

Trabajo Fin de Máster

Máster Universitario en Ingeniería Industrial

Título: Evaluación de pérdidas en accionamientos eléctricos mediante modelos semianalíticos.
Aplicación a la selección técnico-económica.

Autor: Miguel Ángel González Canca

Tutor: Manuel Burgos Payán

Juan Manuel Roldán Fernández

Departamento. Ingeniería Eléctrica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2020



Trabajo Fin de Máster
Máster Universitario en Ingeniería Industrial

Título: Evaluación de pérdidas en accionamientos eléctricos mediante modelos seminanalíticos. Aplicación a la selección técnico-económica.

Autor:

Miguel Ángel González Canca

Tutor:

Manuel Burgos Payán

Juan Manuel Roldán Fernández

Departamento de Ingeniería Eléctrica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2020

A mi familia.

En especial, a mis abuelos.

RESUMEN

En este documento se evalúan las pérdidas en los accionamientos eléctricos mediante modelos semianalíticos. Para ello, en primer lugar, se estudia la eficiencia de cada componente por separado y, a continuación, se estudia la eficiencia del conjunto. Cabe destacar que, con los avances tecnológicos que se han ido desarrollando tanto en los convertidores de frecuencia como en los motores, lo que realmente es importante es la eficiencia del conjunto, ya que se ha demostrado que no se obtiene ningún beneficio si tenemos un equipo que sea altamente eficiente, mientras que el otro no lo sea.

Esto nos ha llevado a evaluar las pérdidas en los accionamientos eléctricos de potencia. Para ellos, nos hemos basado en modelos semianalíticos, en los cuales a partir de las pérdidas en un número determinado de puntos se pueden obtener las pérdidas en cualquier punto de funcionamiento. Este tema ha sido abordado a lo largo del documento, incluyendo ejemplos que facilitan la interpretación.

Por último, también se hace referencia a los instrumentos de medidas y a las condiciones en las que se deben medir las pérdidas, ya que esto influye significativamente en el resultado final.

ABSTRACT

This document evaluates the losses in an electrical drive using semi-analytical models. To do this, first, the efficiency of each component is studied separately and, then, the efficiency of the whole is studied. It should be noted that, with the technological advances that have been identified both in frequency converters and motors, what is important is the efficiency of the whole, since it has been detected that no benefits are obtained if we have a team that is highly efficient, while the other is not.

This has led us to evaluate the losses in electric power drives. For them, we have based on semi-analytical models, in which the losses at any operating point can be obtained from the losses at a certain number of points. This issue has been addressed throughout the document, including examples that facilitate interpretation.

Finally, reference is also made to the measurement instruments and the conditions under which losses must be measured, since this significantly influences the final result.

Índice de Contenido

Resumen	7
Abstract	9
Índice de Contenido	10
Índice de Tablas	14
Índice de figuras	16
1 Estudios previos y objetivos	19
1.1. <i>Desarrollos tecnológicos recientes</i>	19
1.2. <i>Ahorro de energía en unidades motorizadas</i>	21
1.3. <i>Unidades accionadas por motor</i>	22
1.4. <i>Análisis del ciclo de vida de un motor</i>	23
1.5. <i>Visión y objetivos para 2020</i>	23
2 Convertidor de frecuencia – motor - aplicación	26
2.1. <i>Motor</i>	27
2.1.1. <i>Reglamento del Motor de la Unión Europea</i>	28
2.1.2. <i>Variación de velocidad de motores de inducción</i>	29
2.2. <i>Variador de frecuencia</i>	31
2.2.1. <i>Funcionamiento del variador de frecuencia</i>	31
2.2.2. <i>Modos de control</i>	33
2.3. <i>Arrancador suave</i>	33
2.4. <i>Interacción entre red y convertidor</i>	34
2.4.1. <i>Armónicos</i>	34
2.4.2. <i>Reactancia de red</i>	34
2.5. <i>Interacción entre convertidor y motor</i>	35
2.5.1. <i>Armónicos</i>	35
2.5.2. <i>Consideraciones conforme a la eficiencia</i>	36
2.5.3. <i>Influencia del convertidor en la elevación de temperatura del motor</i>	37
2.5.4. <i>Influencia del convertidor en el sistema aislante del motor</i>	37
2.5.5. <i>Longitud del cable</i>	37
2.5.6. <i>Frecuencia de conmutación</i>	38
2.5.7. <i>Influencia del convertidor en la vibración mecánica del motor</i>	38
2.6. <i>Interacción entre motor y carga accionada</i>	38
2.6.1. <i>Tipos de carga</i>	38
2.6.1.1. <i>Cargas de par variable</i>	38
2.6.1.2. <i>Cargas de par constante</i>	39
2.6.1.3. <i>Cargas de potencia constante</i>	39
2.7. <i>Dimensionamiento óptimo de sistemas de accionamiento</i>	39
3 Pérdidas en los accionamientos eléctricos de potencia	40
3.1. <i>Producto extendido</i>	40
3.2. <i>Modelo matemático del motor de referencia (RM)</i>	41
3.2.1. <i>Pérdidas del devanado del estator</i>	41

