarjeta de adquisición de datos

La tarjeta de adquisición de datos es utilizada para la adquisición de la corriente del motor DC. Esta corriente es la señal obtenida del sensor de corriente que facilita a su salida una

tensión cuya magnitud es proporcional a la componente AC de la corriente a medir. La señal es preprocesada y digitalizada por la tarjeta de adquisición de datos y transferidas las muestras digitales al ordenador.

La tarjeta de adquisición de datos utilizada en el testeo del método es la tarjeta de adquisición de datos NI-USB 6356 [115]. Esta tarjeta de adquisición de datos es una tarjeta que permite la digitalización simultánea de todas las señales a su entrada a la misma frecuencia. Las características de la tarjeta de adquisición de datos utilizada se muestran en la Tabla 6.8. La salida del sensor de corriente es conectada a una de las entradas diferenciales de la tarjeta de adquisición de datos. Como consecuencia de que la tarjeta de adquisición de datos tiene una alta impedancia de entrada, no es necesaria ninguna etapa previa de amplificación ni aislamiento entre sensor y tarjeta de adquisición de datos que eleve la impedancia de entrada. La tarjeta de adquisición de datos es conectada mediante el puerto USB al ordenador y sobre él le transmitirá los valores digitales de la corriente.

<b>Característica</b>	<b>Valor</b>
Fabricante	National Instruments
Modelo	USB-6356
Conexión al PC	USB
Número de entradas analógicas:	8 DI
Resolución de entrada	16 bits
Rango de entrada	$\pm 1$ a $\pm 20$ V
Frecuencia de muestreo	1.25 MHz
Impedancia de entrada	100 G $\Omega$
Salidas analógicas	2
Resolución de salida	16 bits
Frecuencia de salida	3.3 MHz
Rango de salida	$\pm 10$ V
Líneas digitales	24
Niveles lógico	TTL (0-5 V)
Contadores de 32 bits	4
Trigger	Software o Hardware

Tabla 6.8: Especificaciones de la tarjeta de adquisición de datos.

#### 6.3.1.4 PC

El ordenador se encarga de recibir las muestras digitales de la corriente y procesarlas acorde al algoritmo del método propuesto. Por tanto, el ordenador recibe las muestras digitales de la corriente y se encarga de la estimación de la velocidad del motor DC.

El ordenador utilizado en estos test es un ASUS K72Jk Series cuyas características se muestran en la Tabla 6.9. El ordenador ha sido configurado para que funcione en tiempo real soft. De esta manera el algoritmo es ejecutado con la mayor rapidez posible teniendo siempre en cuenta el sistema operativo utilizado (Windows 7) y que el puerto utilizado para la comunicación con la tarjeta de adquisición de datos (USB) no permiten la ejecución en tiempo real hard.

Característica	Valor
Fabricante	ASUS
Modelo	K72Jk Series
Procesador	Intel Core i3 M350
Memoria RAM	4 GB
Disco Duro	500 GB
Sistema Operativo	Windows 7

Tabla 6.9: Especificaciones del ordenador.

### 6.3.1.5 Entorno de desarrollo

El entorno de desarrollo se encarga de llevar el algoritmo que se desea ejecutar en una máquina a un lenguaje entendible e interpretable por la máquina objetivo. Es en este proceso donde el entorno de desarrollo ayuda y puede ser de gran utilidad ofreciendo cierta abstracciones entre el lenguaje que entiende la máquina y el que entiende el ser humano. Hay una gran variedad de entornos de desarrollo cada uno con sus ventajas y desventajas.

El entorno de desarrollo utilizado es LabVIEW 2010 desarrollado por National Instrument [116]. LabVIEW es una herramienta diseñada especialmente para monitorizar, controlar, automatizar y realizar cálculos complejos de señales analógicas y digitales capturadas a través de tarjetas de adquisición de datos, puertos serie e instrumentos conectados al bus de propósito general GP-IB.

LabVIEW es un lenguaje de programación de propósito general, como lo es el lenguaje C, pero con la característica que es totalmente gráfico facilitando de esta manera el entendimiento y manejo de dicho lenguaje para el programador. LabVIEW se basa en la denominada programación G, que difiere de otros lenguajes como C en que estos últimos están basados en texto, mientras que la programación G se basa en la programación gráfica.

Los programas desarrollados en LabVIEW se denominan instrumentos virtuales, VI, debido a que su apariencia y funcionamiento imita a un instrumento real. Sin embargo, son análogos a los programas creados con lenguajes convencionales. Todos los VI tienen el *Front Panel*, o panel frontal, y el *Block Diagram*, o diagrama de bloque. El panel frontal es el interfaz que el usuario ve. El panel frontal es la encargada de recoger las entradas procedentes del usuario y presentar las salidas del programa. Por otro lado, el diagrama de bloques es el código fuente del VI y es donde se realiza la implementación del VI, procesando las entradas y calculando los valores adecuados de la salida que se muestran en el panel frontal.

LabVIEW está basado en la programación modular, lo que permite crear tareas muy complicadas a partir de módulos o sub-módulos mucho más sencillos. Todo VI diseñado puede

convertirse fácilmente en un módulo que puede ser usado como una subunidad dentro de otro VI, en este caso se denomina sub-VI. Además. Estos módulos pueden reutilizarse en otras tareas con lo cual permite una programación más rápida y provechosa. Esta peculiaridad podría compararse a la característica de procedimiento en los lenguajes de programación estructurada.

También incluye librerías para la adquisición, análisis, presentación y almacenamiento de datos. En este sentido se trata de un sistema abierto, en cuanto a que cualquier fabricante de tarjetas de adquisición de datos o instrumentos en general puede proporcionar el driver de su producto en forma de VI dentro del entorno de LabVIEW. También incluye la posibilidad de la conectividad con otros programas, por ejemplo, de cálculo como Matlab, o la posibilidad de programar módulos para LabVIEW en lenguajes como C y C++. Estos módulos se introducen como sub-VI y no difieren a los VI creados con LabVIEW salvo por el interfaz del lenguaje en el que han sido programados. Además estos sub-VI son muy útiles, por ejemplo, en el campo de cálculos numéricos complejos que no se encuentran incluidos en las librerías de LabVIEW.

LabVIEW incorpora además una potente herramienta de *debugging* que permite realizar la laboriosa tarea de depuración en cualquier punto de la aplicación. Este *debugging* permite la posibilidad de poner *break points*, ejecución paso a paso y ejecución hasta un punto determinado. Así como observar como los datos van tomando diferentes valores a medida que se va ejecutando la aplicación. Además, lleva incorporado generadores de señales para poder hacer un simulador de elementos externos.

Por todas estas características se ha elegido LabVIEW como herramienta de desarrollo para la realización de la aplicación, ya que proporciona toda la capacidad de cálculo y control de la aplicación desarrollada como si fuese desarrollada con un lenguaje convencional. Y además, debido a la programación gráfica con la que se realiza las aplicaciones y a las numerosas librerías que incorpora, permite un rápido aprendizaje y desarrollo de aplicaciones en muy corto plazo de tiempo. También permite la creación de entornos gráficos para las aplicaciones de forma intuitiva y la utilización fácilmente de dispositivos desarrollados por National Instruments, como es el caso de la tarjeta de adquisición de datos utilizada que es la NI-USB 6356.

En la Figura 6.8 se muestra la pantalla principal del desarrollo de un proyecto con la herramienta. En la Figura 6.9 se muestra la pantalla del panel frontal de un VI, y, en la Figura 6.10 se muestra la pantalla del diagrama de bloques.

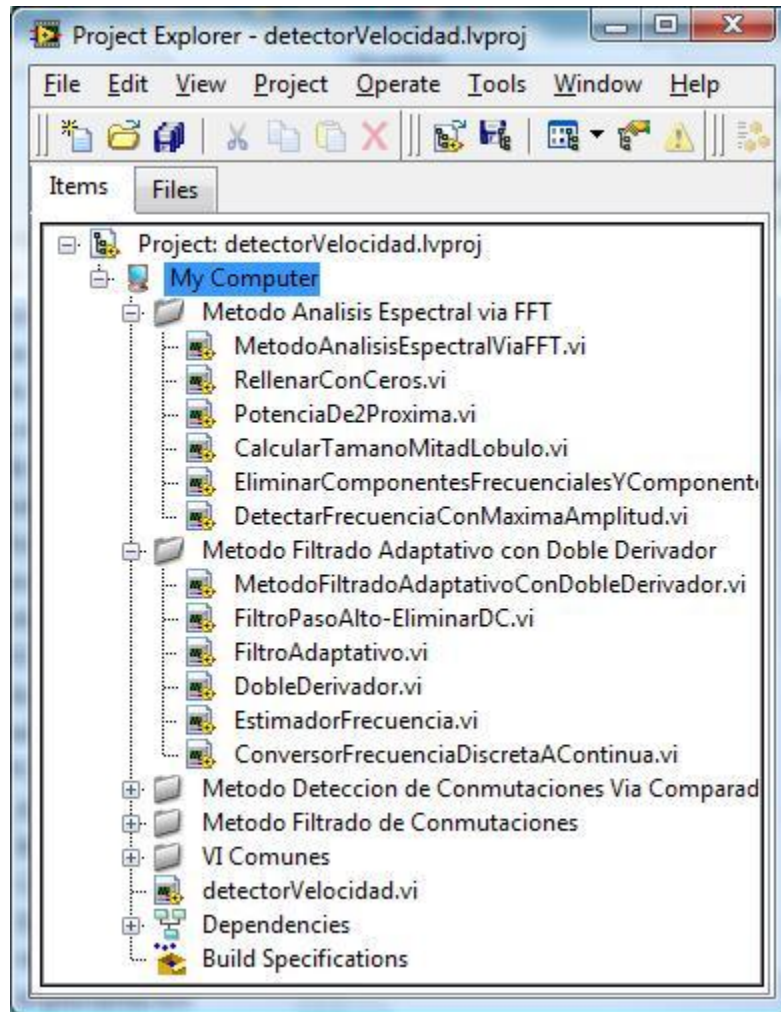


Figura 6.8: Pantalla principal de un proyecto en LabVIEW.

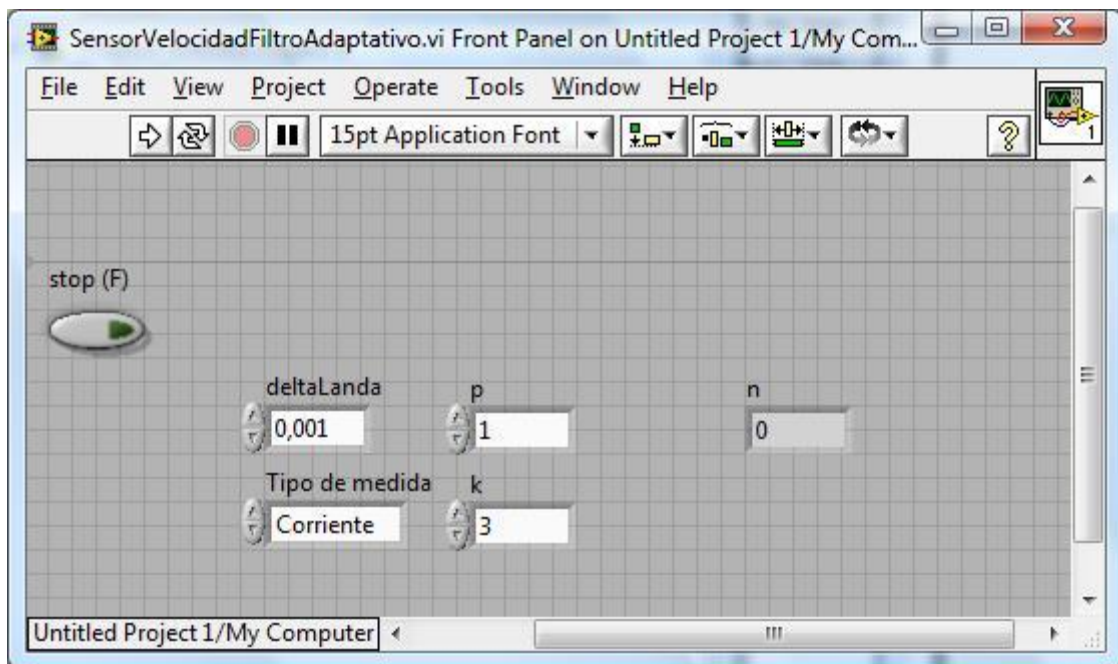


Figura 6.9: Pantalla del panel frontal de un VI.

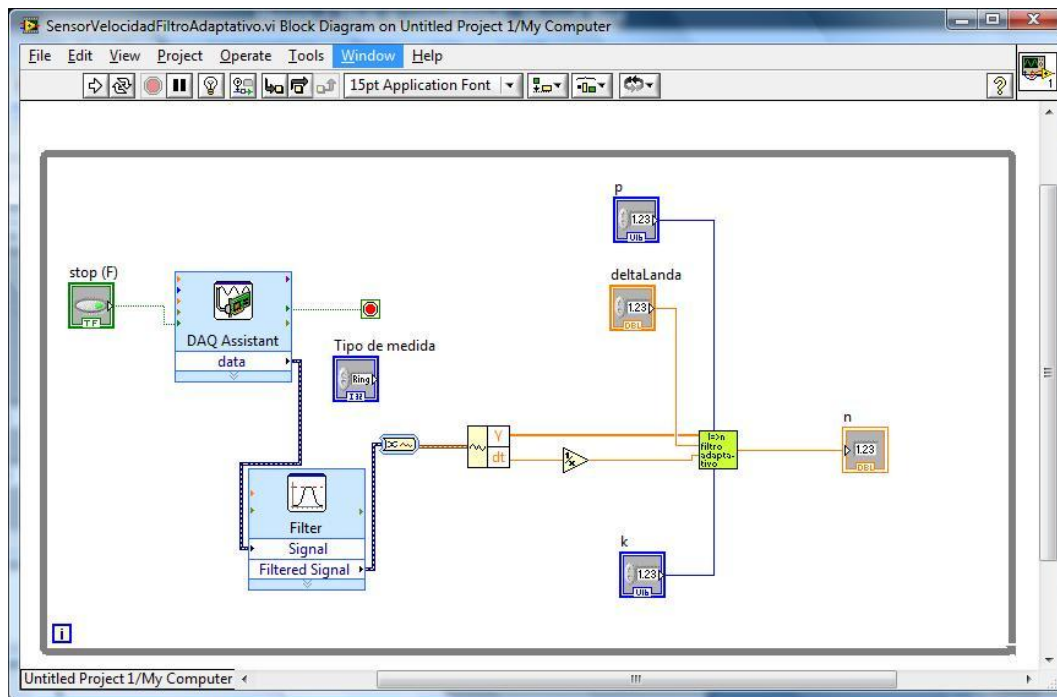


Figura 6.10: Pantalla del diagrama de bloques de un VI.

### 6.3.1.6 Detector de velocidad comercial

El detector de velocidad comercial se encarga de la detección de la velocidad real del motor. Será esta la velocidad utilizada como velocidad de referencia a la hora de calcular la precisión.

El sistema comercial utilizado para la detección de la velocidad del motor DC es el Monarch Instrument ACT 3 Tachometer/Totalizer/Ratemeter [117]. Este dispositivo se trata de un tacómetro. El dispositivo genera a su salida una señal cuyo valor está relacionado con la velocidad del motor DC. La relación es la siguiente:

$$V_{speed} = \frac{n - n_{min}}{n_{max} - n_{min}} \cdot 5 \quad (6.2)$$

Donde  $V_{speed}$  es el valor de la señal de salida,  $n$  es la velocidad medida del motor DC,  $n_{min}$  es la velocidad mínima que se va a medir y  $n_{max}$  es la velocidad máxima que se va a medir. Los valores  $n_{min}$  y  $n_{max}$  son configurables. Ambos valores han sido configurados ajustándolos en cada test con el fin de conseguir la mayor precisión posible en la medida de la velocidad real del motor DC.

La salida del detector de velocidad comercial ha sido conectada a una de las entradas diferenciales de la tarjeta de adquisición de datos. Este valor es transferido periódicamente al ordenador, el cual obtiene el valor de la velocidad y lo almacena para realizar posteriores comparaciones entre la velocidad estimada y la real.

### 6.3.2 Test realizados

Los test realizados para medir la precisión del método propuesto y comprobar su correcto funcionamiento miden la precisión en diferentes condiciones de funcionamiento del motor DC. Los test realizados pretenden imitar las situaciones normales de funcionamiento del motor DC.



Por ello se comprueba la precisión cuando el motor gira a velocidad constante, cuando la velocidad cambia lentamente y cuando la velocidad cambia rápidamente.

Para la realización de los test se ha configurado el ordenador para que funcione en tiempo real soft y la tarjeta de adquisición de datos para que adquiera las muestras digitales en modo continuo y con una frecuencia de muestreo constante. La frecuencia de muestreo ha sido 100 kHz. La señal adquirida ha sido la corriente del motor DC a través de una de las entradas analógicas diferenciales y el valor de la velocidad real facilitada por el detector de velocidad comercial a través de otra de las entradas diferenciales.

Los test a velocidades constantes miden la precisión del método en régimen estático de funcionamiento. Estos test se han realizado midiendo y comparando la velocidad real y estimada por el método durante un largo periodo de tiempo. Los test se han realizados para velocidades comprendidas entre 2000 rpm y 3000 rpm. El número de velocidades sobre los que se han hecho las comparaciones han sido doce.

Los test realizados cuando la velocidad varía lentamente miden el error en régimen lineal. En estos test se ha hecho que la velocidad del motor DC varíe lentamente y con aceleración constante. De esta forma se consigue que la variación sea lineal y si la aceleración es baja, que es esta situación, se consiga una variación lenta de la misma. Este test se ha hecho que el rango de variación de la velocidad sea de al menos 1000 rpm.

Los test realizados cuando la velocidad varía rápidamente o de forma busca pretenden medir el comportamiento dinámico en situación no lineal. En este caso se ha variado la velocidad de forma rápida mediante escalones. Los escalones producidos son de 20 rpm y 100 rpm.



## Capítulo 7: Resultados

La etapa de validación consta de diferentes pasos entre los que están, diseño y ejecución del experimento, obtención de los resultados y análisis de los mismos. La fase primera que es descripción de los experimentos llevados a cabo se ha descrito en el capítulo anterior. La segunda fase que corresponde a la obtención y presentación de los resultados se aborda en este capítulo. La tercera fase que es el análisis de los resultados se realizará en el capítulo siguiente.

De esta manera en este capítulo se presentan los resultados obtenidos tras la ejecución de los experimentos llevados a cabo. Los resultados que se obtienen es la medida de la precisión de cada uno de los métodos cuando trabajan en diferentes situaciones de funcionamiento.

### 7.1 Resultados para el Método propuesto 1

Los experimentos llevados a cabo sobre este método han incluido dos motores DC de baja potencia: el motor EMG30 y el motor 719E385. Estos motores se han hecho funcionar en diferentes situaciones y paralelamente se ha ejecutado el método con el fin de medir su precisión. Los resultados se muestran para cada motor por separado.

#### 7.1.1 Motor EMG30

Los resultados obtenidos cuando el motor gira a diferentes velocidades constantes se muestran en la Tabla 7.1, Figura 7.1, Figura 7.2, Figura 7.3 y Figura 7.4. La Tabla 7.1 muestra los resultados obtenidos para la velocidad e indican que el error medio cometido es pequeño y constante. En contra, la varianza absoluta del error va aumentando según aumenta la velocidad del motor. Sin embargo la desviación relativa se mantiene constante. Esto indica que la varianza es proporcional a la velocidad del motor. La Figura 7.1, Figura 7.2, Figura 7.3 y Figura 7.4 muestran la posición estimada y la real para las velocidades constantes 1044, 2028, 4051 y 8037 rpm respectivamente. El error medio cometido en la estimación es respectivamente 1.81, 7.49, 3.35 y 2.52 rad. Estos resultados indican que el método propuesto funciona correctamente para un amplio rango de velocidades.

Los resultados cuando la velocidad del motor varía lentamente se muestran en la Figura 7.5 y en la Figura 7.6. La primera muestra los resultados para la velocidad y la segunda para la posición. En este experimento la velocidad ha variado aproximadamente de 4100 rpm a 5100 rpm. Los resultados de la velocidad muestran que el método sigue adecuadamente la velocidad cometiendo un error medio de 0.49 rpm y una varianza de 20.03 rpm. En el caso de la posición el error medio cometido es de 2.09 rad. Estos resultados son bajos e indican que el método es

capaz de seguir correctamente la velocidad y posición del motor cuando la velocidad varía lentamente.

Los resultados cuando la velocidad varía rápidamente se muestran en la Figura 7.7 y Figura 7.8 para la velocidad y para la posición respectivamente. En este caso el salto de velocidad producido es de 2000 a 4000 rpm aproximadamente. Para la velocidad se observa que el método tarda en alcanzar la velocidad final 0.1 s. El error medio cometido en la estimación de la posición es 15.90 rad. Los resultados indican que el método es capaz de estimar correctamente la velocidad en esta situación. No obstante, aunque para la posición se comete un error de 15.90 rad este valor no es elevado y teniendo en cuenta que el salto en velocidad producido es de 2000 rpm es un resultado admisible.

RESULTADOS

Velocidad real (rpm)	Error medio		Desviación	
	Absoluto (rpm)	Relativo (%)	Absoluta (rpm)	Relativa (%)
501	1.03	0.21	3.51	0.70
606	0.20	0.03	4.02	0.66
710	1.83	0.26	5.42	0.76
807	1.09	0.14	5.86	0.73
933	1.58	0.17	5.86	0.63
1044	0.88	0.08	6.72	0.64
1136	1.29	0.11	6.49	0.57
1230	0.09	0.01	8.64	0.70
1526	1.79	0.12	8.62	0.56
1831	2.12	0.12	9.69	0.53
2028	0.28	0.01	12.22	0.60
2579	2.78	0.11	13.45	0.52
3082	5.72	0.19	7.22	0.23
3599	7.73	0.21	14.50	0.40
4051	1.01	0.02	20.45	0.50
5055	3.26	0.06	21.51	0.43
6088	2.39	0.04	19.11	0.31
8041	4.01	0.05	32.14	0.40
9017	3.96	0.04	34.62	0.38
10117	1.96	0.02	36.13	0.36
11097	5.79	0.05	29.74	0.27

Tabla 7.1: Error al medir la velocidad para el Motor EMG30.

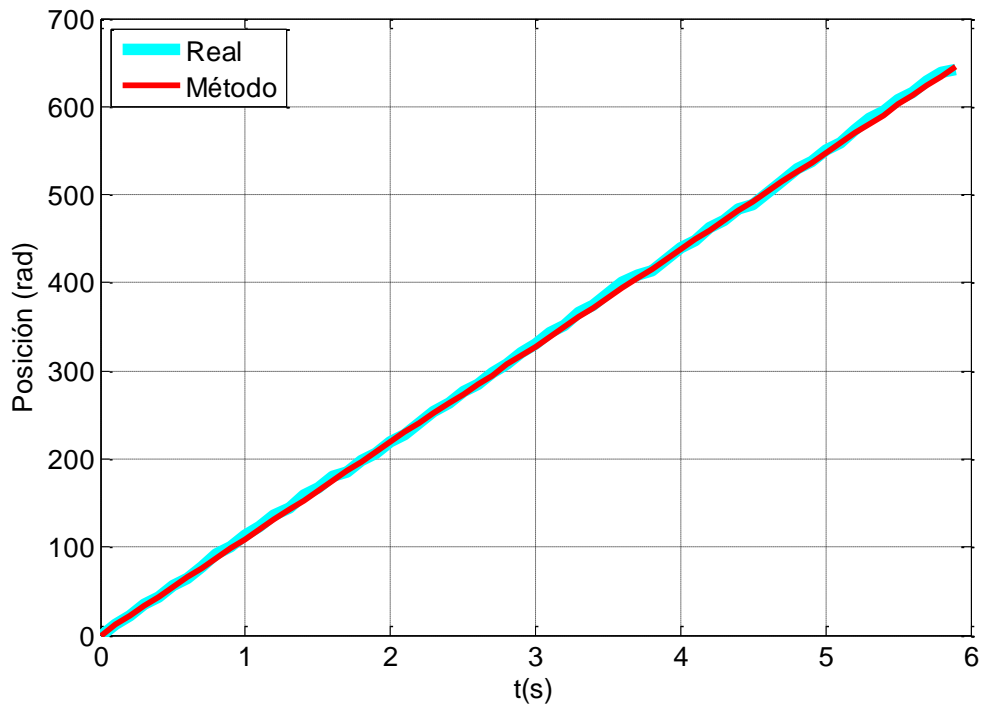


Figura 7.1: Posición con velocidad constante para el motor EMG30 con  $n = 1044$  rpm.

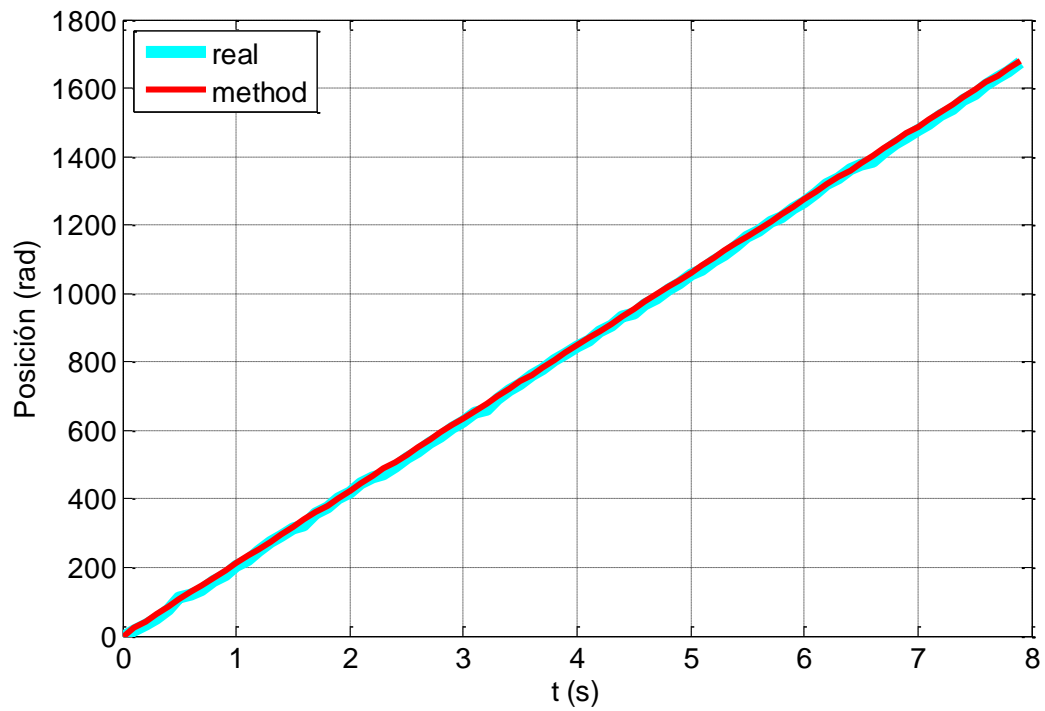


Figura 7.2: Posición con velocidad constante para el motor EMG30 con  $n = 2028$  rpm.

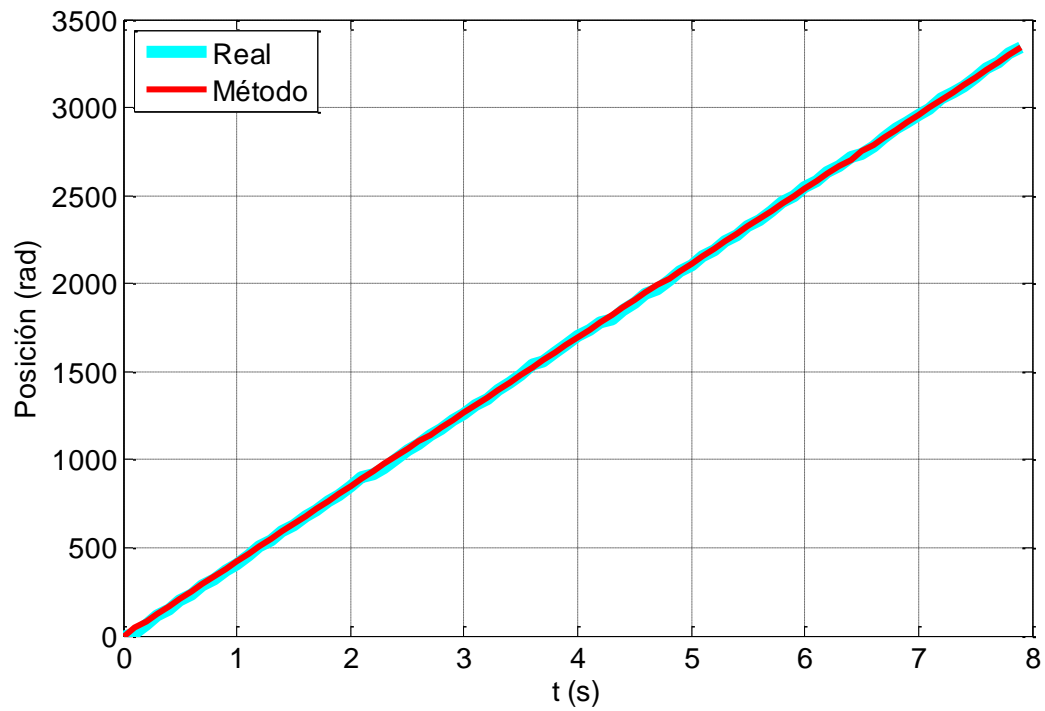


Figura 7.3: Posición con velocidad constante para el motor EMG30 con  $n = 4051$  rpm.

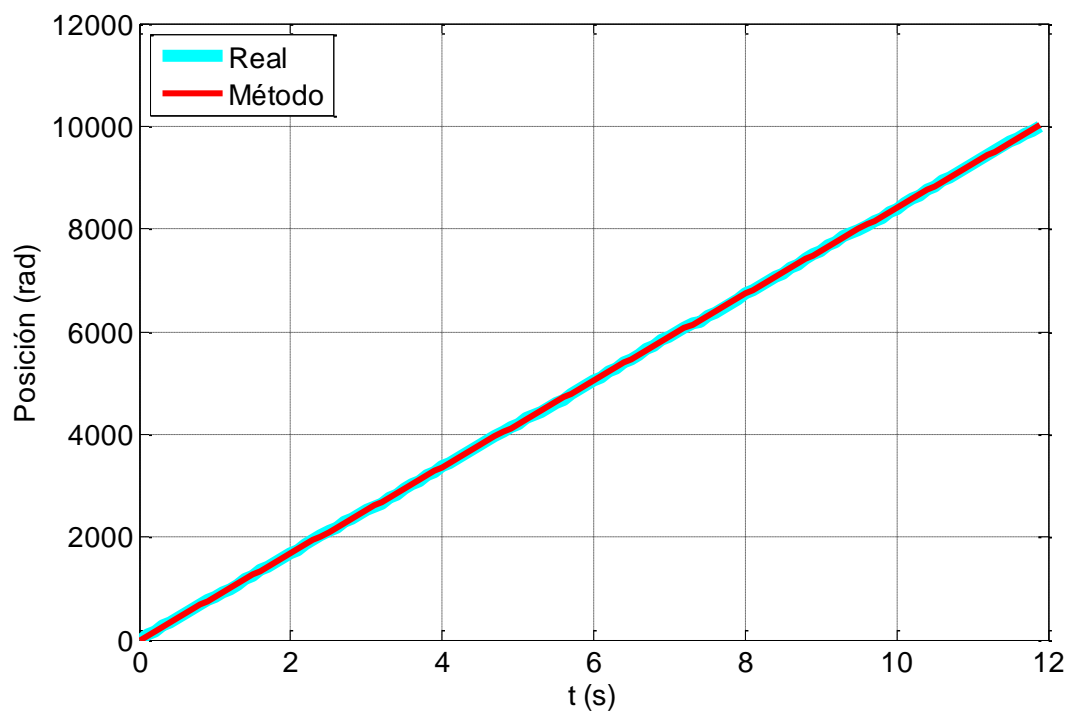


Figura 7.4: Posición con velocidad constante para el motor EMG30 con  $n = 8037$  rpm.

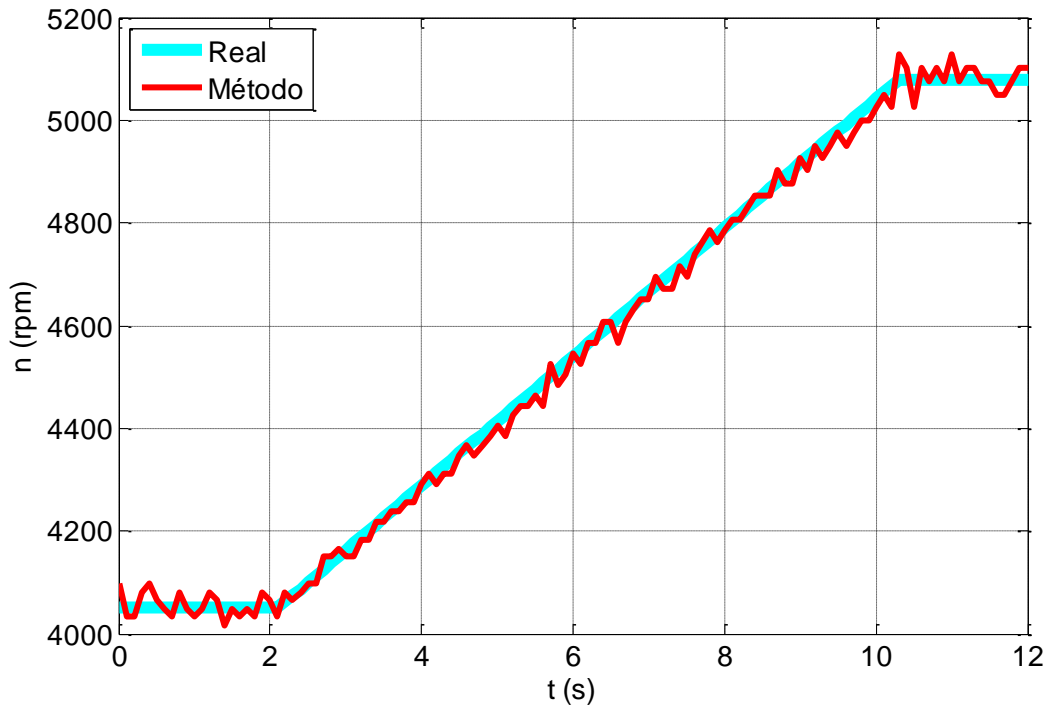


Figura 7.5: Velocidad cuando la velocidad varía lentamente para el motor EMG30.

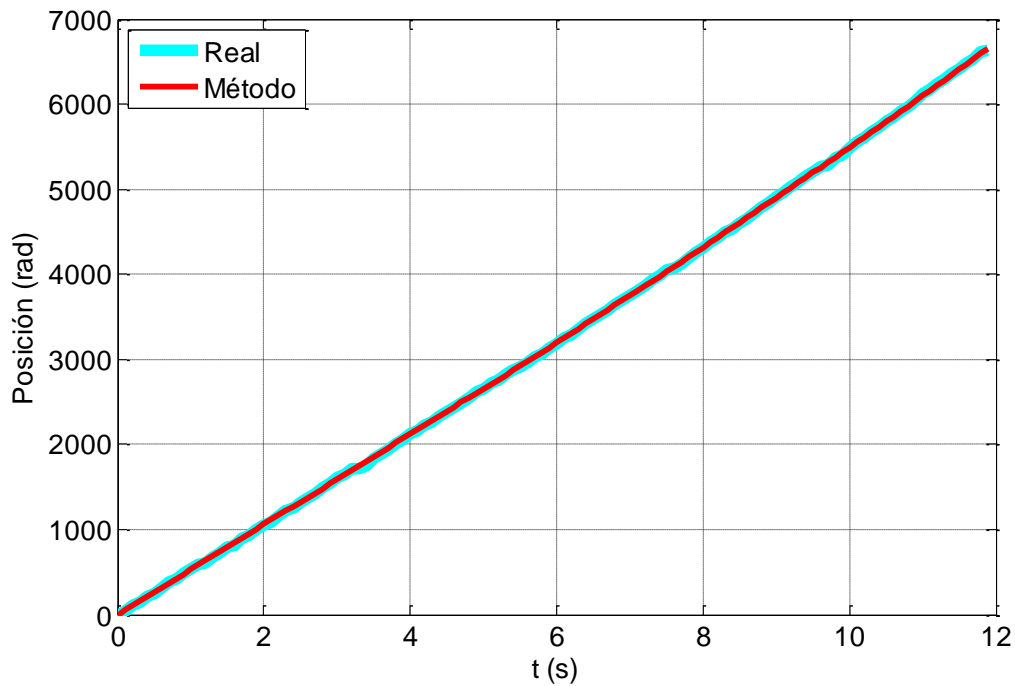


Figura 7.6: Posición cuando la velocidad varía lentamente para el motor EMG30.



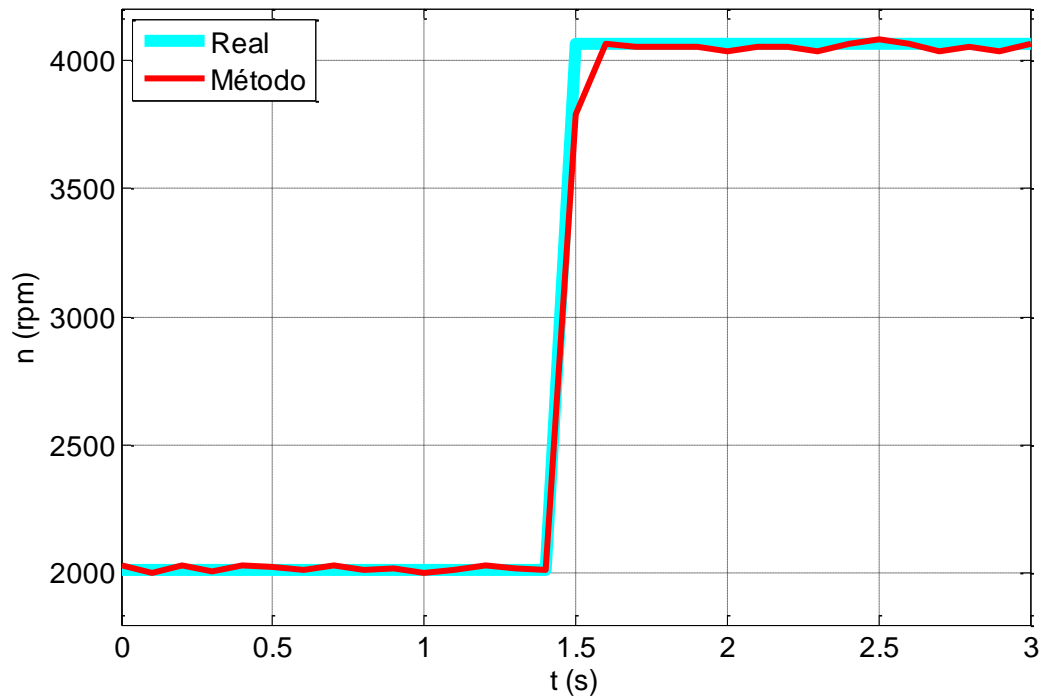


Figura 7.7: Velocidad cuando la velocidad varía rápidamente para el motor EMG30.

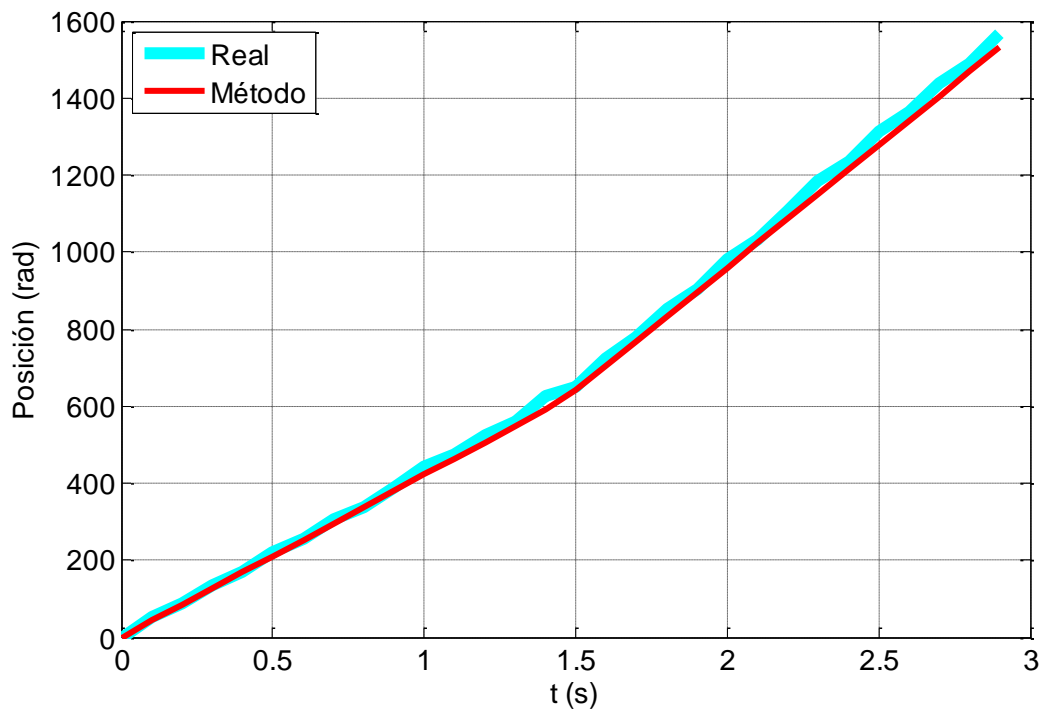


Figura 7.8: Posición cuando la velocidad varía rápidamente para el motor EMG30.

### 7.1.2 Motor 719RE385

Los resultados obtenidos en el caso en el que el motor funciona a diferentes velocidades constantes se detallan a continuación. La Tabla 7.2 muestra los resultados obtenidos para la velocidad. La Figura 7.9, Figura 7.10, Figura 7.11 y Figura 7.12 muestran la posición estimada y la real para las velocidades constantes 934, 1970, 3482 y 5012 rpm respectivamente. El error

medio cometió en la estimación respectivamente es 3.19, 1.44, 0.47 y 6.50 rad. En este caso se confirman los resultados obtenidos para el motor anterior y se puede decir que el método funciona para un amplio rango de velocidades donde el error cometido es bajo.

Los resultados cuando la velocidad del motor varía lentamente se muestran en la Figura 7.13 y en la Figura 7.14. La primera muestra los resultados para la velocidad y la segunda para la posición. En este experimento la velocidad ha variado aproximadamente de 3100 a 5100 rpm. Los resultados de la velocidad muestran que el método sigue adecuadamente la velocidad cometiendo un error medio de 0.16 rpm y una varianza de 10.57 rpm. En el caso de la posición el error medio cometido es de 18.98 rad. Estos resultados indican al igual que para el motor anterior que el método es capaz de estimar con un bajo error la velocidad del motor cuando la velocidad cambia lentamente.

Los resultados cuando la velocidad varía rápidamente se muestran en la Figura 7.15 y Figura 7.16 para la velocidad y para la posición respectivamente. En este caso el salto de velocidad producido es de 3100 a 5100 rpm. En el caso de la velocidad se observa que el método tarda en alcanzar la velocidad final 0.2 s y el error medio cometido es 1.02 rad. En este caso el método estima de forma correcta la velocidad, alcanzando la velocidad final del motor rápidamente. Además para este motor se obtiene un bajo error en la posición.

RESULTADOS

Velocidad real (r.p.m.)	Error medio		Desviación	
	Absoluto (r.p.m.)	Relativo (%)	Absoluta (r.p.m.)	Relativa (%)
592	0.18	0.03	2.41	0.41
658	3.12	0.47	1.82	0.28
751	1.98	0.26	2.18	0.29
858	0.36	0.04	2.52	0.29
934	2.94	0.31	3.31	0.35
1029	0.43	0.04	2.45	0.24
1216	1.92	0.16	3.21	0.26
1499	0.40	0.03	3.36	0.22
1780	0.52	0.03	4.80	0.27
1971	0.74	0.04	4.73	0.24
2242	2.22	0.10	5.82	0.26
2431	4.51	0.19	5.86	0.24
2718	2.48	0.09	8.07	0.30
3010	0.07	0.002	7.50	0.25
3482	1.15	0.03	11.02	0.32
3949	2.86	0.07	10.82	0.27
4435	1.62	0.04	13.82	0.31
5012	7.51	0.15	21.25	0.42
6084	5.64	0.09	28.82	0.47
7062	12.18	0.17	36.96	0.52
8017	11.49	0.14	49.48	0.62
8964	11.12	0.12	49.71	0.55
9994	17.54	0.18	76.67	0.77

Tabla 7.2: Error al medir la velocidad para el Motor 719RE385.

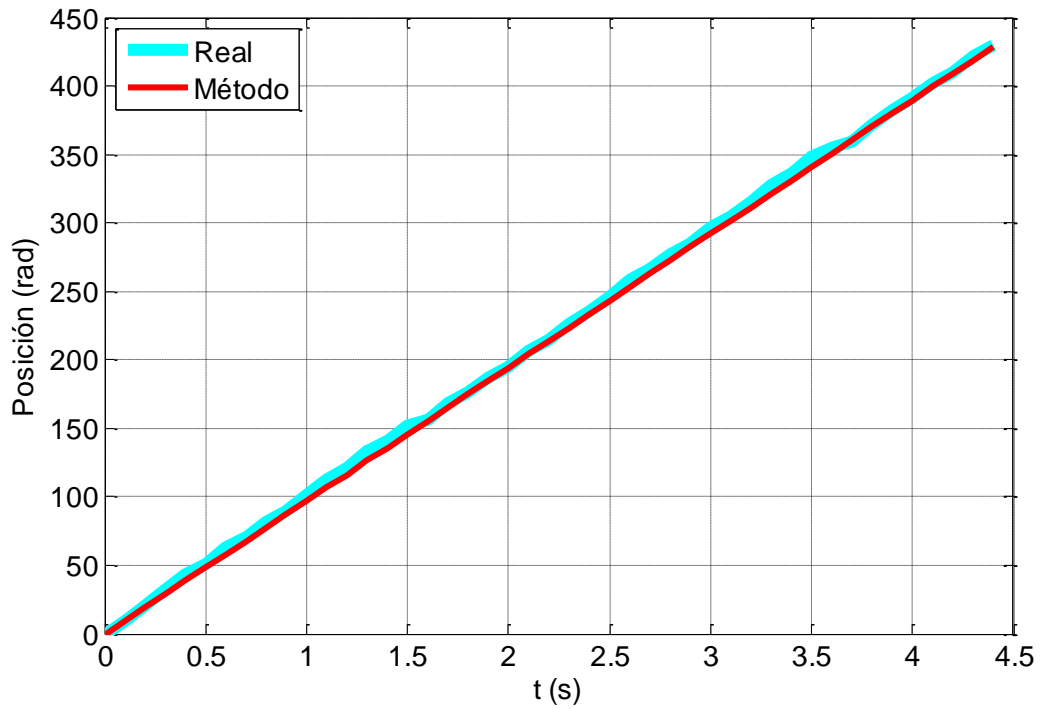


Figura 7.9: Posición con velocidad constante para el motor 719RE385 con  $n = 934$  rpm.