3.2.2.	Pérdidas en el devanado del rotor	41
3.2.3.	Pérdidas en el hierro	41
3.2.4.	Pérdidas adicionales en carga	42
3.2.5.	Pérdidas de rozamiento y ventilación	42
3.2.5.1.	Motores autoventilados	42
3.2.5.2.	Motores con un ventilador auxiliar	42
3.2.6.	Pérdidas adicionales debidas a los armónicos	43
3.2.7.	Pérdidas totales en función de la velocidad (frecuencia) y carga (par) y eficiencia	43
3.3.	<i>Fórmula de interpolación</i>	43
3.3.1.	Determinación de los coeficientes de interpolación	44
3.3.2.	Temperatura de operación	46
3.3.3.	Calidad de interpolación	46
3.3.4.	Ejemplo práctico	47
3.4.	<i>Predefinición de los puntos de pérdida de par-velocidad y pérdidas asociadas</i>	50
3.5.	<i>Modelo matemático del Módulo de Accionamiento Completo (CDM-Complete Drive Module)</i>	51
3.5.1.	Pérdidas del inversor de salida	52
3.5.1.1.	Pérdidas del transistor en estado conductor	53
3.5.1.2.	Pérdidas en el diodo de libre circulación en estado conductor	53
3.5.1.3.	Pérdidas de conmutación del transistor IGBT	54
3.5.1.4.	Pérdidas de conmutación del diodo de libre circulación	54
3.5.1.5.	Pérdidas totales del inversor de salida	55
3.5.2.	Pérdidas del convertidor de entrada	55
3.5.2.1.	Rectificador de diodos	55
3.5.2.2.	Convertidor bidireccional	55
3.5.3.	Pérdidas en la bobina de entrada	56
3.5.4.	Pérdidas del enlace de corriente continua	56
3.5.5.	Pérdidas de los conductores de corriente	57
3.5.6.	Pérdidas en sistemas/circuitos de control y espera	57
3.5.7.	Factor de pérdidas de refrigeración	57
3.5.8.	Otras pérdidas del CDM	58
3.5.9.	Pérdidas totales de CDM	58
3.6.	<i>PDS de referencia</i>	58
3.7.	<i>Clases IE e IES</i>	59
3.7.1.	CDM	59
3.7.2.	Motor	60
3.7.3.	PDS	61
4	Aproximación del producto extendido y modelo semianalítico	64
4.1.	<i>Requisitos para el modelo semianalítico (SAM) del producto extendido</i>	65
4.1.1.	Perfiles par-velocidad y potencia-velocidad y puntos de funcionamiento en el tiempo	65
4.1.2.	Perfiles par/velocidad y potencia/velocidad	66
4.1.3.	Puntos de funcionamiento en el tiempo	66
4.2.	<i>Requisitos para el modelo semianalítico (SAM) del sistema motor</i>	67
4.2.1.	Puntos de pérdida par-velocidad de un PDS y pérdidas de potencia asociadas	67
4.3.	<i>Unión de los modelos semianalíticos (SAM) con la aproximación de producto extendido</i>	68
4.4.	<i>Determinación de puntos intermedios de pérdida par-velocidad de un sistema motor</i>	68
4.4.1.	Determinación de las pérdidas mediante las pérdidas máximas de los puntos de funcionamiento vecinos	69
4.4.2.	Determinación de las pérdidas mediante interpolación bidimensional de las pérdidas de los puntos vecinos	69
4.4.3.	Ejemplo de aplicación para el cálculo de las pérdidas de un CDM y de un PDS	70
4.4.3.1.	Determinación de las pérdidas del CDM	70
4.4.3.2.	Determinación de las pérdidas del motor	74

4.4.3.3.	Determinación de las pérdidas del PDS	74
5	Ensayos de tipo	75
5.1.	<i>Ensayo de tipo para el CDM para determinar su clasificación IE</i>	75
5.2.	<i>Ensayo de tipo para el PDS para determinar su clasificación IES</i>	76
5.3.	<i>Cálculo de las pérdidas de potencia del CDM</i>	77
5.4.	<i>Cálculo de las pérdidas de potencia del PDS</i>	78
5.5.	<i>Método de medición de entrada – salida</i>	78
5.5.1.	Medición de entrada-salida de las pérdidas de un CDM	78
5.5.2.	Medición de entrada-salida de las pérdidas de un PDS	78
5.6.	<i>Requisitos generales al método de medición de entrada-salida</i>	79
5.6.1.	Analizador de potencia y transductores	81
5.6.2.	Procedimiento de medición para el método de entrada-salida para la determinación de las pérdidas del PDS	81
5.7.	<i>Medición calorimétrica de las pérdidas del CDM</i>	82
5.8.	<i>Condiciones para someter a ensayo al CDM</i>	85
5.9.	<i>Condiciones para someter a ensayo al PDS</i>	86
5.10.	<i>Comparación de los métodos de determinación de las pérdidas</i>	86
6	Motores asíncronos y sincros	88
6.1.	<i>Análisis del punto nominal de operación del motor de reluctancia síncrona</i>	89
6.2.	<i>Análisis comparativo de las pérdidas y eficiencia de los motores de inducción y el motor de reluctancia síncrona a varias velocidades de rotación</i>	91
6.3.	<i>Sobrecalentamiento del bobinado del estator de los motores a varias velocidades de rotación</i>	93
7	Conclusiones y vías de futuro	94
	Referencias	96
	Anexo 1. Pérdidas del RCDM, RM y RPDS	98
	Anexo 2. Ejemplo cálculo de pérdidas en un sistema de bombeo	102
	Anexo 3. Pérdidas de un CDM - Interpolación bidimensional y modelo matemático	106

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Amortización de un motor	23
Tabla 2. Posibles ahorros de sistemas de accionamiento eléctrico	26
Tabla 3. Factores que incrementan o disminuyen las corrientes armónicas	34
Tabla 4. Soluciones para reducir armónicos	36
Tabla 5. Valores de k_{fw}	42
Tabla 6. Puntos de operación para la determinación analítica de los coeficientes de interpolación	44
Tabla 7. Puntos alternativos para la determinación analítica de los coeficientes de interpolación	46
Tabla 8. Eficiencia (p.u.) medida en 16 puntos de operación con velocidad y par variables	47
Tabla 9. Pérdidas medidas (p.u.)	47
Tabla 10. Coeficientes de interpolación	47
Tabla 11. Pérdidas obtenidas por interpolación en los puntos de operación	48
Tabla 12. Eficiencia obtenida por interpolación en los puntos	48
Tabla 13. Error entre la eficiencia medida e interpolada	48
Tabla 14. Pérdidas CDM de referencia de clase IE1.	60
Tabla 15. Pérdidas PDS de referencia de clase IES1 según UNE-EN 50598-2.	62
Tabla 16. Elementos esenciales que contribuyen a la eficiencia	65
Tabla 17. Pérdidas de un CDM	70
Tabla 18. Valores de los parámetros	72
Tabla 19. Corriente mínima de carga	73
Tabla 20. Factor de desplazamiento de la carga de ensayo	73
Tabla 21. Pérdidas del CDM de acuerdo con el modelo matemático	73
Tabla 22. Comparación entre los métodos de evaluación	74
Tabla 23. Pérdidas de un motor de referencia de 7,5 kW	74
Tabla 24. Equipos de medición y propiedades para la medición directa de potencia de entrada/salida	80
Tabla 25. Comparación de los métodos de determinación de las pérdidas	87
Tabla 26. Datos de diseño de los motores	89
Tabla 27. Medida del valor de la eficiencia del motor a par nominal	91
Tabla 28. Pérdidas en ambos motores	92
Tabla 29. Temperatura del devanado del estator	93
Tabla 30. Pérdidas relativas (%) del CDM de referencia	99
Tabla 31. Pérdidas relativas (%) del motor de referencia	100
Tabla 32. Pérdidas relativas (%) del PDS de referencia	101
Tabla 33. Ciclo de servicio	102
Tabla 34. Pérdidas en los puntos de funcionamiento en la configuración 1	103
Tabla 35. Pérdidas en los puntos de funcionamiento en la configuración 2	103

Índice de figuras

Figura 1. Proporción del consumo de electricidad de diferentes maquinarias	20
Figura 2. Unidad motorizada	21
Figura 3. Estrategias para reducir el consumo de energía en sistemas de motores eléctricos	22
Figura 4. Definición de sistema motor	22
Figura 5. Aumento en unidades de velocidad variable	24
Figura 6. Diagrama de un tren de transmisión	27
Figura 7. Eficiencia del motor frente a la carga	28
Figura 8. Etiqueta adhesiva	29
Figura 9. Tensión – Frecuencia	30
Figura 10. Par frente frecuencia	30
Figura 11. Potencia frente frecuencia	30
Figura 12. Comparación de pérdidas con variador y acelerador	31
Figura 13. Puente rectificador	32
Figura 14. Filtro LC	32
Figura 15. Inversor	33
Figura 16. Tensión desde la red hasta el motor	35
Figura 17. Pérdidas en un motor alimentado senoidalmente y con PWM	36
Figura 18. Producto extendido	40
Figura 19. Error entre la eficiencia medida e interpolada	49
Figura 20. Error entre la eficiencia medida e interpolada	49
Figura 21. Comparación de pérdidas medidas e interpoladas	49
Figura 22. Puntos de funcionamiento velocidad – par para el RM	50
Figura 23. Puntos de funcionamiento corriente – frecuencia para el RCDM	50
Figura 24. Puntos de funcionamiento velocidad – par para el RPDS	51
Figura 25. Esquema del módulo de accionamiento completo y carga de ensayo	52
Figura 26. Frecuencia frente a pérdidas	53
Figura 27. Perfiles par – velocidad y potencia – velocidad	66
Figura 28. Potencia requerida en función del tiempo	67
Figura 29. Puntos de funcionamiento par – velocidad para determinar las pérdidas de un arrancador	68
Figura 30. Flujo de trabajo	68
Figura 31. Segmento de puntos de funcionamiento de un PDS	69
Figura 32. Interpolación bidimensional	70
Figura 33. Pérdidas de potencia del CDM	76
Figura 34. Inexactitud de medición frente a eficiencia, método de un solo componente	77
Figura 35. Montaje de medición de entrada-salida para determinar las pérdidas del CDM	78
Figura 36. Montaje de medición entrada-salida para determinar las pérdidas de un PDS	79