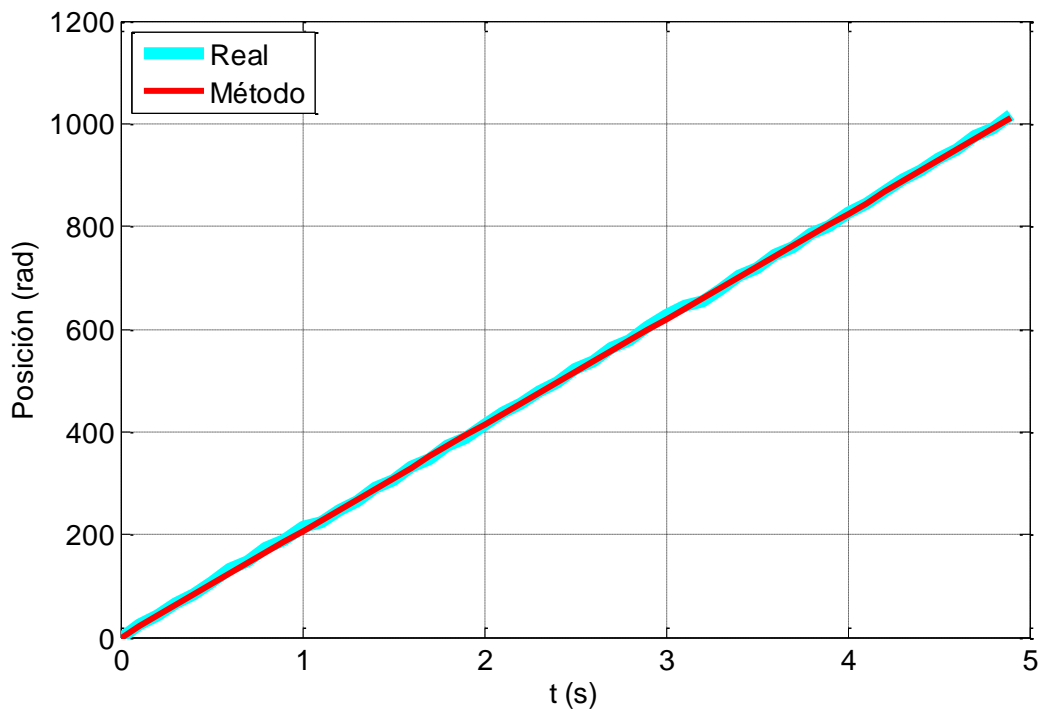


Figura 7.10: Posición con velocidad constante para el motor 719RE385 con  $n = 1970$  rpm.

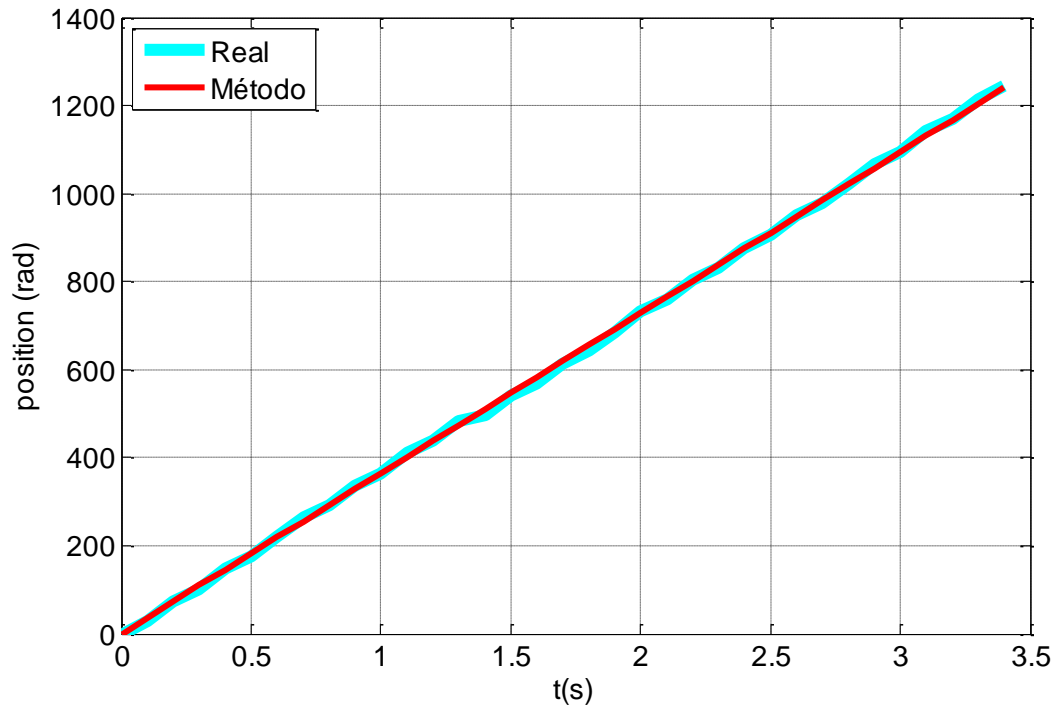


Figura 7.11: Posición con velocidad constante para el motor 719RE385 con  $n = 3482$  rpm.

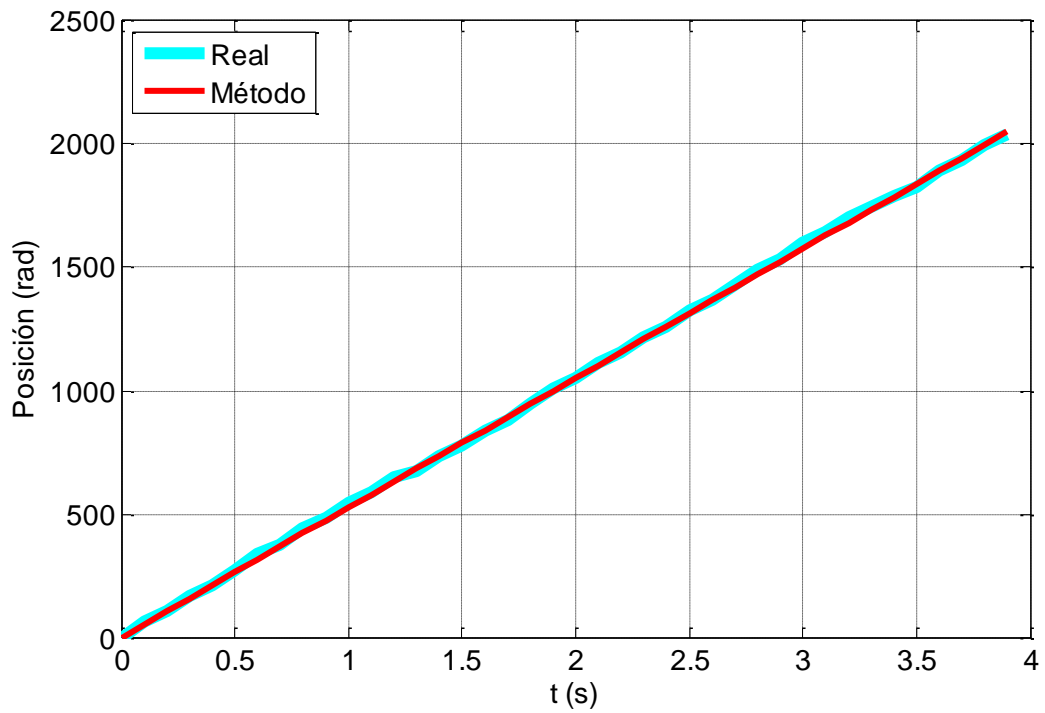


Figura 7.12: Posición con velocidad constante para el motor 719RE385 con  $n = 5012$  rpm.

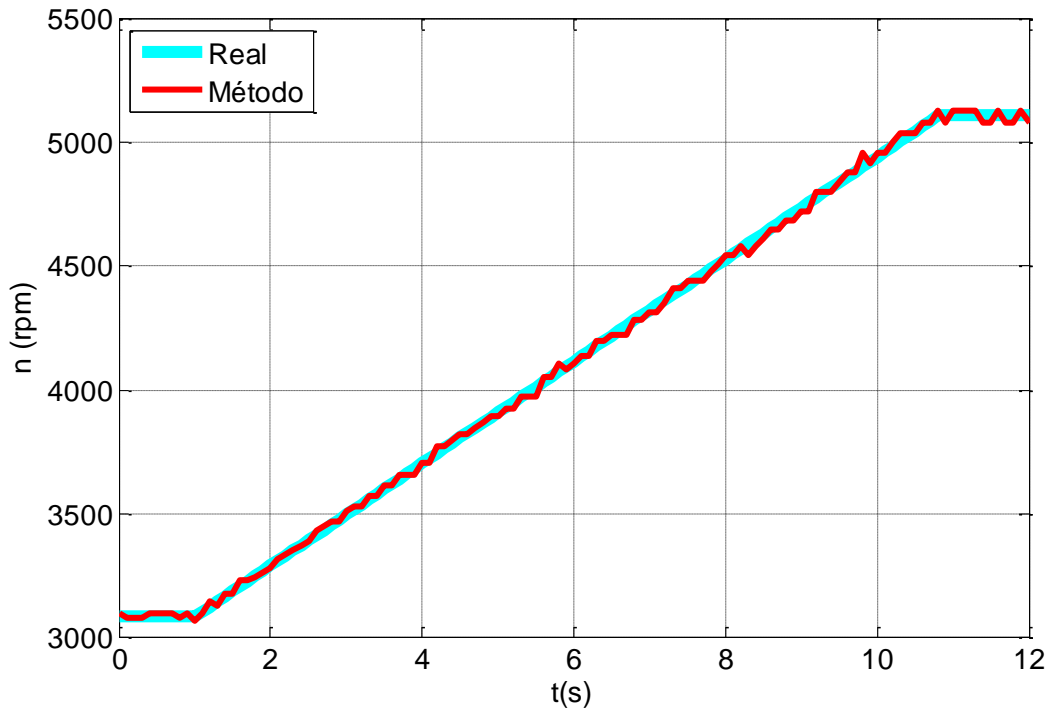


Figura 7.13: Velocidad cuando la velocidad varía lentamente para el motor 719RE385.

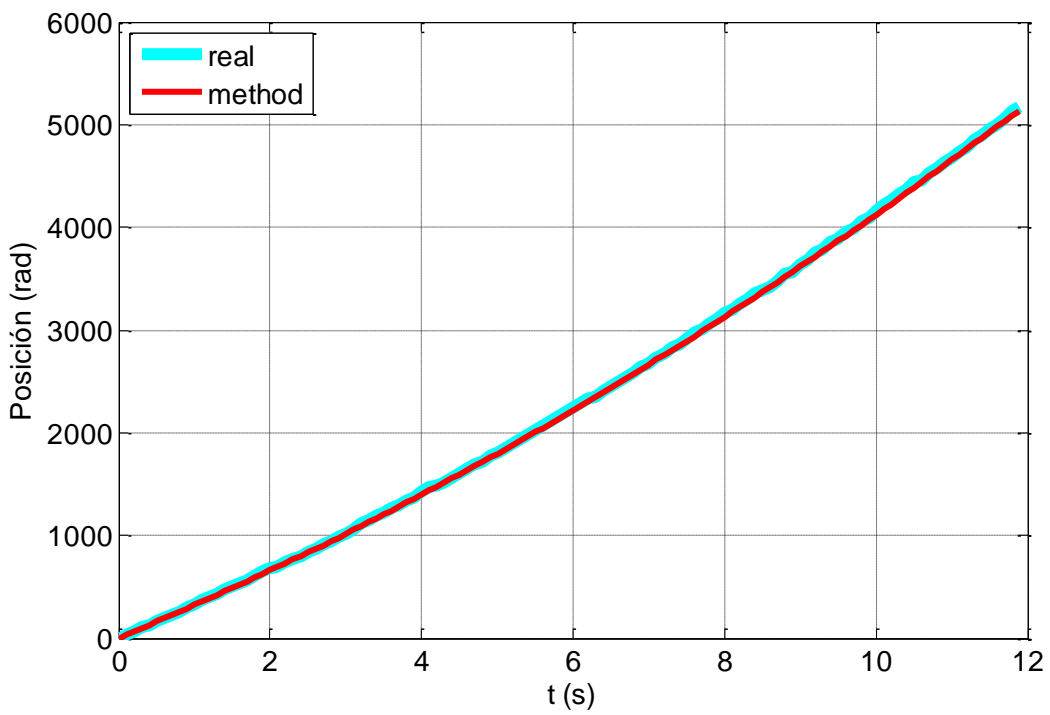


Figura 7.14: Posición cuando la velocidad varía lentamente para el motor 719RE385.

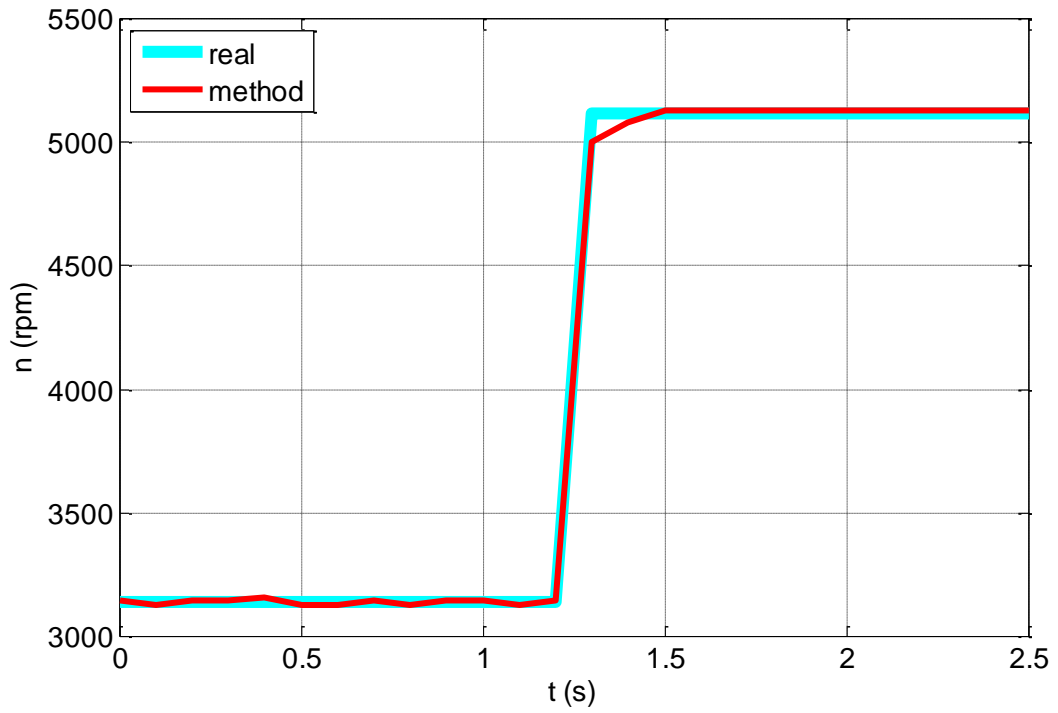


Figura 7.15: Velocidad cuando la velocidad varía bruscamente para el motor 719RE385.

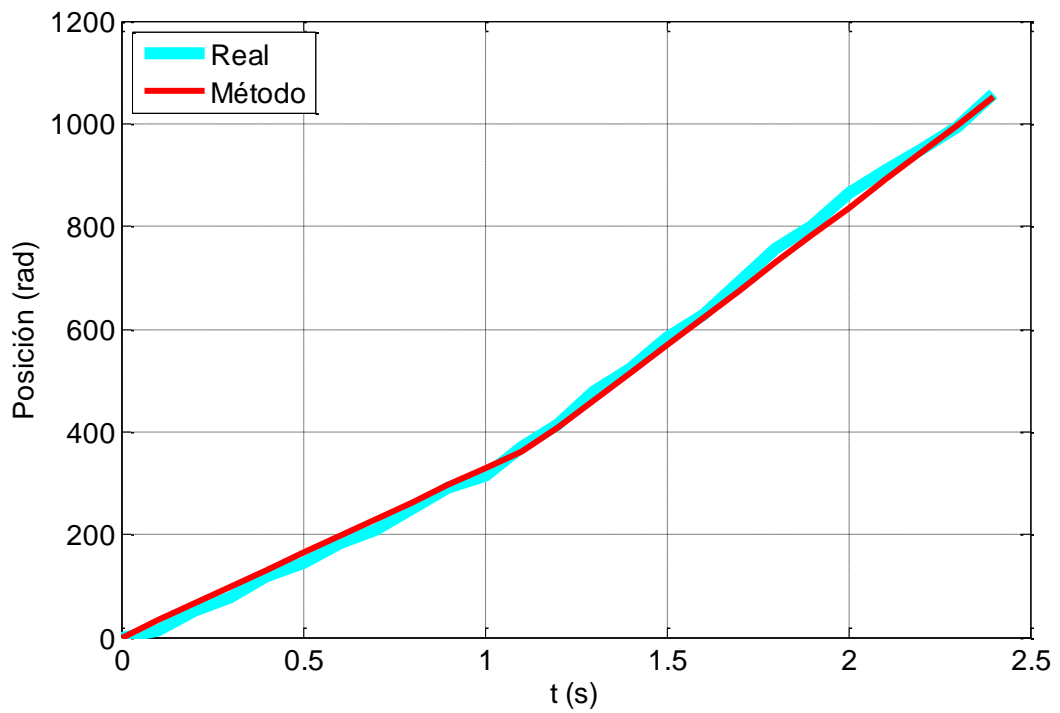


Figura 7.16: Posición cuando la velocidad varía rápidamente para motor 719RE385.

## 7.2 Resultados para el Método propuesto 2

Los experimentos realizados para testear el método han empleado dos motores DC diferentes, estos son el EM30 y 719RE385. Los resultados para cada motor, al igual que para el método anterior, se muestran por separados.

### 7.2.1 Motor EMG30

Los resultados cuando el motor gira a diferentes velocidades constantes se muestran en la Tabla 7.3, Figura 7.17, Figura 7.18, Figura 7.19 y

Figura 7.20. La Tabla 7.3 muestra los resultados obtenidos para la velocidad, mientras que la Figura 7.17, Figura 7.18, Figura 7.19 y Figura 7.20 muestran la posición estimada y la real para las velocidades constantes 1044, 2027, 4050 y 3035 rpm respectivamente. El error medio cometido respectivamente en la estimación de la posición es 2.30, 3.37, 3.82 y 0.24. Estos resultados indican que el método funciona correctamente cuando el motor gira a velocidad constante.

Los resultados cuando la velocidad varía lentamente se muestran en la Figura 7.25 y Figura 7.26. La primera de ellas muestra los resultados para la velocidad y la segunda para la posición. En ambas se muestra la magnitud estimada con el método y la magnitud real. En este experimento se ha hecho variar lentamente la velocidad del motor de 5000 a 7000 rpm aproximadamente. El error medio cometido en la velocidad es 4.65 rpm y la varianza es 8.94 rpm. En el caso de la posición el error medio es 10.70 rad.

El experimento cuando la velocidad varía rápidamente ha constado de un salto brusco de velocidad entre 2000 y 4000 rpm aproximadamente. Los resultados se muestran en la Figura 7.23 y Figura 7.24. La primera muestra los resultados para la velocidad y la segunda los resultados para la posición. En la situación mostrada el método es capaz de detectar la velocidad final pero con un retardo de 0.5 s. En cuanto a la posición se comete un error medio de 29.93 rad y máximo de 64.93 rad. Estos errores son altos. Para variaciones de velocidad mayores se ha observado que el método no es capaz de detectar la velocidad final correctamente.



RESULTADOS

Velocidad real (r.p.m.)	Error medio		Desviación	
	Absoluto (r.p.m.)	Relativo (%)	Absoluta (r.p.m.)	Relativa (%)
501	1.03	0.21	3.51	0.70
606	0.20	0.03	4.02	0.66
710	1.83	0.26	5.42	0.76
499	1.18	0.24	1.76	0.35
607	1.43	0.24	2.90	0.48
716	0.04	0.01	1.74	0.24
804	1.99	0.25	7.03	0.87
933	0.04	0.00	1.88	0.20
1044	1.14	0.11	1.95	0.19
1135	1.42	0.12	1.71	0.15
1235	1.03	0.08	1.82	0.15
1525	0.36	0.02	3.05	0.20
1830	1.03	0.06	3.76	0.21
2027	3.41	0.17	2.69	0.13
2579	0.42	0.02	4.61	0.18
3075	2.63	0.09	4.68	0.15
3599	0.43	0.01	4.07	0.11
4050	0.02	0.00	3.71	0.09
5060	2.78	0.05	5.41	0.11
6094	2.44	0.04	5.63	0.09
8035	1.50	0.02	6.92	0.09
9020	2.47	0.03	8.76	0.10
10115	10.65	0.11	36.38	0.36
11098	10.83	0.10	43.00	0.39

Tabla 7.3: Error al medir la velocidad para el Motor EMG30.

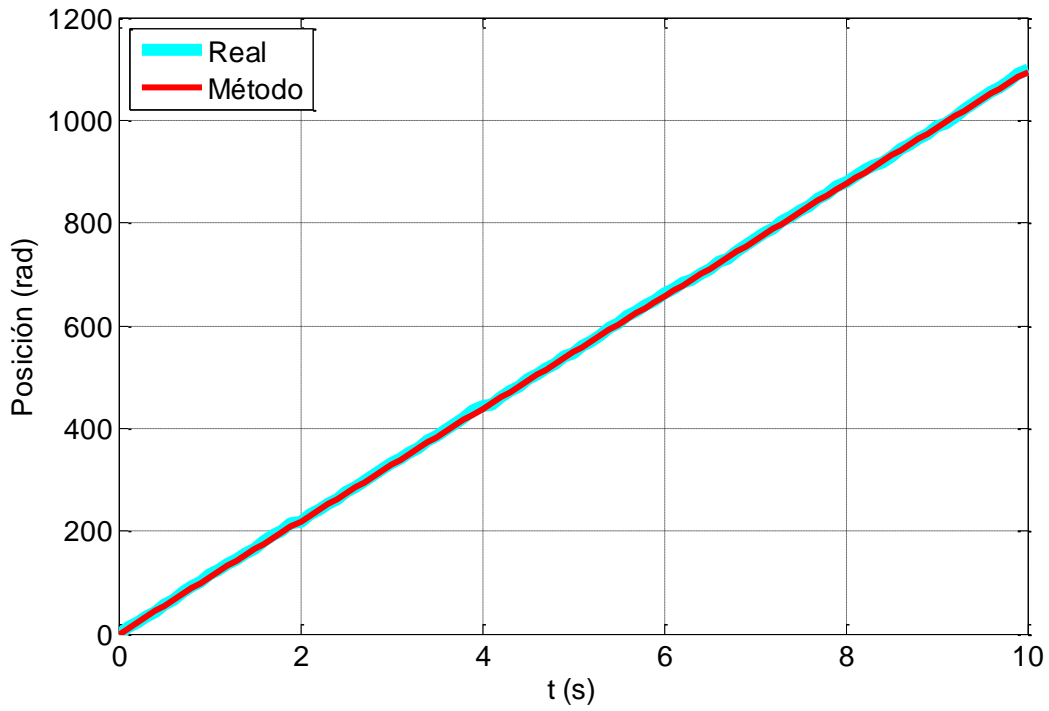


Figura 7.17: Posición con velocidad constante para el motor EMG30 con  $n = 1044$  rpm.

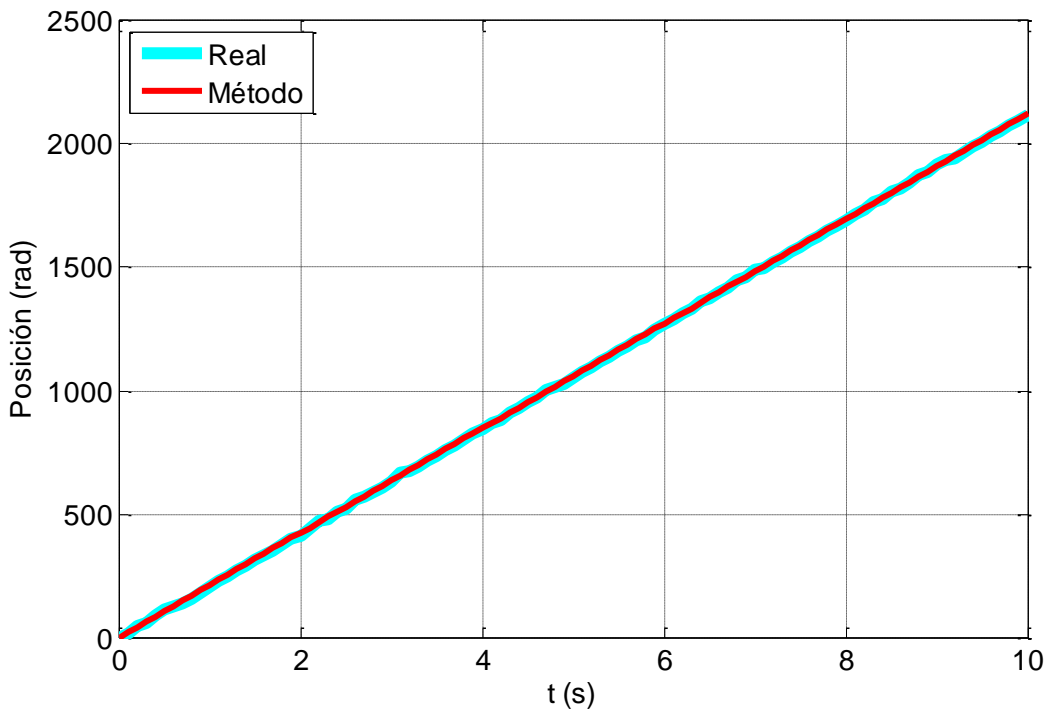


Figura 7.18: Posición con velocidad constante para el motor EMG30 con  $n = 2027$  rpm.

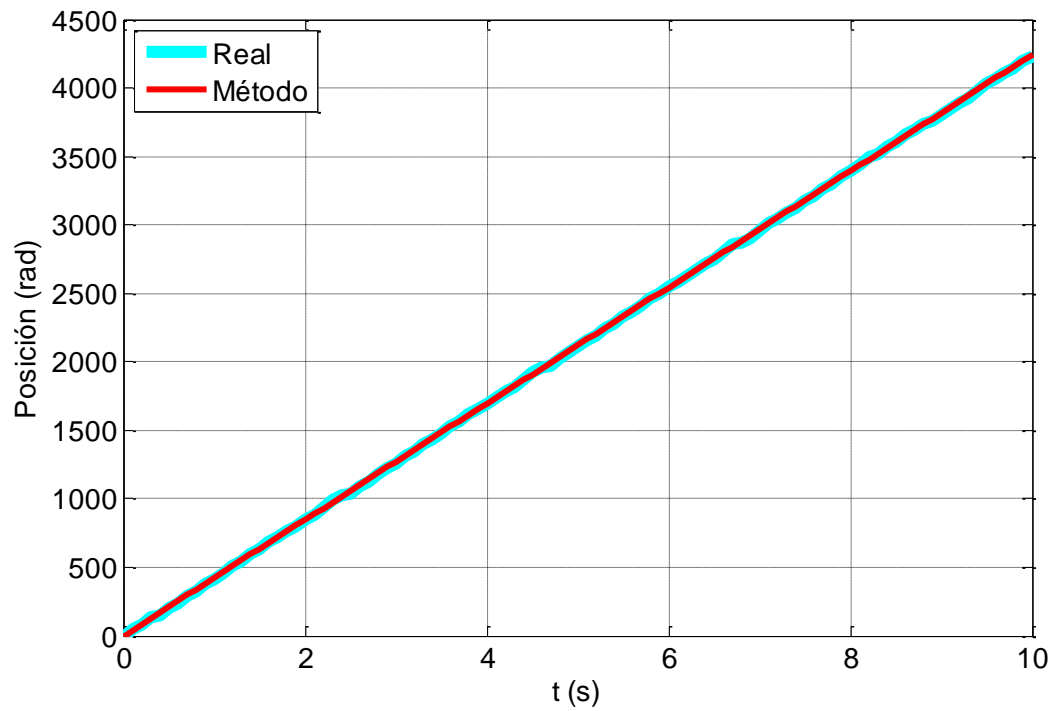


Figura 7.19: Posición con velocidad constante para el motor EMG30 con  $n = 4050$  rpm.

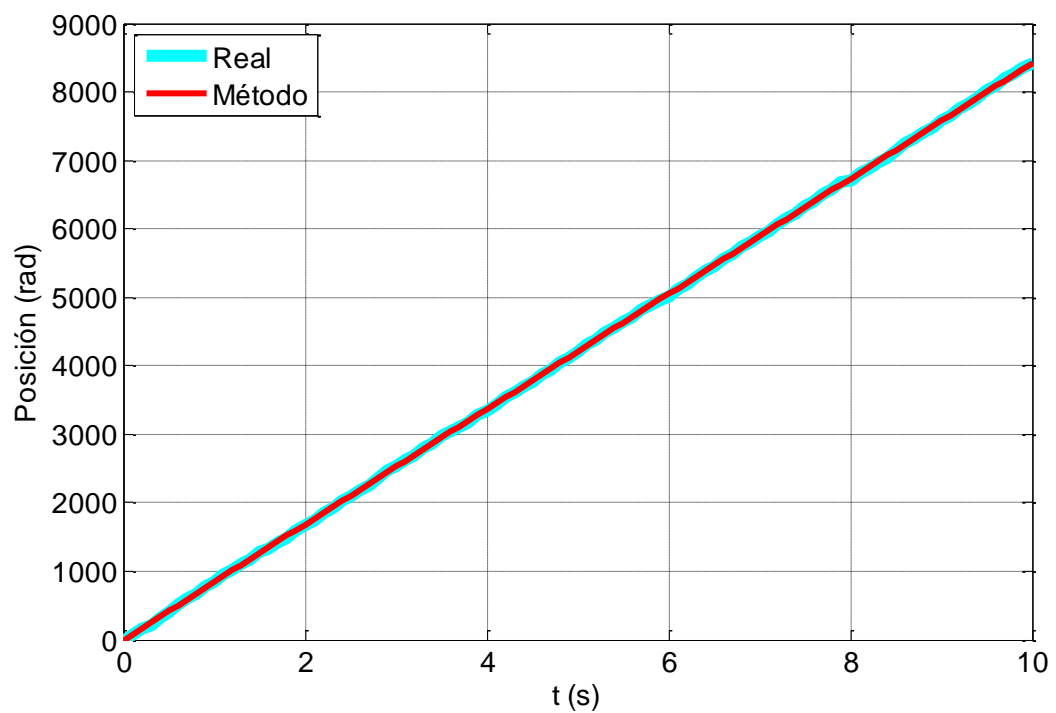


Figura 7.20: Posición con velocidad constante para el motor EMG30 con  $n = 8035$  rpm.

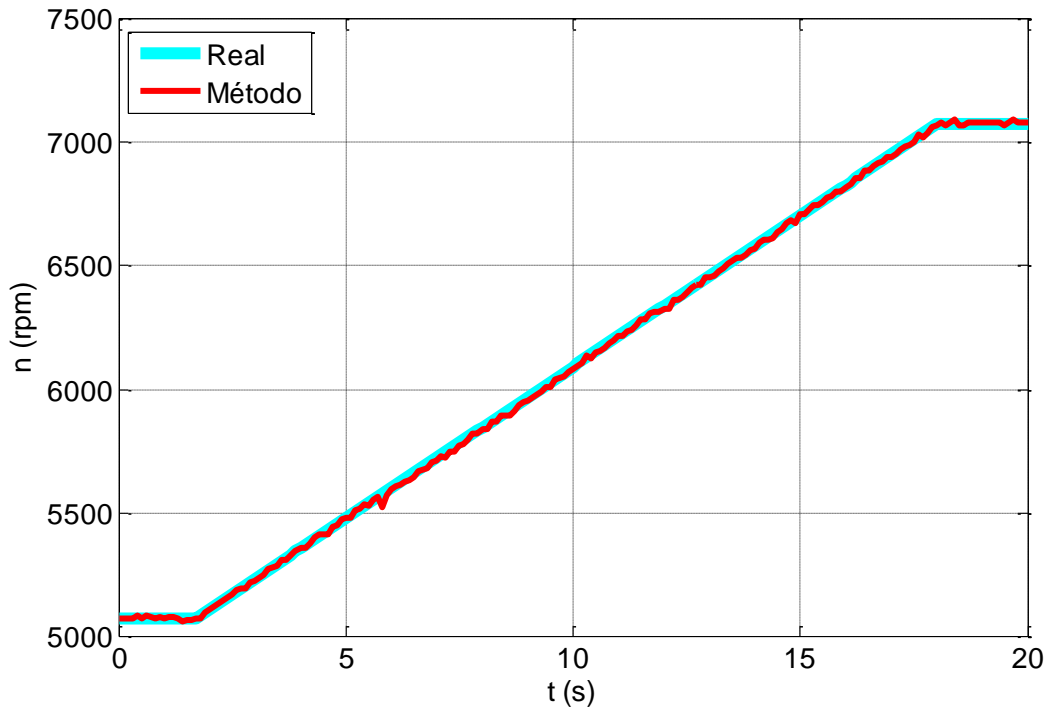


Figura 7.21: Velocidad cuando la velocidad varía lentamente para el motor EMG30.

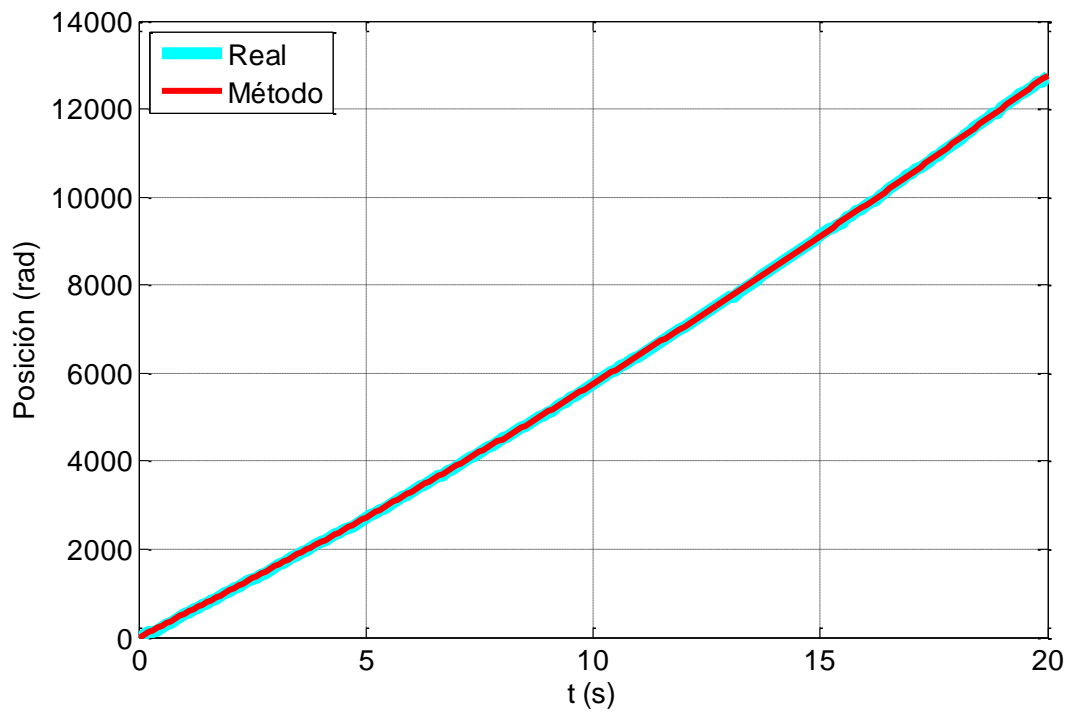


Figura 7.22: Posición cuando la velocidad varía lentamente para el motor EMG30.

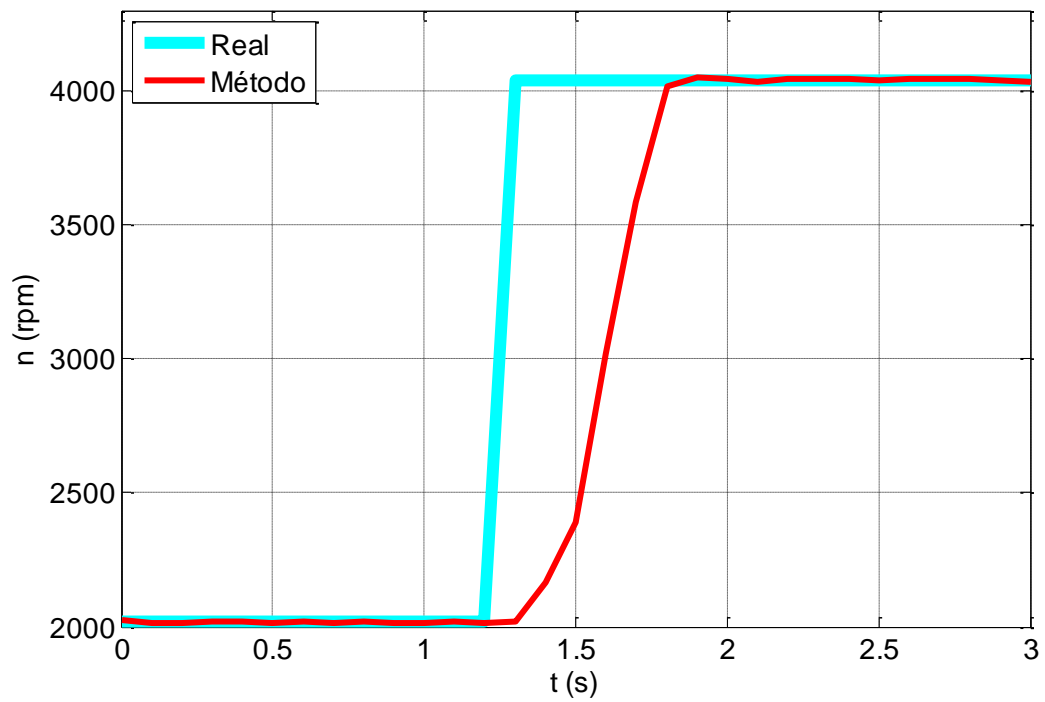


Figura 7.23: Velocidad cuando la velocidad varía rápidamente para el motor EMG30.

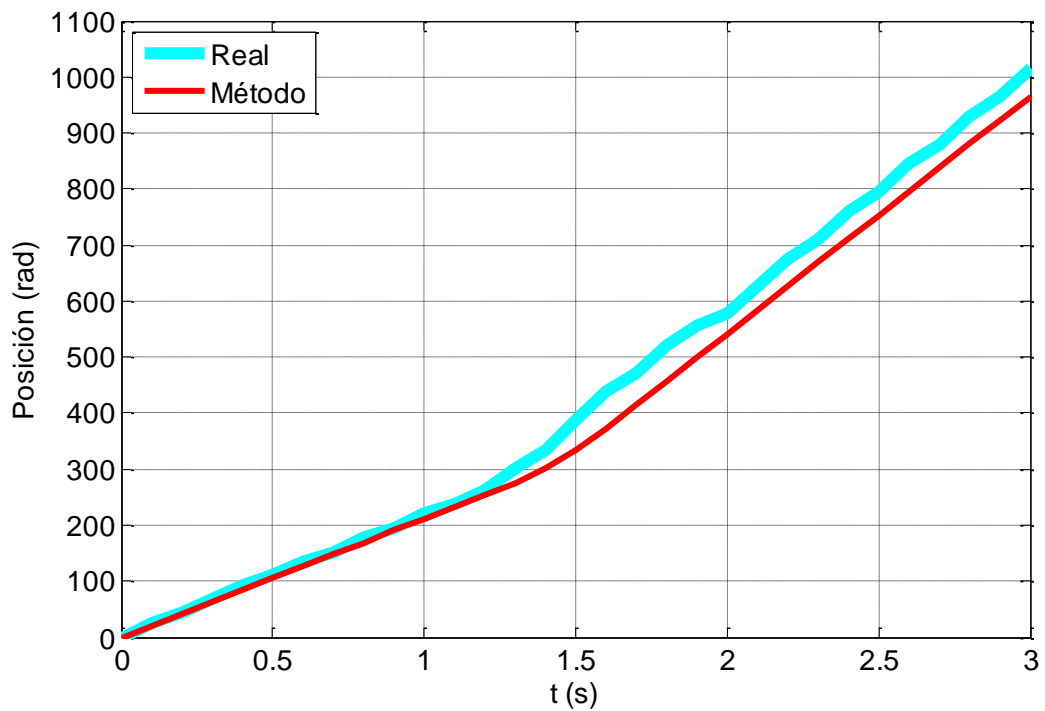


Figura 7.24: Posición cuando la velocidad varía rápidamente para el motor EMG30.

### 7.2.2 Motor 719RE385

Los resultados cuando el motor gira a diferentes velocidades constantes se muestran en la Tabla 7.4, Figura 7.25, Figura 7.26, Figura 7.27 y Figura 7.28. La Tabla 7.4 muestra los resultados para la velocidad, mientras que la Figura 7.25, Figura 7.26, Figura 7.27 y Figura 7.28 muestran la posición estimada y real para las velocidades constantes 931, 1972, 3478 y 8020 rpm. El error medio cometido respectivamente en la estimación de la posición es 0.76, 1.77, 0.42 y 4.82 rad. Estos resultados indican, al igual que para el motor anterior, que el método funciona correctamente cuando el motor gira con velocidad constante.

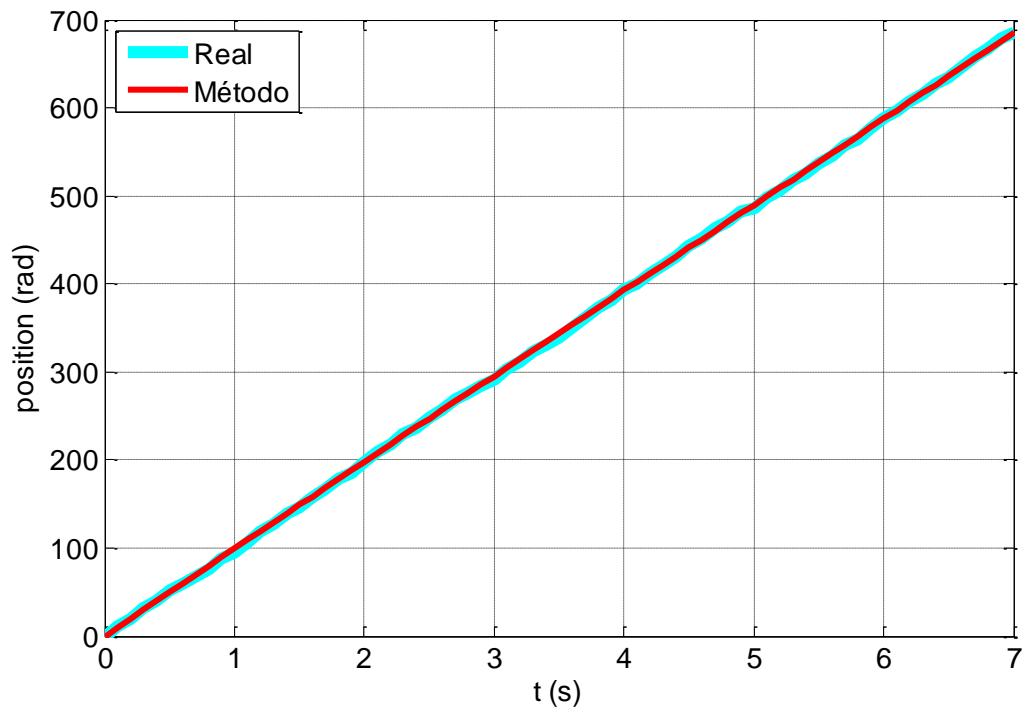
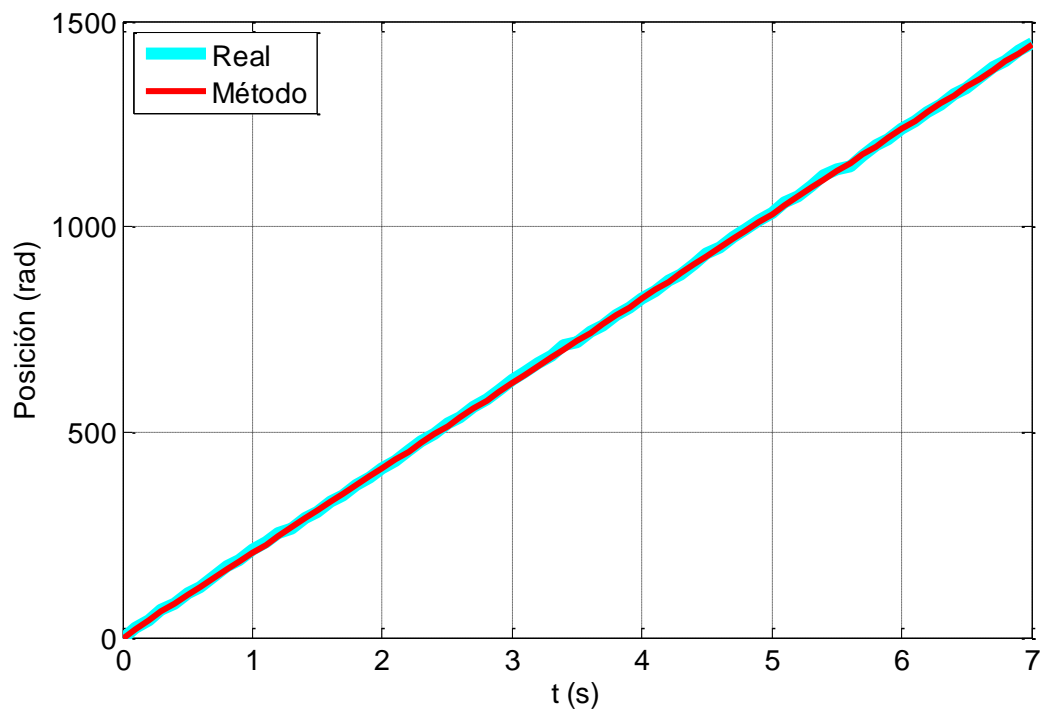
Los resultados cuando la velocidad del motor varía lentamente se muestran en la Figura 7.29 y Figura 7.30. La primera muestra los resultados para la velocidad y la segunda para la posición. En ambas se muestra la magnitud estimada por el método y la magnitud real. En el experimento se ha hecho variar la velocidad lentamente desde 5000 a 7000 rpm aproximadamente. El error medio cometido en la velocidad es 1.44 rpm y la varianza es 13.76 rpm. En la posición el error es 17.75 rad.

Los resultados cuando la velocidad varía rápidamente se muestran en la Figura 7.31 y Figura 7.32. La primera de ellas muestra los resultados para la velocidad y la segunda para la posición. El experimento ha constado de un salto de velocidad que va desde 4100 a 5100 rpm aproximadamente. En este experimento el método es capaz de detectar la velocidad final del salto pero con un retardo de 0.4 s. En cuanto a la posición el error medio cometido es 12.94 rad y el máximo es 33.77 rad. Para saltos mayores de velocidades al mostrado en este experimento el método no es capaz de detectar correctamente la velocidad final. Por tanto se puede decir que el método no funciona adecuadamente cuando la velocidad del motor DC varía bruscamente.

RESULTADOS

Velocidad real (r.p.m.)	Error medio		Desviación	
	Absoluto (r.p.m.)	Relativo (%)	Absoluta (r.p.m.)	Relativa (%)
327	0.01	0.00	0.77	0.23
402	0.41	0.10	0.32	0.08
498	0.27	0.05	0.36	0.07
591	0.88	0.15	1.68	0.28
659	0.43	0.07	0.53	0.08
750	0.75	0.10	0.62	0.08
856	2.95	0.34	1.08	0.13
931	0.98	0.10	1.06	0.11
1030	0.77	0.07	0.60	0.06
1214	1.06	0.09	0.61	0.05
1498	0.09	0.01	1.48	0.10
1778	0.18	0.01	2.61	0.15
1972	1.32	0.07	1.86	0.09
2237	2.41	0.11	1.70	0.08
2430	1.50	0.06	1.60	0.07
2715	1.59	0.06	1.54	0.06
3012	0.47	0.02	2.69	0.09
3478	4.74	0.14	3.15	0.09
3978	2.96	0.07	4.48	0.11
4439	2.75	0.06	2.65	0.06
5025	8.44	0.17	5.31	0.11
6085	4.36	0.07	16.65	0.27
7066	7.35	0.10	5.01	0.07
8020	2.04	0.03	8.25	0.10
8975	4.62	0.05	13.60	0.15
10020	8.40	0.08	16.16	0.16

Tabla 7.4: Error al medir la velocidad para el Motor 719RE385.

Figura 7.25: Posición con velocidad constante para el motor 719RE385 con  $n = 931$  rpm.Figura 7.26: Posición con velocidad constante para el motor 719RE385 con  $n = 1972$  rpm.