Figura 37. Inexactitud frente a eficiencia, método potencia entrada/salida	81
Figura 38. Orden para realizar las mediciones del PDS	82
Figura 39. Montaje de medición calorimétrico para la determinación de las pérdidas del CDM	83
Figura 40. Medición calorimétrica relativa	84
Figura 41. Inexactitud de medición frente a eficiencia, método calorimétrico de comparación	85
Figura 42. Eficiencia del motor de reluctancia síncrona para varios ángulos	90
Figura 43. Corriente y tensión del motor de reluctancia síncrona en función del par para varios ángulos [11]	90
Figura 44. Diferencia de la eficiencia en ambos motores en función del par y la velocidad	91

1 ESTUDIOS PREVIOS Y OBJETIVOS

Los motores de inducción proporcionan la mayoría de la potencia electromotriz industrial de todo el mundo y, es por ello, que los gobiernos están introduciendo cada vez más legislación para regular la eficiencia mínima de éstos. Con este fin, se pueden obtener ahorros muy significativos en recursos energéticos y emisiones de gases de efecto invernadero.

Alrededor del 40% de la producción mundial de energía eléctrica es utilizada por motores eléctricos. El aumento de la eficiencia de tales máquinas tiene como consecuencia la reducción de la cantidad de gas de efecto invernadero, el cual es producido en el proceso de generación de electricidad. Por ello, aumentar la eficiencia del motor sería un gran paso por parte de los gobiernos, pero esto puede llevarse a cabo solo si los medios disponibles para la medición de la eficiencia del motor son robustos y precisos.

En la última década, el mercado del motor eléctrico ha sido testigo de un gran cambio. Por un lado, las fusiones de las empresas que contribuyen a un mercado aún más global y, por otro lado, el aumento de los costos de los materiales y los precios variables de la electricidad. Esto está llevando al mercado hacia productos más eficientes energéticamente.

La creciente penetración en el mercado de variadores de frecuencia introduce grandes ahorros de energía en sistemas motores con carga variable, aunque existe preocupación por su eficiencia, tanto a plena carga, como a carga parcial, ya que existen diferencias entre la eficiencia de variadores de frecuencia con funcionalidades similares. Los desarrollos en la tecnología de semiconductores de potencia permiten una reducción significativa en las pérdidas de los convertidores de frecuencia de hasta un 60%, así como una reducción de las pérdidas del motor.

En Europa, el ahorro de utilizar variadores de velocidad se estipula en 72 TWh, mientras que el ahorro por utilizar motores más eficientes puede rondar los 17 TWh. En total, se aproxima un ahorro de 89 TWh, es decir, unos ocho billones de euros por año [2].

1.1. Desarrollos tecnológicos recientes

La creciente conciencia gubernamental e industrial sobre la importancia de la eficiencia energética y sus beneficios ha llevado al desarrollo de motores de muy alta eficiencia, a menudo, denominados como Súper y Ultra Premium (IE4 e IE5, respectivamente).

Para aplicaciones de velocidad fija, los motores de inducción trifásicos siguen siendo la mejor opción debido a su confiabilidad, eficiencia y costo. Actualmente, representan, con diferencia, la gran mayoría de motores en el mercado tanto en ventas como en existencias. Aún así, se pueden usar varias estrategias para aumentar la eficiencia de los motores de inducción: avances en el diseño del motor, tolerancias más estrictas, el uso de materiales magnéticos superiores, una sección transversal de cobre/aluminio en el estator y rotor para reducir la resistencia o el uso de rotores de cobre. Por otro lado, han surgido otras

tecnologías capaces de arrancar directamente en línea, como los motores de imán permanente de arranque en línea y los motores de reluctancia síncrona, pero aún presentan algunos desafíos operativos, ya que las características de arranque dificultan su uso extendido.

Por otro lado, en aplicaciones de velocidad variable, los motores síncronos de imán permanente y los motores de reluctancia síncrona pueden presentarse como una alternativa a los motores de inducción. Dado que estos motores funcionan a velocidad síncrona no tienen pérdidas en el rotor y, por tanto, son capaces de alcanzar niveles de eficiencia muy altos.

El uso de estas tecnologías también puede reducir significativamente el peso y tamaño total del motor, lo que implicaría menor material para su construcción, incluido los materiales activos.

El uso cada vez mayor de variadores de frecuencia para aplicaciones con cargas variables, tales como bombas, también ha llevado a una mayor conciencia de sus pérdidas de energía, tanto en el convertidor de frecuencia como las pérdidas adicionales causadas en el motor debido a que la energía de suministro no es sinusoidal. El consumo de energía en el variador de frecuencia depende de las pérdidas en los circuitos de control: control del motor, conexión a red, niveles de control lógicos y en los interruptores de salida del convertidor. Estas pérdidas pueden variar dependiendo de las capacidades del convertidor de frecuencia.

En la figura 1 [10] se muestra la proporción de diferentes unidades e instalación de maquinaria industrial, según las cuales las unidades de bombeo representan casi una cuarta parte del volumen total de consumo de electricidad. Las unidades de bombeo pertenecen a aplicaciones de carga variable, por lo que sería conveniente el uso de variadores de velocidad cuando se emplean estas unidades, teniendo en cuenta que, como se ha dicho, representan casi una cuarta parte del volumen total de consumo de energía.

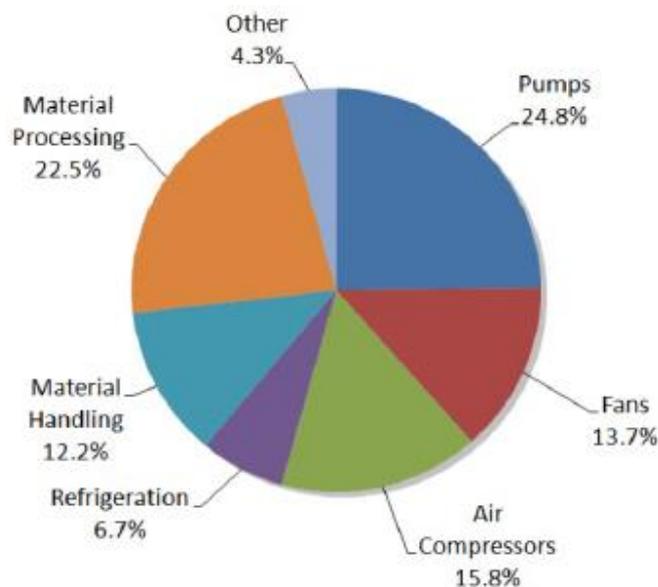


Figura 1. Proporción del consumo de electricidad de diferentes maquinarias

Los desarrollos recientes en tecnología y materiales de semiconductores de potencia, tales como Nitrito de Galio (GaN) y Carburo de Silicio (SiC), pueden reducir las pérdidas en los convertidores de frecuencia en más de un 50%.

Otra contribución importante a las pérdidas totales de energía de los variadores de frecuencia es el consumo de energía en espera y control. En la Comisión Electrotécnica Internacional (IEC – *International Electrotechnical Commission*) se incluye una pérdida en espera y control de 50 W para todos los convertidores de frecuencia desde 0,12 kW hasta 2 kW.

1.2. Ahorro de energía en unidades motorizadas

Los sistemas motores están compuestos por componentes individuales que trabajan juntos para producir movimiento mecánico (véase figura 2 [1]). Además del motor, pueden encontrarse presentes equipos para alimentarlos (como arrancadores o variadores de frecuencia), componentes para transmitir mecánicamente el movimiento al equipo accionado, controles mecánicos opcionales y componentes del proceso. Cada una de estas partes del sistema tendrán pérdidas que, cuando se combinan, determinan la eficiencia general del sistema.

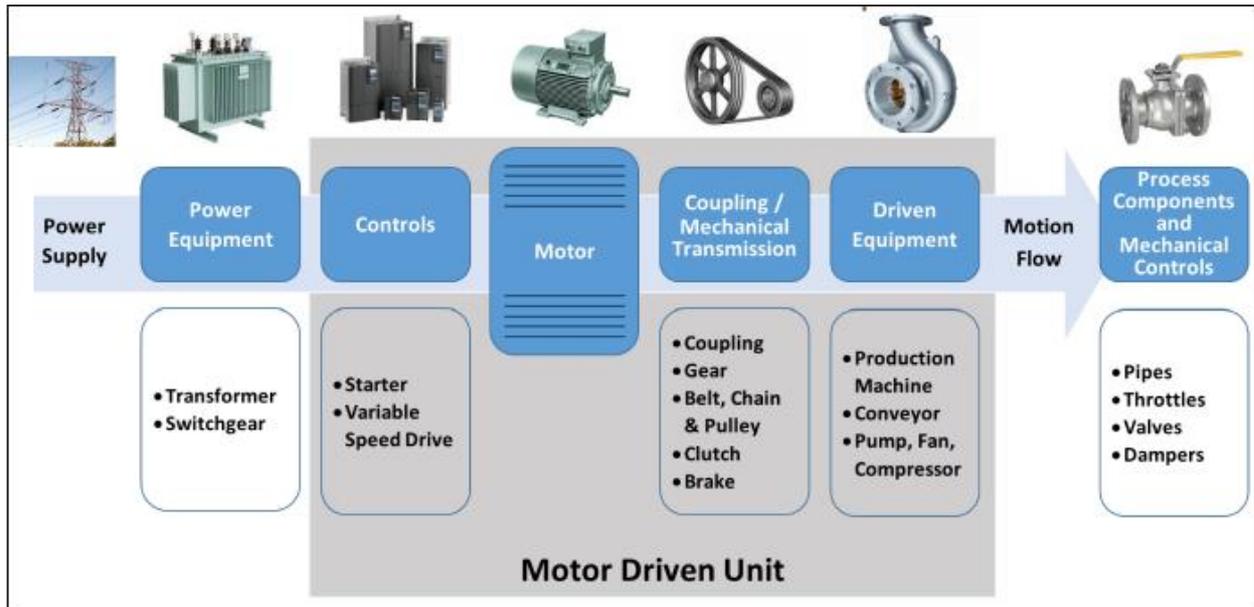


Figura 2. Unidad motorizada

Aunque la eficiencia de los componentes es importante, es la estrategia de control total del proceso la que ofrece el mayor potencial de ahorro de energía. En el diseño de sistemas de motores, es esencial identificar con precisión los requisitos de carga mecánica (características de par-velocidad) en una variedad de condiciones de operación. Hay que asegurarse de utilizar la mejor estrategia de control para entregar durante todo el ciclo de operación el par y la velocidad deseada con la máxima eficiencia.