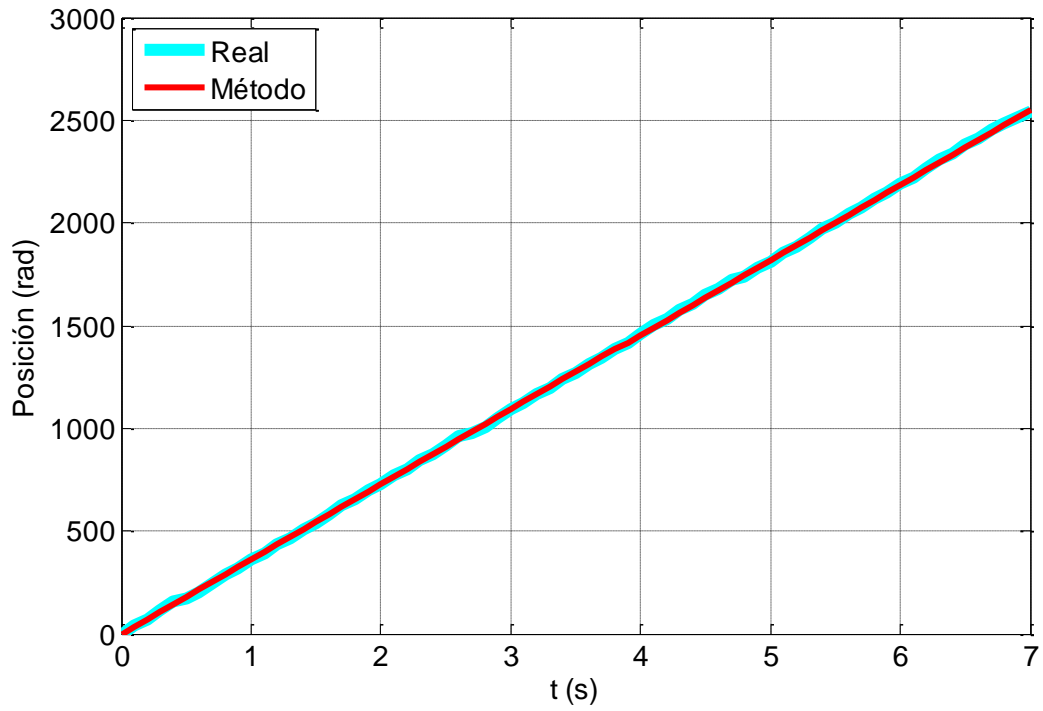


Figura 7.27: Posición con velocidad constante para el motor 719RE385 con  $n = 3478$  rpm.

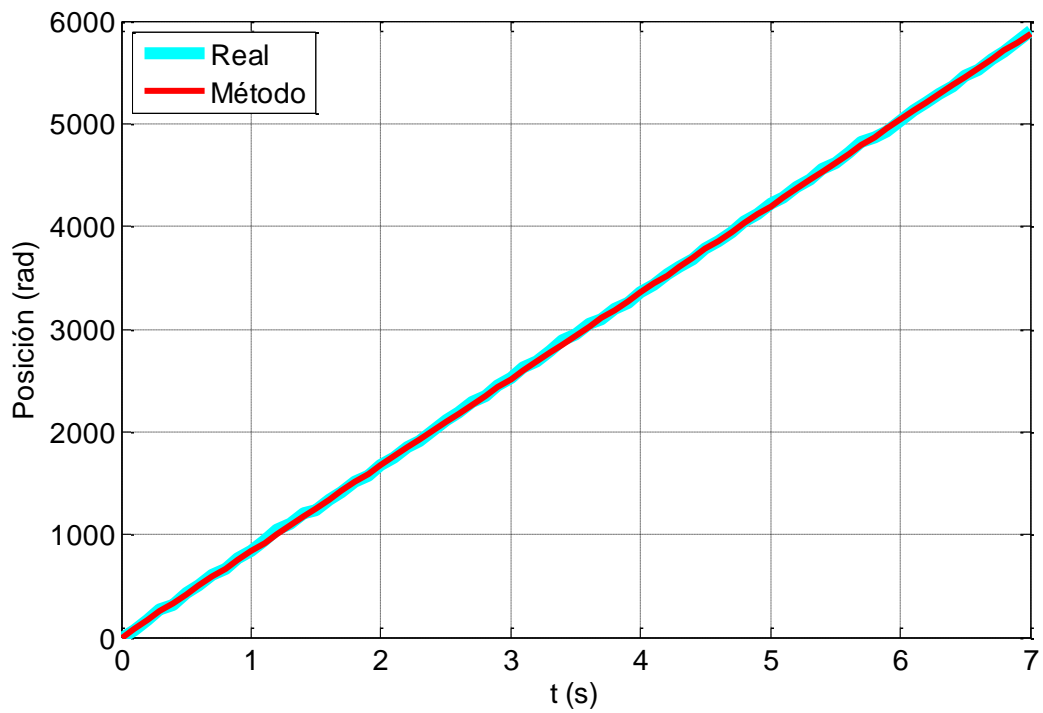


Figura 7.28: Posición con velocidad constante para el motor 719RE385 con  $n = 8020$  rpm.

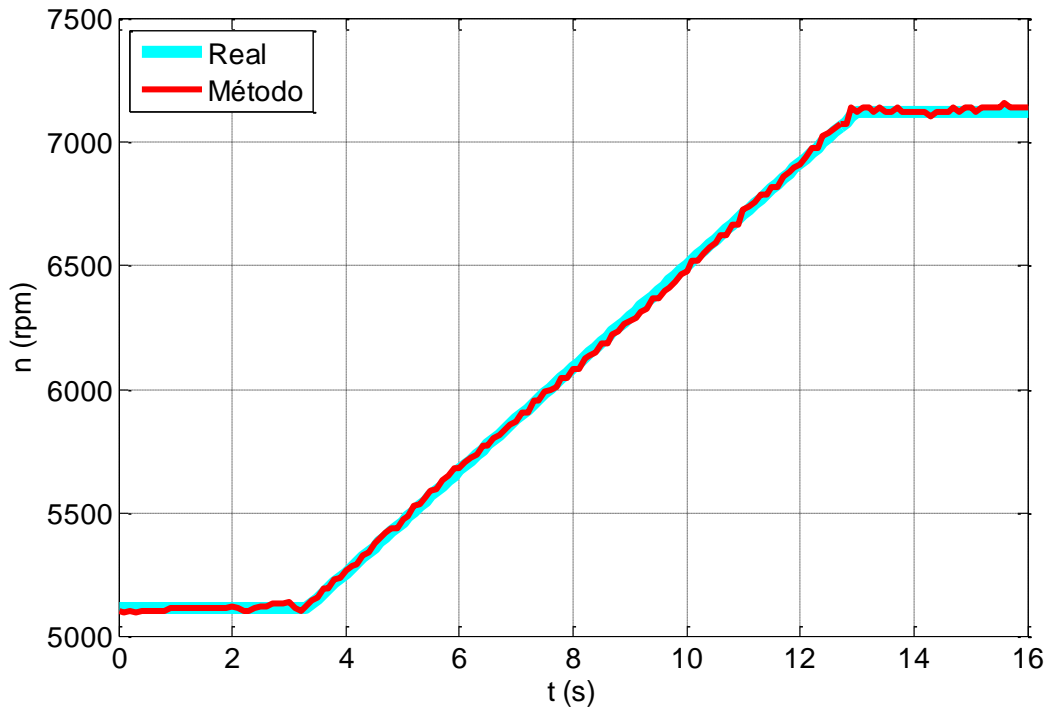


Figura 7.29: Velocidad cuando la velocidad varía lentamente para el motor 719RE385.

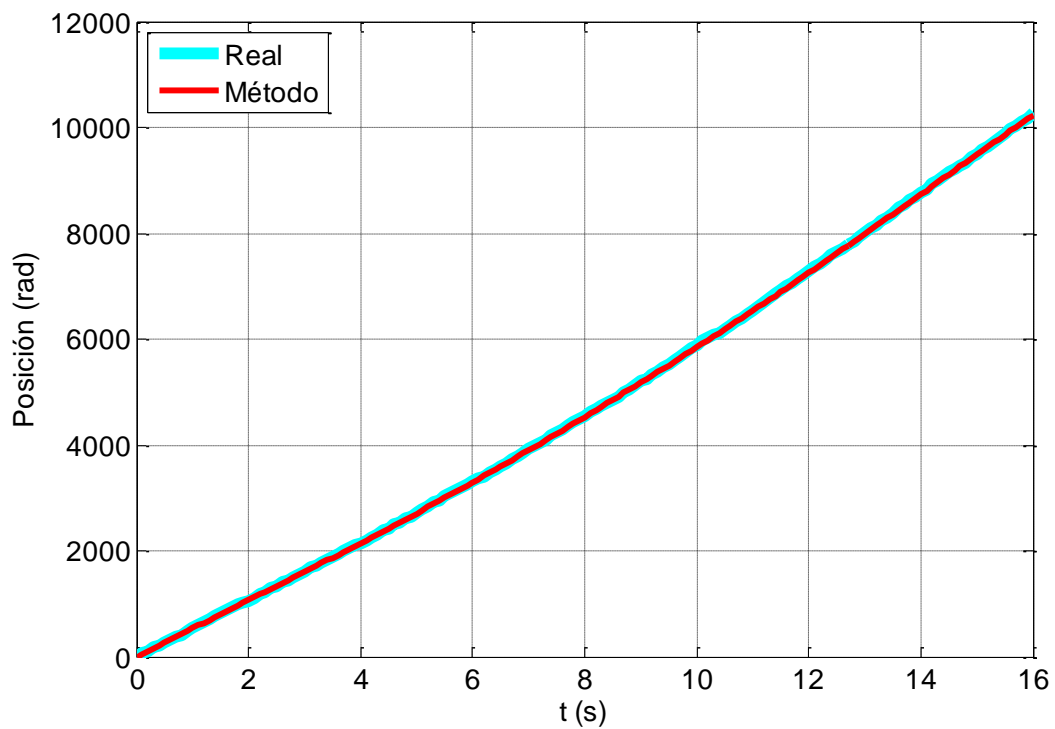


Figura 7.30: Posición cuando la velocidad varía lentamente para el motor 719RE385.

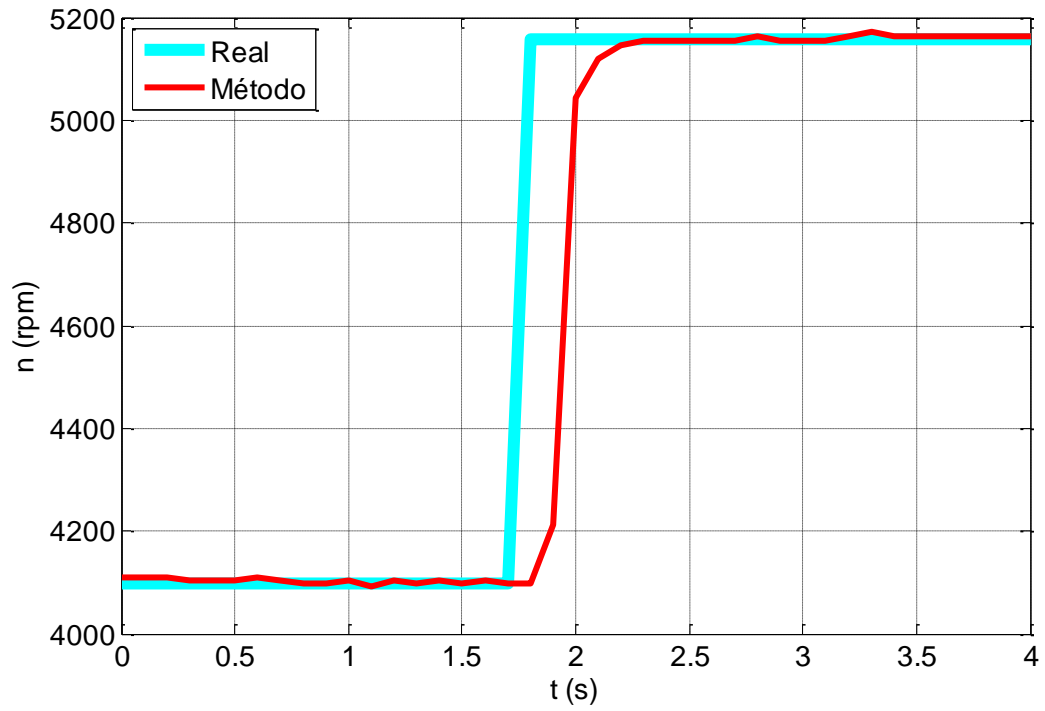


Figura 7.31: Velocidad cuando la velocidad varía rápidamente para el motor 719RE385.

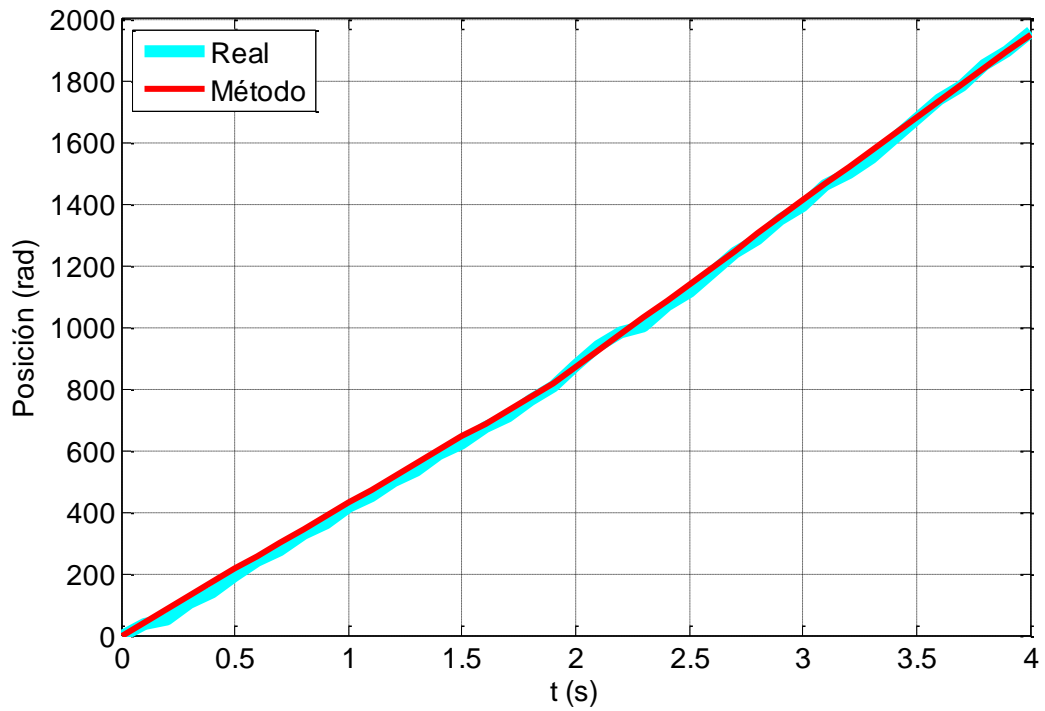


Figura 7.32: Posición cuando la velocidad varía rápidamente para el motor 719RE385.

### 7.3 Resultados para el Método propuesto 3

Para este método se ha utilizado un único motor DC de alta potencia en los test. Al contrario de los métodos anteriores, este método únicamente detecta la velocidad y por tanto solamente se mostrarán los resultados sobre la velocidad en esta ocasión.

Los resultados cuando el motor gira a diferentes velocidades constantes se muestran en la Tabla 7.5. La tabla muestra velocidades dentro del rango de velocidades de operación del motor DC, que al ser un motor de alta potencia tiene un rango inferior a los motores usados para testear los métodos anteriores. Estos resultados indican que el error cometido es bajo y por tanto el método funciona correctamente en esta situación.

Los resultados cuando la velocidad varía lentamente se muestran en la Figura 7.33. La figura muestra tanto la velocidad estimada por el método como la velocidad real. El error medio cometido en la estimación de la velocidad es 0.286 rpm y la desviación es 1.267 rpm. Estos errores son pequeños e indican que el método funciona correctamente cuando la velocidad varía lentamente.

Los resultados cuando la velocidad del motor varía rápidamente se muestran en la Figura 7.34. La figura muestra tanto la velocidad estimada por el método como la real. El error medio cometido es 0.6658 rpm y la desviación es 1.1484 rpm. El retardo entre la velocidad estimada y la real es muy pequeño. Todo esto indica que el método funciona correctamente cuando la velocidad varía rápidamente.

Velocidad real (r.p.m.)	Error medio		Desviación	
	Absoluto (r.p.m.)	Relativo (%)	Absoluta (r.p.m.)	Relativa (%)
2004	0.141	0.007	0.319	0.016
2103	0.146	0.007	0.425	0.020
2204	0.159	0.007	0.402	0.018
2297	0.089	0.004	0.286	0.012
2400	0.008	0.001	0.188	0.008
2500	0.173	0.007	0.214	0.009
2603	0.241	0.009	0.371	0.014
2705	0.183	0.007	0.380	0.014
2803	0.111	0.004	0.224	0.008
2913	0.254	0.009	0.114	0.004
2998	0.336	0.011	0.112	0.004

Tabla 7.5: Error al medir la velocidad para el Motor EMG30.

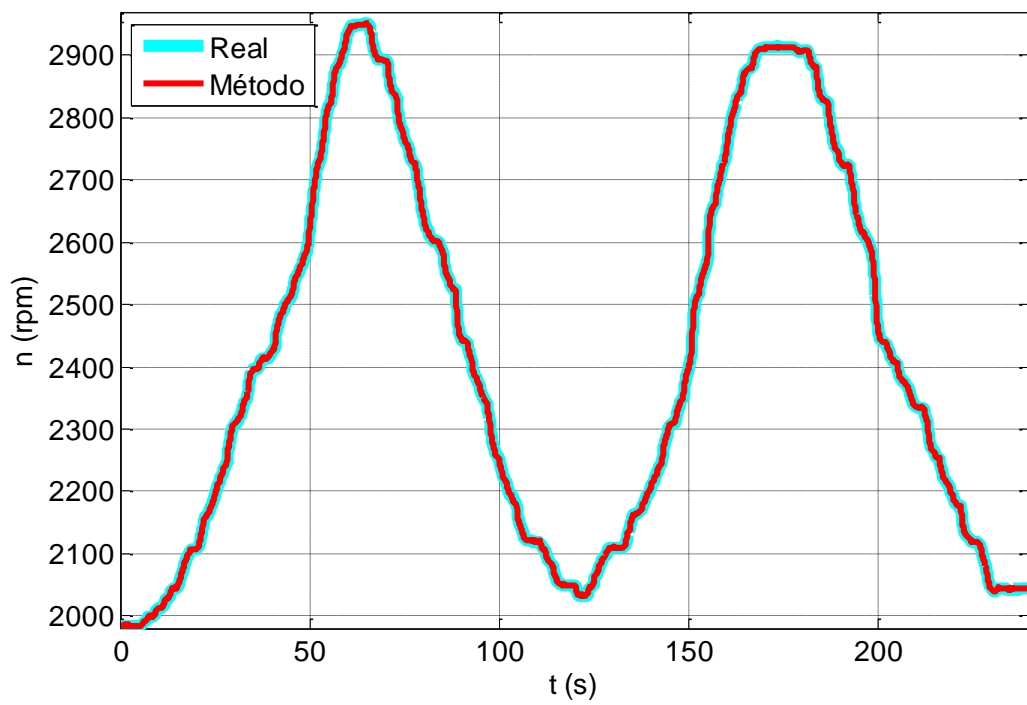


Figura 7.33: Velocidad cuando la velocidad varía lentamente.

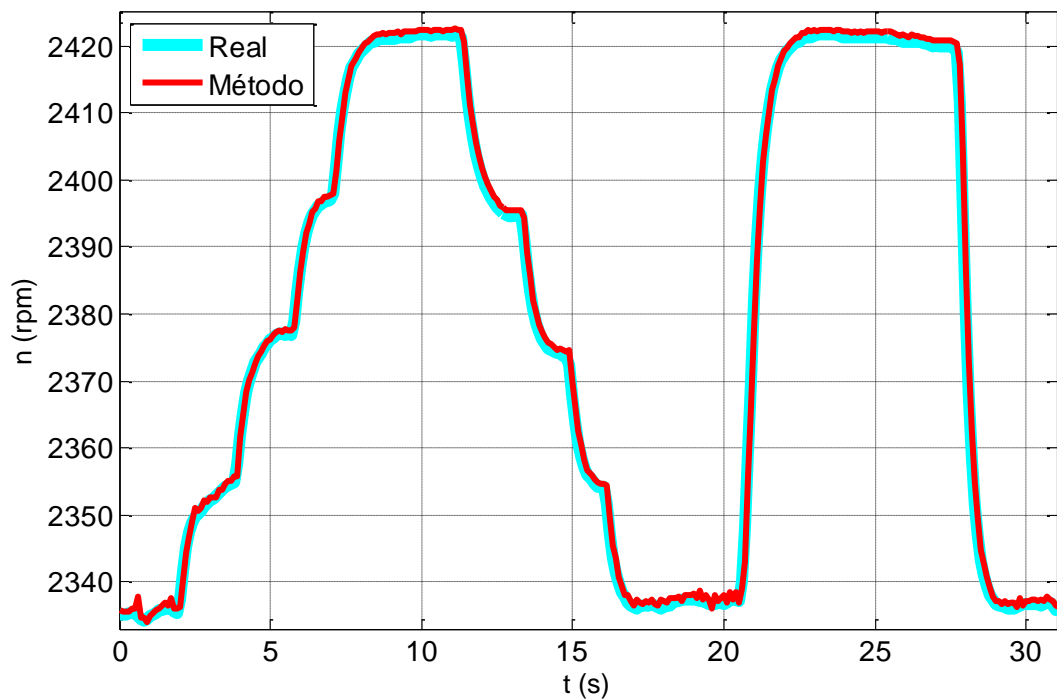


Figura 7.34: Velocidad cuando la velocidad varía rápidamente.



## Capítulo 8: Discusión

Como se ha comentado anteriormente la validación de un algoritmo o método consta de una serie de etapas entre las que están la realización del experimento, la obtención de los resultados y el análisis de los resultados. Las dos primeras etapas se han explicado en capítulos anteriores, mientras que la última se realizará en este capítulo. De esta forma, en este capítulo se realizará el análisis de los resultados y una pequeña discusión sobre los métodos propuestos.

### 8.1 Discusión del para el Método propuesto 1

El primero de los métodos propuestos estima la velocidad y la posición de motores DC y pertenece al grupo de observadores *sensorless* basados en la componente *ripple*. Es por ello, que el método únicamente necesita la medida de la corriente que circula por el motor DC para realizar tal estimación. El método se basa en la detección de las ondulaciones que aparecen en la corriente como consecuencia de la componente *ripple*. El método contabiliza el número de ondulaciones que se han producido hasta el momento para estimar la posición del motor DC. Además de contar las ondulaciones, el método monitoriza de forma paralela el tiempo transcurrido entre ondulaciones, lo que le permite también estimar la velocidad.

Los resultados para el método se han expuesto en el subapartado 7.1. Estos resultados muestran que el método funciona correctamente en las situaciones testeadas, que incluyen situaciones de velocidad constante, cuando la velocidad cambia lentamente y cuando cambia rápidamente. Los test realizados para diferentes velocidades constantes indican que el método funciona correctamente para un amplio rango de velocidades que incluye bajas y altas velocidades. Cuando la velocidad varía lentamente los resultados en la detección siguen siendo buenos. Por último, cuando la velocidad cambia rápidamente el método continúa funcionando correctamente. En este último caso, al detectar la velocidad se observa que el retardo en detectar la velocidad final es pequeño. Ello indica que el método puede ser utilizado en este tipo de situación también.

En lo que concierne a la estimación de la posición por el método, los resultados mostrados están expresados en radianes. El error obtenido para la posición indica que si se quiere detectar la posición o ángulo exacto que ha girado el eje del motor, este método no puede ser utilizado. La posición detectada con este método, al igual que la posición detectada por todos los observadores *sensorless* basados en la componente *ripple*, es utilizada para contabilizar el número de giros que ha realizado el eje del motor DC. Cuando la posición es

utilizada en este sentido el método propuesto funciona correctamente para la detección de la posición.

### 8.1.1 Comparación con otros métodos

Los métodos más populares para la detección de la velocidad y posición en motores DC que están basados en las técnicas *sensorless* que utilizan la componente *ripple* suelen emplear para la detección de las ondulaciones un comparador. De esta forma los métodos citados comparan la corriente del motor DC con la componente DC de la señal. Implementaciones de este tipo están la propuesta por Ma y Weiss [83] que estima la componente DC como el valor medio entre el máximo y el mínimo de la corriente, el propuesto por Iott y Burke [32] que elimina la componente DC mediante un filtro paso alto y entonces el comparador compara esta señal con cero y el propuesto por Micke *et al* [34] que obtiene la componente DC mediante un filtro paso bajo.

La desventaja de estos métodos es que ellos no son capaces de detectar las ondulaciones fantasmas y descartar las falsas ondulaciones. La Figura 8.1 muestra un ejemplo de como un método basado en comparador no es capaz de detectar los pulsos fantasmas y descartar los falsos pulso. En a) se representa esquemáticamente las ondulaciones de la corriente de un motor DC y la componente DC de la misma y b) representa la señal de salida de un comparador que da un pulso a su salida por cada ondulación detectada.

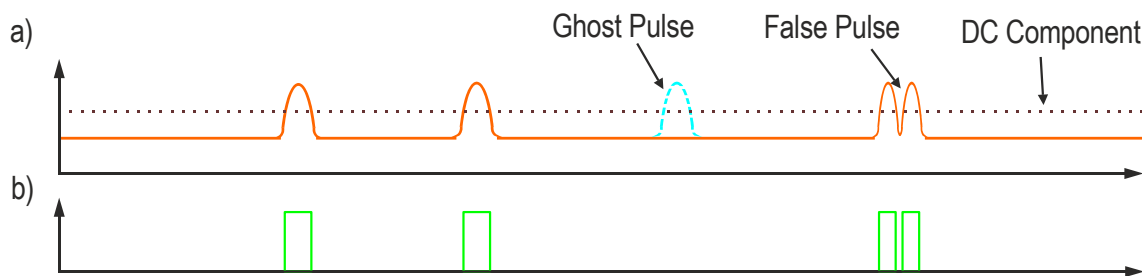


Figura 8.1: Pulso fantasma y falso pulso: a) Corriente de un motor DC con sus ondulaciones. b) Pulsos detectados por un método basado en comparador.

Una solución al problema anterior es combinar el comparador con un estimador de la distancia entre ondulaciones. Este estimador de la distancia entre ondulaciones normalmente está basado en el modelo dinámico del motor DC. El modelo dinámico del motor DC permite estimar la velocidad del motor la cual está directamente relacionada con la frecuencia *ripple* [29]. El inverso de esta frecuencia es el periodo *ripple* que coincide con la distancia temporal entre dos ondulaciones consecutivas. Con la distancia entre ondulaciones y el instante de la última ondulación detectada, se estima una ventana donde debe encontrarse la siguiente ondulación. Las ondulaciones que son detectadas antes del inicio de la ventana son descartadas al ser consideradas como falsas ondulaciones. Si una ondulación es detectada dentro de la ventana es considerada como válida y se vuelve a calcular una nueva ventana para la detección de la próxima ondulación. Si durante la duración de la ventana no se ha detectado ninguna ondulación, se considera que hay una ondulación fantasma y se añade a la corriente. Esta solución ha sido propuesta y utilizada por Kessler y Schalter [36] y Lutter y Fiedrich [38].

Esta solución tiene los mismos problemas que los observadores *sensorless* basados en el modelo dinámico del motor DC. El modelo dinámico del motor DC utiliza en el modelado diferentes parámetros que dependen de las condiciones de funcionamiento del motor DC. De esta forma, si las condiciones del motor DC cambian, el valor de los parámetros cambiarán



también. De esta forma, cuando la estimación de los parámetros es muy diferentes de los valores reales, el método no será capaz de estimar correctamente la distancia entre pulsos y por tanto la ventana utilizada tendrá una posición errónea. Esto hace que el método descarte algunas ondulaciones que son válidas y añada ondulaciones fantasmas que no son tales.

Una segunda solución es la utilizada por el método de Ohishi *et al.* [22]. En esta solución se mejora el modelo dinámico estimando los parámetros de forma dinámica. Pero esto da lugar a modelos no lineales con un alto coste computacional y a sistemas realimentados. Al tener sistemas realimentados en ocasiones se realimentan valores que hacen al sistema inestable provocando que estime erróneamente la velocidad. Además, tanto esta solución como la anterior, necesitan medir tanto la corriente como la tensión del motor DC simultáneamente. Ello hace que el sistema requiera de un sistema convertidor analógico/digital adicional con las consiguientes desventajas.

El método propuesto intenta resolver estos problemas monitorizando únicamente la corriente del motor DC. Para ello, se intenta detectar las ondulaciones de la corriente utilizando un sistema de reconocimiento de patrones basado en el clasificador SVM. Este sistema se encarga de detectar las ondulaciones de la corriente, descartar las falsas ondulaciones y detectar las ondulaciones fantasmas. Ejemplos reales de como el método es capaz de detectar ondulaciones fantasmas y descartar falsas ondulaciones se muestran en la Figura 8.2 y Figura 8.3 respetivamente. Las figuras muestran la corriente del motor DC y superpuesta indica en que puntos el método considera que hay una ondulación y cuando un método basado en comparado detecta ondulación. En las figuras la corriente ha sido normalizada a  $\pm 1$ .

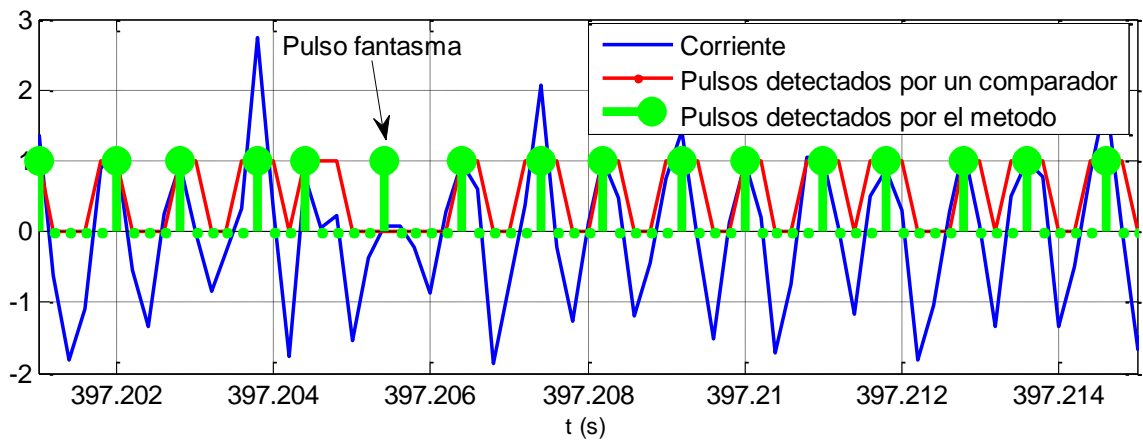


Figura 8.2: Ejemplo real de como el método detecta una ondulación fantasma y un método basado en comparador no.

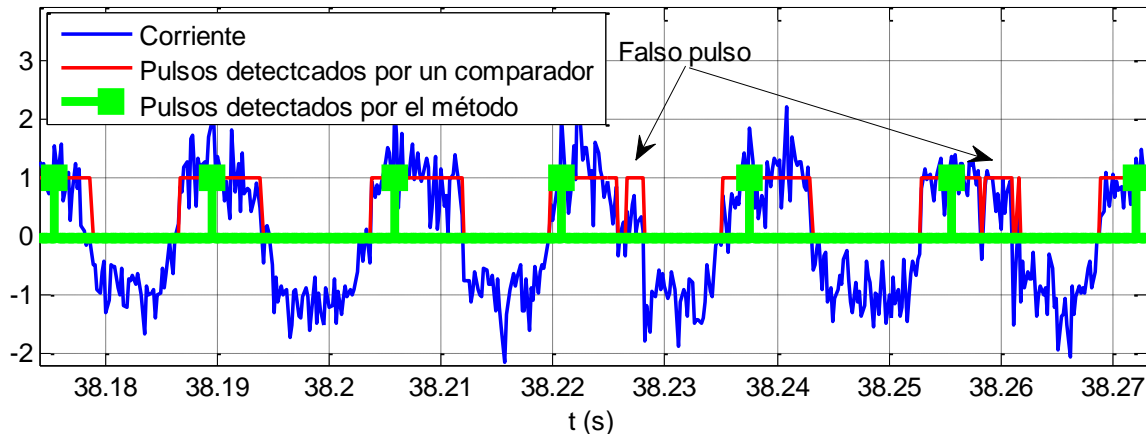


Figura 8.3: Ejemplo de como el método propuesto descarta ondulaciones fantasmas y un método basado en comparador no.

Uno de los inconvenientes del método es que al utilizar un clasificador SVM necesita ser entrenado. Esta etapa de entrenamiento es esencial y dictará en gran medida la precisión del método. Otra desventaja, es el alto coste computacional del método aunque existen técnicas que reducen el coste computacional de los clasificadores SVM [103, 104]. A pesar de ello, y aunque el coste disminuye al aplicar estas técnicas, este puede seguir siendo alto.

### 8.1.2 Cumplimiento de los objetivos

El Método propuesto 1 pretende cumplir el Objetivo 1 planteado en el apartado de los objetivos. Este objetivo indica que el método debe ser capaz de la estimación *sensorless* de la velocidad y posición en motores DC de baja potencia basándose en la tecnología *sensorless* basada en la componente *ripple* de la corriente minimizando el efecto del ruido.

El método pertenece al grupo de los observadores *sensorless* basados en al componente *ripple*. Ello indica que para minimizar el impacto del ruido, el método debe ser capaz de detectar además de las ondulaciones normales que aparecen en la corriente del motor DC como consecuencia de la componente *ripple*, las ondulaciones fantasmas y debe ser capaz de descartar las falsas ondulaciones. Consiguiendo esto, se asegura el cumplimiento de la minimización del impacto de las ondulaciones fantasmas y las falsas ondulaciones que aparece en la corriente, y por tanto, de la minimización del impacto del ruido. Este objetivo es cumplido como se ha comentado en párrafos anteriores. En la etapa de funcionamiento cuando más ondulaciones fantasmas y falsas ondulaciones aparecen en la corriente, es cuando la velocidad de la corriente cambia bruscamente. En esta situación, que se corresponde con uno de los test realizados, se ha comprobado que el método tiene un comportamiento aceptable en la detección de la velocidad y la posición del motor DC y por tanto es capaz de detectar las ondulaciones fantasmas y descartar las falsas ondulaciones. Ello quiere decir que el método cumple con el objetivo impuesto.

## 8.2 Discusión para el Método propuesto 2

El segundo de los métodos propuestos estima la velocidad y la posición en motores DC. El método pertenece al grupo de los observadores *sensorless* basados en la componente *ripple* de la corriente. Debido a esto, el método mide y monitoriza la corriente que circula por el motor DC con el fin de detectar las ondulaciones que aparecen en la corriente como consecuencia de la componente *ripple*. El método cuenta el número de ondulaciones producidas hasta el momento,

y con ello, estima la posición. Además, mide la distancia temporal entre ondulaciones consecutivas, y con esa medida, estima la velocidad.

La posición en este método, como en el caso de todos los métodos *sensorless* basados en la componente *ripple*, debe entenderse como número de vueltas que ha girado el eje del motor DC. Esto es un importante aspecto ya que la precisión milimétrica del ángulo que ha girado el motor DC no es posible con este tipo de técnicas como consecuencia de que el número de ondulaciones producidas en la corriente por cada giro del eje no es lo suficientemente elevado.

Los resultados obtenidos para el método durante la realización de los experimentos se encuentran en el subapartado 0. El subapartado muestra los resultados para tres situaciones de funcionamiento diferentes del motor DC: cuando la velocidad es constante, cuando varía lentamente y cuando varía rápidamente. Cuando la velocidad es constante el método comete un error muy pequeño tanto en velocidad como en posición. Cuando la velocidad cambia lentamente el error cometido sigue siendo bajo. En la última de las situaciones, cuando la velocidad cambia rápidamente, el método no muestra un resultado tan bueno. En este último caso, cuando la diferencia entre velocidad final e inicial no es demasiado grande, el método consigue detectar la velocidad final pero con un retardo alto. En contra, cuando la diferencia entre la velocidad final e inicial no es pequeña el método no es capaz de determinar adecuadamente la velocidad final. Esto indica que el método funciona correctamente cuando la velocidad es constante o cambia lentamente. Sin embargo, cuando la velocidad cambia rápidamente el método no es capaz de estimar la velocidad y la posición de forma adecuada.

### 8.2.1 Comparación con otros métodos

Existe una gran variedad de métodos *sensorless* basados en el componente *ripple* para la detección de velocidad y posición en motores DC. Estos métodos han sido revisados en el subapartado 4.2 y son los basados en comparador, los que monitorizan la tendencia de la corriente, los basados en el análisis frecuencial y los que comparan tensión-corriente. Los que consiguen un menor coste computacional son los basados en comparador y los que monitorizan la tendencia de la corriente.

Los métodos basados en comparador tienen la ventaja de ser los más populares y mejor conocidos. Estos métodos han sido analizados cuando se realizó la discusión del método propuesto anterior (subapartado 8.1). Estos métodos por lo general presentan un bajo coste computacional, pues constan básicamente de un comparador y un filtro. El problema de estos métodos es que se ven afectados profundamente por el ruido presente en la corriente [35, 118, 119]. Esto ha sido discutido en la discusión del método anterior.

Los métodos basados en la tendencia de la corriente pretenden mejorar la inmunidad frente al ruido monitorizando diferentes muestras digitales pasadas o futuras de la corriente. Las muestras futuras se consiguen retardando las muestras de la corriente un valor fijo. La forma general de funcionamiento de este tipo de observadores *sensorless* basado en la componente *ripple* suele ser almacenar diferentes muestras consecutivas de la corriente y estudiar las tendencias que van siguiendo las muestras consecutivas. Estas tendencias pueden ser creciente, decreciente, monótonamente creciente o monótonamente decreciente. Con las últimas tendencias que ha seguido la corriente deciden si se ha producido o no una ondulación en la corriente del motor DC. Métodos de este tipo son los propuestos por Gerlach [61, 90] o el propuesto por Griessbach [92]. El coste computacional de estos métodos por lo general es similar al de los métodos basados en comparador o un poco superior. Ello es debido a que normalmente incluyen

un filtro paso bajo para reducir el ruido al igual que los métodos basados en el comparador e incluyen un poco de lógica para tomar la decisión de si se ha producido o no una ondulación.

El resto de métodos, los basados en el análisis frecuencial y los que comparan tensión-corriente, contienen un coste computacional mayor que los dos grupos anteriores. Ello es consecuencia en los primeros a que los métodos normalmente obtienen el espectro de la corriente para analizarlo. En los segundos, a que los algoritmos utilizados por lo general son duplicados para ser aplicados por separados sobre la tensión y sobre la corriente con el fin de comparar los resultados y finalmente realizar la estimación. Otra desventaja de estos dos últimos grupos, es que solamente son capaces de detectar la velocidad del motor dejando de lado la detección de la posición. Todo ello hace que estos métodos pierdan interés al ser comparados con el método aquí propuesto.

El método propuesto dentro de los observadores *sensorless* basados en la componente *ripple* pertenece al grupo que monitoriza la tendencia de la corriente. El método propuesto almacena un número determinado de muestras de la corriente sobre las que busca cual de ellas es la que tienen un valor de la corriente mayor. Este método carece de la necesidad de utilizar un filtro tras la conversión analógica/digital. Ello hace que el coste computacional de este método por lo general sea inferior al coste computacional de los métodos que pertenecen al grupo que monitorizan la tendencia.

El coste computacional del método propuesto depende en gran medida del tamaño de la ventana utilizada,  $W$ . Si el tamaño de la ventana es alto el coste computacional será mayor al tener que recorrer más muestras para buscar el máximo. Si el tamaño de la ventana es pequeño, el coste será inferior al tener que recorrer menos muestras. De cualquier forma, el coste computacional de este método nunca llegará a ser alto. A la hora de diseñar el método se pueden elegir todos sus parámetros para que en el rango de funcionamiento de lugar a tamaños de ventana pequeños y con ello posea un coste computacional mínimo.

Si comparamos el método propuesto con los métodos basados en comparador se puede decir que en ocasiones el método propuesto puede dar lugar a un coste computacional inferior debido a que no necesita la utilización de un filtro para la obtención de la componente DC o para la eliminación de ruido. Esto se suele dar cuando el tamaño de la ventana es pequeño.

## 8.2.2 Comparación con el método 1

Al comparar el Método propuesto 1 y el Método propuesto 2 se observa que los dos son observadores *sensorless* basados en el componente *ripple* que pertenecen al grupo que monitoriza la tendencia de la corriente. En el caso del Método propuesto 1 se utiliza un sistema basado en el reconocimiento de patrones que obtiene la tendencia de la corriente mediante la obtención de las características de la misma. Luego analiza la tendencia mediante el clasificador SVM y decide si se ha producido o no una ondulación. El Método propuesto 2 utiliza un registro de desplazamiento donde va almacenando las muestras digitales de la corriente. Sobre este registro de desplazamiento se coloca una ventana que indica las muestras a utilizar y sobre ésta se busca la posición de la muestra con un valor mayor de la corriente o del máximo. La posición del máximo indica la tendencia de la corriente. Luego se analiza esta posición y se comprueba si está en el centro de la ventana para ver si se ha producido o no una ondulación. El coste computacional de ambos métodos es diferente, teniendo el Método propuesto 1 un coste computacional mayor al del Método propuesto 2. Esto es consecuencia de que en el Método

propuesto 1 se realizan numerosos cálculos para la obtención de las características utilizadas por el clasificador a los que hay que añadir también los propios del clasificador.

En cuanto a la precisión del método se puede decir que en las tres situaciones analizadas: velocidad constante, variación lenta y variación rápida de la velocidad, los dos métodos dan resultados similares para la velocidad constante y variación lenta. Sin embargo, para la variación rápida de la corriente el Método propuesto 1 tiene un comportamiento mejor en todas las situaciones cuando la diferencia entre la velocidad inicial y final es pequeña o grande. Esto último es consecuencia de que cuando la velocidad cambia rápidamente aparecen internamente procesos no lineales que introducen un alto contenido de ruido en la corriente del motor DC. Este ruido produce falsas ondulaciones y ondulaciones fantasmas en la corriente que el Método propuesto 2 no es capaz de detectar mientras que el Método propuesto 1 sí que es capaz de detectarlas. Esto hace pensar que el Método propuesto 2 en entornos de funcionamiento muy ruidosos no funcionará correctamente debido a la alta presencia de ondulaciones fantasmas y falsas ondulaciones, mientras que el Método propuesto 1 se verá afectado en menor medida.

### 8.2.3 Cumplimiento de los objetivos

El Método propuesto 2 pretende cumplir el Objetivo 2 planteado en el apartado de los objetivos. Este objetivo indica que el método propuesto debe ser capaz de la estimación *sensorless* de la velocidad y posición en motores DC de baja potencia basándose en la tecnología *sensorless* basada en la componente *ripple* de la corriente minimizando el coste computacional sin afectar en exceso a la precisión.

De acuerdo a la discusión realizada en párrafos anteriores, el coste computacional del método se encuentra entre los más bajos de los observadores *sensorless* basados en la componente *ripple*. La precisión en la estimación en este caso se puede decir que no se compromete en exceso como consecuencia de los resultados obtenidos en los test realizados. En ellos, el método presenta buenos resultados tanto para la velocidad como para la posición cuando el motor DC gira a velocidad constante y cuando la velocidad varía lentamente. Sin embargo, se ha visto que el método no funciona correctamente cuando la velocidad cambia rápidamente. Esto indica que en situaciones estáticas o semiestáticas el método funciona correctamente, mientras que en la situación claramente no lineales donde el número de ondulaciones fantasmas y falsas ondulaciones es elevado el método no funciona correctamente. Ello es debido a que el método no es capaz de detectar todas las ondulaciones fantasmas y descartar las falsas ondulaciones y por tanto no es capaz de minimizar el efecto del ruido. Hay que indicar que el objetivo para este método era la minimización del coste computacional y no la minimización del ruido. De esta forma se puede decir que se ha cumplido con el objetivo marcado para el método. El método tiene un bajo coste computacional y detecta correctamente la velocidad y la posición cuando la velocidad es constante o varía lentamente.

## 8.3 Discusión para el Método propuesto 3

El tercero de los métodos propuestos estima únicamente la velocidad de motores DC de alta potencia. El método pertenece a los observadores *sensorless*. En este caso el método no encaja dentro de los grupos habituales de los observadores *sensorless*, ni en los basados en el modelo dinámico ni en los basados en la componente *ripple* ni en los que combinan la componente *ripple* y el modelo dinámico. El método mide únicamente la corriente del motor DC y sobre ella realiza un análisis espectral para estimar la velocidad. La corriente está compuesta por una serie de componentes frecuenciales equiespaciadas en el espectro cuyas

posiciones están relacionadas con la velocidad del motor DC. El método no encaja en el grupo de los basados en el modelo dinámico porque no realiza ningún tipo de modelado generalista del motor DC al no medir la tensión y la corriente de forma simultánea. Tampoco encaja en los basados en la componente *ripple* porque no utiliza la componente *ripple* debido a que en motores DC de alta potencia esta componente no es lo suficientemente importante para poder ser utilizada por sí sola.

Los resultados obtenidos para este método durante la realización de los experimentos están expuestos en el subapartado 0. Las situaciones testeadas miden la precisión de la velocidad estimada en tres situaciones: cuando la velocidad es constante, cuando la velocidad varía lentamente y cuando la velocidad varía rápidamente. Cuando la velocidad es constante se observa que el método da una precisión excelente con un error muy bajo. El pequeño rango de velocidades constantes testeadas es debido a que los motores DC de alta potencia no permiten variar su velocidad de la nominal en un amplio rango. Cuando la velocidad cambia lentamente se observa que la estimación de la velocidad es buena y el error cometido es bajo también. En la última de las situaciones, cuando la velocidad cambia rápidamente, el método también proporciona una precisión aceptable con un error bajo. Todo ello indica que el método tiene un buen comportamiento en la estimación de la velocidad de motores DC de alta potencia.

### 8.3.1 Comparación con otros métodos

Los observadores *sensorless* aplicados a motores DC son divididos en tres grupos: los basados en la componente *ripple*, los basados en el modelo dinámico del motor DC y los que combinan la componente *ripple* y el modelo dinámico. Los basados en la componente *ripple* y los que combinan la componente *ripple* y el modelo dinámico solamente pueden ser utilizados cuando la componente *ripple* tiene una magnitud lo suficientemente importante. Este es el caso de los motores DC de baja potencia pero no el caso de los motores DC de alta potencia. Los motores DC de alta potencia contienen un número elevado de bobinas que hacen que la rectificación de la fuerza electromotriz inducidas en las bobinas se acerque a la rectificación ideal y por tanto la componente *ripple* no sea importante. Es por ello, que los observadores *sensorless* basados en la componente *ripple* no pueden ser utilizados en la detección de la velocidad de motores DC de alta potencia.

Los observadores *sensorless* basados en el modelo dinámico del motor DC fueron expuestos en el subapartado 4.1. Estos métodos miden la tensión y la corriente del motor DC y con ayuda del modelo dinámico del motor DC estiman la velocidad. El problema de los observadores basados en el modelo dinámico del motor DC es que el modelo utilizado se compone de un algoritmo matemático genérico que puede ser utilizado en cualquier motor DC. Este algoritmo genérico es particularizado para un motor DC concreto mediante una serie de parámetros que lo adaptan para este motor DC concreto. Por lo general, el algoritmo a utilizar se intenta simplificar con lo que los parámetros no particularizan solamente el algoritmo para un tipo de motor DC concreto, sino que lo particularizan para el motor DC concreto y para unas condiciones de funcionamiento concreta del mismo. Esto hace que cuando las condiciones de funcionamiento del motor DC cambian, los parámetros también cambien. Llevado esto al observador se traduce en que el observador tendrá un funcionamiento óptimo mientras las condiciones de funcionamiento del motor DC sean próximas a las condiciones de funcionamiento para las que fueron obtenidos estos parámetros. Otro inconveniente que tienen los parámetros es su estimación. La estimación precisa de los parámetros no es una tarea sencilla debido a que durante el proceso de estimación se cometen una serie de errores difíciles

de eliminar que hacen que los parámetros no sean medidos con exactitud. La dependencia que tiene la precisión de la velocidad estimada con la exactitud de los parámetros depende del tipo de algoritmo utilizado para modelar el motor DC. Por lo general, en cuanto más simple es el algoritmo mayor será la dependencia y en cuanto más complejo es éste menor es la dependencia.