En la figura 3[1] se muestran las principales estrategias para reducir el consumo de energía en los sistemas motores, como puede ser la reducción de pérdidas de potencia en el proceso de conversión de energía (aumento de la eficiencia del motor y convertidor), la reducción de la potencia de salida del motor y del convertidor (reducción del par de carga mediante la reducción de la fricción del proceso, la reducción de la velocidad de salida, etc.) y la reutilización de la energía potencial cinética y/o gravitacional almacenada.

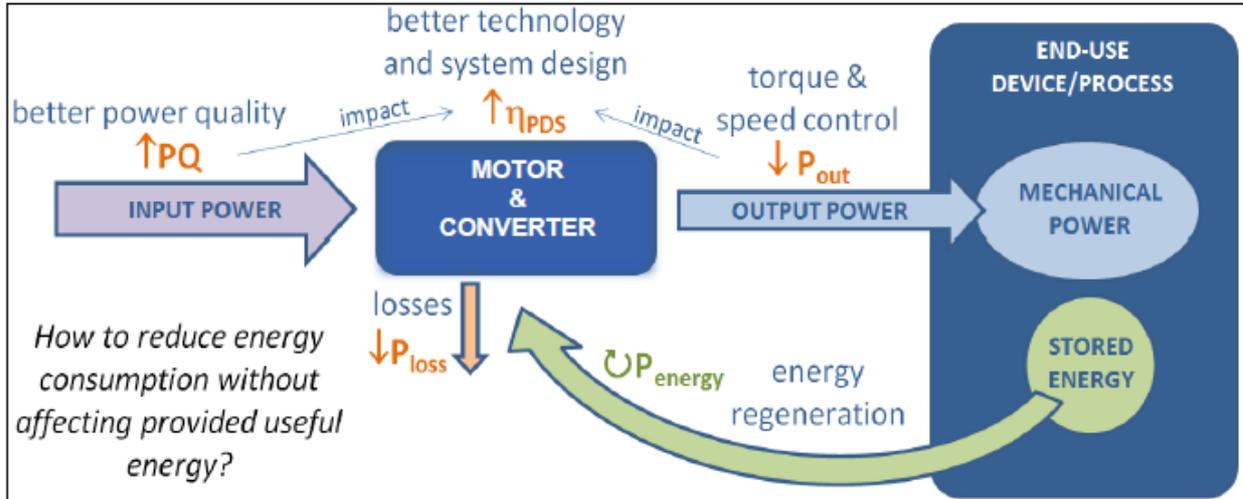


Figura 3. Estrategias para reducir el consumo de energía en sistemas de motores eléctricos

1.3. Unidades accionadas por motor

Las unidades integradas accionadas por motor han abierto un nuevo campo para los estándares de la eficiencia del rendimiento mecánico de las aplicaciones, tales como bombas, ventiladores o compresores. Algunos productos pequeños, como bombas circuladoras, extractores o compresores de enfriamiento, incluyen el motor, la aplicación (bomba, ventilador o compresor) y un variador de frecuencia en un paquete integrado fabricado por un productor. Esto facilita las pruebas y los estándares de rendimiento de la eficiencia total calculada como el cociente de la potencia de salida mecánica entre la potencia de entrada eléctrica.

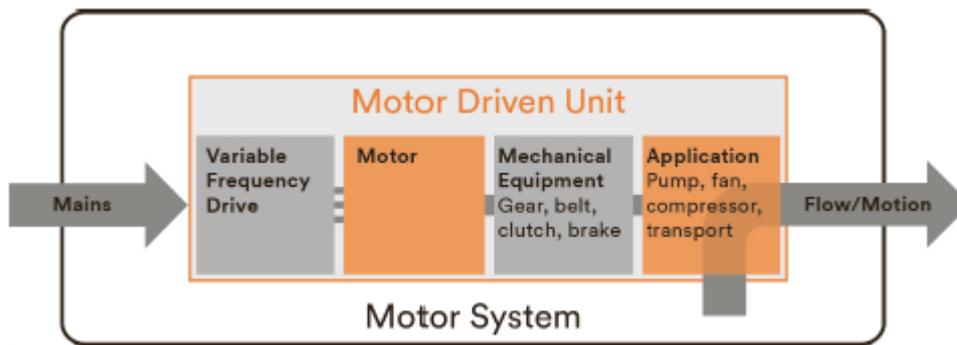


Figura 4. Definición de sistema motor [1]