Los algoritmos habituales empleados en la estimación *sensorless* de la velocidad para modelar el motor DC son los modelos lineales. Los modelos lineales utilizan el modelo dinámico del motor DC simple que está compuesto de las ecuaciones eléctricas y mecánicas. En este grupo de observadores se encuentran, por ejemplo, los métodos propuestos por Kessler *et al.* [53] y Bobbio [54]. Estos modelos son muy simples y la dependencia de la precisión de los parámetros es elevada. Otros modelos parten del modelo básico y asumen el desconocimiento exacto en la predicción de algunas magnitudes dando lugar a un error que modelan mediante una ecuación. Ejemplos de estos otros son los métodos de Guerreiro *et al.* [55] y Buja *et al.* [56]. Estos métodos mejoran la precisión pero introducen más parámetros al tener que modelar el error. Otros autores han trabajado en otra dirección dejando de lado el modelado de ningún tipo de error, y han pasado a estimar las magnitudes utilizadas en el modelo de forma dinámica mediante bucles de realimentación. Ejemplo de estos métodos son los de Kiyoshi *et al.* [22], Scott *et al.* [26] y Johnson [58].

Uno de los problemas, a medida que se va reduciendo la dependencia de la precisión con las condiciones de funcionamiento de los métodos comentados, es que la complejidad del método va aumentando y se pierde la linealidad del mismo. Esto hace que los algoritmos se conviertan en algoritmos no-lineales con un alto coste computacional y con diferentes realimentaciones, lo que en muchas ocasiones los hace difíciles de testear y de conseguir que sean estables.

Otro de los problemas que conlleva los observadores *sensorless* basados en el modelo dinámico del motor DC es que necesitan la medida simultánea tanto de la tensión como de la corriente del motor DC. Estas dos magnitudes son introducidas en el observador para estimar la velocidad. La medida simultánea de la tensión y la corriente hace que el sistema deba tener dos subsistemas para el preprocesado y la digitalización de ambas señales. Esto incrementa el coste del sistema. Otro inconveniente de medir estas dos señales, es que ambas proceden de un motor DC de alta potencia con lo que tendrán una magnitud elevada y que puede ser dañina para los sistemas electrónicos. Ello obliga a la utilización de técnicas especiales de medida que aseguren el aislamiento eléctrico sin pérdida en la precisión de la medida de forma que los sistemas electrónicos no puedan verse dañados. Además en estos modelos es necesaria la medida de las componentes DC que son las de mayor magnitud.

El método aquí propuesto para la estimación de la velocidad de motores DC de alta potencia resuelve las desventajas mencionadas. En primer lugar, los parámetros que intervienen en el modelo son de tipo constructivo. Esto significa que estos parámetros no varían cuando las condiciones de funcionamiento del motor DC cambian. Por lo que tienen un valor fijo que es determinado en el momento de su construcción. En segundo lugar, el método solamente utiliza la medida de la corriente para realizar la estimación, con lo que sólo necesita de un subsistema para el preprocesado y digitalización. Además, el método no necesita medir la componente DC de la corriente del motor DC con lo que el aislamiento eléctrico de los circuitos es más simple.

### 8.3.2 Cumplimiento de los objetivos

El Método propuesto 3 pretende cumplir el Objetivo 3 planteado en el apartado de los objetivos. Este objetivo indica que el método propuesto debe ser capaz de la estimación *sensorless* de la velocidad en motores DC de alta potencia midiendo únicamente la corriente del motor DC.

Para el cumplimiento del objetivo se ha realizado previamente un estudio de las componentes espectrales presentes en la corriente de un motor DC y su relación con la velocidad del motor DC. En este caso, el método propuesto, como muestran los resultados, cumple satisfactoriamente con el objetivo inicial. El método mide únicamente la corriente del motor DC y estima la velocidad con un error bajo en las diferentes situaciones testeadas sobre el motor DC de alta potencia utilizado. Por todo ello se puede decir que el método cumple con el objetivo impuesto.

### 8.4 Perspectivas futuras

A la vista de los resultados del presente trabajo, se plantean una serie de posibles trabajos futuros que pueden enriquecer el campo de las tecnologías *sensorless*.

Los métodos aquí propuestos han tenido como objetivo la estimación de la velocidad y/o posición de motores DC. Pero, existen otro tipo de magnitudes de interés, como es el par desarrollado, que pueden resultar interesantes su estimación mediante tecnología *sensorless*. Continuando con las tecnologías *sensorless*, puede también ser interesante la monitorización mediante este tipo de tecnologías del estado actual de diferentes elementos del motor como son las escobillas o las bobinas para la detección de futuros casos en los que el motor pueda fallar. De esta forma se conseguiría una temprana detección del fallo lo que permitiría la reparación antes de que el motor DC falle.

El método propuesto para motores DC de alta potencia sólo es capaz de estimar únicamente la velocidad. Puede resultar interesante la estimación también de la posición en este tipo de motores mediante la utilización de las diferentes componentes espectrales de la corriente. Para ello, puede se puede filtrar una de las componentes presentes en la corriente y utilizarla para la estimación de la velocidad con algún método similar al empleado para detectar la posición en motores DC de baja potencia mediante la componente *ripple*.

Los métodos aquí propuestos están basados en algún tipo de componente espectral presente en la corriente. Estos métodos han sido aplicados con éxito en motores DC con lo que hace pensar que son un tipo de técnicas interesantes. Un aspecto interesante puede ser llevarlas a su aplicabilidad a otro tipo de motores. Para ellos sería necesaria realizar un estudio espectral de las corrientes que circulan por estos motores con el fin de poder proponer sistemas similares para ellos.



## Capítulo 9: Conclusiones

En el desarrollo de este trabajo se han propuesto diferentes soluciones para la detección de la velocidad y/o posición en motores DC. Estas soluciones pertenecen al conjunto de los observadores *sensorless*. Los observadores *sensorless* no requieren utilizar sensores mecánicos acoplados al eje del motor DC, sino que estiman las magnitudes monitorizando la tensión y/o corriente del motor DC. En el caso de las soluciones propuestas, se miden únicamente la corriente que circula por el motor DC para la realización de la estimación. Las soluciones se basan en diferentes propiedades de la corriente para determinar las magnitudes de velocidad y/o posición. Dentro de las soluciones aportadas en este trabajo se han propuesto tres métodos.

Los objetivos del trabajo son tres y hacen referencia a las exigencias sobre el método diseñado. El Objetivo 1 indica que el método debe ser capaz de la estimación *sensorless* de la velocidad y posición en motores DC de baja potencia basándose en la tecnología *sensorless* basada en la componente *ripple* de la corriente minimizando el efecto del ruido. El Objetivo 2 indica que el método propuesto debe ser capaz de la estimación *sensorless* de la velocidad y posición en motores DC de baja potencia basándose en la tecnología *sensorless* basada en la componente *ripple* de la corriente minimizando el coste computacional sin afectar en exceso a la precisión. El Objetivo 3 indica que el método propuesto debe ser capaz de la estimación *sensorless* de la velocidad en motores DC de alta potencia midiendo únicamente la corriente del motor DC. La complejidad de cada objetivo y a la incompatibilidad entre ellos hace que no se pueda cumplir todos ellos de forma simultánea. Ello provoca que cada objetivo deba ser cumplido por separado. De esta forma el Objetivo 1 es cumplido por el Método propuesto 1, el Objetivo 2 es cumplido por el Método propuesto 2 y el Objetivo 3 es cumplido por el Método propuesto 3.

El Método propuesto 1, el primero de los métodos aportados, pertenece a los observadores *sensorless* basados en la componente *ripple* para la estimación de la velocidad y la posición de motores DC. El método puede ser empleado en motores DC de baja potencia que son los motores en los cuales la componente *ripple* es importante. El método detecta las ondulaciones de la corriente que son consecuencia de la componente *ripple* y contabilizándolas estima la posición y la velocidad. El método pretende minimizar el efecto que tiene el ruido en la estimación de las magnitudes. En el caso concreto del método propuesto, el ruido afecta principalmente a las ondulaciones que aparecen en la corriente provocando ondulaciones fantasmas y falsas ondulaciones. El método es capaz de detectar las ondulaciones de la corriente, las ondulaciones fantasmas y las falsas ondulaciones. En la detección de las

ondulaciones el método detecta las ondulaciones presentes en la corriente, descarta las falsas ondulaciones e incluye las ondulaciones fantasmas. Para conseguir esto, el método está basado en un sistema de reconocimiento de patrones. El sistema obtiene una serie de características instantáneas de la corriente que posteriormente son introducidas en un clasificador que decide si se ha producido o no una ondulación en la corriente. El clasificador detecta las ondulaciones reales, descarta las falsas ondulaciones e incluye las ondulaciones fantasmas. El clasificador utilizado en el sistema de reconocimiento de patrones ha sido *Support Vector Machine* debido a su gran capacidad de generalización, que sufre en menor medida el efecto adverso de la maldición de la dimensionalidad y el problema del sobreentrenamiento. Este método ha sido testeado y evaluado sobre motores DC de baja potencia haciéndolos funcionar en diferentes situaciones: velocidad constante, cuando la velocidad cambia lentamente y cuando la velocidad cambia rápidamente. Los resultados indican que el Método propuesto 1 funciona correctamente en todas las situaciones testeadas y minimiza el efecto del ruido.

El Método propuesto 2, el segundo de los métodos aportados, pertenece a los observadores *sensorless* basados en la componente *ripple* para la estimación de la velocidad y la posición en motores DC. En este caso el método también es válido para motores DC de baja potencia como consecuencia de que está basado en la componente *ripple*. El método tiene por objetivo la minimización del coste computacional. El Método propuesto 2 detecta las ondulaciones de la componente *ripple* presentes en la corriente monitorizando su tendencia. Posteriormente cuenta las ondulaciones y estima la velocidad y la posición del motor DC. El método diseñado posee un bajo coste computacional y de acuerdo a los test realizados sobre el mismo funciona correctamente a velocidades constante y cuando la velocidad del motor DC varía lentamente. Sin embargo, este método propuesto no funciona correctamente en la situación cuando la velocidad varía rápidamente o el ruido presente es alto.

El Método propuesto 3 es el tercero, y último, de los métodos aportados en este trabajo. Este método pertenece a los observadores *sensorless* y mide únicamente la corriente para estimar la velocidad del motor DC. En esta ocasión el método puede ser utilizado en motores DC de alta potencia como consecuencia de que no está basado en la componente *ripple*. Para el diseño del método ha sido necesario realizar un análisis de las componentes espectrales que están presentes en la corriente de un motor DC. Este análisis revela que la corriente de un motor DC está compuesta por diferentes componentes espectrales equiespaciadas y cuya distancia entre las componentes, así como la posición de las mismas, depende directamente de la velocidad del motor DC. Ello es la base en la que se sustenta el Método propuesto 3. El Método propuesto 3 analiza espectralmente la corriente del motor DC obteniendo una estimación de la distancia entre componentes espectrales. Con esta distancia realiza una primera estimación de la posición de una de las frecuencias concretas del espectro y posteriormente obtiene la posición exacta en la que se encuentra esta componente para luego poder estimar la velocidad del motor DC con gran precisión. Los test realizados sobre el método muestran que el método funciona correctamente en motores DC de alta potencia para diferentes situaciones de funcionamiento: velocidad constante, cuando la velocidad varía lentamente y cuando la velocidad varía rápidamente.

Finalmente, se puede decir que los métodos propuestos en este trabajo tienen diferentes campos de aplicación. En el caso de que el método deba ser utilizado en motores DC de baja potencia se pueden emplear el Método propuesto 1 y el Método propuesto 2. El Método propuesto 1 tiene una buena precisión en todas las situaciones de funcionamiento y cuando el

## CONCLUSIONES

---

ruido es alto. En contra, tiene el inconveniente del alto coste computacional que posee. De esta manera el método es interesante en aplicaciones donde haya un motor DC de baja potencia y el ruido presente en la corriente sea alto o en situaciones donde la velocidad cambia rápidamente. El Método propuesto 2 funciona correctamente cuando la velocidad del motor DC es constante o varía lentamente, consiguiendo buenos resultados en la estimación en estas situaciones. La ventaja del Método propuesto 2 es su bajo coste computacional. Por lo que el Método propuesto 2 es interesante en aplicaciones donde haya un motor DC de baja potencia, el ruido presente en la corriente sea bajo y la velocidad del motor DC sea normalmente constante o cambie lentamente. Otra situación donde es interesante es cuando la aplicación, como consecuencia de su sistema hardware, necesita que el método posea un bajo coste computacional. Por el contrario si la aplicación consta de un motor DC de alta potencia ninguno de los dos métodos anteriores puede ser utilizado y será más apropiado utilizar el Método propuesto 3. El Método propuesto 3 funciona correctamente en motores DC de alta potencia y estima correctamente la velocidad en diferentes situaciones: velocidad constante, cuando varía lentamente y cuando varía rápidamente.



## Capítulo 10: Conclusions

This work has presented three new sensorless methods for estimation of the speed and/or position of DC motors measuring only the current. The methods belong to the sensorless observers. The sensorless observers do not require coupling to the motor any mechanical sensor. They estimate the magnitudes measuring the current and voltage of the DC motor. The proposed methods measure only the current to estimate the speed and/or position. The methods are based on different current features to estimate the speed and/or position.

The objectives for this work are three and each objective imposes a restriction about the proposed method. Objective 1 says that the method has to be able to estimate the speed and position of low-power DC motors based on sensorless observers based on the ripple component, has to measure only the current, and has to minimize the noise effect. Objective 2 says that the method has to be able to estimate the speed and position of low-power DC motors based on sensorless observers based on the ripple component, has to measure only the current, and has to minimize the computational cost without impact too much the accuracy of the estimation. Objective 3 has to be able to estimate the speed of high-power DC motors based on sensorless observers, and has to measure only the current. The complexity of the objectives and incompatibility between them make that the objectives cannot be met together by the same method. Then each objective is met by a different method. Objective 1 is met by the proposed method 1, Objective 2 is met by the proposed method 2, and Objective 3 is met by the proposed method 3.

The proposed method 1, the first of the proposed methods, belongs to the sensorless observers based on the ripple component to estimate the speed and position of DC motors. The proposed method 1 can be used on low-power DC motors. The ripple component of these motors is bigger enough to be used to estimate the speed and position. This method detects and counts the undulations of the ripple component to estimate the speed and position. The method tries to minimize the noise effect. The noise affects to the ripple component causing false undulations and ghost undulations. The method is able to detect regular undulations, discard false undulations, and add ghost undulations. To achieve this, the method is based on a pattern recognition system. The method gets different features from the current in every instant of time. The features are the input of a classifier that decides if there is or not an undulation on the current. The classifier detects regular undulations, discard false undulations and add ghost undulations. The classifier used is the Support Vector Machines classifier because of its generalization ability is good, it is not affected by the curse of dimensionality and it is free of

the overfitting problem. This method has been tested with low-power DC motors that have worked on different operating conditions: when the speed is constant, when the speed changes slowly and when the speed changes rapidly. The results show that the proposed method 1 works correctly on all situations and minimize the effect noise.

The proposed method 2, the second of the proposed methods, belongs to the sensorless observers based on the ripple component to estimate the speed and position of DC motors. The method can be used on low-power DC motors because of it is based on the ripple component. The objective of this method is to minimize the computational cost. The proposed method 2 detects the undulations of the ripple current monitoring the current trend. Then, it counts the undulations and estimates the speed and position. The method has a low computational cost, and according to the test that was made, estimates correctly the speed and position when the motor speed is constant and when the speed changes slowly. However, this method does not work correctly when the speed changes rapidly or the noise is high.

The proposed method 3 is the third and last of the proposed methods. The method belongs to the sensorless observers and measures only the current to estimate the speed of DC motors. The method works on high-power DC motors because of the method is not based on the ripple component. Before designing the method, it was necessary to analyze the component presents in the DC motor current. The analysis showed that the DC motor current has different spectral components, and the frequency of the components and the distance between them depend on the DC motor speed. This is the base for the proposed method 3. The proposed method 3 analyses the current spectrum and measures the distance between frequency components. This distance is used to do a first estimation of frequency of a specific component. Later, the method gets a better estimation of the frequency of the component using the first estimation of the frequency and a special algorithm. Finally, the method estimates the speed with the last estimation of the frequency. The test made shows that the method works correctly on high-power DC motors on different operating conditions: when the speed is constant, when the speed changes slowly and when the speed changes rapidly.

The applications for the three methods are different. When the DC motor used is a low-power DC motor, the methods that can be used are the proposed method 1 and the proposed method 2. The accuracy of the proposed method 1 is good for all operating conditions and when the noise is high. However, the method has the disadvantage that its computational cost is high. Then, the method proposed 1 can be used when the speed changes rapidly and/or the noise is high and the hardware system does not require a low computational cost. The proposed method 2 works correctly when the speed is constant and when the speed changes slowly. The advantage of the method proposed 2 versus the method proposed 1 is that its computational cost is lower. Then, the proposed method 2 can be used on low-power DC motors when the noise is low and the speed is constant or changes slowly. Another case where the method proposed 2 can be used is when the hardware of the system requires a method with a low computational cost. In contrast, if the DC motor used is a high-power DC motor, it is not possible to use neither the proposed method 1 nor the proposed method 2, and it has to be used the method proposed 3. The method proposed 3 estimates correctly the speed on high-power DC motors.

## Capítulo 11: Trabajos realizados

Durante la realización del trabajo descrito en esta memoria se han realizado y obtenido diferentes resultados. En este capítulo se presentan los trabajos realizados diferenciando los que están directamente relacionados con el tema que trata esta memoria y los que no lo están. Finalmente en un anexo al final de la memoria se encuentran algunos de los trabajos aquí mencionados.

### 11.1 Trabajos relacionados

En este subapartado se listan los trabajos realizados y que están relacionados con el tema de esta memoria. Estos trabajos son los que tratan sobre motores eléctricos. Los trabajos se listan agrupándolos por tipos.

#### 11.1.1 Congresos

**TITULO:** Analysis of three methods for sensorless speed detection in DC motors

**AUTORES:** Ernesto Vázquez Sánchez, Jaime Gómez Gil, Miguel Rodríguez Álvarez

**TIPO:** Congreso Internacional

**EVENTO:** IEEE International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG'09)

**FECHA:** 18-20 de Marzo del 2009

**ISBN:** 978-1-4244-4611-7

**PÁGINAS:** 117-122

**REFERENCIA:** [35]

### 11.1.2 Capítulos de libros

**TÍTULO:** Accuracy Improvement Evaluation in Sensorless DC Motor Speed Estimation by Combining the Dynamic Motor Model and the Ripple Component Detection

**AUTORES:** Ernesto Vázquez Sánchez, Jaime Gómez Gil, Miguel Rodríguez Álvarez

**TIPO:** Capítulo de Libro

**TÍTULO DEL LIBRO:** Technological Developments in Education and Automation

**AUTORES DEL LIBRO:** Magued Iskander, Vikram Kapila, Karim, A. Mohammad

**EDITORIAL:** Springer-Verlag

**AÑO DE PUBLICACIÓN:** 2010

**ISBN:** 978-90-481-3655-1

**PÁGINAS:** 183-188

**REFERENCIA:** [118]

### 11.1.3 Artículos

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

**AUTORES:** Ernesto Vázquez Sánchez, Jaime Gómez Gil

**TIPO:** Artículo de Revista

**NOMBRE DE REVISTA:** Revista Española de Electrónica

**FECHA DE PUBLICACIÓN:** Junio de 2009

**NÚMERO:** 655

**ISSN:** 0482-6396

**PÁGINAS:** 72-79

**REFERENCIA:** [119]

**TÍTULO:** Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends

**AUTORES:** José Carlos Gamazo Real, Ernesto Vázquez Sánchez, Jaime Gómez Gil

**TIPO:** Artículo de Revista

**NOMBRE DE REVISTA:** Sensors

**FECHA DE PUBLICACIÓN:** Julio de 2010

**ISSN:** 1424-8220



**PÁGINAS:** 6901-6947

**REFERENCIA:** [120]

**FACTOR DE IMPACTO:** 1.774

**RANKING:** 14 de 61 en la categoría Instruments & Instrumentation  
16 de 26 en la categoría Electrochemistry  
38 de 73 en la categoría Chemistry, Analytical

**TITULO:** Sensorless Motor Speed Measurement

**AUTORES:** Ernesto Vázquez Sánchez, Jaime Gómez Gil

**TIPO:** Artículo de Revista

**NOMBRE DE REVISTA:** Elektor

**FECHA DE PUBLICACIÓN:** Noviembre de 2010

**ISSN:** 1947-3753, 0870-1407, 0013-5895, 0932-5468, 0181-7450, 1757-0875, 0211-397X

**NÚMERO DE PÁGINAS:** 4

**REFERENCIA:** [121-127]

**OBSERVACIONES:** este artículo ha sido publicado en la edición internacional de la revista Elektor. La publicación en la revista internacional implica la publicación del artículo en diferentes países en sus respectivos idiomas. Los países en los que ha sido publicado han sido Estados Unidos, España, Portugal, Brasil, Francia, Inglaterra, Alemania y Holanda entre otros.

**TITULO:** A New Method for Sensorless Detection of the Speed and Position in DC Motors using Support Vector Machines

**AUTORES:** Ernesto Vázquez Sánchez, Jaime Gómez Gil, José Carlos Gamazo Real, José Fernando Díez Higuera

**TIPO:** Artículo de Revista

**NOMBRE DE REVISTA:** IEEE Transaction on Industrial Electronics

**FECHA DE PUBLICACIÓN:** March 2012

**ISSN:** 0278-0046

**PÁGINAS:** 1397-1408

**REFERENCIA:** [128]

**FACTOR DE IMPACTO:** 3.481

**RANKING:** 1 de 60 en la categoría Automation & Control Systems  
4 de 61 en la categoría Instruments & Instrumentation  
8 de 247 en la categoría Engineering, Electrical & Electronic

**TITULO:** Novel Method for Sensorless Speed Detection of Brushed DC Motors

**AUTORES:** Ernesto Vázquez Sánchez, Joseph Sottile, Jaime Gómez Gil

**TIPO:** Artículo de Revista

**NOMBRE DE REVISTA:** IEEE Transaction on Industrial Electronics

**ISSN:** 0278-0046

**FACTOR DE IMPACTO:** 3.481

**RANKING:** 1 de 60 en la categoría Automation & Control Systems

4 de 61 en la categoría Instruments & Instrumentation

8 de 247 en la categoría Engineering, Electrical & Electronic

**OBSERVACIONES:** El artículo fue enviado el 25 de Abril de 2012 y actualmente se encuentra en estado de revisión.

### 11.1.4 Patentes

**TITULO:** Método para determinar la velocidad angular en un motor conmutado mecánicamente midiendo únicamente la corriente que circula por el mismo

**AUTORES:** Ernesto Vázquez Sánchez, Jaime Gómez Gil, José Fernando Díez Higuera, José Carlos Gamazo Real, Javier García Martín

**TIPO:** Patente

**FECHA DE SOLICITUD:** 5 de Noviembre de 2009

**NÚMERO DE SOLICITUD:** 200902143

**FECHA DE CONCESIÓN:** 26 de Enero de 2011

**NÚMERO DE CONCESIÓN:** 2334551 B1

**REFERENCIA:** [129]

### 11.1.5 Estancia de Investigación

**LUGAR:** Lexington, Kentucky, USA

**UNIVERSIDAD:** University of Kentucky

**DEPARTAMENTO:** Department of Electrical and Computer Engineering

**FECHAS:** del 1 de Mayo de 2010 al 31 de Agosto 2010

**INVITADO POR:** Dr. Joseph Sottile

### 11.1.6 Revisor

**NOMBRE REVISTA:** IEEE Transaction on Industrial Electronics

**ISSN:** 0278-0046

**FACTOR DE IMPACTO:** 3.481

**RANKING:** 1 de 60 en la categoría Automation & Control Systems

4 de 61 en la categoría Instruments & Instrumentation

8 de 247 en la categoría Engineering, Electrical & Electronic

**OBSERVACIONES:** El artículo fue enviado el 25 de Abril de 2012 y actualmente se encuentra en estado de revisión.

### 11.1.7 Participación en proyectos de investigación

**TÍTULO DEL PROYECTO:** Guiado Autónomo de Vehículos Agrícolas, Técnicas Sensorless en Motores DC y Realidad Aumentada Aplicada a la Agricultura

**INVESTIGADOR PRINCIPAL:** Jaime Gómez Gil

**COMPONENTES:** Jaime Gómez Gil, Manuel Betegón Baeza, Ernesto Vázquez Sánchez, Javier Aguiar Pérez, Epifanio Díez Delso, David Nafría García, Modesto Blanco Díez, Antonio Carlón Paredes, Juan Boto Fidalgo, Javier Moral Blanco

**ENTIDAD FINANCIADORA:** Junta de Castilla y León

**CUANTÍA:** 33914 €

## 11.2 Otros Trabajos

En este subapartado se listan los trabajos realizados y que no están relacionados con el tema de esta memoria. Los trabajos se listan agrupándolos por tipos.

### 11.2.1 Congresos

**TÍTULO:** Una revisión del procesado de datos mediante redes neuronales en la agricultura

**AUTORES:** J. Rodríguez Pérez, V. Martínez Martínez, E. Vázquez Sánchez, G. Ruiz Ruiz, L. M. Navas García, J. Gómez Gil

**TIPO:** Congreso Internacional

**EVENTO:** III Jornadas Ibero-Americanas de Agricultura de Precisão

**LUGAR:** Évora (Portugal)

**FECHA:** 2-3 de Marzo del 2010

**REFERENCIA:** [130]

**TÍTULO:** Una Revisión sobre el uso de la Transformada Hough en la Agricultura

**AUTORES:** J. Rodríguez Pérez, V. Martínez Martínez, E. Vázquez Sánchez, G. Ruiz Ruiz, L. M. Navas García, J. Gómez Gil

**TIPO:** Congreso Internacional

**EVENTO:** III Jornadas Ibero-Americanas de Agricultura de Precisão

**LUGAR:** Évora (Portugal)

**FECHA:** 2-3 de Marzo del 2010

**REFERENCIA:** [131]

### 11.2.2 Artículos

**TÍTULO:** Non-Destructive Techniques Based on Eddy Current Testing

**AUTORES:** Javier García Martín, Jaime Gómez Gil, Ernesto Vázquez Sánchez

**TIPO:** Artículo de Revista

**NOMBRE DE REVISTA:** Sensors

**FECHA DE PUBLICACIÓN:** Febrero de 2011

**ISSN:** 1424-8220

**PÁGINAS:** 2525-2565

**REFERENCIA:** [132]

**FACTOR DE IMPACTO:** 1.774

**RANKING:** 14 de 61 en la categoría Instruments & Instrumentation

16 de 26 en la categoría Electrochemistry

38 de 73 en la categoría Chemistry, Analytical

## Referencias

- [1] R. De Doncker, D. W. J. Pulle, and A. Veltman, "Advanced Electrical Drives," ed: Springer Netherlands, 2011.
- [2] Y.-b. Bang and K.-m. Lee, "Linear motor for ejector mechanism," *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, vol. 24, pp. 582-589, 2004.
- [3] M.-S. Yoon, N. Khansur, K.-S. Lee, and Y. Park, "Compact size ultrasonic linear motor using a dome shaped piezoelectric actuator," *Journal of Electroceramics*, vol. 28, pp. 123-131, 2012.
- [4] D. Zhang, Y. Chen, W. Ai, and Z. Zhou, "Precision motion control of permanent magnet linear motors," *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, vol. 35, pp. 301-308, 2007.
- [5] R. Saidur, "A review on electrical motors energy use and energy savings," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 14, pp. 877-898, 2010.
- [6] S. Ghosh, *Electrical Machines*, Second ed. India: Dorling Kindersley, 2008.
- [7] S. Sul, *Control of Electric Machine Drive System*: Wiley-IEEE Press 2011.
- [8] J. Love, "Process Automation Handbook," ed: Springer London, 2007.
- [9] M. Hilairet and F. Auger, "Sensorless speed measurement using current harmonic spectral estimation in a DC-motor," in *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006. International Symposium on*, 2006, pp. 740-745.
- [10] P. Vas, *Sensorless vector and direct torque control*. UK: Oxford University Press, 1998.
- [11] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives (Electric Energy Systems and Engineering Series)*: Springer-Verlag, 1990.
- [12] S. S. H. Zaidi, S. Aviyente, M. Salman, S. Kwang-Kuen, and E. G. Strangas, "Prognosis of Gear Failures in DC Starter Motors Using Hidden Markov Models," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 1695-1706, 2011.
- [13] J. Luecke, *Analog and Digital Circuits for Electronic Control System Applications*. Burlington: Newnes, 2005.
- [14] R. I. Amirnaser Yazdani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems* Wiley-IEEE Press, 2010.
- [15] J. Fraden, *Handbook of Modern Sensors*: Springer New York, 2010.
- [16] P. P. L. Regtien, *Sensors for Mechatronics*. Oxford: Elsevier, 2012.
- [17] J. Chiasson, *Modeling and High Performance Control of Electric Machines*: Wiley-IEEE Press 2005
- [18] P. Chevrel and S. Siala, "Robust DC-motor speed control without any mechanical sensor," in *Control Applications, 1997., Proceedings of the 1997 IEEE International Conference on*, 1997, pp. 244-246.
- [19] S. Yachiangkam, C. Prapanavarat, U. Yungyuen, and S. Po-ngam, "Speed-sensorless separately excited DC motor drive with an adaptive observer," in *TENCON 2004. 2004 IEEE Region 10 Conference*, 2004, pp. 163-166 Vol. 4.
- [20] S. R. Bowes, A. Sevinc, and D. Holliday, "New natural observer applied to speed-sensorless DC servo and induction motors," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 1025-1032, 2004.
- [21] A. Consoli, A. Bottiglieri, R. Letor, R. Ruggeri, A. Testa, and S. De Caro, "Sensorless position control of DC actuators for automotive applications," in *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*, 2004, pp. 1217-1224 vol.2.

- [22] O. Kiyoshi, N. Yoshihiro, H. Yoshihisa, and K. Hirokazu, "High-performance speed control based on an instantaneous speed observer considering the characteristics of a dc chopper in a low speed range," *Electrical Engineering in Japan*, vol. 130, pp. 77-87, 2000.
- [23] F. Cupertino, G. Pellegrino, P. Giangrande, and L. Salvatore, "Sensorless Position Control of Permanent-Magnet Motors With Pulsating Current Injection and Compensation of Motor End Effects," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 1371-1379, 2011.
- [24] C. E. Castaneda, A. G. Loukianov, E. N. Sanchez, and B. Castillo-Toledo, "Discrete-Time Neural Sliding-Mode Block Control for a DC Motor With Controlled Flux," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 1194-1207, 2012.
- [25] L. Zuo Zong, L. Fang Lin, and M. H. Rashid, "Speed nonlinear control of DC motor drive with field weakening," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 417-423, 2003.
- [26] J. Scott, J. McLeish, and W. H. Round, "Speed Control With Low Armature Loss for Very Small Sensorless Brushed DC Motors," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 1223-1229, 2009.
- [27] F. Farkas, S. Halász, and I. Kádár, "Speed Sensorless Neuro-Fuzzy Controller for Brush type DC Machines," in *5th International Symposium of Hungarian Researchers on Computational Intelligence, Proceedings of the*, Hungary, 2004, pp. 147-158.
- [28] O. Aydogmus and M. F. Talu, "Comparison of Extended-Kalman- and Particle-Filter-Based Sensorless Speed Control," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 61, pp. 402-410, 2012.
- [29] Y. Baoguo, H. Zhihua, and Z. Zhengxin, "Expression of Sensorless Speed Estimation in Direct Current Motor with Simplex Lap Winding," in *Mechatronics and Automation, 2007. ICMA 2007. International Conference on*, 2007, pp. 816-821.
- [30] M. Hilairret and F. Auger, "Speed sensorless control of a DC-motor via adaptive filters," *Electric Power Applications, IET*, vol. 1; 1, pp. 601-610, 2007.
- [31] E. Afjei, A. N. Ghomsheh, and A. Karami, "Sensorless speed/position control of brushed DC motor," in *Electrical Machines and Power Electronics, 2007. ACEMP '07. International Aegean Conference on*, 2007, pp. 730-732.
- [32] J. Lott and D. Burke, "Brushed Motor Position Control Based Upon Back Current Detection," United States Patent US 2006/0261763 A1, 2006.
- [33] R. Won-Sang, L. Hye-Jin, P. Jin Bae, and Y. Tae-Sung, "Practical Pinch Detection Algorithm for Smart Automotive Power Window Control Systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 1376-1384, 2008.
- [34] M. Micke, H. Sievert, J. Hachtel, and G. Hertlein, "Method and device for measuring the rotational speed of a pulse-activated electric motor based on a frequency of current ripples," United States Patent US 7265538 B2, 2007.
- [35] E. Vazquez-Sanchez, J. Gomez-Gil, and M. Rodriguez-Alvarez, "Analysis of three methods for sensorless speed detection in DC motors," in *Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2009. POWERENG '09. International Conference on*, 2009, pp. 117-122.
- [36] E. Kessler and W. Schuller, "Method for establishing the rotational speed of mechanically commutated dc motors," United States Patent US 6144179 A, 2000.
- [37] S. W. Brooks, "Apparatus for detecting the speed of an electric motor," United States Patent 4227129, 1980.
- [38] T. Lutter and T. Fiedrich, "Method for detecting the rotational position of the drive shaft a dc motor," United States Patent US 67680282 B2, 2004.
- [39] R. S. Navarro, *Máquinas eléctricas*: Mc Graw Hill, 1989.
- [40] J. F. Mora, *Máquinas eléctricas*, Sixth ed.: Mc Graw Hill, 2008.
- [41] M. Cortes, *Curso moderno de máquinas eléctricas rotativas. Tomo II: Máquinas de corriente continua*: Editores técnicos asociados, s. a., 1994.
- [42] M. Cortes, *Curso moderno de máquinas eléctricas rotativas. Tomo I: La máquina eléctrica en general*: Editores técnicos asociados, s. a., 1994.
- [43] D. R. Apostolis, *Brushed DC Electric Motor*: International Book Marketing Service Limited, 2012.
- [44] M. N. Bandyopadhyay, *Electrical Machines: Theory And Practice*: Prentice-Hall Of India Pvt. Limited, 2007.
- [45] R. K. R. Yarlagadda, *Analog and Digital Signals and Systems*, 1st ed.: Springer Publishing Company, Incorporated, 2009.
- [46] U. A. Bakshi and A. V. Bakshi, *Circuit Theory*: Technical Publications, 2009.
- [47] T. Figarella and M. H. Jansen, "Brush wear detection by continuous wavelet transform," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 21, pp. 1212-1222, 2007.

## REFERENCIAS

- [48] T. Fujii and T. Hanazawa, "Commutation of universal motors," in *Industry Applications Society Annual Meeting, 1989., Conference Record of the 1989 IEEE*, 1989, pp. 265-271 vol.1.
- [49] T. Matsuda, T. Moriyama, N. Konda, Y. Suzuki, and Y. Hashimoto, "Method for analysing the commutation in small universal motors," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 142, pp. 123-130, 1995.
- [50] R. D. Hall and W. J. Konstanty, "Commutation of DC Motors," *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 16, pp. 56-62, 2010.
- [51] R. D. Hall and W. J. Konstanty, "Commutation of DC motors operated at reduced field current," in *Pulp and Paper Industry Technical Conference, 2009. PPIC '09. Conference Record of 2009 Annual*, 2009, pp. 31-38.
- [52] G. C. R. Sincero, J. Cros, and P. Viarouge, "Arc Models for Simulation of Brush Motor Commutations," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 1518-1521, 2008.
- [53] M. Kessler and K.-H. Preis, "Procedimiento y disposición de circuito para la detección del número de revoluciones de un motor de corriente continua," Spain Patent ES 2 205 028 T3, 1998.
- [54] A. Bobbio, "Método y sistema de circuitos para detectar la velocidad de rotación en motores CC," Spain Patent 2 135 002, 1996.
- [55] M. Guerreiro, D. Foito, and A. Cordeiro, "A Microcontroller Sensorless Speed Control of a Direct Current Motor," in *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on*, 2007, pp. 1143-1146.
- [56] G. S. Buja, R. Menis, and M. I. Valla, "Disturbance torque estimation in a sensorless DC drive," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 42, pp. 351-357, 1995.
- [57] V. M. Hernandez and H. Sira-Ramirez, "Position control of an inertia-spring DC-motor system without mechanical sensors: experimental results," in *Decision and Control, 2001. Proceedings of the 40th IEEE Conference on*, 2001, pp. 1386-1391 vol.2.
- [58] H. Johnson, "Electric motor speed sensing," United States Patent US 3,708,737, 1973.
- [59] P. Jung Hoon, C. Ga Hyung, Y. Tae Sung, and P. Jin Bae, "A sensorless safety power window control system in automotive application," in *Control, Automation and Systems, 2008. ICCAS 2008. International Conference on*, 2008, pp. 1457-1461.
- [60] R. B. Allured and A. S. Strzelewigz, "Commutator fulse counting apparatus," United States Patent US 3346725, 1967.
- [61] T. Gerlach, "Method for determining the rotational position of the drive shaft of a commutated DC motor," United States Patent US 6847914 B2, 2005.
- [62] D. Kramer, S. Otte, and C. Kock, "Method for determining the position of an element driven by the drive shaft of a direct current motor," United States Patent US 6552506 B2, 2003.
- [63] T. Gerlach, "Method for correcting the determination of the rotational position of a commutated DC motor drive shaft," United States Patent US 6839653 B2, 2005.
- [64] T. Sasaya and M. Takahashi, "DC motor rotation information detecting device," United States Patent US 7122982 B2, 2006.
- [65] K. Breland, J. Kaul, and M. Budniak, "Intelligent commutation pulse detection system to control electric DC motors used with automobile accesories," United States Patent US 005497326 A, 1996.
- [66] J. Adam and P. Busch, "Method and circuit arrangement for controlling fans," United States Patent US 5731671 A, 1998.
- [67] J. Bigorra Vives, A. Ferre Fabregas, J. L. Merino Panades, S. Bota Ferragut, and F. J. García Hernando, "Metodo de deteccion de atrapamientos causados por elevallunas motorizados y similares, a partir del rizado de la corriente," International Patent WO 03/036774 A1, 2003.
- [68] B. Q. Du and T. M. Bui, "Actuator position control with inductive sensing," United States Patent US 6,437,533 B1, 2002.
- [69] B. Q. Du and T. M. Bui, "Actuator position control with signal sensing," United States Patent US 6,847,179 B2, 2005.
- [70] G. G. Jorgensen and M. D. Harper, "Actuator positioning apparatus," Unated States Patent US 5,132,602, 1992.
- [71] K. G. Draves and P. M. Werking, "Variable threshold motor commutation pulse detection circuit," Unatid States Patent US 6,262,546 B1, 2001.
- [72] G. J. Manlove, P. M. Werking, W. A. Madsen, and J. L. Kohler, "Circuitry for determining actuator position," United States Patent US 6,078,154, 2000.
- [73] D. Agiman, "Elimination of motor negative voltage during motor brake," United States Patent US 5,631,528, 1997.

- [74] Z. Fu, K. A. Yockey, F. J. Aiello, J. R. Winkelman, and F. J. Haas, "Apparatus for dc motor position detection with capacitive ripple current extraction," United States Patent US 7064509 B1, 2006.
- [75] N. Katsumura, "Apparatus for measuring motor rotation position and speed," United States Patent 4,799,497, 1988.
- [76] P. Busch, "Procedimiento y disposición de circuito para la detección de la corriente de motores eléctricos conmutados electrónicamente," Spain Patent ES 2 195 587 T3, 2003.
- [77] C. C. Lo, "Motor control system," United States Patent US 6,653,810 B2, 2003.
- [78] R. Jimenez Pino and M. Angles, "Differential ripple detection method and system," United States Patent US 7342369 B2, 2008.
- [79] H. R. Macks, S. P. Nimer, and G. J. Dygert, "Method and apparatus for DC motor speed monitoring," United States Patent US 5524168 A, 1996.
- [80] G. R. Caddick and P. Q. Guest, "Automatic position control for a vehicle seat," United States Patent 4,463,426, 1984.
- [81] M. Krüger, "Method and device for measuring rotary speed," United States Patent US 5042080 A, 1991.
- [82] T. Bertolini, S. Reichmann, and W. Moench, "Method and apparatus for counting revolutions of a mechanically commutated dc-motor," Germany Patent EP 0 689 045 A1, 1995.
- [83] J. Ma and S. Weiss, "Motor pulse extraction system," United States Patent 4684858, 1987.
- [84] K. Mourad and L. Castellar, "Process and device for detecting the speed of rotation of a DC electronic motor controlled by a PWM control signal," United States Patent US 6236175 B1, 2001.
- [85] R. E. Fiegle and J. L. Kohler, "Pulse count accumulator for pulse count motor control system," United States Patent US 7,050,885 B2, 2006.
- [86] R. A. Wilke and D. P. Weichmann, "Motor circuit," United States Patent US 5,798624, 1998.
- [87] D. Agiman, "Pulse detection and conditioning circuit," United States Patent US 5,514,977, 1996.
- [88] A. Seino, K. Takamori, and K. Morinaga, "Rotation signal detection device of DC motor with brushes," United States Patent US 4443745, 1985.
- [89] D. D. Moller, P. K. Schneider, and S. A. Canales, "Voltage-sensitive oscillator frequency for rotor position detection scheme," United States Patent US 7352145 B2, 2008.
- [90] T. Gerlach, "Procedimiento para determinar la posición angular del árbol de propulsión de un motor conmutado de corriente continua," Spain Patent 2250668, 2005.
- [91] K. Holmquist, J. Dean, and L. Schmidt, "Method for measuring current in a pulse count positioning system," United States Patent US 6,788,096 B2, 2004.
- [92] R. Griessbach, "Procedimiento para medir la posición angular de un motor de corriente continua," Spain Patent ES 2 078 383, 1991.
- [93] T. Oka, K. Aoki, H. Kanie, and H. Ishikawa, "Device for determining rotational number of DC motors," United States Patent US 6172473 B1, 2001.
- [94] W. Zavis and D. A. Saar, "Universal electric motor speed sensing by using Fourier transform method," United States Patent 4527101, 1985.
- [95] I. Richter and K. Skibowski, "Method of and device for contactless measurement of rotary speed of direct current motor by forming autocorrelation sequence," United States Patent US 5581178 A, 1996.
- [96] T. Gerlach, "Method for determining the frequency of the current ripple in the armature current of a commutated DC motor," United States Patent US 7079964 B2, 2006.
- [97] S. Otte, "Method for determining the rotational position of the drive shaft a direct current motor," United States Patent US 6859030 B2, 2005.
- [98] T. Lutter and S. Otte, "Procedimiento para determinar la posición de rotación del eje de arrastre de un motor de corriente continua," Spain Patent ES 2 291 330, 2003.
- [99] P. Roussel, "Circuit for shaping and making use of armature current ripple as generated by a D.C. motor, in particular for position control," United States Patent 4924166, 1990.
- [100] V. Vapnik, *The Nature of Statistical Learning Theory*. New York: Springer, 1995.
- [101] A. K. Jain, R. P. W. Duin, and M. Jianchang, "Statistical pattern recognition: a review," *Pattern Analysis and Machine Intelligence, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 4-37, 2000.
- [102] H. Wang, C. Ma, and L. Zhou, "A Brief Review of Machine Learning and Its Application," in *Information Engineering and Computer Science, 2009. ICIECS 2009. International Conference on*, 2009, pp. 1-4.
- [103] J. Shawe Taylor and N. Cristianini, *An Introduction to Support Vector Machines and other kernel-based learning methods*: Cambridge University Press, 2000.
- [104] S. Abe, *Support vector machines for pattern classification*. London: Springer, 2005.



## REFERENCIAS

- [105] P. P. Vaidyanathan, "Generalizations of the sampling theorem: Seven decades after Nyquist," *Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on*, vol. 48, pp. 1094-1109, 2001.
- [106] J. C. Platt, "Fast training of support vector machines using sequential minimal optimization," in *Advances in kernel methods: support vector learning*, B. Schölkopf, et al., Eds., ed Cambridge, MA, USA: MIT Press, 1999, pp. 185-208.
- [107] B. E. Boser, I. M. Guyon, and V. N. Vapnik, "A training algorithm for optimal margin classifiers," in *Proceedings of the fifth annual workshop on Computational learning theory*, Pittsburgh, Pennsylvania, United States, 1992, pp. 144-152.
- [108] W. Egan, *Phase-Lock Basics*, 2nd ed.: Wiley-IEEE Press, 2007.
- [109] Agilent, "Agilent E3531A Triple Output DC Power Supplir: User's Guide," ed: Agilent, 2010.
- [110] Arcol, "MSR Bare Element Resistors," ed: Arcol, 2008.
- [111] N. Instruments, "NI USB-6008 12-Bit, 10 kS/s Low-Cost Multifunction DAQ," ed: National Instruments, 2008.
- [112] MathWorks, *Matlab 2009a Getting Start Guide*: MathWorks, 2010.
- [113] U. Digital, "S4 Miniature Optical Shaft Encoder," ed: US Digital, 2008.
- [114] H. E. Corporation, "H-REM-120-CM-MP Universal Laboratory Machine," ed: Hampden® Engineering Corporation
- [115] N. Instruments, "NI X Series Multifunction Data Acquisition," ed: National Instruments, 2011.
- [116] N. Instruments, *LabVIEW: User Manual*: National Instruments, 2011.
- [117] M. Instrument, *ACT-3X Tachometer/Totalizer/Ratemeter: User Manual and Reference Guide*: Monarch Instrument.
- [118] E. V. Sánchez, J. G. Gil, and M. R. Álvarez, "Accuracy improvement evaluation in sensorless dc motor speed estimation by combining the dynamic motor model and the ripple component detection," in *Technological Developments in Education and Automation*, Springer ed, 2010, pp. 183-188.
- [119] E. Vázquez-Sánchez and J. Gómez-Gil, "Análisis de tres métodos para la detección de la velocidad de giro de un motor DC, sin el empleo de sensores externos," *Revista Española de Electrónica*, pp. 72-79, 20 June 2009.
- [120] J. C. Gamazo-Real, E. Vázquez-Sánchez, and J. Gómez-Gil, "Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends," *Sensors*, vol. 10, pp. 6901-6947, 2010.
- [121] E. Vázquez-Sánchez and J. Gómez-Gil, "Sensorless Motor Speed Measurement," *Elektor USA*, vol. 2, pp. 32-35, November 2010.
- [122] E. Vázquez-Sánchez and J. Gómez-Gil, "Medição da velocidade de motor sem sensores," *Elektor Portugal*, pp. 18-21, November 2010.
- [123] E. Vázquez-Sánchez and J. Gómez-Gil, "Alternatieve toerenteller," *Elektro Netherland*, vol. 50, pp. 38-41, November 2010.
- [124] E. Vázquez-Sánchez and J. Gómez-Gil, "Alternatives Drehzahlmessen," *Elektor Germany*, vol. 41, pp. 68-71, November 2010.
- [125] E. Vázquez-Sánchez and J. Gómez-Gil, "Détecer la vitesse d'un moteur CC," *Elektor France*, vol. 33, pp. 66-69, November 2010.
- [126] E. Vázquez-Sánchez and J. Gómez-Gil, "Sensorless Motor Speed Measurement," *Elektor United Kingdom*, vol. 36, pp. 32-35, November 2010.
- [127] E. Vázquez-Sánchez and J. Gómez-Gil, "Detectar la velocidad en un motor DC," *Elektor Spain*, vol. 31, pp. 48-51, November 2010.
- [128] E. Vazquez-Sanchez, J. Gomez-Gil, J. C. Gamazo-Real, and J. F. Díez-Higuera, "A New Method for Sensorless Estimation of the Speed and Position in Brushed DC Motors Using Support Vector Machines," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 1397-1408, 2012.
- [129] E. Vázquez-Sánchez, J. García-Martín, J. F. Díez-Higuera, J. Gómez-Gil, and J. C. Gamazo-Real, "Método para determinar la velocidad angular en un motor conmutado mecánicamente midiendo únicamente la corriente que circula por el mismo," Spain Patent, 2011.
- [130] J. I. Pérez-Pérez, V. Martínez-Martínez, E. Vázquez-Sánchez, G. Ruiz-Ruiz, L. M. Navas-García, and J. Gómez-Gil, "Una revisión del procesado de datos mediante redes neuronales en la agricultura," in *III Jornadas Ibero-Americanas de Agricultura de Precisão*, Évora (Portugal), 2010.
- [131] J. I. Pérez-Pérez, V. Martínez-Martínez, E. Vázquez-Sánchez, G. Ruiz-Ruiz, L. M. Navas-García, and J. Gómez-Gil, "Una revisión sobre el uso de la Transformada Hough en la Agricultura," in *III Jornadas Ibero-Americanas de Agricultura de Precisão*, Évora (Portugal), 2010.