Pero este paquete integrado no es lo más común, donde los tres componentes, a menudo, son fabricados por dos, o incluso tres, productores diferentes y ensamblados solo en la fábrica. En tal caso, tanto los componentes individuales como su interacción tienen que ser probados y, eventualmente, clasificados. La eficiencia de este sistema se puede expresar de dos maneras diferentes para un ejemplo de bombeo:

$$\eta_{\text{SISTEMA}} = \eta_{\text{CONVERTIDOR}} \cdot \eta_{\text{MOTOR}} \cdot \eta_{\text{BOMBA}} \quad (1)$$

$$\eta_{\text{SISTEMA}} = \frac{P_{\text{salida}} + \sum(\text{Pérdidas}_{\text{convertidor}} + \text{Pérdidas}_{\text{motor}} + \text{Pérdidas}_{\text{bomba}})}{P_{\text{entrada}}} \quad (2)$$

Sin embargo, este cálculo para la eficiencia del sistema aún no resuelve el problema completo, ya que, generalmente, los tres componentes principales no son independientes, lo que significa que la suma de sus pérdidas no arroja un resultado completo. Como se mencionó anteriormente, el variador de frecuencia reduce la eficiencia del motor debido a que se añaden unas pérdidas por adición o por una eficiencia combinada del variador de frecuencia y el motor.

El siguiente paso lógico es incluir motores y convertidores de frecuencia junto con la aplicación en el estándar de rendimiento, tanto para pruebas como para clasificación de eficiencia. El hecho de que estén involucrados tres componentes principales aumenta la complejidad de la unidad motorizada y hace que la estandarización sea más compleja. En el IEC 61800-9-1 se elaboró una primera versión de una posible metodología, en la que se definen las pérdidas de potencia relativas de la unidad motorizada para calcular la eficiencia energética del sistema para toda la aplicación.

1.4. Análisis del ciclo de vida de un motor

El periodo de retorno solo define cuando se recupera el capital empleado, pero no los beneficios del tiempo de vida, ya que la vida útil no se tiene en cuenta. Por el contrario, el método del valor neto indica si una inversión, aunque el periodo de retorno sea de varios años, es recomendada.

En la actualidad, existen una amplia variedad de accionamientos basados en motores y variadores altamente eficientes. Sin embargo, en las líneas de producción existentes en Europa con una vida útil de más de diez años, los accionamientos eléctricos que no se ajustan a las clases de eficiencia energética actualmente vigentes aún se utilizan ampliamente. Un análisis sistemático de este equipo de producción con la ayuda del método del valor neto muestra al operador de la línea si es mejor modernizar la línea o seguir operando como antes. Esta es una decisión económica y depende, principalmente, del tiempo de operación anual y del precio de la energía.

En el siguiente ejemplo se muestra que, efectivamente, las inversiones en una línea existente con un periodo de amortización más largo pueden dar sus frutos. Esto se aplica, especialmente, a las líneas que se utilizan durante doce o más años. Se utiliza una tasa de interés del 2%.

En una línea existente se encuentra un motor de 75 kW con una eficiencia del 92%. El motor está en funcionamiento 5000 horas al año. Se compara, a continuación, con un motor IE3 de 75 kW con una eficiencia del 95%. El nuevo motor cuesta 4200€, más 500€ en costes de instalación. En la Tabla 1 [2] se muestra la comparativa entre estos dos motores, y se obtiene que el remplazo del motor antiguo por el motor nuevo puede ser amortiguado en cuatro años.

Tabla 1. Amortización de un motor

Motor	Inversión (€)	Ahorro/año (€)	Amortización
Motor existente	0	0	-
Motor nuevo	4.700	1249	4 años

1.5. Visión y objetivos para 2020

Como consecuencia del Reglamento del motor (CE) 640/2009, la proposición de motores altamente eficientes de las clases IE2 e IE3 ha aumentado significativamente. Uno de los efectos secundarios beneficiosos resultantes es la mayor percepción de la eficiencia de los motores por parte de los usuarios, ya que muchos de ellos están cambiando, directamente, motores de clase IE1 a motores de clase IE3, o están instalando unidades de velocidad variable. Sin embargo, el Reglamento del motor es solo un primer paso, ya que aumentará la presión política sobre el sector industrial para que continúe con otras acciones de ahorro.

A continuación, se detalla una visión para una tecnología de accionamiento eléctrico que ahorre energía y recursos.

Las regulaciones introducidas por la Unión Europea están demostrando ser una herramienta altamente efectiva para definir el marco para el ahorro de energía basado en la tecnología de accionamiento eléctrico. Las exigentes, pero también realistas, estipulaciones de eficiencia establecidas por los legisladores han tenido

una gran aceptación entre los fabricantes, los productores de plantas y maquinarias y, también, entre los usuarios finales. Para un diseño energéticamente optimizado, los ingenieros pueden definir trenes de transmisión adaptados a la aplicación particular en cuestión, suministrados completamente ensamblados por el fabricante o juntar componentes eficientes energéticamente de diferentes proveedores. Esta flexibilidad fomenta la innovación y, también, permite a los fabricantes superar a sus competidores locales y globales por su conocimiento en el nivel de manejo.