- [132] J. García-Martín, J. Gómez-Gil, and E. Vázquez-Sánchez, "Non-Destructive Techniques Based on Eddy Current Testing," *Sensors*, vol. 11, pp. 2525-2565, 2011.

## **ANEXO I: Trabajos realizados**

En este apéndice se encuentran de forma detallada alguno los trabajos realizados.



**TITULO:** Analysis of three methods for sensorless speed detection in DC motors

**AUTORES:** Ernesto Vázquez Sánchez, Jaime Gómez Gil, Miguel Rodríguez Álvarez

**TIPO:** Congreso Internacional

**EVENTO:** IEEE International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG'09)

**FECHA:** 18-20 de Marzo del 2009

**ISBN:** 978-1-4244-4611-7

**PÁGINAS:** 117-122

**REFERENCIA:** [35]



# Analysis of three methods for sensorless speed detection in DC motors

E. Vázquez-Sánchez<sup>1</sup>, J. Gómez-Gil<sup>1</sup>, M. Rodríguez-Álvarez<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Department of Signal Theory, Communications and Telematic Engineering, University of Valladolid, Spain

<sup>2</sup>Lear Corporation Holding Spain, Carrer Fusters, 54, 43800 Valls (Tarragona), Spain  
{rnstvaz@gmail.com, jgomez@tel.uva.es, mrodalv@gmail.com}

**Abstract** – There are several techniques to measure the speed of DC motors without sensors, some techniques are based on the ripple component of the current. These techniques estimate the frequency of that component, which is related with the speed of the motor. This document describe three methods for speed measurement based on the previous techniques: spectral analysis through FFT, adaptive filtering with double derivative block and commutation detection with comparator. The accuracy of each method is also evaluated, and a comparative analysis between them is done as well. The results clearly show that the method with better performance is the spectral analysis through FFT, while the two other methods have different limitations for the speed detection.

**Keywords:** DC motor, ripple current, ripple frequency, speed detector, sensorless speed.

## I. INTRODUCTION

With the improvements of the technology and the automation, the use of motors in many applications has increased. For example, the task of roll up and down the car window, that previously was done by hand, is now performed by pressing a button. In this task, a motor is used for moving the car window. Applications where the accuracy is very important, either in speed or positioning, and the efficiency or a high power are not so important, are dominated by DC motors in different configurations, step motors, servomotors, brushless motors, etc. This domain is mainly due to the big advantage of this kind of motors, that is the simplicity of their control.

In many applications with DC motors, it is necessary a closed-loop speed control, which requires a speed observer [2]. The conventional observers, known as angular speed sensors, are: tachometers, encoders, Hall-effect sensors, etc. These devices have the disadvantage of being an independent element that must be attached to the motor shaft, in a position where should be the load. As it is an element different from the motor, it increases the failures and the costs of the system [1].

There are also other speed observers that do not have external mechanical elements. These observers are known as sensorless speed, and they estimate the speed from the voltage and/or current of the DC motor. They can be classified in two groups [2]. The first group is based on the dynamic model of the DC motor. They use mainly the electromotive force in the speed detection. This kind of estimators can be found in [3],

[4], [5], [6], [7], [8], [9], [10] and [11]. The model used in this works is lineal and it is dependent on the parameters of the motor. These motor parameters have the problem that change with the work conditions of the motor, which introduce certain amount of uncertainty in the measurement. Although those parameters can be dynamically estimated, as it is done in [12], this leads to a non linear model that increases the computational cost.

The second type of speed observers without mechanical elements is based on the ripple component of the current. The current in a DC motor is composed by a continuous component and an alternating component known as ripple. The characteristics of the ripple component depend on the rotational speed of the motor and on the motor parameters. The most interesting characteristic of the ripple component for these applications is the frequency, which is related with the motor speed with (1), where  $f$  is the frequency of the ripple component,  $p$  is the number of pairs of poles of the DC motor,  $k_d$  is the number of commutation segments of the rotor,  $n$  is the angular speed of the motor in r.p.m. and  $\eta$  is the maximum common divisor of  $2p$  and  $k$  [13]. In this case, the parameters depend on the motor construction.

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

The ripple component is composed by ondulations; these are produced because of the sinusoidal voltage that is induced in the motor coils and the commutation process in the commutators of the motor. As consequence of this, sometimes each ondulation of the ripple component is known as commutation.

In this study, three different techniques for speed detection are implemented. They are based on sensorless speed estimators. After that, it is made a comparison of the results produced by the different methods. The first one, known as Spectral Analysis Method through FFT, estimates the ripple frequency analyzing the spectrum of the current obtained with the FFT algorithm.

The second method, known as Adaptive Filtering with Double Derivative Block, makes the current to go through a band-pass filter centered in the ripple frequency detected in the last iteration. With this first filtering it is possible to eliminate

all the noise and the continuous component, leaving only the ripple component. Immediately after that, the signal is passed through a double derivative filter that multiply the amplitude of signal by the ripple frequency squared. Finally, the signal at the output of the double derivative block is compared with the input signal, obtaining the value of the ripple frequency.

We will call Commutation Detection with Comparator to the third method. This method tries to detect the time instant when each commutation is produced in the ripple component of the current. In order to detect the instant of each commutation, the instantaneous value of the current is compared with the average value. A rising edge in the output of the comparator corresponds to a commutation. With the information of the instant when each commutation is produced, is possible to estimate the value of the ripple frequency.

The different studied methods are described with more detail in the next sections, and it is shown a comparative of their accuracy. In this way, the objectives are shown in II, the employed media and the hardware implementation of the system is detailed in III, the employed methods are described in IV, the obtained results are shown in V and finally, in VI, the results are analyzed and the conclusions are shown.

## II. OBJECTIVES

The objective of this study is to analyze the accuracy obtained with three different methods for speed detection in DC motors, without using sensors. The methods to analyze are based on the ripple component of the current, and it is obtained the frequency of that component, called ripple frequency, that is directly related to the speed of the motor.

The methods to be evaluated are three, the first one is based on a spectral analysis of the current. The second method filters the ripple component and derives it two times, to obtain a signal whose amplitude is related to the ripple frequency. Comparing the ripple component with this signal it is obtained the value of the ripple frequency. The third method compares the instantaneous value of the current with the average value, and it estimates the value of the ripple frequency with the obtained transition instants.

The accuracy of each method is obtained analyzing the differences between the estimated speed by each algorithm, and the real speed of the motor. Different test scenarios are considered: constant speed, constant acceleration from an initial speed to a final speed, and a speed step. In order to study the independence of the results with the employed motor, the tests are performed with two different DC motors.

## III. MATERIAL

The hardware schematic of the system is shown in Fig. 1. The first element to consider is the DC motor. Two different motors are used for the tests, the EMG30 and the 719E385, whose characteristics are shown in Table I. The next element is the current sensor that is a resistor with a small value of only  $20\text{m}\Omega$ , that it is usually called shunt. Another element is the data acquisition card NI USB-6008, whose sample speed is 10

kHz. This card has four analog inputs, configured in differential mode. These inputs can be configured in a range from  $\pm 1$  to  $\pm 20$  V. One of the inputs is used to sample the current of the motor using the shunt.

The data acquisition card is connected to a laptop, which process the signal of the current and determine the speed of the DC motor. The laptop has an Intel microprocessor T8300 with 3 GB of RAM, and 320 GB of hard disk. The operating system is Windows Vista, and the development environment is LabVIEW 8.5. In Fig. 2 we show an image of the employed hardware.

In order to detect the real speed of the motor, to compare it with the obtained in the different methods, it is used an incremental encoder with high resolution, attached to the motor shaft. The encoder output is connected to the 32 bit counter of the data acquisition card. Counting the number of pulses received in a fixed time interval, the speed of the motor is obtained. The connections of the encoder are not shown in the system schematics.

## IV. METHODS

The main objective of this study is to evaluate the accuracy of three different methods for speed detection in DC motors without using sensors. The methods that are going to be evaluated are based in the ripple component of the current.

In the next sections the different methods are described. These methods are the Spectral Analysis through FFT, the Adaptive Filtering with Double Derivative Block, and the Commutation Detection with Comparator. In order to explain each method, it is supposed that the current of the motor has

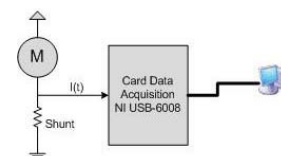


Fig. 1. Diagram of the different elements connections



Fig. 2. Hardware elements of the system

TABLE I  
MOTOR SPECIFICATIONS

Parameter / Motor	EMG30	718E385
Nominal Voltage	12 V	12 V
No Load Current	530 mA	600 mA
Nominal Speed	3000 r.p.m.	5000 r.p.m.
Resistance ( $R_a$ )	$1.8 \Omega$	$1.5 \Omega$
EMF Constant (c)	$0.00178 \text{ V / r.p.m.}$	$0.00101 \text{ V / r.p.m.}$



been previously digitalized using a suitable sample frequency. In the last stage of all the methods there is a block called Converter. It is used to calculate the speed of the motor with the information of the ripple frequency. This block implements the relation between both magnitudes given by (1).

#### A. Spectral Analysis through FFT

This method was described by Wayne Zavis and Tobias Gerlach, [14] and [15]. The block diagram of the method is shown in Fig. 3. The first block that appears is the FFT block, which obtain the spectrum of the current. It calculates the FFT of the input signal, and obtains the module of the result.

The Decision-Maker block has to decide between all the frequencies of the spectrum which is related to the ripple component. First of all, it eliminates from the spectrum the continuous component, all the frequencies where are known interferences, and all the frequencies that are over the maximum ripple frequency. After that, it uses as ripple frequency the frequency that has greater amplitude.

#### B. Adaptive Filtering with Double Derivative Block

This method was described by M. Hilairt [16]. The block diagram of the method is shown in Fig. 4. The method supposes that the ripple component of the current is sinusoidal, and uses the property of this type of signals of having amplitude related to the frequency when they are derived. The different blocks of this method are described in the following sections.

##### 1) IIR band-pass filter centered in $\lambda_0$

This block is responsible for obtaining the ripple component of the current, whose shape is sinusoidal, as it is shown in (2), where  $A$  is the amplitude,  $\lambda_r$  is the discrete ripple frequency and  $n$  is the discrete time instant. In order to do this, it eliminates all the frequency components present in the current, including noise, except the ripple component.

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

This block is a band-pass filter centered in the ripple frequency obtained in the previous iteration. The implementation is a second order IIR filter, with a transference function given by (3), where  $H_{pt}(z)$  is defined in (4),  $\beta$  in (5) y  $r^2$  in (6). The parameter  $\lambda_0$  is the discrete ripple frequency obtained in the previous iteration, and it is the same that the

central frequency of the filter. The parameter  $\Delta\lambda$  is related with the width of the band-pass filter.

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

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

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

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

##### 2) Double derivative FIR Filter

This block is responsible for calculating the second derivative of the ripple component obtained in the previous block, and thus translate the frequency information to the amplitude of the signal according with (7). This block also removes the negative sign that should appear.

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

The implementation of the derivative block has been made with a 5<sup>o</sup> order FIR filter, that has a derivative behavior near the ripple frequency. The transference function of the filter is given by (8).

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

The coefficients of the filter are defined in (9), (10), (11), (12), (13) and (14). The  $\theta$  parameter is defined in (15).

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

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

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

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

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

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

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

##### 3) Frequency Estimator

This block estimates the discrete ripple frequency  $\lambda_r$  from the ripple component  $Y_1$  and the second derivative  $Y_2$ . The discrete ripple frequency is calculated with (16), the values  $N[n]$  and  $D[n]$  are defined in (17) and (18) respectively and the parameter  $\alpha$  is defined in (19).

$$\lambda_r[n] = (\sqrt{N[n]/D[n]})/(2\pi) \quad (16)$$

$$N[n] = \alpha N[n-1] + y_1[n]y_2[n] \quad (17)$$

$$D[n] = \alpha D[n-1] + y_1[n]^2 \quad (18)$$

$$\alpha = \exp(-2\pi\Delta\lambda) \quad (19)$$

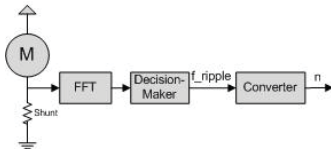


Fig. 3. Block diagram of the Spectral Analysis Method with FFT

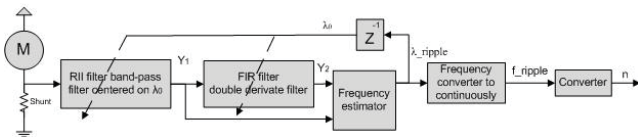


Fig. 4. Block diagram of the Adaptive Filtering with Double Derivative Block method

4) Converter to Continuous Frequency

This block calculates the ripple frequency in the continuous domain  $f_{ripple}$ , from the ripple frequency in the discrete domain. In order to do this, it implements the relation given by (20), where  $f_s$  is the sample frequency of the system.

$$f_{ripple} = \lambda_r f_s \tag{20}$$

C. Commutation Detection with Comparator

This method was proposed by Steven Weiss [17], and tries to detect the commutations produced in the current using the zero-cross technique. In this technique, the instantaneous value of the current is compared with the average level. A positive edge in the comparator output means that a commutation or current ondulation has been produced. Using the time instants of the commutations, it is possible to calculate the commutation period and therefore the ripple frequency.

The block diagram of this method is shown in Fig. 5. In the next sections the different blocks are described.

1) Ripple Detector Block

This block is responsible for detecting the commutation instants produced in the current. The block diagram is shown in Fig. 6. The current passes through maximum and minimum peak detectors, which obtain the maximum and minimum value, respectively.

After that, it is calculated the average value between the maximum and the minimum  $I_{med}$ . This value is compared with the value of the current. The comparison is made with a comparator with hysteresis cycle, in order to eliminate the influence of the small current perturbations. Finally, the signal that goes out of the comparator, that is a square signal, is passed through an edge detector. This block, in order to know if an edge has been produced, checks if the current sample has a high value, and just the previous sample a low value. If this condition is met, means that there was an edge. When there is a rising edge, the edge detector sets the output to TRUE during a clock cycle, indicating that there was a commutation in the current time instant.

2) Speed Detection Block

The function of this block is to calculate the speed of the motor with the information of the instants when the commutations have been produced. The flow diagram of this block is shown in Fig. 7. The first step is to wait to a commutation. When there is a commutation, the current time instant is added to a list of commutation instants  $T_{k+1}$ , where  $k$  is the number of detected commutations.

After this, the ripple frequency  $f$  is calculated. In order to do this, an estimator based on the averaging calculation during a time  $T_p$  is used, according to (21); where  $N$  is the number of instants to consider in the averaging process, and is defined by (22),  $f_k$  is the ripple frequency calculated in the last detected commutation and  $f_{k+1}$  is the ripple frequency that is being calculated. The operation  $[\cdot]$  refers to the integer part. With this

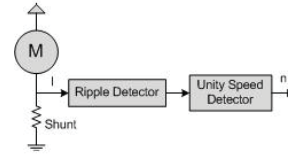


Fig. 5. Block Diagram of the Commutation Detection with Comparator Method

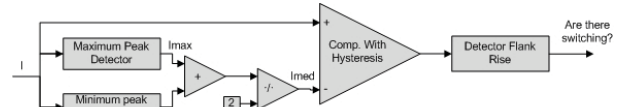


Fig. 6. Block Diagram of the Ripple Detector

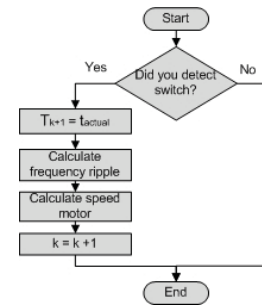


Fig. 7. Flowchart of the Frequency Detection Unit

solution it is obtained a speed without perturbations, and with a good tracking response to the speed variations if  $T_p$  is correctly adjusted. Finally, the number of detected commutations  $k$  is updated incrementing it in one unit.

$$f_{k+1} = N / \left( \sum_{i=0}^{N-1} T_{k+1-i} - T_{k-i} \right) \tag{21}$$

$$N = [T_p \cdot f_k] \tag{22}$$

V. RESULTS

After describing each method, we are going to show the obtained results regarding the accuracy of each procedure. In order to evaluate the behavior of each algorithm, the accuracy is measured in different situations. Initially, it is obtained the average error in the speed measurement, when the motor turns at constant speed. In second place, when the motor speed is linearly changing, the error and the tracking delay are measured. Finally, a speed step is performed, and is measured the time to reach the new speed value. These tests have been done with two different motors, EMG30 and 719E385. The results of each motor are shown separately.

In the different graphs and tables, Method 1 refers to the Spectral Analysis method with FFT, Method 2 refers to the Adaptive Filtering with Double Derivative Block, and Method 3 to the Commutation Detection with Comparator.

D. EMG30 Motor

The results for different constant speeds are shown in Table II. The results when the speed changes linearly are shown in Fig. 8. The speed tracking average error in this situation is 3.56 r.p.m. for Method 1, 3.50 r.p.m. for Method 2, and 17.30 r.p.m

for Method 3. For Method 1 and Method 2 barely exists delay in the detection, whereas for Method 3 there is a delay of 0.2 sec. The error related to a sleep step is shown in Fig. 9. For Method 1, the time to reach the final value is 0.1 sec, for Method 2 is 0.7 sec, and for Method 3 is 0.4 sec. In Fig. 10 is shown another example where is produced a bigger sleep step. It is possible to see that the time to reach the final value is almost the same for Method 1 and Method 3, but not for Method 2. This method requires more time in speed changes detection, and it is stabilized in an intermediate value over a short period of time, before reaching the final speed of the motor; requiring about 4 sec. in the process.

*E. 719E385 Motor*

The results for different constant speeds are shown in Table III. The results when the speed changes linearly are shown in

TABLE II  
SPEED MEASUREMENT ERROR WITH MOTOR EMG30

Real Speed (r.p.m.)	Average Error (r.p.m.)		
	Method 1	Method 2	Method 3
500	2.20	0.29	676.18
721	0.17	0.53	117.60
1023	0.31	0.35	1.86
1242	0.54	0.87	0.74
1516	0.11	0.34	0.23
2015	0.29	0.34	0.19
2514	0.14	0.22	0.30
3021	1.33	1.95	1.28
4037	0.01	0.07	0.06
4492	0.13	0.17	0.50
5000	1.50	1.28	0.51
5518	1.35	1.10	1.27

TABLE III  
SPEED MEASUREMENT ERROR WITH MOTOR 719E385

Real Speed (r.p.m.)	Average Error (r.p.m.)		
	Method 1	Method 2	Method 3
979	3.71	1.87	856.42
1377	2.81	1.95	241.17
1686	0.31	0.99	141.42
1927	1.77	1.97	48.36
2216	1.07	0.44	9.88
2497	1.15	1.20	1.07
2962	0.02	0.04	0.59
3436	0.23	0.43	7.2
3962	0.23	0.26	0.13
4507	2.33	2.18	1.92
4956	0.08	0.01	2.02

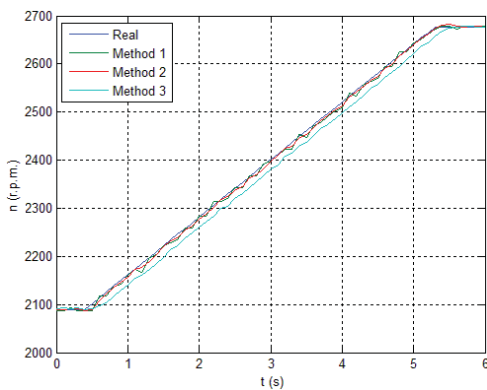


Fig. 8. Linear speed variation with motor EMG30

Fig. 11. The speed tracking average error in this situation is 3.07 r.p.m. for Method 1, 7.76 r.p.m. for Method 2 and 31.70 r.p.m. for Method 3. For Method 1 and Method 2 barely exists delay in the detection, whereas for Method 3 there is a delay of 0.3 sec. The error related to a sleep step is shown in Fig. 12. For Method 1 the time to reach the final value is 0.1 sec, for Method 2 is 0.8 sec and for Method 3 is 0.5 sec. In Fig. 13 is shown another example where is produced a bigger sleep step. It is possible to see that the time to reach the final value is almost the same for Method 1 and Method 3, but not for Method 2. This method requires more time to detect that the speed has changed and is stabilized in an intermediate value without reaching the final speed.

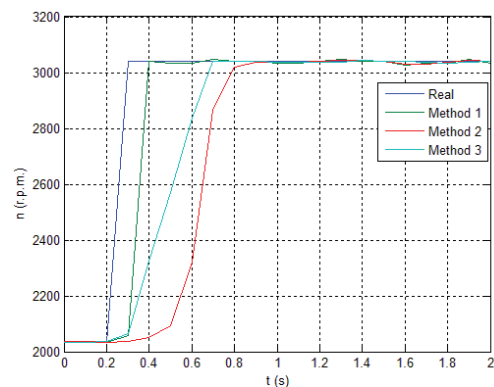


Fig. 9. Small sleep step with motor EMG30

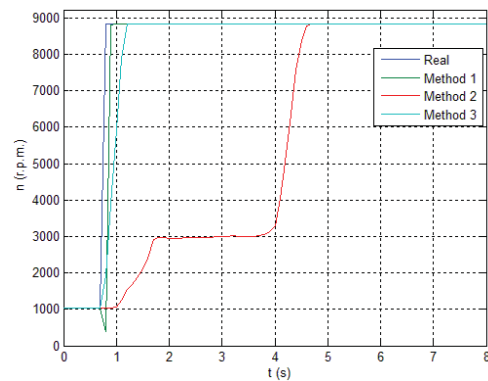


Fig. 10. Big sleep step with motor EMG30

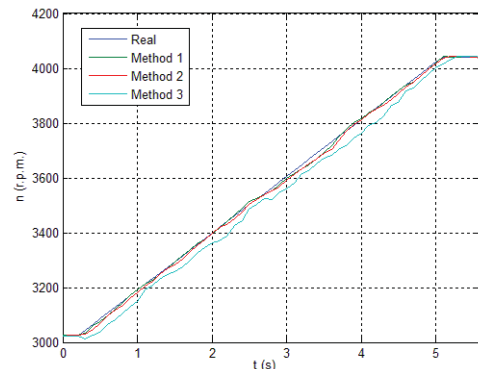


Fig. 11. Linear speed variation with motor 718E385

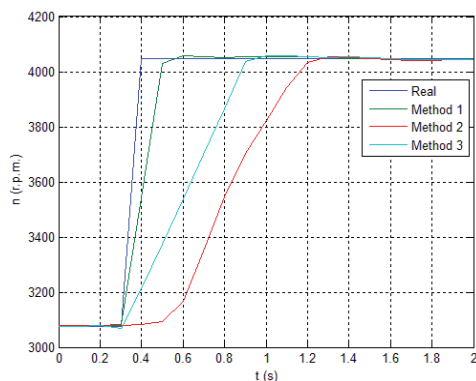


Fig. 12. Small sleep step with motor 718E385

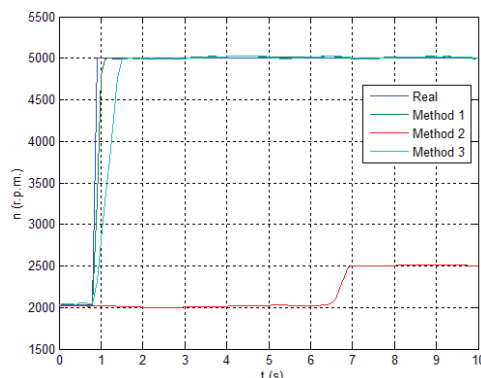


Fig. 13. Big sleep step with motor 718E385

## VI. CONCLUSIONS

Along this study, three different methods for sensorless speed detection in DC motors are described. The methods are based on the ripple component of the current, which is used to detect the frequency, called ripple frequency, which is directly related to the speed of the motor. The accuracy of each method is also evaluated in several conditions: with different constant speeds, with constant acceleration (linear speed change) and finally with a speed step.

The obtained results with the two employed DC motors in the different tests show that, at low speeds, the Spectral Analysis Method through FFT and the Adaptive Filtering with Double Derivative Block have good results, being these results very similar. The Commutation Detection with Comparator Method is not able to work correctly at low speeds. However, for medium and high constant speeds, the three methods show similar performance.

When the speed is changing linearly, the first two methods track almost instantly the speed changes, whereas the Commutation Detection Method with Comparator shows a small tracking delay. When a sleep step is applied to the motor, the time to reach the final speed is smaller in the Spectral Analysis Method through FFT, followed by the Commutation Detection with Comparator, that has twice delay than the previous one. The Adaptive Filtering with Double Derivative Block provides the worst result. This last method has other

inconvenience; it requires much time to detect changes in the motor speed. When the speed step is greater, the time to reach the final value is very similar in all the methods, except for the Adaptive Filtering with Double Derivative Block, that sometimes it is not able to detect the new speed, or it requires much time to do it. Therefore, for this method, the time to reach the new speed value depends on the amplitude of the speed step.

As consequence of these results, it is possible to state that the Spectral Analysis through FFT Method is the method that clearly shows better results in any of the studied situations. Also, this method has the bigger computational requirements. Therefore, if the employed motor is not going to work in all the analyzed situations, it is better to use one of the other methods. When the motor is only going to turn at medium or high speeds it is preferable to use the Commutation Detection with Comparator Method. Otherwise, if the motor is going to turn at any speed, and no speed steps are expected or they are supposed to be very small, the best option is to use the Adaptive Filtering Method with Double Derivative Block.

## REFERENCES

- [1] P. Vas. "Sensorless vector and direct torque control". Oxford University Press, 1998.
- [2] M. Hilairet and F. Auger. "Sensorless speed measurement using current harmonic spectral estimation in a DC-motor". In Proc.SPEEDAM2006.
- [3] W. Leonhard. "Control of electrical drives". Springer Verlag 1985.
- [4] P. Chevrel, and S. Siala. "Robust DC-motor speed control without any mechanical sensor". Proc. Electrimacs, Saint-Nazaire, September 1996.
- [5] B. Trump. "DC motor speed controller: control a DC motor without tachometer feedback". Application Bulletin, Burr-Brown, 1999.
- [6] T. Leephakpreeda. "Sensorless DC motor drive via optimal observer-based servo control". Optim. Control Appl. Methods, 2002, 23, (5), pp. 289-301.
- [7] K. Jaszczak, and T. Orłowska-Kowalska. "Sensorless adaptive fuzzy logic control of DC drive with neural inertia estimator". J. Electr. Eng., 2003, 3, (1).
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] R. Wayne Zavis, T. David A. Saar. "Universal electric motor speed sensing by using Fourier Transform method". U.S. Patent 4 527 101 July 1985.
- [15] 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. January 2005.
- [16] M. Hilairet and F. Auger. "Speed sensorless control of a DC-motor via adaptive filters". IET Electr. Power Appl., Vol. 1, No. 4, July 2007
- [17] M. John Ma, L. Steven Weiss. "Motor pulse extraction system". U. S. Patent, No. 4 684 858. August 1987.

**TÍTULO:** Accuracy Improvement Evaluation in Sensorless DC Motor Speed Estimation  
by Combining the Dynamic Motor Model and the Ripple Component Detection

**AUTORES:** Ernesto Vázquez Sánchez, Jaime Gómez Gil, Miguel Rodríguez Álvarez

**TIPO:** Capítulo de Libro

**TÍTULO DEL LIBRO:** Technological Developments in Education and Automation

**AUTORES DEL LIBRO:** Magued Iskander, Vikram Kapila, Karim, A. Mohammad

**EDITORIAL:** Springer-Verlag

**AÑO DE PUBLICACIÓN:** 2010

**ISBN:** 978-90-481-3655-1

**PÁGINAS:** 183-188

**REFERENCIA:** [118]



# Accuracy Improvement Evaluation in Sensorless Dc Motor Speed Estimation by Combining the Dynamic Motor Model and the Ripple Component Detection

Ernesto Vázquez Sánchez<sup>1</sup>, Jaime Gómez Gil<sup>1</sup>, Miguel Rodríguez Álvarez<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Department of Signal Theory, Communications and Telematic Engineering, University of Valladolid, Spain

<sup>2</sup>Lear Corporation Holding Spain, Carrer Fusters, 54, 43800 Valls (Tarragona), Spain

**Abstract-** Automation of some tasks requires the speed control of dc motors, this also requires a speed observer. In this work it is described a method that combines two sensorless speed techniques for speed estimation without sensors, one of them is based on the dynamic motor model and the other one is based in the ripple component. It is also evaluated the improvement introduced by combining both techniques using as reference the accuracy provided by a method based only on the ripple component. The results clearly show, that the method based on both sensorless speed techniques provides important improvements in the detection of the speed, when the speed is small or when it is changing.

## I. INTRODUCTION

Motors are widely used in the industry world, as in domestic and civil applications. Inside these fields, where it is increasing their importance is in the automobile industry. In this sector, it is used for the movement of power windows, sunroofs, doors, etc. [2].

In the majority of applications with dc motors, it is necessary a closed loop speed control, which requires a speed observer [3]. Conventional observers, known as angular speed sensors, are: tachometers, encoders, hall-effect sensors, etc. These observers have the disadvantage that they are an independent element that must be attached to the motor shaft, in a place where it was preferable to put the load. As it is an element different of the motor it increases the failures and the system costs [1].

There are also, other speed observers that are not composed by external mechanical elements. These, known as sensorless speed observers, estimate the speed from the voltage and/or current of the dc motor. Inside them there are two groups [3]. The first group is based on the dynamic dc motor model [4]. They mainly use the electromotive force EMF for the detection. We can find this kind of estimators in [4], [5], [6], [7], [8], [9], [10], [11] and [12]. The model used in these works is lineal and dependant on the motor parameters. Those parameters, have the inconvenience that they change with the working conditions of the motor, this introduces some errors in the measurements. Although those parameters can be dynamically estimated as it is extracted from [13], this usually leads to a non lineal model that increases the computational cost.

The second class of speed observers, without mechanical elements, is based on the ripple component of the motor current. This component, that provides information about the motor speed, is known in the literature as ripple current. The current of a dc motor is composed by a continuous component, plus an alternating component or ripple. The most interesting characteristic of the ripple component is the frequency, which is related with the motor speed through (1). Where  $f$  is the frequency of the ripple component,  $p$  is the number of pairs of poles of the dc motor,  $k_d$  is the number of commutator segments,  $n$  is the angular speed of the motor in r.p.m. and  $\eta$  is the maximum common divisor of  $2p$  and  $k_d$  [14].

$$f = 2pk_d n / (60\eta) \quad (1)$$

In this case, the frequency depends on dc motor constructive parameters, that are defined when the motor is manufactured. With this kind of observers the problem is usually the ripple frequency detection.

In this work it is implemented a method for the detection of the speed based on sensorless speed estimators. In this method, it is combined the detection based on the ripple component and the detection based on the dynamic model, in order to overcome the deficiencies of each one. Techniques based in the dynamic model have the problem of the dependency on the motor parameters, which change a lot when the external conditions change, for example the temperature. On the other hand, methods based on the ripple component are usually focused on the detection of relative maximums of zero-crosses of the signal (when it has been previously eliminated the continuous component), each one of them is related to a commutation, or ripple component period. With that information they estimate the ripple frequency, and with the help of (1) they obtain the dc motor speed. The detection of maximums or zero-crosses has the inconvenience of the noise, due to power supply perturbations or double commutations. This makes that sometimes inexistent commutation events are detected or the real ones are not correctly detected.

In order to eliminate the inexistent commutations and recover the non detected ones, it is performed an estimation of the motor

speed using the dynamic model. With this estimation, it is calculated the most probable commutation period. In parallel, using a ripple detector, there are obtained the current commutation instants. With the help of the most probable commutation period it is possible to filter double commutations; if two pulses are not separated a distance equals to the most probable commutation period plus a certain tolerance, they are ignored. Otherwise, if after a pulse there is no other pulse after the distance of the most probable commutation period, including the tolerance, it is supposed that there is a commutation pulse but due to the noise it could not be detected, therefore a pulse is added in the most probable instant. Finally, with the commutation pulses considered as correct it is calculated the real commutation period, and with it, the ripple frequency and the motor speed.

In next sections it is detailed the employed method and its accuracy, comparing it with the accuracy of the method that is based only on the ripple component. Therefore, the objectives are explained in II, the methods used for the implementation of the system are detailed in III, the algorithm of the method that is being evaluated and used for the comparisons is explained in IV, the results of the study are shown in V, and finally in VI the results are analyzed.

## II. OBJECTIVES

The objective of this study is to analyze the accuracy improvement that is achieved by combining two types of sensorless speed observers for the detection of the speed in dc motors. There are two different sensorless speed techniques, based on the dynamic model of the motor, and based in the ripple component of the motor current.

The improvement will be measured using as reference the method based only in the ripple component. The accuracy will be obtained analyzing the differences between the detected speed and the real speed of the motor. The error will be measured in two different scenarios, with constant speed, with constant acceleration and with a speed step. In order to get some independency from the employed motor, the tests will be performed with several dc motors.

## III. SYSTEM DESCRIPTION

The hardware schematic of the system is shown in Fig. 1. In this schematic it is shown the dc motor, in this case two different motors are used whose characteristics are shown in Table I. The next element that is shown is the current sensor, it is a 20 mΩ current shunt. Other element is the low cost data acquisition card NI USB-6008, with a maximum sample speed of 10kHz. The card has 4 analog inputs configured in differential mode, these inputs can be configured to have a range from  $\pm 1$  a  $\pm 20$  V. One of these inputs is used to sample the voltage of the motor and other input is used to measure the current with the shunt.

The data acquisition card is connected to a PC that is used to process the signals and estimate the speed of the dc motor. The PC is a laptop with a T8300 microprocessor, 3GB of RAM and 320GB of hard disk space. The operating system is Windows Vista, and the development environment is LabVIEW 8.5. In Fig. 2 it is possible to see an image of the explained elements.

In order to detect the real speed of the motor, and make the comparison of the results provided by both methods, it is used a high resolution encoder that is attached to the motor shaft. The encoder is connected to a 32 bit counter in the data acquisition card that is used to count the pulses produced in a fixed time interval, with this value is possible to calculate the speed of the motor. These connections are not shown in the previous schematics.

## IV. METHODS

The main objective of this work is to evaluate the improvement in the accuracy that is obtained by combining two sensorless speed techniques. In order to estimate the improvement, it will be compared the accuracy obtained with the method that combines both sensorless speed techniques, with the obtained with the method that only uses the technique based on

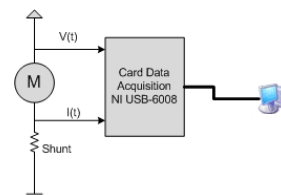


Fig. 1. Schematic of the interconnection of the different elements.

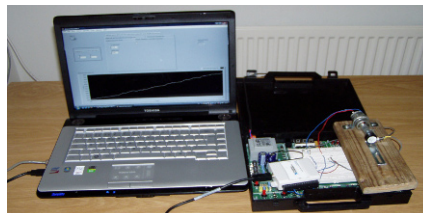


Fig. 2. Hardware elements of the system.

TABLE I  
SPECIFICATIONS OF THE DC MOTORS

Parameter / Motor	EMG30	718E385
Nominal Voltage	12 V	12 V
No Load Current	530 mA	600 mA
Consumption		
Nominal Speed	3000 r.p.m.	5000 r.p.m.
Resistance ( $R_s$ )	1.8 $\Omega$	1.5 $\Omega$
Electromotive Force	0.0178 V / r.p.m.	0.00101 V / r.p.m.
Constant ( $c$ )		



the ripple component. To obtain objective results, the block that detects the motor commutations will be the same in both methods.

In the next paragraphs both methods will be described with more details. First it is explained the method based on the ripple component and after that the method that combines both sensorless speed techniques.

*A. Method based on the ripple component*

The implemented method for speed detection was proposed by Steven Weiss [16]. The method tries in a first stage to detect the commutations produced in the current using the zero-cross technique. In that technique the instantaneous current value is compared with the average value. The comparator produces a positive edge when there is a commutation in the current. Using the time instant of the commutation, the period of the signal and the ripple frequency are calculated and translated to the motor speed.

The block diagram of the method is shown in Fig. 3, it is possible to observe the Ripple Detector and the Speed Detection Unit. The Ripple Detector is used to detect the current commutations. The Speed Detection Unit is used to calculate the period of the commutations and using it, the ripple frequency and the motor speed.

*1) Ripple Detector Block*

The aim of this block is to detect the commutation instants produced in the current. The schematic of this block is shown in Fig. 4. The current passes through a maximum and minimum peak detector consecutively. The peak detectors each certain time decrease the detected peak value, in order to dynamically adjust the detection to the maximums and minimums of a small interval.

After that it is calculated the average value  $I_{med}$  of the maximum and minimum, that is compared with the value of the current. The comparison is made with a hysteresis cycle comparator, in order to eliminate the influence of the small current perturbations. Finally, the signal that goes out the comparator is passed through a positive edge detector that checks if the current sample has a high value and the previous sample a small value. If this condition is met, it means that an edge has been detected and the edge detector puts on its output a *TRUE* value during a clock cycle.

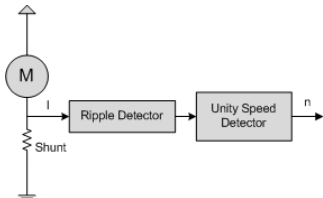


Fig. 3. Block Diagram of the method based on the ripple component.

It must be highlighted that the system works at sample level, as the processing is performed in discrete time. Because of that, when the edge detector produces a *TRUE* value, it means that in the time instant related to the sample that is being processed, a commutation has been produced.

*2) Speed Detection Unit*

The function of this block is to calculate the speed of the motor using the time instants of the commutations. The flowchart of this block is shown in Fig. 5. The first step is to check if a commutation has been detected; if there is no commutation then there is anything to do. However, if a commutation has been detected, the current commutation instant is added to the commutation instant list  $T_{k+1}$ , where  $k$  is the number of commutation instants detected.

After that the ripple frequency  $f$  is calculated, in order to do that it is possible to use (2). The problem of getting the ripple frequency with this method is that the result has a very nervous and variable behavior.

$$f = 1/(T_{k+1} - T_k) \tag{2}$$

In order to solve this problem, a new estimator is used. It is based on the average calculation during a time  $T_p$  with (3), where  $N$  is the number of samples used in the average and is defined by (4),  $f_k$  is the ripple frequency calculated in the last detected commutation and  $f_{k+1}$  is the ripple frequency that is being calculated. The operation  $[\cdot]$  is the integer part operator. With this solution it is obtained a speed without perturbations and a good response, following the speed variations, if  $T_p$  is correctly adjusted.

$$f_{k+1} = N / \left( \sum_{i=0}^{N-1} T_{k+1-i} - T_{k-i} \right) \tag{3}$$

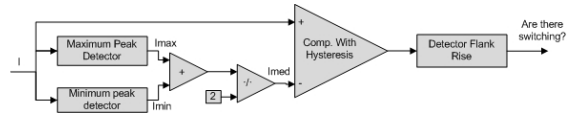


Fig. 4. Ripple detector schematic.

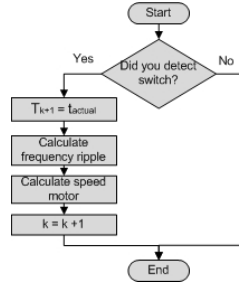


Fig. 5. Flowchart of the Speed Detection Unit.

$$N = [T_p \cdot f_k] \tag{4}$$

Once the ripple frequency is obtained it is possible to calculate the motor equivalent speed using (1). Finally, the number of detected commutations  $k$  is updated, adding one additional commutation.

*B. Method that combines both sensorless speed techniques*

The method used for combining both types of sensorless speed observers is described by Erwin Kessler [15].

The block diagram of the method is shown in Fig. 6. In that block diagram it is possible to distinguish four blocks. Ripple Detector, State Model of the Motor, and Evaluation Unit.

*1) Ripple Detector Block*

Regarding the implementation of this block Erwin Kessler does not say anything; he only comments that it must be able to detect the commutation instants. The function of this block is the same that for the Ripple Detector block in the method that only uses the technique based on the ripple component, for this reason this block has the same implementation.

*2) Motor State Model Block*

This block estimates the speed of the motor using the simplified dynamic equation of the motor. That equation, is shown in (5), where  $V$  is the voltage across the motor,  $I$  is the current,  $n$  is the speed,  $R_a$  is the resistance,  $L$  is the inductance and  $c$  is the electromotive force constant. As it is a dc motor, and the value of  $L$  is very small, is possible to eliminate the related term. After the simplification of the previous equation and solving for the speed it is obtained the equation (6). This equation is implemented by this block and provides an estimation of the speed.

$$V = R_a \cdot I + L \frac{dI}{dt} + cn \tag{5}$$

$$n = (V - R_a \cdot I) / c \tag{6}$$

*3) Evaluation Unit Block*

The evaluation unit combines the information from the two previous blocks. The main function is to process the commutation instants identified by the Ripple Detector. In order to do that, this block removes the non valid commutation instants and adds the non detected commutation instants. Each valid

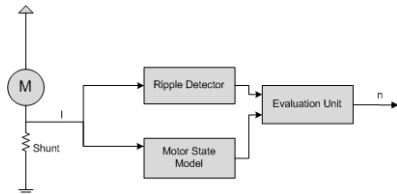


Fig. 6. Block diagram of the method based on the ripple component.

commutation instant is used to calculate the motor speed.

The flowchart is shown in Fig. 7. In order to describe it, we have supposed that the most probable next commutation instant  $\tau_{k+1}$  and the temporal interval  $\Delta t$  are known. The first step is to check if in the current time instant the Ripple Detector has detected a commutation. If it was detected, the algorithm checks that the current instant is within the interval  $\tau_{k+1} \pm \Delta t$ . If the previous condition is not accomplished, then it is supposed that the commutation is due to the noise and is ignored. If the condition is accomplished, the commutation is considered valid and is counted,  $T_{k+1} = t_{\text{actual}}$ . With the new information the speed is updated and the new most likely instant is calculated again. If there had not been any commutation, the algorithm checks if the interval where the commutation is expected has been overcome,  $t_{\text{actual}} > \tau_{k+1} + \Delta t$ ? If it have been overcome, it means that the Ripple Detector have not detected any commutation in the allowed interval. In this situation, it is supposed that there might be a commutation in that interval, but due to the noise it has not been detected. Therefore it is used as commutation instant the most probable,  $T_{k+1} = \tau_{k+1}$ . With this value a commutation instant has been detected so it is possible to update the speed and calculate most likely instant for the next commutation.

Once the new valid commutation instant  $T_{k+1}$  is known, the speed is updated. In a first step the ripple frequency is calculated using (3) and then the motor speed with (1).

When the speed has been updated, the most likely instant for the next commutation is calculated. For these calculations it is used the information of the ripple frequency previously calculated, and the real instant of the last commutation. All of that is combined using (7), where  $\tau_{k+2}$  is the most likely instant

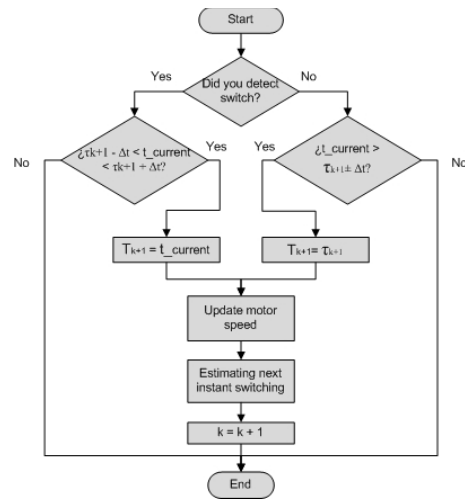


Fig. 7. Flowchart of the Evaluation Unit.

for the next commutation,  $T_{k+1}$  is the instant of the last commutation and  $f_{est}$  is the ripple frequency related to the speed of the motor  $n_{est}$  estimated by the Motor State Model. The relation between them is given by (1). When this point is reached the  $k$  index is updated by increasing it one unit.

$$\tau_{k+2} = T_{k+1} + 1 / f_{est} \quad (7)$$

The parameter  $\Delta t$  indicates the maximum deviation of the commutation instant with the estimated. That parameter is an indicator of the noise filtering. A high value indicates that many commutations due to the noise have been considered good; a low value indicates that very few commutations due to the noise will be detected. The value of  $\Delta t$  is a parameter that is established before starting the observer. Its value must be under the half of the ripple period related to the maximum working speed of the motor, with this value it is possible to assure that in all the possible situations some noise will be filtered.

V. RESULTS

Once the characteristics of the different methods have been described it is necessary to show the obtained results and the accuracy of each method. Regarding the accuracy, it is shown the improvement that is achieved with the method that combines both sensorless speed techniques. The next paragraphs show the results obtained for each motor separately.

In each test scenario it is shown the average error and the deviation for different constant speeds. The error and the delay when the speed is changing with constant acceleration have been also measured. Finally, a speed step has been produced and it has been measured the time required for reaching the final speed value.

In the different tables and graphs, Method 1 refers to the method that employs only the technique based on the ripple component, and Method 2 the method that combines both sensorless speed techniques.

A. EMG30 Motor

The results for different constant speeds are shown in Table II. Results for a lineal speed change are shown in Fig. 8. The error in this situation is 15.03 r.p.m. for the Method 1 and 0.2 r.p.m. for Method 2. The deviation is 6.81 r.p.m and 8.04 r.p.m. Method 1 produces a small delay, whereas in Method 2 there is no delay. The error related to a speed step is shown in Fig. 9. The settling time for Method 1 is about 0.7 s whereas for Method 2 is 0.3 s.

B. 719E385 Motor

The results for different constant speeds are shown in Table III. Results for a lineal speed change are shown in Fig. 10. The error in this situation is 14.24 r.p.m for the Method 1 and 3.5 r.p.m. for Method 2. The deviation is 8.20 r.p.m and 2.77 r.p.m.

Method 1 produces a small delay, whereas in Method 2 there is no delay. The error related to a speed step is shown in Fig. 11. The settling time for Method 1 is about 0.8 s whereas for Method 2 is 0.3 s.

VI. CONCLUSIONS

Along this work it has been described a method based on two sensorless speed techniques, based on the dynamic model of the motor and based on the ripple component. In a complementary way it has been also described a method that only employs the technique based on the ripple component. After that, the accuracy of each method has been evaluated in order to see the improvement introduced by the first method.

TABLE II  
SPEED MEASUREMENT ERROR FOR MOTOR EMG30

Real Speed (r.p.m.)	Method 1		Method 2	
	Average Error (r.p.m.)	Deviation (r.p.m.)	Average Error (r.p.m.)	Deviation (r.p.m.)
455	454.71	25.50	1.35	2.37
719	127.71	17.82	0.20	2.25
970	7.47	5.43	0.77	4.15
1500	0.06	5.04	0.18	5.14
2000	0.06	5.04	0.53	8.12
2500	0.09	9.75	0.08	9.81
3000	0.73	9.51	0.72	9.48
3500	1.22	12.60	1.31	12.67
4500	1.83	19.14	1.67	18.16

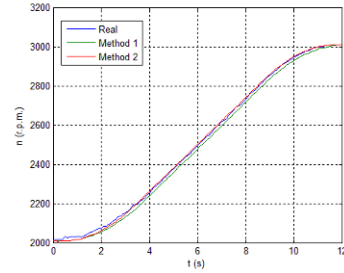


Fig. 8. Lineal variation of speed in motor EMG30.

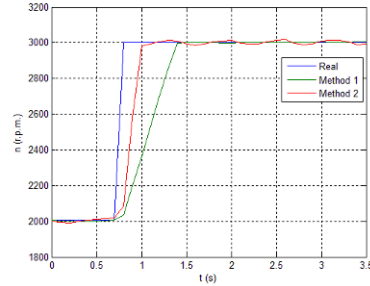


Fig. 9. Speed Step in motor EMG30.

TABLE III  
SPEED MEASUREMENT ERROR FOR MOTOR 719E385

Real Speed (r.p.m.)	Method 1		Method 2	
	Average Error (r.p.m.)	Deviation (r.p.m.)	Average Error (r.p.m.)	Deviation (r.p.m.)
1117	548.51	42.53	24.42	8.35
1290	288.65	13.57	12.40	6.31
1600	152.23	12.03	1.57	6.20
2100	40.63	12.85	0.44	6.23
2578	1.5	7.15	0.4	6.84
3117	1.69	12.12	0.67	11.92
3616	4.28	18.31	3.31	18.49
4115	4.31	11.43	0.15	11.03
4580	9.75	14.41	1.46	13.11
5082	12.04	19.13	2.5	12.94

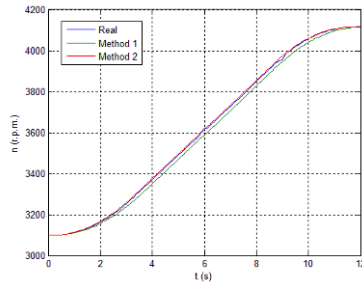


Fig. 11. Lineal variation of speed in motor 719E385.

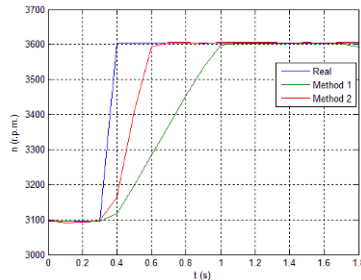


Fig. 10. Speed Step in motor 719E385.

The obtained results for each method after doing the tests with two different dc motors show that for constant speeds the method based on both sensorless speed techniques has greater accuracy at low speed whereas for medium and high speed the accuracy is very similar. When the speed is changing in a linear way (constant acceleration) the method based on both sensorless speed techniques has a better tracking performance, whereas the method based only in the ripple component technique has a small delay of some cents of milliseconds. When a speed step is produced, the settling time is smaller in the method that combines both sensorless speed techniques, approximately the half of the value obtained for the other method.

As consequence of all these results, it is possible to say that the method that combines both sensorless speed techniques provides notable improvements in speed detection, over the method that is based only in the ripple current. It is necessary to say that these improvements require a higher computational cost, because new functional blocks are added to the system. This computational cost does not increase very much the final cost of the system with the current technology level. Therefore, in systems where the speed is small and speed changes are common, it is recommended to use the method based on both sensorless speed techniques because of the introduced improvements. However, if the speed is high and constant the best option will be the method based only in the ripple component.

## REFERENCES

- [1] P. Vas. "Sensorless vector and direct torque control". Oxford University Press, 1998.
- [2] M. Hilaret, D. Diallo and M. E. H. Benbouzid. "A selfreconfigurable and fault-tolerant induction motor control architecture for hybrid electric vehicles". Int. Conf. on Electrical Machines (ICEM), September 2006.
- [3] M. Hilaret and F. Auger. "Sensorless speed measurement using current harmonic spectral estimation in a DC-motor". In Proc.SPEEDAM2006 pp 740-745
- [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. Orlowska-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] S. Erwin Kessler, M. Wolfgang Schuler. "Method for establishing the rotational speed of mechanically commutated d.c. motors". U. S. Patent, No. 6 144 179. November 2000.
- [16] M. John Ma, L. Steven Weiss. "Motor pulse extraction system". U. S. Patent, No. 4 684 858. August 1987.

**TITULO:** Sensorless Motor Speed Measurement

**AUTORES:** Ernesto Vázquez Sánchez, Jaime Gómez Gil

**TIPO:** Artículo de Revista

**NOMBRE DE REVISTA:** Elektor

**FECHA DE PUBLICACIÓN:** Noviembre de 2010

**ISSN:** 1947-3753, 0870-1407, 0013-5895, 0932-5468, 0181-7450, 1757-0875,  
0211-397X

**NÚMERO DE PÁGINAS:** 4

**REFERENCIA:** [121-127]

**OBSERVACIONES:** este artículo ha sido publicado en la edición internacional de la revista Elektor. La publicación en la revista internacional implica la publicación del artículo en diferentes países en sus respectivos idiomas. Los países en los que ha sido publicado han sido Estados Unidos, España, Portugal, Brasil, Francia, Inglaterra, Alemania y Holanda entre otros.



# Sensorless Motor Speed Measurement

## A new method based on current monitoring

By Ernesto Vázquez Sánchez and Jaime Gómez Gil (Spain)

A characteristic property of DC motors is that they can also act as generators, due to the complementary nature of Faraday’s and Lenz’s laws of magnetic induction. Thanks to this relationship, it is possible to devise a technique that measures the speed of a DC motor by monitoring the current drawn by the motor. In this article we describe a method of this sort, which can be used in a wide variety of applications.

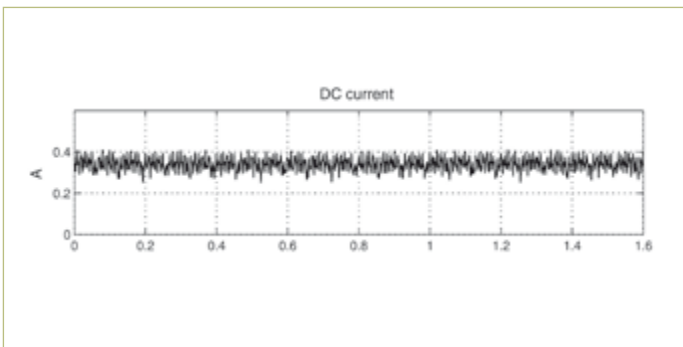


Figure 1. Supply current waveform of a DC motor.

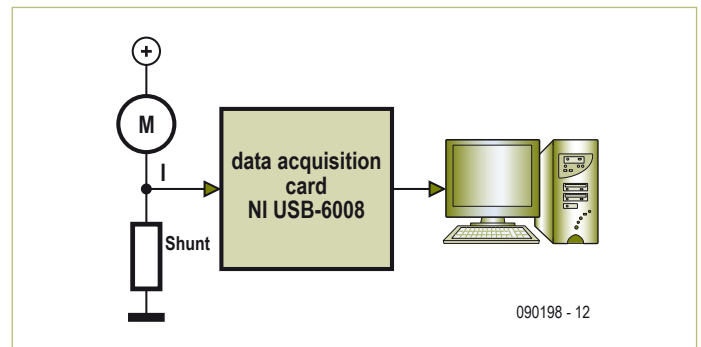


Figure 2. Wiring diagram of the various components.

Technological progress and the automation of all sorts of tasks that were formerly performed manually has led to a dramatic increase in the use of motors in various applications. For example, the simple task of manually opening or closing a car window, formerly performed manually with a crank mechanism, is now performed by pressing a button, which causes a motor to raise or lower the window. DC motors of this sort (and their relatives, such as stepper motors, servo motors and brushless DC motors) are primarily used in situations where positioning speed and positioning accuracy are the main considerations, rather than efficiency or power consumption. Their popularity is partly due to the fact that it is easy to drive a DC motor.

Table 1. DC motor specifications.	
Parameter	EMG30
Rated voltage	12 V
No-load current	530 mA
Rated speed	3000 rpm
Resistance ( $R_a$ )	1.8 $\Omega$
Back EMF constant (c)	0.0178 V/rpm

In many applications of DC motors, the motor speed (rpm) must be controlled by a closed-loop system, which means that it is necessary to measure how fast the motor is turning. Transducers and sensors such as tachometers, encoders and Hall-effect devices are commonly used for this purpose. They are fitted on or near the motor shaft, preferably close to the load. These components increase the risk of malfunctions, as well as the overall cost of the system.

As an alternative to sensors and transducers of this sort, here we describe a method for measuring the motor speed that operates solely on the basis of the current drawn by the DC motor. This method is based on the electromotive force (EMF) generated in the motor windings. As you know, the EMF



Figure 3. The system hardware.

induced in a coil rotating in the magnetic field of a motor has a sinusoidal waveform. This signal is rectified by the commutator on the rotor. After it is rectified, a small ripple voltage remains.

The amplitude of this ripple voltage is proportional to the number of windings in the motor. This ripple voltage is an AC voltage whose frequency is directly proportional to the speed of the DC motor as indicated by equation (1), where  $f$  is the frequency of the AC voltage (this is called the ripple frequency),  $p$  is the number of pole pairs in the DC motor,  $k_d$  is the number of commutator segments on the rotor,  $n$  is the speed of the motor in rpm, and  $\eta$  is the greatest common denominator of  $2p$  and  $k$ .

$$f = \frac{2pk_d n}{60\eta} \quad [1]$$

Figure 1 shows an example of the current measured at the terminals of a DC motor. Here you can see that the current consists of a DC component with a value of approximately 0.3 A and an AC component with a peak-to-peak amplitude of 0.1 A.

### System hardware

Figure 2 shows the schematic diagram of our system hardware. It includes a DC motor, in this case a type EMG30, whose specifications are listed in Table 1. The current is sensed by a 20 mΩ sense resistor. The voltage across this resistor is measured by an inexpensive data acquisition card (NI USB-6008), which has a maximum sampling rate of 10 kHz. This card has four differential analog inputs, which can be configured to have a measuring range from ±1 V to ±20 V. One of these inputs is used here to sample the motor current by means of the sense resistor.

The data acquisition card is connected to a PC, which processes the sampled signal and determines the speed of the DC motor. The PC is a laptop model with an Intel T8300 CPU, 3 GB of RAM and a 320-GB hard disk. The operating system is Windows Vista, and the development environment is LabVIEW 8.5. Figure 3 shows a photo of the hardware used in the system.

### Measurement algorithm

Now let's look at the algorithm we used to determine the motor speed. Figure 4 depicts the method in block diagram form. It consists of three blocks: a ripple detector, a frequency meter, and a con-

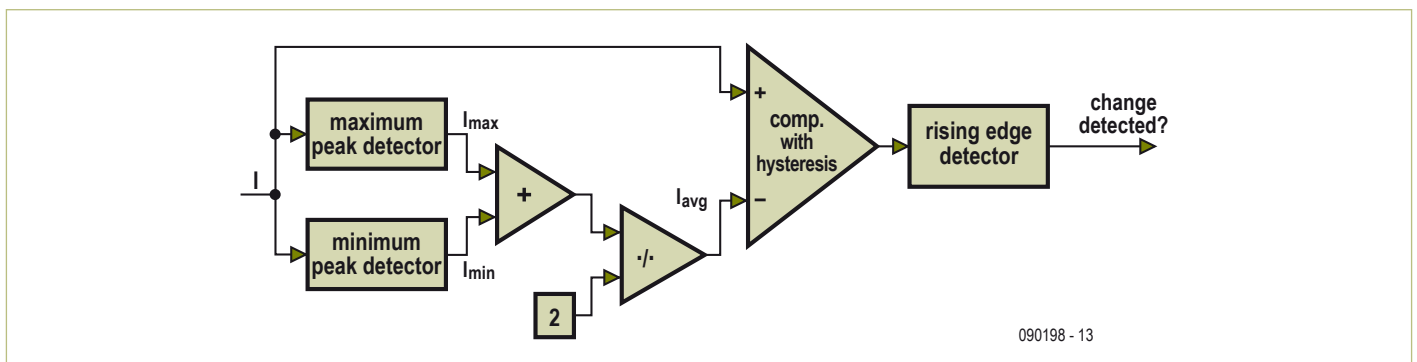


Figure 4. Block diagram of the motor speed detection method.



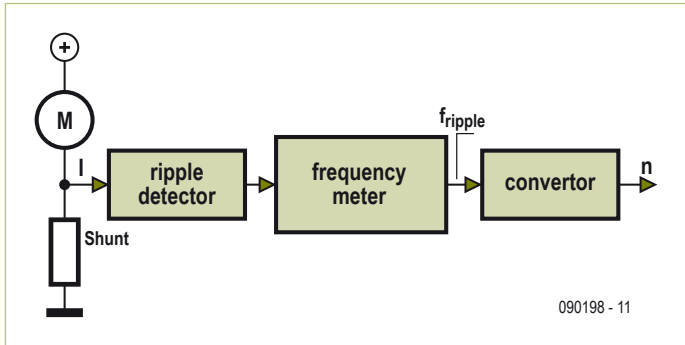


Figure 5. Block diagram of the ripple detector.

verter. The ripple detector ensures that all variations in the motor current waveform are detected. The frequency meter calculates the period of each waveform cycle, thereby determining the frequency of the AC component. Finally, the converter translates this frequency into the speed of the motor.

**Ripple detector**

This function of this block is to detect the starting point of every waveform cycle of the AC component of the motor current. **Figure 5** shows the block diagram of the ripple detector. The signal from the sense resistor is fed to a maximum peak detector and a minimum peak detector, which determine the minimum and maximum signal levels. The threshold level of the peak detectors is successively reduced at regular intervals. As a result, the detector circuit can

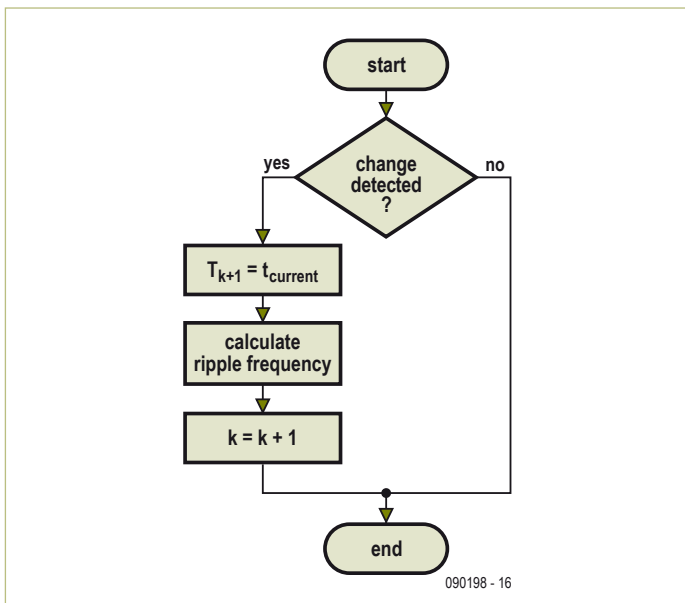


Figure 6. Flow chart of the frequency meter.

adapt quickly and dynamically to the actual minimum and maximum signal levels.

After detection, the average value of the minimum and maximum values ( $I_{avg}$ ) is calculated. This value is then compared to the total current by a comparator, which operates with hysteresis to suppress the effects of small noise signals. The square-wave output signal from the comparator is fed to an edge detector. The logical output of the edge detector is ‘True’ if the sampled signal is high and the previously sampled signal was low.

Here we should also mention that the system processes each sample in turn and the processing takes place in real time. This means that when the output of the edge detector is ‘True’, the crossover point of the signal has already occurred at the time when the signal was sampled.

**Frequency meter**

This block calculates the motor speed based on the signal crossover times. The flow chart is shown in **Figure 6**. First it checks whether a level change has occurred. If nothing has changed, no action is taken. Otherwise, when a level change has occurred, the time when the change occurred is added to the list of crossover points  $T_{k+1}$ , where  $k$  is the number of detected crossover times.

After this, the ripple frequency is calculated using an approximation formula (2), where  $N$  is the number of crossover points for which the average value must be calculated as indicated in equation (3),  $f_k$  is the ripple frequency determined for the most recently detected crossover,  $f_{k+1}$  is the ripple frequency currently being calculated, and  $T_p$  is the length of time over which the average value is calculated. The operation  $[\cdot]$  determines the integer value. This method yields a noise-free motor speed measurement, and it tracks changes in the motor speed well if the value of  $T_p$  is chosen properly. Finally, the number of detected crossover points  $k$  is incremented by 1.

$$f_{k+1} = \frac{N}{\sum_{i=0}^{N-1} T_{k+1-i} - T_{k-i}} \quad [2]$$

$$N = [T_p f_k] \quad [3]$$

**Converter**

This block is responsible for deriving the DC motor speed in rpm from the ripple frequency determined by the previous block. Equation (1) is used for this purpose.

**Testing and results**

To see whether the described method for the determining the motor speed works properly, we performed a variety of tests. First we determined the mean error and the deviation of the error with the motor running at a constant speed. Next we measured the error and the lag with the motor speed changing linearly (constant acceleration). Finally, we made step changes in the motor speed

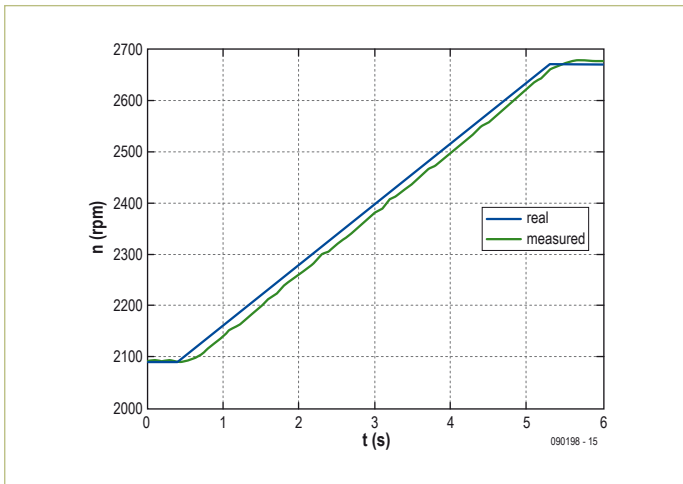


Figure 7. Linear speed change with an EMG30 motor.

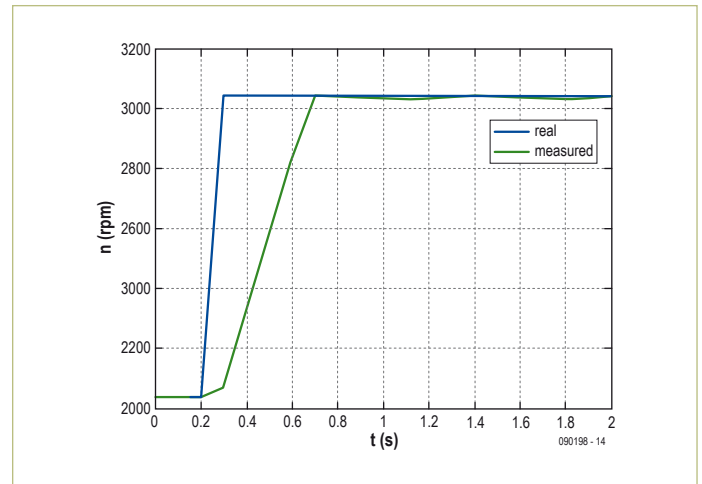


Figure 8. Step change in motor speed with an EMG30 motor.

and measured how long it took for the new speed to be indicated. The results at various speeds are summarized in **Table 2**. **Figure 7** shows the performance with linearly changing motor speed. The mean error in tracking the motor speed was 17.39 rpm in this situation, with a deviation of 8.90 rpm. The time lag for tracking the motor speed was 0.2 s, which is negligible for many applications. The error that occurred with a step change in the motor speed can be seen in **Figure 8**. The time required for the indicated speed to reach the actual speed was 0.4 s.

### Conclusions

In this article, we have described a method for determining the speed (rpm) of DC motors by observing only the motor current. Although the method described here is based on a system incorporating a computer, this does not mean that it cannot be implemented in other ways. The ripple detector could also be constructed using opamps, and the other two blocks could be implemented with an inexpensive microcontroller, or with the microcontroller used to control the motor. Various tests were performed after the system was put together. The measured performance of the system is good enough for use in a large number of applications. This method has several advantages: it is not necessary to fit any objects on the motor shaft, the risk of malfunctions is lower, and the cost of the total system is lower. We can therefore conclude that this method forms a good alternative for measuring the speed of a DC motor under normal conditions. Multiplexing techniques could also be used with this method

to measure the speeds of several motors, which is not possible with conventional methods.

(090198-I)

**Table 2. Measurement errors in the measured speed of the EMG30 motor.**

Actual speed (rpm)	Mean error (rpm)	Deviation (rpm)
500	676.18	157.82
721	117.60	73.47
1023	1.86	7.91
1242	0.74	3.74
1516	0.23	5.08
2015	0.19	4.86
2514	0.30	5.75
3021	1.28	5.97
3502	1.96	7.15
4037	0.06	4.36
4492	0.50	7.31
5000	0.51	9.69
5518	1.27	11.94

## About the authors

**Jaime Gómez-Gil** was born in 1971 in Aguilar de Bureba, Spain. He studied at the University of Valladolid, where he received a degree in telecommunication engineering in 2000 and was subsequently awarded a PhD degree in 2005. He has been employed there since 2001 as a lecturer in signal and communication theory and telecommunication engineering. His research areas are communication, GPS applications for agricultural use, sensorless technology for motors, artificial vision and augmented reality.

**Ernesto Vázquez-Sánchez** was born in 1985 in Plasencia, Spain. He studied at the University of Valladolid, where he received a degree in telecommunication engineering in 2008 and a degree in electrical engineering in 2010. He is currently working on his doctoral thesis. He has been employed in the Department of Signal and Communication Theory of the University of Valladolid since 2009, with a study contract as a recently graduated staff researcher. His interests and research encompass communication and sensorless technology for motors

**TITULO:** A New Method for Sensorless Detection of the Speed and Position in DC Motors using Support Vector Machines

**AUTORES:** Ernesto Vázquez Sánchez, Jaime Gómez Gil, José Carlos Gamazo Real, José Fernando Díez Higuera

**TIPO:** Artículo de Revista

**NOMBRE DE REVISTA:** IEEE Transaction on Industrial Electronics

**FECHA DE PUBLICACIÓN:** March 2012

**ISSN:** 0278-0046

**PÁGINAS:** 1397-1408

**REFERENCIA:** [128]

**FACTOR DE IMPACTO:** 3.481

**RANKING:** 1 de 60 en la categoría Automation & Control Systems

4 de 61 en la categoría Instruments & Instrumentation

8 de 247 en la categoría Engineering, Electrical & Electronic



# A New Method for Sensorless Estimation of the Speed and Position in Brushed DC Motors Using Support Vector Machines

Ernesto Vázquez-Sánchez, Jaime Gómez-Gil, José Carlos Gamazo-Real, and José Fernando Díez-Higuera

**Abstract**—Currently, for many applications, it is necessary to know the speed and position of motors. This can be achieved using mechanical sensors coupled to the motor shaft or using sensorless techniques. The sensorless techniques in brushed dc motors can be classified into two types: 1) techniques based on the dynamic brushed dc motor model and 2) techniques based on the ripple component of the current. This paper presents a new method, based on the ripple component, for speed and position estimation in brushed dc motors, using support vector machines. The proposed method only measures the current and detects the pulses in this signal. The motor speed is estimated by using the inverse distance between the detected pulses, and the position is estimated by counting all detected pulses. The ability to detect ghost pulses and to discard false pulses is the main advantage of this method over other sensorless methods. The performed tests on two fractional horsepower brushed dc motors indicate that the method works correctly in a wide range of speeds and situations, in which the speed is constant or varies dynamically.

**Index Terms**—Brushed dc motor, current ripple, dc motor, pattern recognition, position, sensorless, speed, support vector machines (SVMs).

## I. INTRODUCTION

SENSORLESS techniques estimate the speed and position of motors without mechanical sensors coupled to the motor shaft, measuring only the current and/or the voltage of the motors. Sensorless techniques are not a recent idea, as is evidenced by the work of Allured and Strzelewicz [1]. Nevertheless, due to the complexity of these methods, they have not yet replaced conventional sensors such as encoders, potentiometers, tachometers, Hall effect sensors, or other mechanical sensors coupled to the motor shaft. The main advantages of these, compared to conventional sensors, are as follows: 1) decreased maintenance, number of connections, and cost of the final

Manuscript received June 1, 2010; revised September 24, 2010, February 18, 2011, March 28, 2011, and May 27, 2011; accepted June 18, 2011. Date of publication July 14, 2011; date of current version October 25, 2011. This work was supported by the Regional 2010 Research Project Plan of Junta de Castilla y León (Spain), under VA034A10-2 Project. The work of E. Vázquez-Sánchez was supported by a grant from the *Contratación de Personal Investigador de Reciente Titulación* program, which was financed by Consejería de Educación of Junta de Castilla y León (Spain) and cofinanced by the European Social Fund.

E. Vázquez-Sánchez, J. Gómez-Gil, and J. F. Díez-Higuera are with the Department of Signal Theory, Communications and Telematics Engineering, University of Valladolid, 47011 Valladolid, Spain (e-mail: ernesto.vazquez@uva.es; rnstvaz@gmail.com; jgomez@tel.uva.es; josdie@tel.uva.es).

J. C. Gamazo-Real is with the Test Facilities Department, EADS-CASA Cassidian, 28906 Madrid, Spain.

Digital Object Identifier 10.1109/TIE.2011.2161651

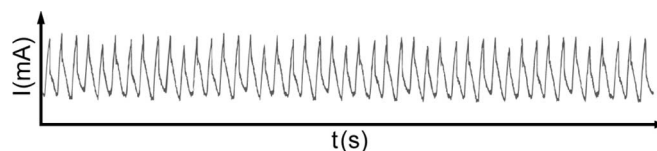


Fig. 1. Current of a brushed dc motor.

system and 2) an easier miniaturization process. In addition, mechanical elements are not coupled to the motor shaft in sensorless techniques. Sensorless techniques are particularly useful in fractional horsepower applications because they usually require a low cost and a low hardware complexity. Sensorless techniques function by monitoring the voltage and/or current of the motor to estimate the speed and position. The problem with the implementation of sensorless techniques is software complexity, since the models used and the noise in the current and voltage make it difficult to estimate the velocity and position of the motor [2].

Sensorless techniques in brushed dc motors can be divided into two groups: 1) those based on the dynamic dc motor model and 2) those based on the ripple component of the motor current [3]. The first group is mainly employed to estimate the speed using the dynamic model of the brushed dc motor [4]–[9]. The dynamic model uses different parameters of the brushed dc motor such as resistance, inductance, and constant electromotive force (EMF). The problem with using the parameters of the brushed dc motor is that they depend on the operating conditions, which are changing and introduce uncertainty into the speed measurement. Although these parameters can be estimated dynamically [10], [11], this solution usually leads to a nonlinear model that increases the computational cost.

Sensorless techniques based on the ripple component only monitor the brushed dc motor current and they estimate speed and position with instantaneous variations of the current [12]–[16]. The current of a brushed dc motor, shown in Fig. 1, is mainly composed of two components: the dc component and the ripple component. The dc component is responsible for providing power to the brushed dc motor. The ripple component is an alternating component and is the direct result of two effects. The first effect is the nonideal rectification that occurs in the complex brush-commutator system that connects the rotor with the external circuit. The second effect appears in the coil of the motor and is an EMF induction, with an approximately sinusoidal shape not rectified ideally by the mechanical switching system.

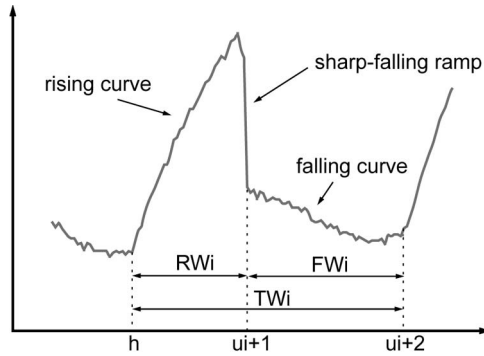


Fig. 2. Enlargement of the current of a brushed dc motor [17].

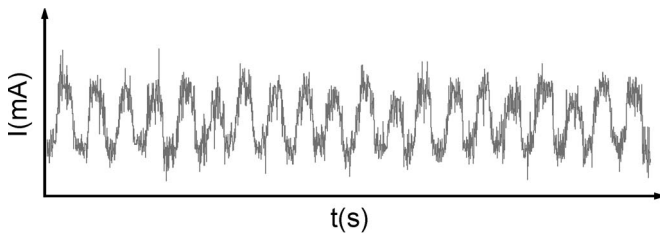


Fig. 3. Enlargement of the real current of a brushed dc motor.

Fig. 2 shows the magnification of the current signal representation of the brushed dc motor current. As this figure illustrates, the ripple component is not a sinusoidal signal but has a rise  $RW_i$ , a steep fall, and another slight fall  $FW_i$  [17]. Usually, those three sections of the current are not as clear, and sharp drops may not be visible in these situations. Either way, the shape of the ripple component shown in Fig. 2 is ideal, and in this figure, it is assumed that the bandwidth used for the display of the same is sufficiently high. This shape (Fig. 2) is known as an undulation, a pulse, or a commutation. The pulses that appear in the current graph are associated with the brush connection change of the commutator bar in the commutator. In this instant, the coil is short circuited. This action is also related to the instant when the EMF induced in the coil, which is connected to both commutator bars where they produce switching, is zero [18]. Thus, it is possible to measure the movement of a shaft by taking into account the number of pulses over the current signal of the brushed dc motor. In addition, if the time is monitored, the speed can be measured.

Fig. 2 shows an ideal situation without noise, but in practice, the current signal over a brushed dc motor is similar to that in Fig. 3. There are multiple noise types such as that added by the dc motor itself, that associated to the power supply, or those induced by other nearby elements. The noise sources or disturbances sometimes cause the following: 1) false pulses or double pulses in the current and 2) ghost pulses or merging pulses in the current. The false pulses are pulses that appear in the current resulting from noise and do not belong to the ripple component. The ghost pulses are pulses that belong to the ripple component, but the noise masks them in the current [19]. At a low speed, the noise becomes ever more important because the amplitude of the ripple component is smaller, and can be comparable to the noise present in the current. Consequently, to implement an effective system, it is necessary to detect false

and ghost pulses. Next, the false pulses must be discarded, and the ghost pulses must be taken into account as a regular pulse ripple. This is necessary in applications where there is great amount of noise, such as noisy industrial applications, or where precision is important, such as robotic applications.

This paper proposes a method based on pattern recognition techniques to detect the pulses of the current of a brushed dc motor and, with this information, to estimate the speed and position of the brushed dc motor. Brushed dc motors are dc motors that have a mechanical commutator. Also, the proposed method is able to detect ghost pulses and to discard false pulses. The classifier support vector machine (SVM) is used for two reasons: First, it has the ability to generalize, and second, it is free of the overfitting problem [20].

In pulse detection systems for estimating speed and position, it is necessary to establish the pulse start time. Some works establish this pulse start time as the instant that the current crosses the mean current value [21]. In the proposed method, the researchers consider the pulse start time to be when the current reaches its maximum value.

Finally, this paper will evaluate the accuracy of the proposed method. Accuracy is measured by comparing the speed and the position estimated by the method with the real speed and real position collected using a high-resolution encoder.

The procedure and tests are described in more details in the following sections. Section II presents the basic theory of SVM for classification. Section III presents the proposed method and algorithm for the training method. Section IV presents a comparison of the proposed method with others used in scientific literature. Section V presents different tests to measure the accuracy and the results obtained. Finally, Section VI presents the conclusions derived from this research.

## II. SVMs FOR CLASSIFICATION

SVM theory was initially developed by Vapnik [22]. It is a learning machine based on statistical theory and is used for classification and regression. Unlike traditional learning approaches, which are based on empirical risk minimization, SVM is based on structural risk minimization (SRM). The SRM principle improves the generalization ability and avoids the problem of overfitting [20].

Taylor and Cristianini [23] and Abe [24] reviewed the SVM theory. SVM is a linear classifier that establishes a hyperplane to separate two classes. This hyperplane maximizes the margin.

Given a training set or training samples  $\{\mathbf{x}_i, y_i\}$  with  $i = 1, 2, \dots, M$ , where  $\mathbf{x}_i$  denotes the  $d$ -dimensional column vectors that are the classifier inputs,  $y_i$  denotes the class labels that are the classifier outputs and can be  $+1$  or  $-1$  to  $Class + 1$  and  $Class - 1$ , respectively, and  $M$  is the size of the training set, the linear function that separates both classes is

$$D(\mathbf{x}) = \text{sign}(f(\mathbf{x})) \quad (1)$$

$$f(\mathbf{x}) = \mathbf{w}^T \mathbf{x} + b \quad (2)$$

where  $\mathbf{w}$  is a  $d$ -dimensional column vector which has the same dimension as the  $\mathbf{x}$  column vector,  $b$  is a scalar,  $\text{sign}(\cdot)$  is the

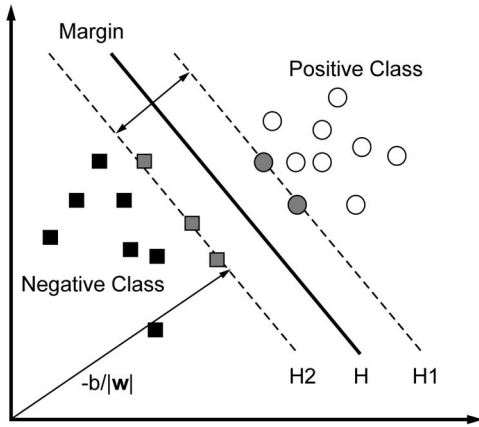


Fig. 4. Separation of two classes by an SVM.

sign function, the operator  $(\cdot)^T$  is the transpose operator, and  $D(x)$  returns the label of the class that is classified  $x$ . The hyperplane that separates both classes is given by  $f(x) = 0$ . So, vector  $w$  and scalar  $b$  determine the position of the separating hyperplane,  $w$  determines the orientation, and  $b$  determines the hyperplane separation to the origin reference. When the training set is linearly separable, (3) must be met, and samples of the training set will be correctly classified

$$y_i f(x_i) \geq 1 \quad \forall i = 1, 2, \dots, M. \quad (3)$$

The hyperplane that has the maximum distance between itself and the closest samples is the maximum margin hyperplane, called the optimal separating hyperplane. The classifier with the optimal hyperplane is the classifier with the greatest generalization ability. To find the optimal hyperplane, it is convenient to use three parallel hyperplanes  $H$ ,  $H_1$ , and  $H_2$  (see Fig. 4), such that

$$H : f(x) = w^T x + b = 0 \quad (4)$$

$$H_1 : f(x) = w^T x + b = +1 \quad (5)$$

$$H_2 : f(x) = w^T x + b = -1. \quad (6)$$

The hyperplanes  $H_1$  and  $H_2$  must contain some training samples. These training samples are known as support vectors and contain all the necessary information to build the classifier hyperplane. The distance between  $H_1$  and  $H_2$  is called the margin and is  $2/\|w\|$ . Thus, finding the hyperplane with the maximal margin is equivalent to minimizing the following function:

$$L(w) = \|w\|^2/2 \quad (7)$$

also taking into account the constraint (3). This function can be minimized using the Lagrange multipliers. Then, the problem becomes to minimize (8) with respect to  $w$  and  $b$  and to maximize (8) with respect to  $\alpha$ , where  $\alpha$  denotes the Lagrange multipliers

$$L(w, b, \alpha) = \|w\|^2/2 - \sum_{i=1}^M \alpha_i (y_i (w^T x_i + b) - 1). \quad (8)$$

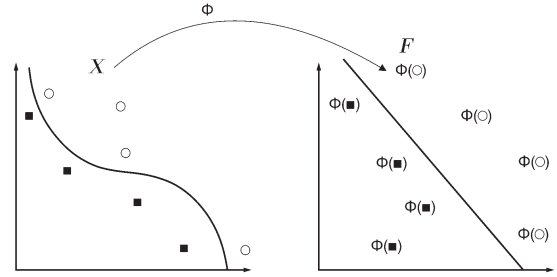


Fig. 5. Nonlinear transformation from input space to high-dimensional feature space.

TABLE I  
STANDARD KERNEL FUNCTIONS

Kernel function	$K(x_i, x_j)$
Linear	$x_i^T \cdot x_j$
Polynomial	$(x_i^T \cdot x_j + 1)^d, d > 0$
Gaussian RBF	$\exp(-\ x_i - x_j\ ^2/2\sigma^2)$
Sigmoid	$\tanh(\gamma x_i^T \cdot x_j + r)$

This problem must satisfy the Karush–Kuhn–Tucker (KKT) conditions, which are

$$\partial L(w, b, \alpha)/\partial w = w - \sum_{i=1}^M \alpha_i y_i x_i = 0 \quad (9)$$

$$\partial L(w, b, \alpha)/\partial b = - \sum_{i=1}^M \alpha_i y_i = 0 \quad (10)$$

$$\alpha_i [y_i (w^T x_i + b) - 1] = 0 \quad \forall i = 1, 2, \dots, M \quad (11)$$

$$\alpha_i \geq 0 \quad \forall i = 1, 2, \dots, M. \quad (12)$$

Substitution of the KKT conditions into (8) gives the dual problem

$$L_{\text{dual}}(\alpha) = \sum_{i=1}^M \alpha_i - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \alpha_i \alpha_j y_i y_j x_i^T x_j \quad (13)$$

with the following restrictions:

$$\sum_{i=1}^M \alpha_i y_i = 0 \quad (14)$$

$$\alpha_i \geq 0 \quad \forall i = 1, 2, \dots, M. \quad (15)$$

Substituting (9) into (2) gives the dual form of the decision function of the following classifier:

$$f(x) = \sum_{i=1}^M \alpha_i y_i x_i^T x + b. \quad (16)$$

When classes are not linearly separable, the samples are transformed into a high-dimensional space, where the linear class separation is possible. The data transformation is accomplished via function  $\varphi(\cdot)$ , which takes the data from the input space to a feature space where classes are linearly separable. An example is shown in Fig. 5. The inner product of

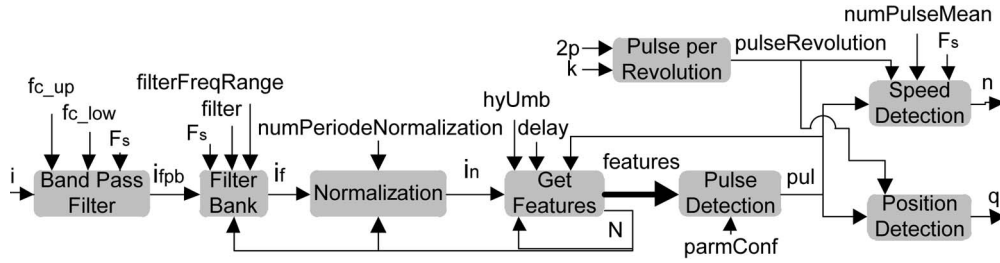


Fig. 6. Block diagram of the proposed method.

two transformed samples is replaced by the kernel function  $K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) = \phi^T(\mathbf{x}_i)\phi(\mathbf{x}_j)$ . Then, the problem given by (13) and (16) becomes

$$L_{\text{dual}}(\boldsymbol{\alpha}) = \sum_{i=1}^M \alpha_i - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \alpha_i \alpha_j y_i y_j K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) \quad (17)$$

$$f(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^M \alpha_i y_i K(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}) + b \quad (18)$$

respectively.

In general, the function  $\varphi(\cdot)$  is not necessary and may not be known because the kernel function is used instead. The kernel functions represent a valid inner product when they meet the Mercer conditions. The standard kernel functions are shown in Table I.

In previous ideal conditions, it was assumed that classes were separable, and therefore, (3) was always satisfied in the feature space. In real problems, however, it is not always true, and it is necessary to introduce some loss variables  $\xi_i$ . In this case, (3) becomes

$$y_i f(\mathbf{x}_i) \geq 1 - \xi_i \quad \forall i = 1, 2, \dots, M. \quad (19)$$

The function to optimize in this case is

$$L(\mathbf{w}) = \|\mathbf{w}\|^2/2 + C \sum_{i=1}^M \xi_i \quad (20)$$

where  $C$  is a penalty factor. When solving this optimization problem, the same dual problem appears as did in (13), but now subject to the following restrictions:

$$\sum_{i=1}^M \alpha_i y_i = 0 \quad (21)$$

$$0 \leq \alpha_i \leq C \quad \forall i = 1, 2, \dots, M. \quad (22)$$

The resolution of (13) subject to restrictions (21) and (22) is known as SVM classifier training. The training is carried out using samples of the training set in order for  $\alpha_i$  and  $b$  to solve the dual problem. There are different training algorithms, but the most popular is sequential minimal optimization (SMO) [25].

### III. PROPOSED METHOD

The main objective of this paper is to propose a new method for sensorless estimation of speed and position based on the ripple component in brushed dc motors. This method should obtain the pulse of the current, discard false pulses, and detect ghost pulses. It is based on pattern recognition techniques used to detect the pulse of the current with an SVM classifier.

This section explains the proposed method and the procedure to train the method. The method uses an SVM classifier, which needs to be trained.

#### A. Method

Fig. 6 shows the block diagram of the proposed method. The vertical arrows in this figure are the parameters, and the horizontal arrows are the processed data. The method processes the digitized samples of the current of a brushed dc motor and consists of the next eight blocks.

1) *Bandpass Filter Block*: This block filters the noise of the brushed dc motor outside the range of possible ripple frequencies. It is composed of a passband filter. The lower cutoff frequency  $f_{c\_low}$  is lower than the lowest ripple frequency. The upper cutoff frequency  $f_{c\_up}$  is greater than the highest ripple frequency. The parameters of this block are  $f_{c\_low}$ ,  $f_{c\_up}$ , and  $F_s$ . The parameter  $F_s$  is the sampling frequency of the system, and it is necessary because the filter is digital (see Fig. 6).

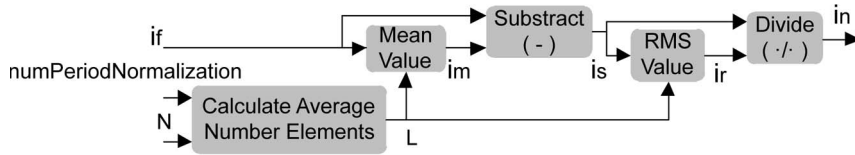
In practice, the filter of this block is usually complemented with an antialiasing filter that operates before the A/D converter stage. In this situation, this block can sometimes be eliminated and substituted by this antialiasing filter.

The pulse width modulation (PWM) signal sometimes used to supply brushed dc motors can be considered noise. This noise can be filtered by the *Bandpass Filter Block* if the frequency of the PWM signal does not match the possible frequency ripple. Thus, the frequency of the PWM signal should be set higher than the maximum ripple frequency so that it can be filtered correctly.

2) *Filter Bank Block*: The *Filter Bank* block removes the noise of the current of the brushed dc motor which is within the range of possible ripple frequencies. The noise outside this range is removed by the previous block. This *Filter Bank* block is optional, and it will only be present if the range of possible ripple frequencies has significant noise. The noise in this range can be internal or external, i.e., the noise source may or may not be produced by the brushed dc motor.

The *Filter Bank* block is composed of a filter bank. Only one filter of this filter bank filters the incoming signal, and



Fig. 7. Block diagram of the *Normalization* block.

the filter selection is done according to the ripple frequency detected in the previous iteration. This block has as its input the discrete period of ripple component  $N$  that is related to the ripple frequency  $f_r$  according to

$$f_r = F_s/N. \quad (23)$$

The block parameters are *filters* and *filterFreqRange*. The *filter* parameter is a list that indicates the number of filters in the filter bank and their lower and upper cutoff frequencies. The *filterFreqRange* parameter indicates the range in which each filter is used according to the ripple frequency detected in the previous iteration. The configuration of this *Filter Bank* block is given by the brushed dc motor characteristics and the operating environment, i.e., it depends on how much noise the brushed dc motor current has.

3) *Normalization Block*: The dc component and the alternate component of the brushed dc motor current are variable signals. The variations depend on factors such as the load and speed of the brushed dc motor. The *Normalization* block removes this effect and makes the current vary between two fixed values. It also removes the dc component that the current may have after filtration.

The *Normalization* block normalizes the variance of current to  $\pm 1$  interval. This block normalizes the variance instead of the amplitude to become more robust in the presence of spurious and impulsive signals. The diagram of this block is shown in Fig. 7. The *Mean Value* block computes the mean value of the last  $L$  samples of the current according to

$$i_m[n] = \frac{1}{L[n]} \sum_{k=0}^{L[n]-1} i_f[n-k]. \quad (24)$$

The *Subtract* block removes the dc component of the current according to

$$i_s[n] = i_f[n] - i_m[n]. \quad (25)$$

The *RMS Value* block calculates the variance of the last  $L$  samples of the current without the dc component according to

$$i_r[n] = \sqrt{\frac{1}{L[n]} \sum_{k=0}^{L[n]-1} (i_s[n-k])^2}. \quad (26)$$

Finally, the *Divide* block normalizes the variance dividing the current without the dc component by its variance according to

$$i_n[n] = i_m[n]/i_r[n]. \quad (27)$$

The *Calculate Average Number Elements* block calculates the value of  $L$  according to

$$L[n] = numPeriodeNormalization \cdot N[n-1]. \quad (28)$$

The parameters of the last block are  $N[n-1]$  and *numPeriodeNormalization*. The first parameter is the discrete period of the ripple component detected in the previous iteration. The second parameter is the number of periods used to calculate the mean and variance values and variance or rms value of the current. Larger values of this parameter will make the system more robust against motor noise. However, larger values make a poorer response to the speed variation of the brushed dc motor. In contrast, small values of this parameter will make the system estimate the mean and variance of the current incorrectly. An adequate value for this parameter is between five and ten.

4) *Get Features Block*: The *Get Features* block obtains the most important features of the current that have been filtered and normalized. Later, these features will be used by the *Pulse Detection* block.

Initially, the *Get Features* block delays the current signal according to

$$x[n] = i_n[n - delay] \quad (29)$$

where the delay parameter is the delayed sample number. This is done because it is necessary to have the present and future samples of the signal current in order to obtain some specific features. The features that this block extracts are as follows.

- 1) **Slope change (*sC*)**: This feature measures the variation of the slope's current by means of

$$sC = \frac{\sum_{k=-M}^M (x[n] - x[n-k])}{\sum_{k=-M}^M |x[n] - x[n-k]|}. \quad (30)$$

In this,  $M$  is one-half of the window's size in which the feature is measured. The denominator is used to normalize the feature value, and it varies between  $\pm 1$ .

- 2) **Maximum local (*m*)**: This feature determines if the actual current sample is a maximum or not. The value of this feature is obtained from

$$m = \frac{\sum_{k=-M}^M higher(x[n], x[n-k])}{2M} \quad (31)$$

$$higher(y, z) = \begin{cases} 1, & \text{if } y > z \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (32)$$

The denominator of (31) is used to normalize the feature value to the  $\pm 1$  range.

- 3) **Compare with zero** ( $cZ$ ): This feature determines if the normalized current sample, from which the dc component is subtracted, is positive or negative. In order for the noise to not affect the feature measurement, the comparator is implemented with the next hysteresis function

$$cZ[n] = \begin{cases} 1, & \text{if } cZ[n-1] = 1 \text{ y } x[n] > -hyUmb \\ 1, & \text{if } cZ[n-1] = 0 \text{ y } x[n] > hyUmb \\ 0, & \text{if } cZ[n-1] = 1 \text{ y } x[n] < -hyUmb \\ 0, & \text{if } cZ[n-1] = 0 \text{ y } x[n] < hyUmb. \end{cases} \quad (33)$$

In this equation, the  $hyUmb$  parameter is the hysteresis threshold, and adequate values for this parameter are between 0.3 and 0.5.

- 4) **Shape similarity** ( $s$ ): This feature determines if the actual current sample is a maximum or not, by means of a correlation between the ideal and real shapes of the brushed dc motor current. The feature value is obtained from

$$s[n] = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} (x[n-k]x_p[k, N[n-1]])}{\sqrt{\sum_{k=0}^{N-1} x^2[n] \sum_{k=0}^{N-1} x_p^2[k, N[n-1]]}} \quad (34)$$

where  $x_p$  is the ideal shape of a maximum obtained from

$$x_p[k, N[n-1]] = \cos\left(\frac{2\pi k}{N[n-1]}\right). \quad (35)$$

In both equations,  $N[n-1]$  is the discrete period of the ripple component detected in the previous iteration.

- 5) **Rising edge** ( $rE$ ): This feature determines if the current has changed from a negative to a positive value since the last detected pulse. The value of this feature is obtained from

$$rE[n] = \overline{pul[n-1]} \cdot (fS[n-1] + cZ[n] \cdot \overline{cZ[n-1]}) \quad (36)$$

where  $pul[n-1]$  is a logical value that indicates if a pulse was detected in the previous iteration. The operator  $\bar{\phantom{x}}$  is the negation operator; the result is zero if the input is different from zero, and it is one if the input is zero.

- 6) **Falling edge** ( $fE$ ): This feature determines if the current has changed from a positive to a negative value since the last detected pulse. The value of this feature is obtained from

$$fE[n] = \overline{pul[n-1]} \cdot (fE[n-1] + cZ[n] \cdot cZ[n-1]). \quad (37)$$

- 7) **Zero crossing distance** ( $zCD$ ): This feature measures the number of normalized samples since the last rising edge. If a rising edge has not yet been detected, then its value is zero. The value of this feature is obtained from

$$zCD[n] = \overline{pul[n-1]} \cdot (rE[n]/N[n-1] + zCD[n-1]). \quad (38)$$

- 8) **Length wave time** ( $Lwt$ ): This feature measures the number of normalized samples since the last detected pulse. The value of this feature is obtained from

$$Lwt[n] = \overline{pul[n-1]} \cdot (1/N[n-1] + Lwt[n-1]). \quad (39)$$

- 9) **Length wave amplitude** ( $Lwa$ ): This feature measures the distance accumulated by the current amplitude since the last detected pulse. The value of this feature is obtained from

$$Lwa[n] = \overline{pul[n-1]} \cdot (|x[n] - x[n-1]| + Lwa[n-1]). \quad (40)$$

In this case, the feature is not explicitly normalized because the current was normalized by the *Normalization* block.

Many of these features give redundant information, but because they are obtained in different ways, noise will affect them differently. Therefore, all these features are used, and the *Pulse Detection* block will fuse all information contained in the features to determine if the actual sample corresponds to a pulse of the current.

Some features use the  $M$  parameter. This parameter is determined as one-half of the size of the window that is used to extract the feature. In order to eliminate noise as much as possible, this parameter should be as large as possible. This parameter has two restrictions: 1) It must be lower than one-half of the discrete period of the ripple component detected in the previous iteration, because the filter must not eliminate the current pulses, and 2) it must be lower than the delay parameter, because only delay samples will be available as samples in the future. This parameter is given according to

$$M = \min(0.4 \cdot N[n-1], delay). \quad (41)$$

The *Get Features* block also obtains  $N$ . This parameter is the number of samples in a period of the ripple component. The  $N$  value is calculated as the number of discrete samples between the last two pulses. The equations for calculating  $N$  are

$$N[n] = \overline{pul[n-1]} \cdot N[n-1] + pul[n-1] \cdot N_p[n] \quad (42)$$

$$N_p[n] = \overline{pul[n-1]} \cdot (N_p[n-1] + 1). \quad (43)$$

5) *Pulse Detection Block*: The *Pulse Detection* block determines with each new sample whether a current pulse appears or not. This block also discards false pulses and detects ghost pulses. The inputs of this block are the features obtained in the *Get Features* block, and the output  $pul[n]$  is a Boolean value that indicates if a pulse is detected or not. This block is a classifier based on an SVM. The equations to implement the classifier are (1) and (18). In these equations, the parameters are as follows: 1)  $\alpha_i, y_i$  from support vector set; 2) the  $b$  parameter; 3) the kernel function  $K$ ; and 4) the kernel parameters. All these parameters are obtained in the training method stage, and they are passed to the *Pulse Detector* block using the *featConf* parameter.

6) *Speed Estimation Block*: The *Speed Estimation* block calculates the speed of the brushed dc motor, with information

obtained from the *Pulse Detection* block. This speed  $n$  is calculated only when a new pulse has been detected. The steps of the algorithm to calculate it are as follows.

- 1) Update the distance or sample number to the last detected pulse  $d$  according to

$$d := d + 1 \quad (44)$$

where the operator  $:=$  indicates that  $d$  is a variable of the algorithm, which is updated in each iteration.

- 2) If a pulse is detected, add the pulse distance to a list of distances between pulses  $\tau_k$ , and reset to zero the actual distance since the last pulse. The equations that do this are

$$k := k + 1 \quad (45)$$

$$\tau_k := d \quad (46)$$

$$d := 0. \quad (47)$$

Equation (45) updates the number of pulses detected  $k$ . Equation (46) adds the distance between the last two pulses to the list of distances. Equation (47) resets the distance to the last pulse.

- 3) Update and output the speed. The present speed is given according to

$$n = \frac{Fs \cdot \text{numPulseMean}}{\sum_{i=0}^{\text{numPulseMean}-1} \tau_{k-i}} \cdot \frac{60}{\text{pulseRevolution}} \quad (48)$$

where  $\text{numPulseMean}$  is the number of the last distance between pulses used to calculate the speed and  $\text{pulseRevolution}$  is the number of pulses produced in the current per revolution of the brushed dc motor shaft.

7) *Position Estimation Block*: The *Position Estimation* block calculates the position  $\theta$  of the brushed dc motor. The steps of the algorithm to calculate the position are as follows.

- 1) Increment the number of pulses  $n_{\text{pulse}}$  if a new pulse has been detected. This is

$$n_{\text{pulse}} := n_{\text{pulse}} + 1. \quad (49)$$

- 2) Calculate the position of the brushed dc motor in radians according to

$$\theta = 2\pi \cdot n_{\text{pulse}} / \text{pulseRevolution}. \quad (50)$$

8) *Pulses per Revolution Computation Block*: The *Pulses per Revolution Computation* block determines the number of pulses of the current per revolution of the brushed dc motor shaft. This value is obtained according to

$$\text{pulseRevolution} = 2p \cdot k / \eta \quad (51)$$

where  $2p$  is the number of poles,  $k$  is the number of commutation bars, and  $\eta$  is assumed according to

$$\eta = \text{gcd}\{2p, k\} \quad (52)$$

where  $\text{gcd}$  is the greatest common divisor. These parameters depend only on the motor construction, and they do not vary with time [18].

If the number of commutation bars and the number of poles are not known, the parameter  $\text{pulseRevolution}$  can be determined experimentally. To get this parameter, the following steps should be followed. First, the brushed dc motor has to rotate at a constant speed. Second, the speed is measured by an encoder. Third, when the brushed dc motor is rotating, the  $\tau_k$  that is used in (48) is measured. Finally, (48) is solved for the parameter  $\text{pulseRevolution}$ , where  $n$  is the speed measured with an encoder.

## B. Training Method

The training method makes the SVM classifier of the proposed method learn from a training set. The classifier is implemented inside the *Pulse Detector* block (Fig. 6). This block decides for each instant of discrete time whether a current pulse has or has not happened. The inputs of the *Pulse Detector* block are the features got from the current signal by the *Get Features* block, and the output is a Boolean value that indicates if a pulse current has happened. The training sets are feature sets extracted by the *Get Features* block when a pulse happens and feature sets extracted when a pulse does not happen.

The objective of the training method is double. First, it gets training sets, and second, it trains the SVM classifier with the above training samples. Thus, the training method gets parameters of the *Pulse Detector* block. The steps to train the method are as follows.

- 1) **To measure signals of current related to the motor comportment**: Together with the current, the real speed and the position of the brushed dc motor are measured using a conventional sensor such as a high-resolution optical encoder. This is done on different motor conditions, as many constant speeds, many linear variations of the speed, and many speed steps.
- 2) **To establish a criterion to end the training process**: This criterion indicates when the training method must finish. The criterion should be established on the speed and/or position estimated by the proposed method, never if a pulse is detected or not for determinate features. For example, a criterion can be that the speed or the position does not exceed a maximum error.
- 3) **To set the parameters of the method**: The method has some specific parameters, and it is necessary to set the values of these parameters by the system designer. However, the values of the *Pulse Detector* block parameters are not established during this step. They are obtained at the end of the training method, and they are established in Step 7).
- 4) **To empty the list of training samples  $S$** : The list of training samples is emptied. This is done in the first iteration and when a parameter of the method is modified.
- 5) **To get training samples**: The training samples are taken from the measured signals in Step 1). Each training sample is composed by the features taken by the *Get Features* block and by a Boolean value that indicates whether

the training samples correspond to a pulse. The designer decides if the features correspond or not to a pulse and facilitates the Boolean value in this stage. A small interval of the measured signals in Step 1) is randomly selected to get the samples when the  $S$  list is empty. However, when the  $S$  list is not empty, an interval that does not satisfy the end criterion is taken instead of a random interval.

- 6) **To add samples to the lists of training samples  $S$ :** The samples obtained in the previous step are added to the list of training samples  $S$ .
- 7) **To train the classifier:** The SVM classifier is trained with the list of training samples  $S$ . The algorithm used in this paper is the SMO, but another algorithm can be used. In this step, the parameter of the *Pulse Detector* block is obtained.
- 8) **To get the errors of the method:** The proposed method, with parameters obtained in the previous step, is tested with the measured signals in Step 1). The method returns an estimation of the speed and position of the brushed dc motor. The estimation is compared to the real speed and the real position to estimate the error of the method.
- 9) **To evaluate the error of the method:** The training end criterion is checked. Step 10) is next when the criterion is achieved. If the criterion is not yet achieved, then it is checked if it is convenient to change any parameter. If any parameter must be changed, Step 3) is the next; if not, Step 5) is the next.
- 10) **To return the parameters of the SVM classifier:** The parameters of the SVM classifier or *Pulse Detector* block are returned. The parameters are  $\alpha_i$ ,  $y_i$ ,  $b$ , the kernel function, and the kernel parameters.

This algorithm is iterative. Each iteration adds new training samples to train the SVM classifier. The training samples added in each iteration are the samples obtained from Step 1) that measured the signal where the method did not correctly estimate the speed and position.

The kernel function with better practical results in this paper is the polynomial function. The kernel parameter is the degree, which must be below five for optimal results.

#### IV. COMPARISON WITH OTHER METHODS

The more popular methods to detect the pulses of current in brushed dc motors are those that use a comparator. These methods compare the current in a brushed dc motor with the dc component of the same current signal. Implementations of these methods are as follows: 1) the one proposed by Ma and Weiss [12] that estimates the dc component as the mean value between the maximum and the minimum of the current; 2) that proposed by Iott and Burke [13] that eliminates the dc component with a high-pass filter and compares the result with zero; and 3) the proposal by Micke *et al.* [16] that obtains the dc component with a low-pass filter whose cutoff frequency is sufficiently low.

The disadvantage of these methods is that they cannot detect ghost pulses and cannot discard false pulses, as Fig. 8 shows. In this figure, (a) represents schematically the pulses of the current and its dc component, and (b) represents the output signal of a comparator that has a pulse by each detected pulse.

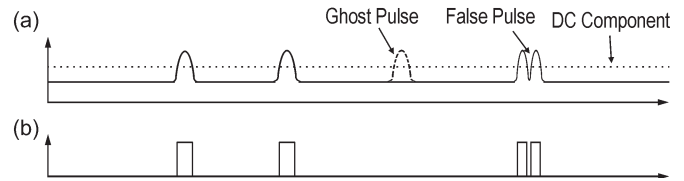


Fig. 8. False and ghost pulses. (a) Pulses of the brushed dc motor current. (b) Pulses detected by a comparator.

A solution to this problem is to combine the pulse detection with a comparator with the distance estimation between pulses through a dynamic model of the brushed dc motor. The dynamic model estimates the speed of a brushed dc motor, which is related to the frequency ripple component [18]. This means that the frequency ripple component is obtained from the estimated speed. The inverse of the frequency is the period, and the period is the temporal distance between two consecutive pulses. A temporal window that must contain the next pulse is estimated using the last temporal position of the pulse and the distance between pulses. The pulses detected before this window starts are discarded because they are estimated as false pulses. A pulse detected during the window is considered valid, and after this, the system starts from the beginning to detect the next pulse. If no pulse is detected during the window, the system determines that a ghost pulse has occurred and a pulse is added. This solution was applied, for example, by Kessler and Schultzer [19] and Lutter and Fiedrich [26].

However, the aforementioned solution has the same problems as the sensorless techniques based on the dynamic model of the brushed dc motor. The dynamic model of a brushed dc motor uses some parameters whose values depend on the operating conditions of the brushed dc motor. If these operating conditions vary, these parameters vary in value. If the estimated parameter values are very different from the real parameter values, the method is not able to correctly estimate the distance between pulses or the temporal window. This causes the method to 1) discard some true pulses detected by the comparator and 2) erroneously indicate that a ghost pulse has occurred.

According to the proposed method by Ohishi *et al.* [11], a second solution to the aforementioned problem is the dynamic estimation of dc parameters in the brushed dc motor. However, it leads to a difficult-to-solve nonlinear model that also has a high computational cost. Also, in this solution, the dynamic model of the brushed dc motor needs to monitor the current and the voltage of the brushed dc motor simultaneously. This causes the system to require an additional A/D converter, therefore increasing the system cost.

The proposed method in this paper solves the previous problems with the monitoring of only the current of the brushed dc motor. In this case, the SVM classifier detects current pulses, detects ghost pulses, and discards false pulses. A correct SVM training is essential to allow the system to detect ghost pulses and to discard false pulses. To achieve the objective, the elapsed time since the last detected pulse is introduced in the obtained features. Real examples of the detection of a ghost pulse and the discarding of a false pulse are shown in Figs. 9 and 10, respectively. These figures also show the brushed dc motor current whose variance is normalized to  $\pm 1$ , the pulses detected

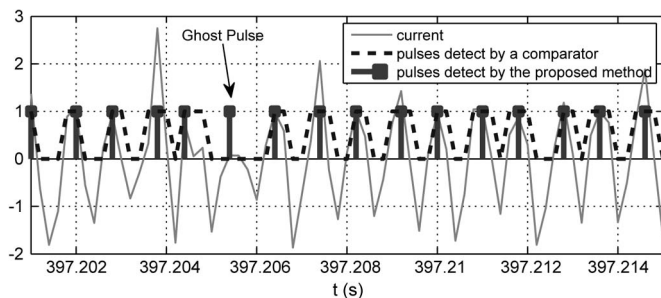


Fig. 9. Real example of the detection of a ghost pulse using the proposed method. The method that uses a comparator does not detect the ghost pulse. In this example, the speed of the brushed dc motor is high.

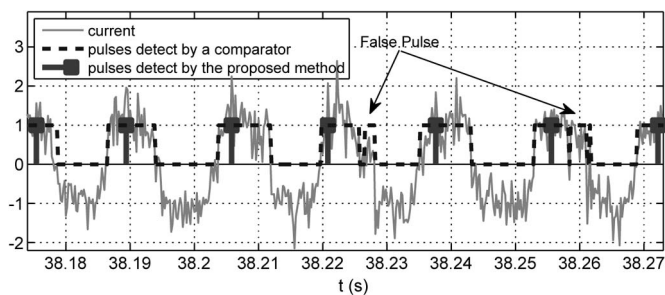


Fig. 10. Real example of the detection of a false pulse using the proposed method. The method that uses a comparator does not discard the false pulse. In this example, the speed of the brushed dc motor is low.

by the proposed method, and the pulses detected by a method that uses a comparator.

Modern microcontrollers or DSP devices can support the computational cost of the proposed method if the method is parallelized. In addition, there are some techniques that decrease the number of operations that need to be realized by the SVM [23], [24]. Also, in order to decrease the hardware cost, the sensorless processing hardware can be shared by several brushed dc motors or by other devices.

## V. EXPERIMENTAL RESULTS

This section presents the procedure for measuring the accuracy of the proposed method and presents the results obtained from the two brushed dc motors that were tested.

### A. Experiment

The accuracy of the proposed methods is measured by comparing the estimated speed and position with the real speed and position of a brushed dc motor in different situations of work: 1) a constant speed; 2) a linear variation of the speed or a constant acceleration; and 3) a speed step.

Fig. 11 shows the architecture hardware. The architecture consists of a brushed dc motor, a current sensor, a data acquisition card, and a PC.

Tests were done with two brushed dc motors, the EMG30 and the 719RE385, whose characteristics are shown in Table II. The sensor of the current was a small resistor with only 20 m $\Omega$ , usually called a shunt resistor. A low-cost data acquisition card (National Instruments USB-6008) was used to measure and digitalize the signal of the current by means of one of

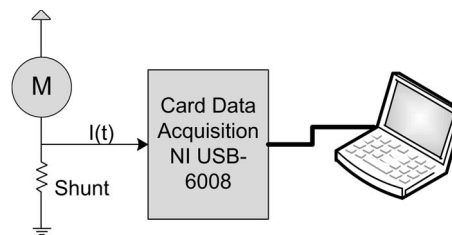


Fig. 11. Architecture hardware.

TABLE II  
MOTOR SPECIFICATIONS

Parameter / Motor	EMG30	719RE385
Manufacturer	Devantech Ltd.	Como Drills
Nominal Voltage	12 V	12 V
No Load Current	530 mA	250 mA
Nominal Speed	6000 r.p.m.	5000 r.p.m.
Poles ( $2p$ )	2	2
Commutator Bars ( $k$ )	3	5
Resistance ( $R_a$ )	1.8 $\Omega$	1.5 $\Omega$
EMF Constant ( $c$ )	0.0178 V/r.p.m.	0.00101 V/r.p.m.

its four differential analog inputs. The sampling frequency was 5 kHz. The data acquisition card was connected to a PC. This processed the signal of the current in order to estimate the speed and the position of the brushed dc motor according to the proposed method. The PC was a laptop with a T8300 microprocessor, 3 GB of RAM, and 320 GB of hard disk space. The operating system was Windows 7, and the development environment was Matlab R2009a. The PC was configured to work in soft real time, and the data acquisition card was configured to acquire the current in a continuous mode. In order to estimate the real speed and position of the brushed dc motor and to compare it with the proposed method, a high-resolution incremental encoder attached to the motor shaft was used. The encoder was connected to the 32-bits counter of the data acquisition card. Fig. 11 does not show the encoder and its connections.

### B. Results

The results obtained in the tests are shown separately for the three different behaviors of the brushed dc motors.

1) *Constant Speed*: In this situation, the two brushed dc motors are turned at different constant speeds. In this test, the average error and deviation error of speed, with respect to real speed and position, were obtained. The deviation error is shown in absolute value (in revolutions per minute) and in relative value (in percent). Also, shown are the estimated positions and real positions for several constant speeds.

Tables III and IV show the results obtained in the estimation of the brushed dc motor speed for the EMG30 and 719RE385 dc motors. The average error of the estimate speed is low and constant. However, the absolute error variance increases as the speed increases. However, the relative error variance is always constant. This indicates that absolute error variance is proportional to the speed. Figs. 12 and 13 show the estimated and real positions for the EMG30 and 719RE385 dc motors. For the EMG30 dc motor, the position is shown at the constant

TABLE III  
SPEED MEASUREMENT ERRORS WITH THE EMG30 DC MOTOR

Real Speed (r.p.m.)	Average error		Deviation	
	Absolute (r.p.m.)	Relative (%)	Absolute (r.p.m.)	Relative (%)
501	1.03	0.21	3.51	0.70
807	1.09	0.14	5.86	0.73
1044	0.88	0.08	6.72	0.64
1526	1.79	0.12	8.62	0.56
2028	0.28	0.01	12.22	0.60
3082	5.72	0.19	7.22	0.23
4051	1.01	0.02	20.45	0.50
5055	3.26	0.06	21.51	0.43
6088	2.39	0.04	19.11	0.31
8041	4.01	0.05	32.14	0.40
9017	3.96	0.04	34.62	0.38
10117	1.96	0.02	36.13	0.36
11097	5.79	0.05	29.74	0.27

TABLE IV  
SPEED MEASUREMENT ERRORS WITH THE 719RE385 DC MOTOR

Real Speed (r.p.m.)	Average error		Deviation	
	Absolute (r.p.m.)	Relative (%)	Absolute (r.p.m.)	Relative (%)
592	0.18	0.03	2.41	0.41
858	0.36	0.04	2.52	0.29
1029	0.43	0.04	2.45	0.24
1499	0.40	0.03	3.36	0.22
1971	0.74	0.04	4.73	0.24
3010	0.07	0.002	7.50	0.25
3949	2.86	0.07	10.82	0.27
5012	7.51	0.15	21.25	0.42
6084	5.64	0.09	28.82	0.47
7062	12.18	0.17	36.96	0.52
8017	11.49	0.14	49.48	0.62
8964	11.12	0.12	49.71	0.55
9994	17.54	0.18	76.67	0.77

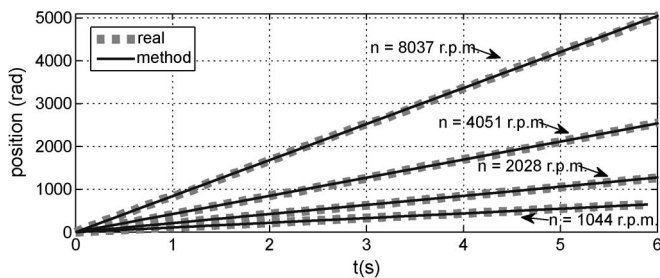


Fig. 12. Position at different constant speeds in the EMG30 dc motor.

speeds 1044, 2028, 4051, and 8037 r/min, and the average errors of position were 1.81, 7.49, 3.35, and 2.52 rad, respectively. For the 719RE385 dc motor, the positions at the constant speeds 934, 1970, 3482, and 5012 r/min are shown. The average position errors were 3.19, 1.44, 0.47, and 6.50 rad, respectively. These data indicate that the proposed method works correctly in a wide range of speeds.

2) *Constant Acceleration:* In this situation, the speed of the brushed dc motor varies linearly or with a constant acceleration. The results shown are the estimated speeds and positions with respect to the real speeds and positions.

For the EMG30 dc motor, the speed varies linearly from 4100 to 5100 r/min, and for the 719RE385 dc motor, it varies linearly from 3100 to 5100 r/min. Figs. 14 and 15 show the speed results

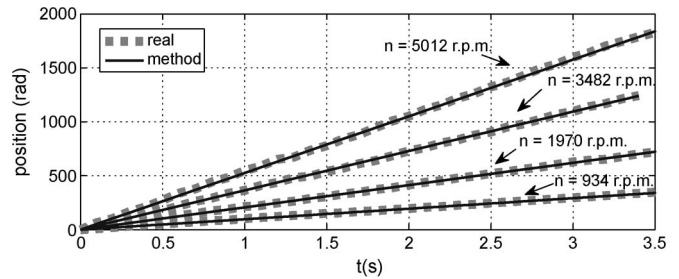


Fig. 13. Position at different constant speeds in the 719RE385 dc motor.

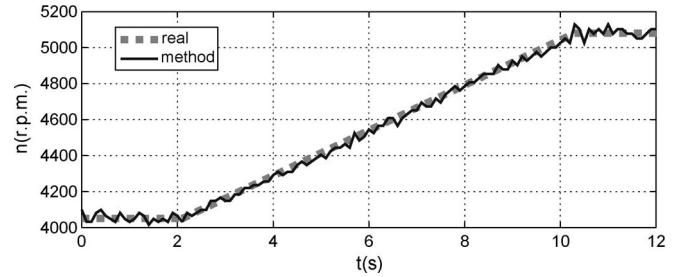


Fig. 14. Speed with linear variation of speed in the EMG30 dc motor.

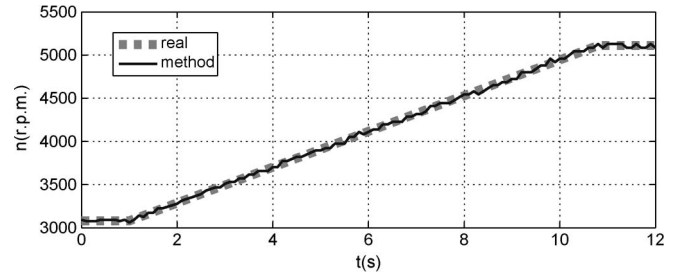


Fig. 15. Speed with linear variation of speed in the 719RE385 dc motor.

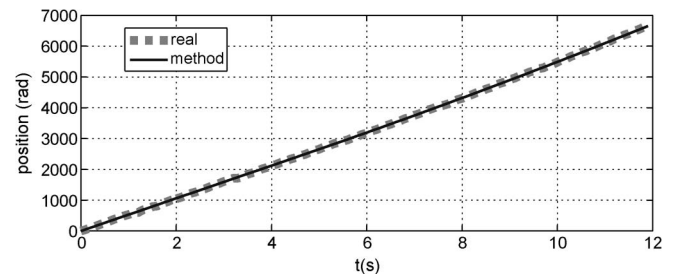


Fig. 16. Position with linear variation of speed in the EMG30 dc motor.

for each dc motor. For the EMG30 dc motor, the average error of the speed was 0.49 r/min, and the variance was 20.03 r/min. For the 719RE385 dc motor, the average error of the speed was 0.16 r/min, and the error variance was 10.57 r/min. Figs. 16 and 17 show the position results for the two dc motors. The average error of position was 2.09 rad for the EMG30 dc motor, and it was 18.98 for the 719RE385 dc motor. All these data indicate that the error is low and that the proposed method correctly estimates the speed and position of a brushed dc motor when the speed varies slowly.

3) *Speed Step:* In the third work situation, a speed step is produced in the speed of the brushed dc motor. The results

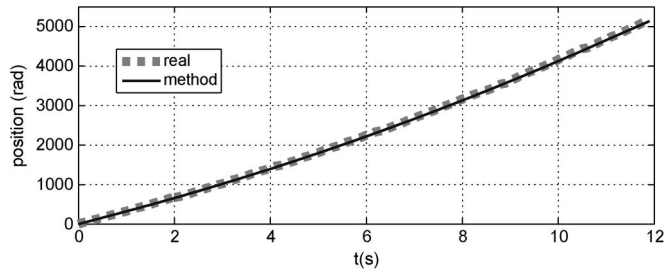


Fig. 17. Position with linear variation of speed in the 719RE385 dc motor.

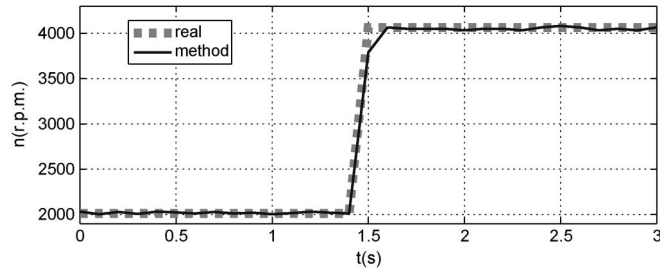


Fig. 18. Speed with speed step in the EMG30 dc motor.

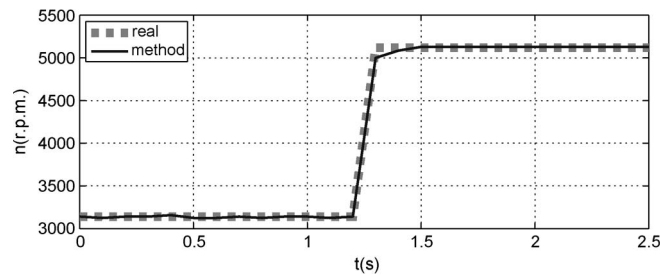


Fig. 19. Speed with speed step in the 719RE385 dc motor.

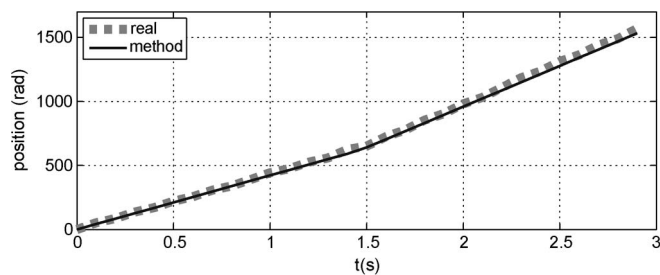


Fig. 20. Position with speed step in the EMG30 dc motor.

shown are the estimated speed and position with respect to the real speed and position.

For the EMG30 dc motor, the step speed was from 2000 to 4000 r/min, and for the 719RE385 dc motor, it was from 3100 to 5100 r/min. Figs. 18 and 19 show the estimated and real speeds for the two brushed dc motors. The proposed method took 0.1 s to reach the final value of the speed for the EMG30 dc motor and 0.2 s for the 719RE385 dc motor. Figs. 20 and 21 show the position results for the two dc motors. The average error of position was 15.90 for the EMG30 dc motor, and it was 1.02 for the 719RE385 dc motor. These results indicate that the error is low and that the proposed method is able to estimate correctly the speed and position.

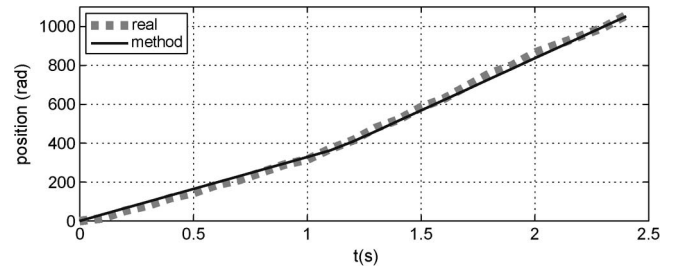


Fig. 21. Position with speed step in the 719RE385 dc motor.

## VI. CONCLUSION

This paper has presented a new sensorless method for estimating the speed and position of brushed dc motors using SVMs. The method uses sensorless techniques based on the ripple component. The method employs pattern recognition techniques to detect the pulse in brushed dc motor current signals, and it uses SVMs to classify the pulse. To identify the pulses, the method filters, normalizes, and obtains the more important features of the current in a brushed dc motor. Then, the SVM decides in each instance if a pulse has been produced. Finally, the method counts the detected pulses in order to estimate the position and takes the inverse temporal distance between pulses in order to estimate the speed.

This method has an advantage over other existing methods: the ability to detect ghost pulses and to discard false pulses. This is achieved by introducing the time that has elapsed since the last detected pulse into the feature set and by using an SVM as a classifier to detect the pulses.

The experimental results, obtained to validate the proposed method, show that the method works in a wide range of speeds and in different operating conditions, such as linear speed variation and abrupt jumps of speed in a brushed dc motor.

## REFERENCES

- [1] R. B. Allured and A. S. Strzelewicz, "Commutator pulse counting apparatus," U.S. Patent 346 725, Oct. 10, 1967.
- [2] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford, UK: Oxford Univ. Press, 1998.
- [3] M. Hilaiet and F. Auger, "Speed sensorless control of a DC-motor via adaptive filters," *IET Elect. Power Appl.*, vol. 1, no. 4, pp. 601–610, Jul. 2007.
- [4] P. Chevrel and S. Siala, "Robust DC-motor speed control without any mechanical sensor," in *Proc. IEEE Int. Conf. Control Appl.*, 1997, pp. 244–246.
- [5] J. Scott, J. McLeish, and W. H. Round, "Speed control with low armature loss for very small sensorless brushed dc motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 4, pp. 1223–1229, Apr. 2009.
- [6] Z. Z. Liu, F. L. Luo, and M. H. Rashid, "Speed nonlinear control of dc motor drive with field weakening," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 2, pp. 417–423, Mar./Apr. 2003.
- [7] G. S. Buja, R. Menis, and M. I. Valla, "Disturbance torque estimation in a sensorless dc drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 42, no. 4, pp. 351–357, Aug. 1995.
- [8] S. M. R. Kazmi, H. Goto, H.-J. Guo, and O. Ichinokura, "A novel algorithm for fast and efficient speed-sensorless maximum power point tracking in wind energy conversion systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 29–36, Jan. 2011.
- [9] S. R. Bowes, A. Sevinc, and D. Holliday, "New natural observer applied to speed-sensorless dc servo and induction motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 5, pp. 1025–1032, Oct. 2004.
- [10] F. Genduso, R. Miceli, C. Rando, and G. R. Galluzzo, "Back EMF sensorless-control algorithm for high-dynamic performance PMSM," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 6, pp. 2092–2100, Jun. 2010.

- [11] 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," *Elect. Eng. Jpn.*, vol. 130, no. 3, pp. 77–87, Feb. 2000.
- [12] J. Ma and S. Weiss, "Motor pulse extraction system," U.S. Patent 4 684 858, Aug. 1987.
- [13] J. Iott and D. Burke, "Brushed motor position control based upon back current detection," U.S. Patent 2006/0261763 A1, Nov. 23, 2006.
- [14] W. S. Ra, H. J. Lee, J. B. Park, and T. S. Yoon, "Practical pinch detection algorithm for smart automotive power window control system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1376–1384, Mar. 2008.
- [15] K. R. Geldhof, A. P. M. Van den Bossche, and J. A. Melkebeek, "Rotor-position estimation of switched reluctance motors based on damped voltage resonance," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 9, pp. 2954–2960, Sep. 2010.
- [16] M. Micke, H. Sievert, J. Hachtel, and G. Hertlein, "Method and device for measuring the rotational speed of a pulse-activated electric motor based on a frequency of current ripples," U.S. Patent 7 265 538 B2, Sep. 4, 2007.
- [17] T. Figarella and M. H. Jansen, "Brush wear detection by continuous wavelet transform," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 21, no. 3, pp. 1212–1222, Apr. 2007.
- [18] B. Yuan, Z. Hu, and Z. Zhou, "Expression of sensorless speed estimation in direct current motor with simplex lap winding," in *Proc. ICMA*, 2007, pp. 816–821.
- [19] E. Kessler and W. Schultze, "Method for establishing the rotational speed of mechanically commutated DC motors," U.S. Patent 6 144 179 A, Nov. 7, 2000.
- [20] V. Vapnik, *The Nature of Statistical Learning Theory*. New York: Springer-Verlag, 1995.
- [21] J. Ma and S. Weiss, "Motor pulse extraction system," U.S. Patent 4 684 858, Aug. 4, 1987.
- [22] B. E. Boser, I. M. Guyon, and V. N. Vapnik, "A training algorithm for optimal margin classifiers," in *Proc. 5th Annu. Workshop Comput. Learn. Theory*, 1992, pp. 144–152.
- [23] J. S. Taylor and N. Cristianini, *An Introduction to Support Vector Machines and Other Kernel-Based Learning Methods*. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2000.
- [24] S. Abe, *Support Vector Machines for Pattern Classification*. London, U.K.: Springer-Verlag, 2005.
- [25] J. C. Platt, "Fast training of support vector machines using sequential minimal optimization," in *Advances in Kernel Methods: Support Vector Learning*, B. Schölkopf, C. J. C. Burges, and A. J. Smola, Eds. Cambridge, MA: MIT Press, 1999, pp. 185–208.
- [26] T. Lutter and T. Fiedrich, "Method for detecting the rotational position of the drive shaft of a DC motor," U.S. Patent 6 768 282 B2, Jul. 27, 2004.



**Ernesto Vázquez-Sánchez** was born in Plasencia, Spain, in 1985. He received the M.S. degree in telecommunication engineering and the M.S. degree in electronic engineering from the University of Valladolid, Valladolid, Spain, in 2008 and 2010, respectively.

Since 2009, he has been as a Researcher with the Department of Signal Theory, Communications and Telematics Engineering, University of Valladolid. His current research interests are communications and sensorless technology for motors.



**Jaime Gómez-Gil** was born in Aguilar de Bureba, Spain, in 1971. He received the M.S. degree in telecommunication engineering and the Ph.D. degree in signal theory, communications and telematics engineering from the University of Valladolid, Valladolid, Spain, in 2001 and 2005, respectively.

From 2001 to 2002, he was with the Center for the Development of Telecommunication in Castilla y León (CEDETEL), Valladolid. Since 2002, he has been a full-time Professor with the Department of Signal Theory, Communications and Telematics Engineering, University of Valladolid. His current research is centered on GPS and machine vision applied to agricultural engineering. His other interest areas are sensorless technology and human-computer interface technology.



**José Carlos Gamazo-Real** was born in Valladolid, Spain, in 1979. He received the B.S. and two M.S. degrees in electronics and telecommunications engineering from the University of Valladolid, Valladolid, in 2001, 2004, and 2007, respectively.

From 2003 to 2004, he was with the Robotics, Artificial Vision and Real-time Systems Department, Cartif Technology Centre, Valladolid, as an Associate Researcher. From 2006 to 2009, he was with the R&D and Electronics Department, Enerman, S.A., as the Chief Coordinator and the Principal Research Engineer. Since 2009, he has been with the Test Facilities Department, EADS-CASA Cassidian, Madrid, Spain, where he is a Design and Integration Engineer of Avionics Military Air Systems. His current research interests are sensorless control of brushless machines using power electronics and their applications for flight control systems of aircraft aerodynamic surfaces.



**José Fernando Díez-Higuera** was born in Bercero, Spain, in 1963. He received the M.S. degree in industrial engineering and Ph.D. degree in telecommunications engineering from the University of Valladolid, Valladolid, Spain, in 1991 and 1996, respectively.

From 1991 to 1999, he was an Assistant Professor with the Higher School of Telecommunications Engineering, University of Valladolid, where he has been a Professor of computer programming since 1999 and a Researcher with the Industrial Telematics Group, Department of Signal Theory, Communications and Telematics Engineering, since 1996. His main research interests are biologically inspired visual models, development, business intelligence, intelligent transport systems, and games-based computer science learning.



**TITULO:** Novel Method for Sensorless Speed Detection of Brushed DC Motors

**AUTORES:** Ernesto Vázquez Sánchez, Joseph Sottile, Jaime Gómez Gil

**TIPO:** Artículo de Revista

**NOMBRE DE REVISTA:** IEEE Transaction on Industrial Electronics

**ISSN:** 0278-0046

**FACTOR DE IMPACTO:** 3.481

**RANKING:** 1 de 60 en la categoría Automation & Control Systems

4 de 61 en la categoría Instruments & Instrumentation

8 de 247 en la categoría Engineering, Electrical & Electronic

**OBSERVACIONES:** El artículo fue enviado el 25 de Abril de 2012 y actualmente se encuentra en estado de revisión.





## Novel Method for Sensorless Speed Detection of Brushed DC Motors

Journal:	<i>Transactions on Industrial Electronics</i>
Manuscript ID:	12-TIE-0740
Manuscript Type:	Regular paper
Manuscript Subject:	Machines and Drives
Keywords:	brushed dc motor, speed observer, sensorless
Are any of authors IEEE Member?:	Yes
Are any of authors IES Member?:	No



# Novel Method for Sensorless Speed Detection of Brushed DC Motors

**Abstract**—Many applications require accurate speed measurement. In brushed dc motors, the speed can be measured with conventional observers or sensorless observers. Sensorless observers have the advantage of not requiring any external devices to be attached to the motor. Voltage and/or current are measured and used to estimate the speed. The sensorless observers are usually divided into two groups: those based on the dynamic model, and those based on the ripple component. This paper presents a new sensorless method that can be classified into a new group. The proposed method measures the current of the brushed dc motor, and analyzes the position of its spectral components with a novel algorithm. The position of the spectral components is related to the speed and the method uses this relation for speed detection. The method has the advantage of only requiring current measurement and it can be used in high-power brushed dc motors. The tests made to validate the method show that the method has small error, and works correctly in a wide range of situations.

**Index Terms**—Brushed dc motor, current, sensorless, spectral analysis, speed observer.

## I. INTRODUCTION

ELECTRICAL motors are used in a wide variety of applications to perform mechanical movements. In addition, the increasing use of automation is creating novel applications for motors [1]. In many applications, speed detection is desirable, while in other applications, speed detection is necessary. The speed information can be used for a wide range of uses such as information for the user or as input to a control algorithm.

There are different kinds of electrical motors such as dc motors, induction motors, universal motors, etc., and each has advantages and disadvantages compared with the others [2]. Dc motors are divided into two broad groups: brushed dc motors and brushless dc motors. The first group has brushes and a commutator, while the second one does not. The advantage of the brushed dc motors is that they can be easily controlled. Because of this, they have been the most popular motor type in the past, and they continue to be used in many applications in the present. Brushed dc motors can be used for either low or high power applications. Usually low-power brushed dc motors are used in domestic applications, although they may also be used in some industry sectors, such as the automotive industry. On the other hand, high-power brushed dc motors are mainly used in industrial applications.

There are two types of observers for detecting the speed of a brushed dc motor: the conventional observers and sensorless observers. The conventional observers are devices such as encoders, tachometers, Hall sensors, etc. The conventional observers are independent devices that are attached to the motor shaft. Because they are additional devices they can be a

source of failures and increase the cost and maintenance of the system [3].

In general, sensorless observers are used to detect various characteristics of motors using only measurement of the motor signal, such as current and voltage. For example, they can be used to estimate if the motor has a fault [4] or to estimate the speed or the position of the shaft. The main advantages of sensorless observers include decreased maintenance, reduced number of connections, lower system cost, and easier miniaturization of the process. For speed estimation using sensorless observers, voltage and current values are measured then processed in a manner that provides an estimate of the speed of the motor. The use of sensorless observers for measuring motor speed have been divided into two groups [5]: those based on the dynamic model, and those based on the ripple component. Those based on the dynamic model use a model of the brushed dc motor to make the speed estimation. A linear model is usually used [6, 7], but this type of model has the problem that parameters used such as resistance, inductance and electromotive force (EMF) change with different operating conditions. In this situation the parameters are adjusted for one specific work condition, and they are not modified. Consequently, the observers work correctly when the work conditions are similar to the specified conditions, but they do not work as well when the conditions differ from the specified work conditions. A solution for this is to dynamically estimate the parameters of the model [8-10], but this generates a complex model that is usually nonlinear. Another solution is to use a nonlinear model of the brushed dc motor [11-13], or a technique that indirectly models the motor, such as Neural Networks [14] and Kalman filter [15]. The problem with these solutions is that they have a high computational cost and the estimation of the parameters used in this type of model is not an easy task.

The second group of sensorless observers use a component of the current called the ripple component [5, 16]. This component is the result of two effects. The first effect is that the electromotive force induced in each coil has a sinusoidal shape, and it is not perfectly rectified by the brush-commutator system [17]. The second effect is that the brushes in the commutator sometimes short two adjacent commutator segments, shorting the coils connected to these commutator segments. This effect produces peaks in the current [18]. Therefore, the ripple component produces undulations in the current, and the number of undulations per second, or ripple frequency, is related to the motor speed [19]. Some examples of methods based on the ripple component are [5, 16, 20-23]. The difficulty with sensorless observers based on the ripple component is that the detection of every undulation can be difficult to do because of noise [24]. The noise sometimes produces undulations that are not normally in the current

called ghost undulations. Other times, the noise produces undulations in the current that do not belong to the current, called false undulations. Some researchers [25, 26] try detecting the ghost undulations and discarding the false undulations, but the methods are very complex and have a high computational cost. Another disadvantage is that they can only be used in low-power brushed dc motors because the ripple component is relatively large enough only in low-power brushed dc motors.

This paper presents a new sensorless method that can be used to estimate the speed of high-power brushed dc motors. The proposed method belongs to neither the group based on the dynamic model, nor the group based on the ripple component, because it does not use any theory upon which these groups are based. The proposed method uses only the current to estimate the speed. To achieve this goal, the proposed method uses different spectral components of the current. As will be explained, there are several spectral components in the current: the ripple current as well as other spectral components. These other components can be detected in the current when the ripple component is small, as is the case for high-power brushed dc motors. The spectral positions of these components depend on the speed of the brushed dc motor. Thus, the speed can be estimated from the spectral positions of these components. The main advantages of the proposed method compared with the other sensorless observers are that it works on high-power brushed dc motors, it requires only the current measurement, and it works when operating conditions change.

This paper also presents results of tests conducted to measure the accuracy of the proposed method. The accuracy was determined by comparing the estimated speed with the real speed of the motor measured by an encoder.

Section II describes the different spectral components that are present in the current and which ones are important in low-power brushed dc motors and which are important in high-power brushed dc motors. Section III presents the proposed method. Section IV presents the experiments conducted to measure the accuracy of the proposed method. Finally, Section V presents the conclusion derived from this research.

## II. SPECTRAL COMPONENTS OF THE BRUSHED DC MOTOR CURRENT

This section describes the spectral components of current present in brushed dc motors. In general, there are two effects that produce the spectral components: the EMF effect and the commutation effect.

The commutation and EMF effects mainly impact the voltage on a brushed dc motor; however they are also present in the current. Consider the circuit model of a brushed dc motor shown in Fig. 1. This circuit is modeled according to Thévenin's equivalent circuit with an ideal source and series resistance, where  $V_{cc}$  is the ideal voltage source and  $R_s$  is the series resistance. From this, the relation between voltage,  $V_{cc}$ , and current,  $I_m$ , of a brushed dc motor is given by:

$$I_m = (V_{cc} - V_m)/R_s \quad (1)$$

Consequently, all components of voltage will also be present in the motor current. Because  $R_s$  is usually small and  $V_{cc}$  is similar to  $V_m$ , the magnitude of the current spectral components compared with the dc component will be larger than the magnitude of the voltage spectral components compared with the dc component. This is why the spectral components of current are used for sensorless speed detection of brushed dc motors instead of the spectral components of the voltage.

The nature of the spectral components will be described in the next two subsections.

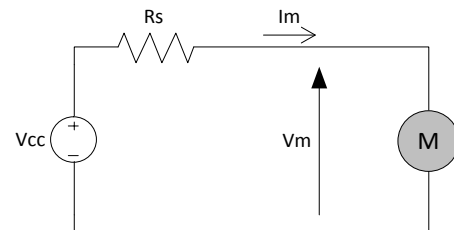


Fig. 1 Thévenin's equivalent of the source and brush dc motor.

### A. Back-EMF Component or ripple component

The brushed dc motor has a number of coils,  $B$ , in the rotor, which are connected to an external circuit through brushes and commutator. According to Faraday's law, when the motor is rotating, an electromotive force (EMF) is induced in each coil. This signal is rectified by the brushes and commutator and connected to an external circuit. The EMF and commutation occur in each coil such that the EMFs are added and rectified by the brushes/commutator. This process ideally produces a constant signal in the external circuit; however, in a real machine, there is a small ac component in addition to the dc component. This ac component is the ripple component.

The amplitude of ripple component depends on the number of coils in the armature, the inductance of the coils and the operating power of the motor. The frequency of the ripple component depends on the number of undulations per second that are produced in the current. Each undulation is produced when a coil is in front of a pole of a brushed dc motor. This pole can be either a north or south magnetic pole. There is no difference in pole polarity because of the rectification by the commutator.

A study conducted by Baoguo *et al* [19] relates the frequency of the ripple components to the number of field poles, the number of commutator segments, and motor speed:

$$f_r = (2p \cdot k \cdot n)/(60 \cdot \eta) \quad (2)$$

where  $f_r$  is the frequency of ripple component,  $2p$  is the numbers of poles,  $k$  is the number of commutator segments,  $n$  is the speed of motor and  $\eta$  is largest common divisor of  $2p$  and  $k$ .

This component is important in low-power brushed dc motors because the number of coils in this type of motors is usually small so the amplitude of ripple component is relatively large.

### B. Other spectral components

Brushed dc motors are composed of two circuits: the

armature circuit and the field circuit. The interaction of the magnetic field produced by each circuit develops torque on the rotor, causing rotation. The rotation is produced according to Faraday's law and the Lorentz Force law. Faraday's law produces the EMF and the Lorentz Force Law produces the force that produces the torque and causes motor rotation [2]. According to Faraday's law the EMF induced in coil  $i$  of a brushed dc motor is:

$$V_i = -(d\phi_i/dt) \quad (3)$$

and the magnetic flux in the coil  $i$ ,  $\phi_i$ , is:

$$\phi_i = \iint_{S_i} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{a} \quad (4)$$

where  $\mathbf{B}$  is magnetic flux density, and  $d\mathbf{a}$  is differential area element. The brush voltage in the brushed dc motor is the sum of the rectifier induced voltage of every coil:

$$V = \sum_i |V_i| \quad (5)$$

Because each coil and pole in a brushed dc motor is unique, the induced voltage associated with each coil,  $V_i$ , will have a slightly different shape compared with the others. Furthermore, the phases are also different because the position of every coil in the rotor is different. Because of this, and according to (5), the EMF at the brushes,  $V$ , has a characteristic shape that is repeated every rotation of the rotor. The period of this repetition is the inverse of the number of revolution per second of the motor, and its frequency is the motor speed in number of revolution per second. The Fourier series [27] can be used to decompose  $V$  in:

$$V(t) = \sum_{l=0}^{\infty} A_l \cos(2\pi(n/60)t + \theta_l) \quad (6)$$

where  $l$  is the index of the Fourier series,  $A_l$  and  $\theta_l$  are the coefficients of the Fourier series,  $n/60$  is the revolutions per second of the motor, and  $n$  is the revolutions per minute. The Fourier transform of (6) results in the following:

$$V(f) = \sum_{l=0}^{\infty} B_l \delta(f - l(n/60)) \quad (7)$$

where  $f$  is the frequency,  $B_l$  is the complex coefficient that depends on the coefficients of the Fourier series  $A_l$  and  $\theta_l$ , and  $\delta(\cdot)$  is the Dirac delta function. According to the last expression, the spectrum of the voltage has different spectral components, and the distance between them is equal to  $n/60$ . As pointed out in Section II, the current and the voltage are related, so their spectra are also related. Therefore every component in the voltage spectrum is also present in the current spectrum, and there is an equivalent expression from (6) and (7) available for the current.

The frequency of the back EMF component is in a multiple of  $n/60$  according to (2), thus it coincides with a frequency produced by the method explained in this subsection according to (7).

Because each  $V_i$  is slightly different, the variations in the voltage and current will be small, and the weight of the coefficients  $A_l$  will also be small.

The spectral components produced by this effect can be detected in the current when the back EMF component is small. This is the case for high-power brushed dc motors

because the number of coils in this type of motor is usually high.

An example of the current spectrum of a real, high-power brushed dc motor is shown in Fig. 2.

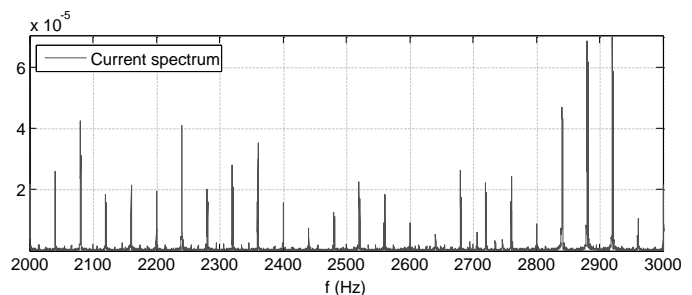


Fig. 2 Current spectrum of a high-power brushed dc motor.

### III. PROPOSED METHOD

This paper presents a new method to estimate the speed of brushed dc motors using the spectral components of motor current. This method has been developed for high-power brushed dc motors. (The previous section pointed out how the spectra of low- and high-power dc motors differ.) The block diagram of the proposed method is shown in Fig. 3. The method has five blocks: the Buffer, the Estimator  $df_m$ , the Tracking Frequency, the Supervisor and the Converter. Every block is explained in more detail in the following subsections.

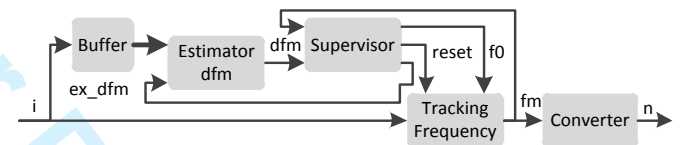


Fig. 3 Block diagram of the proposed speed detection method.

#### A. Buffer

The Buffer block stores the current samples for the previous  $T_b$  seconds, and outputs a vector with the last samples collected during this time. The input of the Buffer block is the current sample,  $i$ , and the output is the set of the current samples that have been stored.

#### B. Estimator $df_m$

This block has two inputs and an output. The inputs are  $i$ , the vector with the current samples stored in the buffer, and  $ex\_dfm$ , the Boolean value that indicates whether or not the block is to be executed. When  $ex\_dfm$  has a *True* value the block is executed, and when it has a *False* value the block is not executed. When the block is executed, it makes an initial estimation of the distance between the frequencies that appear in the spectrum of the current,  $df_m$ . This estimation is used by the subsequent blocks to do a first estimation of the position of one frequency component in the current spectrum.

The block diagram of the Estimator  $df_m$  when it is executed, i.e. when the value of  $ex\_dfm$  is *True*, is shown in Fig. 4. As shown, there are several steps in the Estimator  $df_m$  block required to obtain an accurate value for the distance between frequencies in the current that relate to the machine speed.

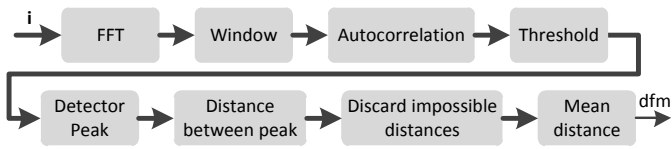


Fig. 4 Block diagram of the Estimator  $df_m$  block when  $ex\_dfm$  is True

Firstly in this block, the Fast Fourier Transform (FFT) is calculated over the vector of the sampled current and its spectrum is obtained. However, not all components of the current spectrum are used in the algorithm. Instead, the next block selects the frequencies between  $f_{min}$  and  $f_{max}$ , and only frequencies between  $f_{min}$  and  $f_{max}$  are used. The region outside this window contains a lot of noise, and will not be helpful in the estimation. Another reason for not using values outside this region is the additional computational cost of the algorithm if these frequencies were included. To decrease the effect of noise on the estimate of the distance between frequencies, autocorrelation is performed on the window spectrum band between  $f_{min}$  and  $f_{max}$ :

$$A[m] = \sum_{k=0}^{K_{max}} (I[m] - \bar{I})(I[m-k] - \bar{I}) \quad (8)$$

where  $A[m]$  is the autocorrelation,  $I[m]$  is the spectrum of the current between  $f_{min}$  and  $f_{max}$ ,  $\bar{I}$  is the mean value of the current spectrum between  $f_{min}$  and  $f_{max}$ ,  $K_{max}$  is the length or the number of samples of the spectrum between  $f_{min}$  and  $f_{max}$ , and  $m$  is the discrete index. This autocorrelation is an unusual autocorrelation because the mean value is previously removed from the input. This action eliminates the effect of the mean value in the autocorrelation, thereby increasing the value of  $m$  in the autocorrelation. This facilitates the detection of peaks in the autocorrelation signal.

The autocorrelation signal has different peaks that are related to the distance between frequencies present in the spectrum of the current. For example, the first peak in the autocorrelation indicates the distance between peaks in the spectrum signal, the second is two times the distance, the third is three times the distance, etc. So the distance between two consecutive peaks is the distance between frequencies in the spectrum. The advantage of using the autocorrelation signal instead of the spectrum is reduced noise and improved estimation.

In the proposed method, instead of using only the first peak to estimate the distance between frequencies, every peak that can be found in the signal autocorrelation is used. This increases the precision of the estimation. In addition, the precision of the estimation depends on the resolution of the spectrum, and this resolution depends on  $T_b$ . If this parameter is long, the precision of the distance between the frequencies will not be good. To avoid this problem, several peaks are used to estimate the distance. To decrease the noise in the autocorrelation signal and to detect the correct peaks, every sample of the autocorrelation signal is compared with the threshold  $A_{min}$ . If the sample value is lower than  $A_{min}$  this value is reset to zero and if it is higher it is kept:

$$A_{th}[m] = \begin{cases} 0 & \text{if } A[m] < A_{min} \\ A[m] & \text{otherwise} \end{cases} \quad (9)$$

where  $A_{th}$  is the updated signal.

To detect the peak in the autocorrelation, the last signal is derived according to:

$$D[m] = A_{th}[m] - A_{th}[m-1] \quad (10)$$

where  $D$  is the derivative of the signal. Then there is a peak if the derivative is positive and the previous value of it is negative:

$$D_p[m] = \begin{cases} true & \text{if } A_{th}[m] > 0 \text{ and } A_{th}[m-1] < 0 \\ false & \text{otherwise} \end{cases} \quad (11)$$

where  $D_p$  is a signal with Boolean values that indicates if there is, or is not, a peak.

This peak detection method alone is not sufficient; it detects not only the correct peaks but also the small peaks produced by noise. For this reason, it is necessary to discard the peaks produced by noise. To do this, the distance between peaks is calculated, and then the mode of these distances is obtained. The distance calculated is a discrete measurement and measures the numbers of samples between peaks.

The mode is used to discard the incorrect peaks. (The mode is a statistical parameter indicating the value that occurs most often in a data set.) Every distance calculated is compared with the mode and if the absolute difference is bigger than the threshold  $d_a$  this distance is discarded and deleted from the list.

Finally, the mean distance is calculated from the values that have not been discarded. This mean distance is multiplied by the resolution of the spectrum that is:

$$R_{spectrum} = 1/T_b \quad (12)$$

This new value is the estimation of distance between the frequencies that appear in the spectrum of the current.

### C. Tracking Frequency

The Tracking Frequency block tracks a peak in the current spectrum and outputs the frequency of the peak. The block diagram of Tracking Frequency is shown in Fig. 5. This scheme is the same as the scheme of a Phase Locked Loop (PLL). There are four elements, the Voltage Controlled Oscillator (VCO), the Multiplier, the Low Pass Filter and the Adder. These four elements are the typical elements that are present in a PLL [28].

The Tracking Frequency block has three inputs, the current,  $i$ , the central frequency,  $f_0$ , and the *reset*. There is one output: the frequency of the peak that has been found  $f_m$ .

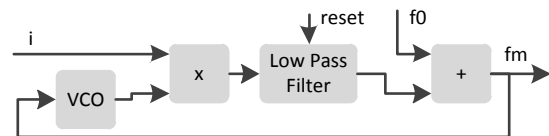


Fig. 5 Block diagram of the Tracking Frequency.

When the reset is enabled, the Tracking Frequency tracks the peak in the spectrum nearest to  $f_0$ , and when the reset is disabled, it tracks the peak nearest to the peak detected in the previous iteration.

In the Tracking Frequency block, the VCO generates a sinusoidal signal with frequency  $f_m$  that is the frequency of



the peak detected in the previous iteration. The Multiplier multiplies the current by the signal generated by the VCO. The Low Pass Filter gets the dc component and this value is related to the frequency of the peak. Finally, the Adder adds  $f_0$  to the dc component that was gotten by the Low Pass Filter.

The Low Pass Filter proposed and used in this work has the following transfer function:

$$F(s) = (1 + s\tau_2)/(s\tau_1) = \tau_2/\tau_1 + (1/\tau_1)(1/s) \quad (13)$$

where  $\tau_1$  and  $\tau_2$  are the time constants of the filter and  $s$  is the variable of the Laplace transform. The second part of the transfer function can be implemented digitally. For this work, the integrator  $1/s$  was implemented with the trapezoidal rule as:

$$v[n] = v[n-1] + 0.5(u[n] + u[n-1])dt \quad (14)$$

where  $v$  is the output of the integrator,  $u$  is the input,  $n$  is the present discrete time and  $dt$  is the sample time or the inverse of the sample frequency.

When the reset is enabled, the only element that is affected is the Low Pass Filter which is reset to its initial status. In the proposed filter, this is done by resetting the integrator to  $v[n] = 0$ .

This filter creates a PLL of Type II and order 2. Because the Tracking Frequency is like a PLL, full analysis of it can be found in any manual or book on PLLs such as [28].

#### D. Supervisor

The Supervisor block (see Fig. 3) has two inputs and three outputs. The inputs are the output of the Estimator,  $df_m$ , and the output of the Tracking Frequency,  $f_m$ . The outputs of the Supervisor block control indicate if the Estimator  $df_m$  has to be executed in the next iteration with the output  $ex\_dfm$ , and if the Tracking Frequency has to be reset with the output  $reset$  and its central frequency has to be changed with the output  $f_0$ .

To estimate these outputs, the block compares the frequency,  $f_m$ , determined by the Tracking Frequency block with an estimation of it that indicates where it should be. This estimation is gotten from the distance between frequencies,  $df_m$ , and the index of the frequency used to detect the speed,  $\#f$ . If the difference between both is not too large, then the outputs  $ex\_dfm$  and  $reset$  are kept. Otherwise, the outputs are updated to the correct values. To decrease the computational cost, this comparison is not made every iteration, instead it is checked every  $IM$  iterations.

The block diagram of the supervisor is shown in Fig. 6. The inputs are  $df_m$  and  $f_m$ , and the outputs are  $ex\_dfm$ ,  $f_0$  and  $reset$ . The others are parameters of the algorithm. In the diagram, triangles implement arithmetic operations such as subtraction or multiplication. They also implement comparative operations such as "greater than" and "greater than or equal to". When they implement a comparative operation, the output is a Boolean value: *True* (T) or *False* (F). Trapezoids are multiplexers and they are controlled by a Boolean input that selects one input or the other, depending on the value of selected input. Blocks with the symbol  $Z^{-1}$  are

delayers. Every delayer delays the sample in its input one iteration. The block called Mean calculates the mean value of the last  $L$  samples of  $df_m$  according to:

$$M_{dfm}[n] = (1/L) \sum_{i=0}^{L-1} df_m[n-i] \quad (15)$$

The block called Counter True counts how many times the signal in its input has had the value *True* in the last  $L$  samples. If the Boolean value *True* is replaced by 1 and *False* by 0, then the output of this block can be calculated according to:

$$C_t = \sum_{i=0}^{L-1} B[n-i] \quad (16)$$

The blocks AND and OR are blocks that implement the logical operations with these names. The block with the symbol  $|\cdot|$  calculates the absolute value of its input.

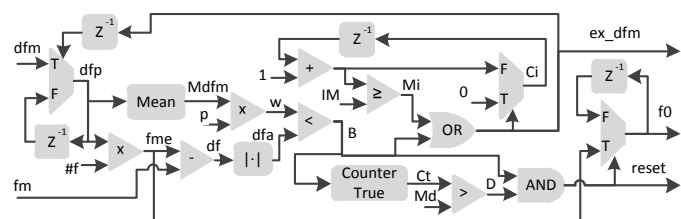


Fig. 6 Block diagram of the Supervisor.

According to Fig. 6, the input  $df_m$  is used only when the Estimator  $df_m$  block has been executed in the present iteration, i.e., when the output  $ex\_dfm$  had the Boolean value *True* in the previous iteration. This is achieved with a multiplexer and a delayer. When the Estimator  $df_m$  block is not executed the last value stored by the delayer is used. The output of this stage is  $df_p$ . When  $df_p$  is calculated, then the mean value is calculated from the last  $L$  values of  $df_p$  and the estimation of the position of  $f_m$  is also gotten. This estimation is  $f_{me}$  and it is obtained by multiplying  $df_p$  by  $\#f$ . The parameter  $\#f$  is the position or index of the frequency peak used to detect the speed. However, this estimation is not precise enough to be used to calculate the speed of the motor. For this reason, the Tracking Frequency block is used to improve the precision. When  $f_{me}$  has been calculated, the distance between  $f_{me}$  and  $f_m$  is calculated. This is done with a subtract block and absolute value block. This distance is  $df_a$ . On the other hand, the allowable maximum distance between both frequencies,  $w$ , is gotten by calculating the mean value of  $df_p$  from the last  $L$  values and multiplying this mean value by the parameter  $p$  (this parameter is between 0 and 1). When  $df_a$  and  $w$  are calculated, both values are compared and  $B$  is gotten.  $B$  is a Boolean value and indicates when  $w$  is lower than  $df_a$ . It indicates if the distance between  $f_m$  and the estimation is within the allowable distance.  $B$  is used to calculate  $C_t$  according to the expression (16).  $C_t$  determines how many times the allowable distance between  $f_m$  and the estimation has been violated in the last  $L$  iterations. Next  $D$  is calculated;  $D$  indicates whether or not  $C_t$  is bigger than the maximum violation of the maximum distance  $M_d$ . With the values  $B$  and  $D$  the  $reset$  output is calculated, and it is *True* when both  $B$  and  $D$  are *True*. Also, when  $reset$  is *True* the output  $f_0$  is updated with the  $f_{me}$  value. If  $reset$  is *False*, the

value of the previous iteration is kept.

On the other hand, the output  $ex\_dfm$  is calculated with the values  $B$  and  $M_i$ . The output  $ex\_dfm$  is *True* when one or both values is *True*.  $M_i$  is *True* when the count of the counter  $C_i$  is bigger than the maximum  $IM$ . The counter  $C_i$  is reset to zero when  $ex\_dfm$  is *True*, and its count is increased when it is not reset. So the output  $ex\_dfm$  is *True* in two situations: (1) when distance between  $f_m$  and the estimation  $f_{me}$  is greater than the maximum allowable distance,  $w$ , and (2) when  $ex\_dfm$  has not been *True* for the last  $IM$  iterations.

#### E. Converter

The Converter block transforms the value of the frequency gotten by Tracking Frequency to speed. This speed is the speed of the brushed dc motor and the output of the proposed method. Both magnitudes the frequency  $f_m$  and the speed  $n$  are related by a linear function. The expression that relates both magnitudes is:

$$n = f_m \cdot 60/\#f \quad (17)$$

### IV. EXPERIMENT

This section describes the procedure for measuring the accuracy of the proposed method and presents the results obtained during experimental verification of the method.

#### A. Description of the system

The system used to measure the accuracy of the proposed method was composed of a brushed dc motor, a current sensor, a data acquisition card and a computer. Fig. 7 shows the scheme of the connections among the different elements.

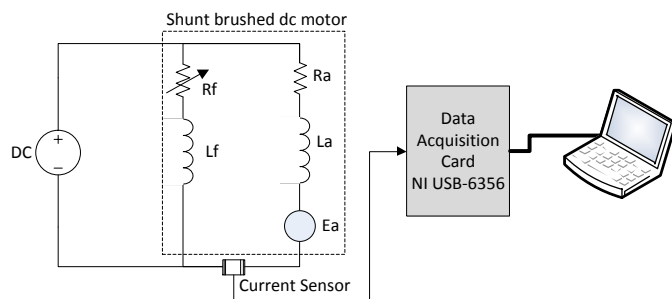


Fig. 7 Scheme of the system.

The motor used for the tests is the H-REM-120-CM Universal Laboratory Machine (ULM) from Hampden® Engineering Corporation. This machine set is a universal machine coupled to a swinging frame dc dynamometer. The universal machine stator is composed of 24 slots with twelve turn coils. The rotor of the universal machine is a 36-slot rotor with a two-pole, full-pitch dc winding composed of 72 four-turn coils connected to a 72 segment commutator. This machine can be connected in many different configurations, e.g., single-phase and three phase induction or synchronous as well as a dc machine with series or shunt excitation. For this work, the machine was connected with the topology of a brushed dc shunt motor. In this configuration the motor has a rating of 1 kW at 110 V.

The current sensor used is an AYA IBP 200:1 current transformer (CT) with a 2.0  $\Omega$  precision resistor connected to

the CT leads to convert the current to a voltage signal for input into the data acquisition system. The current sensor was connected to the armature circuit near the motor brushes as shown in Fig. 7. Note that only the armature current was measured.

The data acquisition card used is the NI USB-6356 from National Instruments. It has eight simultaneous analog inputs at a sample rate of 1.25 MS/s/ch, 2 analog outputs at 3.33 MS/s, and 24 digital I/O. One analog input was connected to the current sensor. The data acquisition card was connected to the computer.

The computer used is an ASUS Notebook K72Jk Series with an Intel® Core™ i3 CPU M350 processor, with 4 GB RAM and a 500 GB hard disk. The operating system is Windows 7 and the development environment is LabVIEW 2010 from National Instruments. The PC is configured to work in soft real time, and the data acquisition card is configured to acquire samples in a continuous mode.

To compare the accuracy of the proposed method it was necessary to measure the real speed. The real speed was measured with an encoder. The encoder used was a Monarch Instrument ACT 3 Tachometer/Totalizer/Ratemeter. This instrument was configured to output an analog voltage proportional to the motor speed. The offset value and full scale speed values were programmed to values near to the motor operating speed to achieve high resolution in the speed measurement. The encoder and its connections are not included in Fig. 7.

#### B. Data Collection

To evaluate the accuracy of the proposed method, the motor was monitored in various situations. As previously described, measurement included the armature current and the real speed of the motor. The sampling rate was 100,000 samples per second (per channel) in continuous mode.

Three different operating modes were tested: constant-speed, slowly changing speed, and rapidly changing speed. Motor speed changes were accomplished by changing the motor load and/or the field current.

For the test at constant speed, the motor was run at 12 different speeds between 2000 and 3000 rpm. The second test consisted of slowly changing the motor speed from 2000 rpm to 2900 rpm. In the third, and final, test the motor speed was changed abruptly from 2300 rpm to 2400 rpm.

For all tests, the mean error and standard deviation of the error were computed, Both, absolute (rpm) and relative (%) error values were computed.

#### C. Comparison of the prediction with the measurement

TABLE I shows the results of the tests for the twelve constant speed tests. The table contains the speed of the motor measured by the tachometer and the error in the speed estimation. The error is the average error and deviation error, both in absolute value (rpm) and relative value (%) value. The results show that the proposed method works correctly when the speed of the motor is constant. The average error and deviation error are less than one rpm, and their relatives values

are less than 0.01 %.

TABLE I  
SPEED MEASUREMENT ERRORS

Speed (rpm)	Average error		Deviation error	
	Absolute (rpm)	Relative (%)	Absolute (rpm)	Relative (%)
2004	0.141	0.007	0.319	0.016
2103	0.146	0.007	0.425	0.020
2204	0.159	0.007	0.402	0.018
2297	0.089	0.004	0.286	0.012
2400	0.008	0.001	0.188	0.008
2500	0.173	0.007	0.214	0.009
2603	0.241	0.009	0.371	0.014
2705	0.183	0.007	0.380	0.014
2803	0.111	0.004	0.224	0.008
2913	0.254	0.009	0.114	0.004
2998	0.336	0.011	0.112	0.004

The results for the second situation, when the speed changes slowly, are shown in Fig. 8. The figure shows the real speed versus its estimation. The mean error during this test was 0.2863 rpm and the deviation error was 1.2670 rpm. The difference between the real speed and its estimation is very small. These results indicate that the proposed method works correctly for this situation.

The results for the third situation, when the speed changes quickly, are shown in Fig. 9. The figure shows the real speed versus its estimation. The mean error during this test was 0.6658 rpm and the deviation error was 1.1484 rpm. The difference between the real speed and its estimation is very small. These results indicate that the proposed method works correctly in this situation, too.

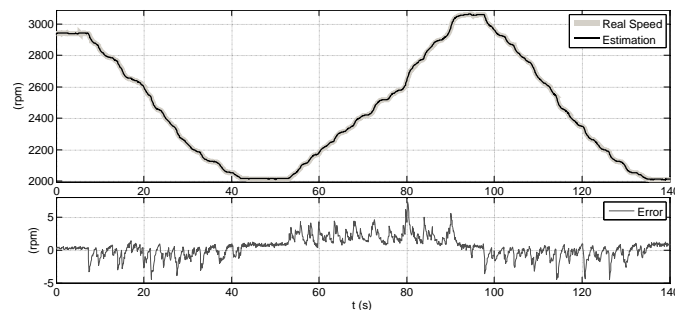


Fig. 8 Actual and estimate speed for slow changes in speed.

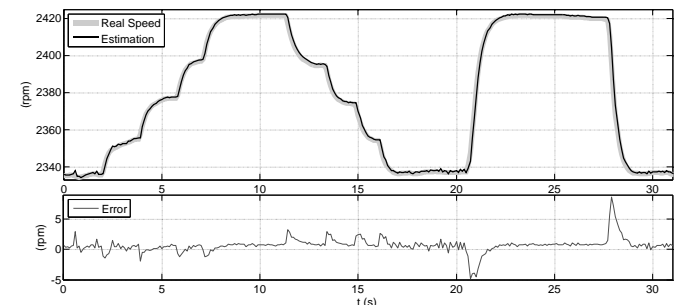


Fig. 9 Actual and estimate speed for fast changes in speed.

## V. CONCLUSIONS

This paper has presented a new method to estimate the speed of high-power brushed dc motors using sensorless

techniques. The method requires only the measurement of the current of the brushed dc motor for speed estimation. In general, the current of a brushed dc motor has different spectral components. The main component is the back-EMF component, but it is only significant in low-power brushed dc motors or when the number of coils is small. There are also other components in the spectrum because every coil, brush, pole, and so forth is slightly different from the others. These effects make a unique shape in the current that is repeated every revolution. This unique shape produces different components in the spectrum that are related to the speed of the brushed dc motor. The proposed method uses all of these spectral components to estimate the motor speed.

The main advantage of the proposed method compared with other sensorless methods is that the proposed method can be used for high-power brushed dc motors and requires only current measurement. The previous methods that use only the current can only be used for low-power brushed dc motors because they are based on the back-EMF component which is significant only in small dc motors. Other previous methods are based on the dynamic model of the brushed dc motor and can be used in high-power brushed dc motors, but they require measurement of current and voltage. Another problem is that the parameters of the model changes when the loading conditions change. It is possible to estimate dynamically these parameters but it produces a non-linear model with high computational cost.

The proposed method initially measures the armature current. Then it processes the current to estimate the speed of the brushed dc motor. The algorithm to process the current consists of several different steps. First, it estimates the separation between the frequency components of the current. Next, it makes a first estimation of the position of the frequency component that it will use to estimate the speed. However, this first estimation is not adequate to accurately calculate the speed. Finally, the position of this frequency component is determined with more precision and used to estimate speed.

The experimental results obtained from the tests conducted to validate the proposed method indicate that the method works for different operating conditions, such as constant speed, slowly changing speed and rapidly changing speed.

## REFERENCES

- [1] K. T. Chau, C. C. Chan, and L. Chunhua, "Overview of Permanent-Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 2246-2257, 2008.
- [2] J. Chiasson, *Modeling and High Performance Control of Electric Machines*, 1st ed.: Wiley-IEEE Press 2005.
- [3] S. Sul, *Control of Electric Machine Drive System*, 1st ed.: Wiley-IEEE Press, 2011.
- [4] S. S. H. Zaidi, S. Aviyente, M. Salman, S. Kwang-Kuen, and E. G. Strangas, "Prognosis of Gear Failures in DC Starter Motors Using Hidden Markov Models," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 1695-1706, 2011.
- [5] M. Hilairret and F. Auger, "Speed sensorless control of a DC-motor via adaptive filters," *Electric Power Applications, IET*, vol. 1, pp. 601-610, 2007.

- [6] P. Chevrel and S. Siala, "Robust DC-motor speed control without any mechanical sensor," in *Control Applications, 1997., Proceedings of the 1997 IEEE International Conference on*, 1997, pp. 244-246.
- [7] S. Yachiangkam, C. Prapanavarat, U. Yungyuen, and S. Po-ngam, "Speed-sensorless separately excited DC motor drive with an adaptive observer," in *TENCON 2004. 2004 IEEE Region 10 Conference*, 2004, pp. 163-166 Vol. 4.
- [8] S. R. Bowes, A. Sevinc, and D. Holliday, "New natural observer applied to speed-sensorless DC servo and induction motors," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 1025-1032, 2004.
- [9] F. Cupertino, G. Pellegrino, P. Giangrande, and L. Salvatore, "Sensorless Position Control of Permanent-Magnet Motors With Pulsating Current Injection and Compensation of Motor End Effects," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 1371-1379, 2011.
- [10] O. Kiyoshi, N. Yoshihiro, H. Yoshihisa, and K. Hirokazu, "High-performance speed control based on an instantaneous speed observer considering the characteristics of a dc chopper in a low speed range," *Electrical Engineering in Japan*, vol. 130, pp. 77-87, 2000.
- [11] C. E. Castaneda, A. G. Loukianov, E. N. Sanchez, and B. Castillo-Toledo, "Discrete-Time Neural Sliding-Mode Block Control for a DC Motor With Controlled Flux," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 1194-1207, 2012.
- [12] L. Zuo Zong, L. Fang Lin, and M. H. Rashid, "Speed nonlinear control of DC motor drive with field weakening," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 417-423, 2003.
- [13] J. Scott, J. McLeish, and W. H. Round, "Speed Control With Low Armature Loss for Very Small Sensorless Brushed DC Motors," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 1223-1229, 2009.
- [14] F. Farkas, S. Halász, and I. Kádár, "Speed Sensorless Neuro-Fuzzy Controller for Brush type DC Machines," in *5th International Symposium of Hungarian Researchers on Computational Intelligence, Proceedings of the*, Hungary, 2004, pp. 147-158.
- [15] O. Aydogmus and M. F. Talu, "Comparison of Extended-Kalman and Particle-Filter-Based Sensorless Speed Control," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 61, pp. 402-410, 2012.
- [16] E. Afjei, A. N. Ghomsheh, and A. Karami, "Sensorless speed/position control of brushed DC motor," in *Electrical Machines and Power Electronics, 2007. ACEMP '07. International Aegean Conference on*, 2007, pp. 730-732.
- [17] G. C. R. Sincero, J. Cros, and P. Viarouge, "Arc Models for Simulation of Brush Motor Commutations," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 1518-1521, 2008.
- [18] T. Figarella and M. H. Jansen, "Brush wear detection by continuous wavelet transform," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 21, pp. 1212-1222, 2007.
- [19] Y. Baoguo, H. Zhihua, and Z. Zhengxin, "Expression of Sensorless Speed Estimation in Direct Current Motor with Simplex Lap Winding," in *Mechatronics and Automation, 2007. ICMA 2007. International Conference on*, 2007, pp. 816-821.
- [20] J. Lott and D. Burke, "Brushed Motor Position Control Based Upon Back Current Detection," United States Patent US 2006/0261763 A1, 2006.
- [21] R. Won-Sang, L. Hye-Jin, P. Jin Bae, and Y. Tae-Sung, "Practical Pinch Detection Algorithm for Smart Automotive Power Window Control Systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 1376-1384, 2008.
- [22] M. Micke, H. Sievert, J. Hachtel, and G. Hertlein, "Method and device for measuring the rotational speed of a pulse-activated electric motor based on a frequency of current ripples," United States Patent US 7265538 B2, 2007.
- [23] E. Vazquez-Sanchez, J. Gomez-Gil, and M. Rodriguez-Alvarez, "Analysis of three methods for sensorless speed detection in DC motors," in *Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2009. POWERENG '09. International Conference on*, 2009, pp. 117-122.
- [24] E. Kessler and W. Schultze, "Method for establishing the rotational speed of mechanically commutated dc motors," United States Patent US 6144179 A, 2000.
- [25] E. Vazquez-Sanchez, J. Gomez-Gil, J. C. Gamazo-Real, and J. F. Diez-Higuera, "A New Method for Sensorless Estimation of the Speed and Position in Brushed DC Motors Using Support Vector Machines," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 1397-1408, 2012.
- [26] D. D. Moller, P. K. Schneider, and S. A. Canales, "Voltage-sensitive oscillator frequency for rotor position detection scheme," United States Patent US 7352145 B2, 2008.
- [27] R. K. R. Yarlagadda, *Analog and Digital Signals and Systems*, 1st ed.: Springer Publishing Company, Incorporated, 2009.
- [28] W. Egan, *Phase-Lock Basics*, 2nd ed.: Wiley-IEEE Press, 2007.

**TITULO:** Método para determinar la velocidad angular en un motor conmutado mecánicamente midiendo únicamente la corriente que circula por el mismo

**AUTORES:** Ernesto Vázquez Sánchez, Jaime Gómez Gil, José Fernando Díez Higuera, José Carlos Gamazo Real, Javier García Martín

**TIPO:** Patente

**FECHA DE SOLICITUD:** 5 de Noviembre de 2009

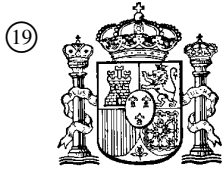
**NÚMERO DE SOLICITUD:** 200902143

**FECHA DE CONCESIÓN:** 26 de Enero de 2011

**NÚMERO DE CONCESIÓN:** 2334551 B1

**REFERENCIA:** [129]





OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

① Número de publicación: **2 334 551**

② Número de solicitud: 200902143

⑤ Int. Cl.:  
**G01P 3/48** (2006.01)  
**H02P 6/18** (2006.01)  
**H02P 7/28** (2006.01)

⑫

PATENTE DE INVENCION

B1

② Fecha de presentación: **05.11.2009**

④ Fecha de publicación de la solicitud: **11.03.2010**

Fecha de la concesión: **26.01.2011**

④ Fecha de anuncio de la concesión: **07.02.2011**

④ Fecha de publicación del folleto de la patente:  
**07.02.2011**

⑦ Titular/es: **Universidad de Valladolid  
Plaza de Santa Cruz, 5 - Bajo  
47002 Valladolid, ES**

⑦ Inventor/es: **Vázquez Sánchez, Ernesto;  
García Martín, Javier;  
Díez Higuera, José Fernando;  
Gómez Gil, Jaime y  
Gamazo Real, José Carlos**

⑦ Agente: **No consta**

⑤ Título: **Método para determinar la velocidad angular en un motor conmutado mecánicamente midiendo únicamente la corriente que circula por el mismo.**

⑤ Resumen:

Método para la determinar la velocidad angular en un motor conmutado mecánicamente midiendo únicamente la corriente que circula por el mismo. El método se basa en la determinación de los instantes en los que se van produciendo las ondulaciones de la componente alterna. Con esta información estima el valor de la frecuencia ripple con ella el valor de la velocidad angular del motor. Ambas magnitudes están directamente relacionadas debido a que por cada giro del motor se producen un número concreto de ondulaciones en la corriente que depende del número de polos y delgas del motor, entendiéndose como ondulación a cada periodo de la componente alterna de la corriente. La detección de la ondulación se realiza mediante un registro de desplazamiento de longitud  $w$  en el que se van almacenando las últimas  $w$  muestras de la corriente del motor. Si se cumple que el valor máximo de la corriente se encuentra en la posición central del registro se supone que se acaba de detectar el pico y por tanto se detecta la ondulación registrando el instante en el que se ha producido la detección. Dependiendo del valor de  $w$  se consigue filtrar en mayor o menor medida el ruido que aparece en la corriente.

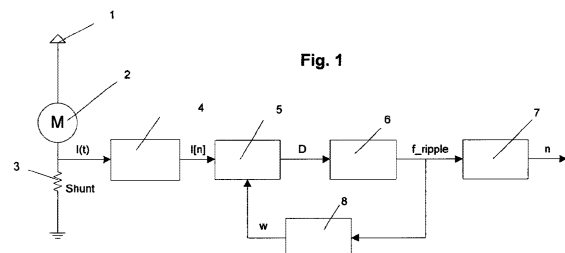


Fig. 1

ES 2 334 551 B1

Aviso: Se puede realizar consulta prevista por el art. 37.3.8 LP.

## DESCRIPCIÓN

Método para determinar la velocidad angular en un motor conmutado mecánicamente midiendo únicamente la corriente que circula por el mismo.

5

### Sector de la técnica

La invención pertenece al campo de la detección de la velocidad angular en un motor de corriente continua conmutado mecánicamente mediante delgas y escobillas. La técnica objeto de invención se encuadra dentro de las técnicas de detección *sensorless* y aprovecha el rizado que aparece en la corriente que circula por el motor. La ventaja que presenta este nuevo método es la de filtrar el ruido que aparece junto a la corriente mediante una ventana de observación de las muestras de la corriente cuyo tamaño es variable.

10

### Antecedentes de la invención

15

En un motor de corriente continua, la corriente que circula está compuesta por una componente de encargada de suministrar la potencia y una componente ac. La componente ac, también conocida como componente *ripple*, es debida al efecto conjunto de que la fuerza electromotriz inducida (f.e.m.) en las bobinas del rotor no es constante sino que tienen una forma sinusoidal y a que esta no es rectificadora de forma perfecta en el colector de delgas. Además de esto, en el colector de delgas tiene lugar el proceso de conmutación de delga por parte de la escobillas. En el proceso de conmutación, justo en el momento en el que las escobillas se posicionan entre dos delgas, se cortocircuita la bobina unida a esas dos delgas produciendo un incremento de la corriente.

20

La frecuencia de dicha componente alterna de la corriente está relacionada con la velocidad de giro del motor, según lo comentado anteriormente, y con algunos parámetros constructivos como son el número de delgas del rotor y el número de polos del motor. Es por ello, que si se consigue detectar la frecuencia de esta componente se puede obtener la velocidad angular del motor.

25

Cada periodo de la componente alterna de la corriente es conocida en la literatura con el nombre de ondulación. Por lo general, el problema de detectar la frecuencia de la componente alterna se reduce al problema de detectar todas y cada una de las ondulaciones y medir la distancia temporal entre las mismas. Esta no es una tarea trivial, pues todo el ruido presente en la alimentación del motor es reflejado en la corriente. A todo este ruido hay que sumar el ruido generado y las interferencias captadas por el propio motor. Todo ello hace que muchas ondulaciones no puedan ser detectadas (ondulaciones fusionadas) y que aparezcan ondulaciones que no debieran (ondulaciones fantasmas). Lo que provoca imprecisiones en la determinación de la frecuencia *ripple* y con ello en la velocidad angular.

30

35

Mecanismos basados en la detección de la frecuencia de la componente alterna, conocida como frecuencia *ripple*, los podemos encontrar en documentos como son US 3 346 752, US 5 524 168 y US 6 172 473 B1. El problema de estas invenciones es que no tienen en cuenta explícitamente el problema del ruido. Por otro lado hay otras invenciones como son ES 2 190 011 T3, US 6 839 653 B2 y US 5 581 178 que si que tienen en cuenta el ruido y las posibles ondulaciones fantasmas y fusionadas. El problema que tienen éstas es el alto coste computacional que conllevan. Algunas de ellas requieren realizar la FFT. Por esta razón se propone un nuevo método que tenga en cuenta el ruido y no tenga un excesivo coste computacional.

40

45

### Descripción de la invención

La invención se basa en la detección de las ondulaciones de la componente alterna de la corriente para determinar la velocidad angular de un motor de corriente continua conmutado mecánicamente. Por ello, en primer lugar lo que se hace es medir la corriente mediante un sensor resistivo tipo shunt. Posteriormente se digitaliza mediante un convertidor analógico/digital con una frecuencia de muestreo adecuada. A partir de este momento se procesa la señal de la corriente en el dominio digital mediante un microcontrolador, DSP o DSC.

50

Según se van recibiendo las muestras digitales de la corriente se van almacenando las últimas  $w$  muestras de forma consecutivas en una memoria configurada como un registro de desplazamiento. Este registro de desplazamiento tiene numeradas todas sus posiciones de 0 a  $w-1$ , de forma que la posición 0 corresponde a la última muestra capturada, la posición 1 a la muestra anterior y así sucesivamente. Para determinar si se ha producido o no una ondulación se mira si en la posición central del registro de desplazamiento,  $(w-1)/2$ , se encuentra almacenado el valor máximo de la corriente de entre todos los valores almacenados en el registro de desplazamiento. Si la respuesta es afirmativa, quiere decir que se ha detectado una ondulación. Para filtrar más o menos ruido, es decir, detectar las ondulaciones fusionadas y eliminar las ondulaciones fantasmas, basta con ajustar de forma adecuada el valor  $w$ . Este parámetro tiene que tener un valor impar y debe ser mayor o igual que 3 para que el método funcione correctamente. El valor de  $w$  se puede tomar de forma fija o de forma que sea proporcional al periodo de la componente alterna de la corriente. Hay que denotar que en todas las situaciones  $w$  debe ser menor estrictamente que el número de muestras que entran en un periodo de la componente alterna. Una elección u otra en el valor de  $w$  dependerá de la complejidad y del nivel de ruido presente.

55

60

65



## ES 2 334 551 B1

Una vez en la que se han detectado las ondulaciones y se conoce la distancia temporal entre muestras, se procede a calcular el valor de la frecuencia de la componente alterna, o frecuencia ripple, como el inverso de la distancia entre ondulaciones detectadas. Finalmente, esta frecuencia hallada, se convierte en velocidad del motor.

### 5 Descripción de las figuras

La descripción de la invención se acompaña de una serie de figuras con el fin ayudar su comprensión.

La figura 1 muestra el diagrama de bloques del método propuesto para la detección de la velocidad angular.

La figura 2 muestra esquemáticamente una posible implementación del bloque Detector de Máximo (5).

### Descripción de un ejemplo de realización de la invención

En la figura 1 se muestra el diagrama de bloques del método objeto de invención. En él aparecen el sistema de alimentación del motor (1), el propio motor (2), el sensor de corriente tipo shunt (3). El siguiente bloque (4) es el convertidor analógico/digital que se encarga de digitaliza la corriente con una frecuencia de muestreo  $f_s$  adecuada. El Detector de Máximo (5) detecta si se ha producido o no una ondulación, este bloque se explicará más adelante con mayor detalle. Al detector de frecuencia (6) le llega en cada instante discreto un valor lógico del Detector de Máximo (5) que le indica si en el instante actual se ha detectado una ondulación o por el contrario si no se ha detectado. Si no se ha detectado ninguna no hace nada. Si por el contrario se ha detectado una ondulación registra el instante actual como instante de detección de ondulación. Con esa información obtiene la frecuencia de la componente alterna o frecuencia ripple. Para ello se utiliza la siguiente ecuación:

$$f_{ripple} = \frac{1}{T_k - T_{k-1}}$$

Donde  $T_k$  es el instante en el que se detectó la última ondulación y  $T_{k-1}$  el instante de la ondulación anterior. Una vez obtenida la frecuencia ripple se pasa al bloque Convertidor Frecuencia-Velocidad (7). En este bloque tiene lugar la conversión de frecuencia ripple a la velocidad angular del motor. Estas dos magnitudes están relacionadas según la siguiente ecuación:

$$n = \frac{60 \eta f_{ripple}}{2 p k}$$

En dicha ecuación  $2p$  es el número de polos del motor,  $p$  es el número de pares de polos,  $k$  es el número de delgas del colector,  $n$  es la velocidad angular del motor en r.p.m. y  $f_{ripple}$  la frecuencia ripple en Hz. El parámetro  $\eta$  es el máximo común divisor de  $2p$  y  $k$  tal como se indica en la siguiente ecuación:

$$\eta = m.c.d.\{2p, k\}$$

El último bloque es el estimador de ventana (8). Este bloque se encarga de obtener el parámetro  $w$  que es utilizado en el bloque Detector de Máximo. Este parámetro debe cumplir que sea impar y mayor o igual que 3 y menor que el número de muestras que ocupa un periodo de la componente alterna  $f_{ripple}/f_s$ , donde  $f_s$  es la frecuencia de muestreo. Teniendo en cuenta esto se puede tomar con valor fijo, o lo que es más recomendable calcularlo de forma dinámica en función de la frecuencia ripple. En el caso de obtenerlo de la frecuencia ripple se puede obtener como un valor proporcional al periodo ripple, es decir, del inverso de la frecuencia ripple. El cálculo de forma dinámica se puede hacer de la siguiente forma:

$$w = 2 \left\lceil c \cdot \frac{f_s}{f_{ripple}} \right\rceil + 1 \quad \frac{f_{ripple}}{f_s} < c < \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{f_{ripple}}{f_s} \right)$$

Donde el operador  $\lceil \cdot \rceil$  es el operador parte entera y  $c$  es el factor de proporcionalidad comprendido entre los límites indicados para cumplir con las especificaciones de  $w$ . Para frecuencias de muestreo mucho mayor a la frecuencia ripple se puede decir que  $c$  debe estar comprendido entre 0 y 0.5.

En la figura 2 se muestra el esquema del bloque Detector de Máximo. El bloque se compone de un registro de desplazamiento (9) donde van entrando los valores de la corriente discretizados. Los valores se van almacenando en el registro de la siguiente forma, la última muestra de la corriente se almacena en la posición 0, la muestra anterior en la posición 1 y así sucesivamente. El siguiente bloque es el Detector de Posición del Máximo (10), donde entran

## ES 2 334 551 B1

todos los valores del registro de desplazamiento y a su salida indica la posición donde se encuentra el máximo dentro del registro de desplazamiento. Por último, el bloque Detector del Máximo en el Centro (11) comprueba si el máximo se encuentra en el centro del registro de desplazamiento. Si el máximo está en el centro a su salida pone un 1, de lo contrario pone un 0. Esto se muestra en la siguiente ecuación:

5

$$D = \begin{cases} 1 & \text{si } M = (w-1)/2 \\ 0 & \text{resto} \end{cases}$$

10

El registro de desplazamiento tiene una longitud  $w$ , que es el tamaño de la ventana de observación. Esto quiere decir que en cada instante se almacenarán las últimas  $w$  muestras de la corriente en 61. Mediante el valor de  $w$  se puede hacer que el sistema filtre más o menos ruido. El valor de  $w$  viene ajustado en realidad en el bloque Estimator de Ventana en la figura 1 bloque (8).

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

## REIVINDICACIONES

1. Método para determinar la velocidad angular en un motor conmutado mecánicamente midiendo únicamente la corriente que circula por el mismo dentro de un sistema **caracterizado** por constar de un sistema de alimentación del motor (1), un motor (2), un sensor de corriente tipo shunt (3) para medir el valor de la corriente que circula por el motor (2), un convertidor analógico/digital (4) para digitalizar el valor de la corriente a una frecuencia de muestreo  $f_s$  adecuada y un microcontrolador, DSP o DSC para el procesado de las muestras digitales de la corriente y obtención del valor de la velocidad de acuerdo con las siguientes etapas:

- a) Los valores muestreados de la corriente son recogidos por el bloque Detector Máximo (4) donde son almacenados en una memoria configurada como un registro de desplazamiento de tamaño  $w$  en el que la última muestra adquirida se almacena en la posición 0, la anterior en la posición 1 y así sucesivamente. El tamaño del registro de desplazamiento  $w$  se caracteriza por ser un valor impar mayor o igual que 3 e inferior al número de muestras que entran en un periodo ripple  $f_{ripple}/f_s$ , donde  $f_s$  es la frecuencia de muestreo. Sobre el registro de desplazamiento se comprueba si el valor máximo se encuentra en la posición central del registro de desplazamiento  $(w-1)/2$ . Si es así una señal indica que se ha detectado una ondulación.
- b) Cada vez que se detecta una ondulación el bloque Detector de Frecuencia (6) registra el instante temporal en el que se ha detectado. Siendo el instante de la última ondulación  $T_k$  y el de la ondulación anterior  $T_{k-1}$ . Con los instantes de las ondulaciones se obtiene el valor de la frecuencia ripple como el inverso de la diferencia entre ambos instantes.
- c) Posteriormente, con la frecuencia ripple el bloque Convertidor Frecuencia-Velocidad (7) obtiene la velocidad angular del motor mediante la ecuación que relaciona ambas magnitudes:

$$n = \frac{60 \eta f_{ripple}}{2pk}$$

$$\eta = m.c.d.\{2p, k\}$$

Donde  $n$  es la velocidad angular del motor expresada en revoluciones por minutos,  $2p$  es el número de polos del motor,  $k$  es el número de delgas del colector de delgas,  $\eta$  es el máximo común divisor de  $2p$  y  $k$  y  $f_{ripple}$  es la frecuencia ripple.

2. Método para determinar la velocidad angular en un motor conmutado mecánicamente midiendo únicamente la corriente que circula por el mismo según la reivindicación 1 donde el tamaño del registro de desplazamiento  $w$  se calcula de forma dinámica, de acuerdo con los requisitos indicados en la reivindicación 1 y siendo  $w$  proporcional al periodo ripple, inverso de la frecuencia ripple:

$$w = 2 \left[ c \frac{f_s}{f_{ripple}} \right] + 1 \quad \frac{f_{ripple}}{f_s} < c < \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{f_{ripple}}{f_s} \right)$$

Donde el operando  $[ \cdot ]$  es la parte entera y  $c$  es un factor fijo que determina el valor de ruido a filtrar. Para frecuencias de muestreo mucho mayores que la frecuencia ripple  $c$  puede tomar valores entre 0 y 0,5.

3. Método para determinar la velocidad angular en un motor conmutado mecánicamente midiendo únicamente la corriente que circula por el mismo según la reivindicación 1 donde la indicación de que se ha producido una ondulación se lleva a cabo comprobando sobre el registro de desplazamiento si el valor mínimo, en lugar del máximo, se encuentra en la posición central del registro de desplazamiento.

4. Uso del procedimiento descrito para medir y controlar la velocidad de piezas que se mueven solidarias al eje de un motor de corriente continua conmutado mecánicamente.