El monitoreo práctico del mercado garantiza el cumplimiento de los altos estándares involucrados. Por lo tanto, los productos que no cumplen con los estándares requeridos no pueden poner en peligro la rentabilidad de las inversiones en producción, investigación e ingeniería.

Por otro lado, la transición en las regulaciones de un enfoque basado en componentes a un enfoque de sistema completo ha hecho una contribución importante a los objetivos de ahorros alcanzados. Mientras que los fabricantes y operadores de línea solían comprar simplemente dispositivos que cumplieran con las clases de eficiencia especificadas, hoy en día, los usuarios desean sistemas de eficiencia energética, que consisten en un motor eléctrico, un variador de velocidad o un arrancador de motor, un engranaje y la máquina de trabajo. Los sistemas de gestión de energía analizan y predicen el consumo de energía, y el enfoque de producto extendido permite a los especialistas de los fabricantes de planta y maquinaria (y, también, a los usuarios debidamente capacitados) seleccionar a propósito las medidas óptimas, sin series de pruebas elaboradas, largas y costosas.

Un factor clave para optimizar el balance de energía es el uso creciente de variadores de velocidad, cuya proporción en los variadores eléctricos ha aumentado significativamente. Mientras que, en 2012, solo uno de cada cinco unidades era un modelo de velocidad variable, la proporción actual, en 2020, ha aumentado, aproximadamente, un 50% [2] (véase figura 5). Los subsidios selectivos han alentado el remplazo de motores con bajos niveles de eficiencia y han progresado en la actualización de los variadores de velocidad. Esto permite un ahorro sustancial de energía, por ejemplo, con bombas, ventiladores o compresores.

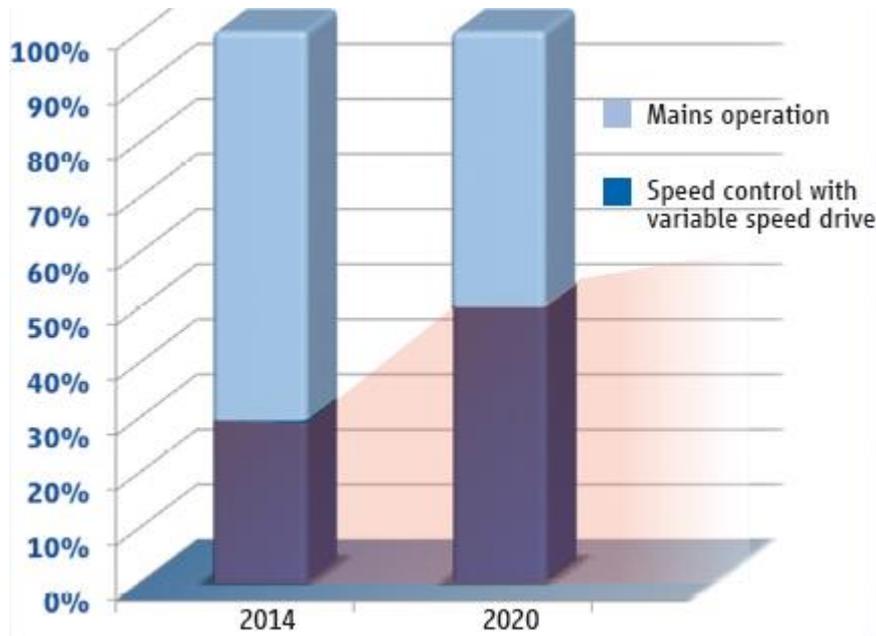


Figura 5. Aumento en unidades de velocidad variable

Sin embargo, hasta ahora, no todas las aplicaciones donde el control de velocidad tendría sentido se han equipado con variadores de velocidad. Por lo tanto, se puede anticipar un aumento adicional.

2 CONVERTIDOR DE FRECUENCIA – MOTOR - APLICACIÓN

Alrededor del 60% [2] del ahorro total de energía potencial se puede lograr mediante la optimización del sistema mecánico de la máquina (optimizando el impulsor de la bomba, los ángulos de las aspas del ventilador, etc.). Sin embargo, en este documento nos centraremos en otros ahorros potenciales que se pueden lograr mediante el diseño de los sistemas de accionamiento eléctrico. Estos también son bastantes sustanciales, representando el 40% de la potencia total.

Tabla 2. Posibles ahorros de sistemas de accionamiento eléctrico

Posibles ahorros de sistemas de accionamiento eléctrico	Posibles ahorros (%)
Uso de motores con mayor eficiencia energética	10
Control variadores de frecuencia	30
Optimización del sistema mecánico	60
Total	100

Los sistemas de accionamiento eléctrico consisten, esencialmente, en los siguientes componentes:

- Un dispositivo para controlar los motores desde la red eléctrica, generalmente, un contactor, arrancador suave o un variador de velocidad variable;
- Un motor eléctrico que convierte la energía eléctrica en energía mecánica;
- Una caja de engranajes que ajusta la velocidad mecánica del motor al punto de trabajo de la máquina accionada (opcional);
- Un equipo accionado, como puede ser una una cinta transportadora.

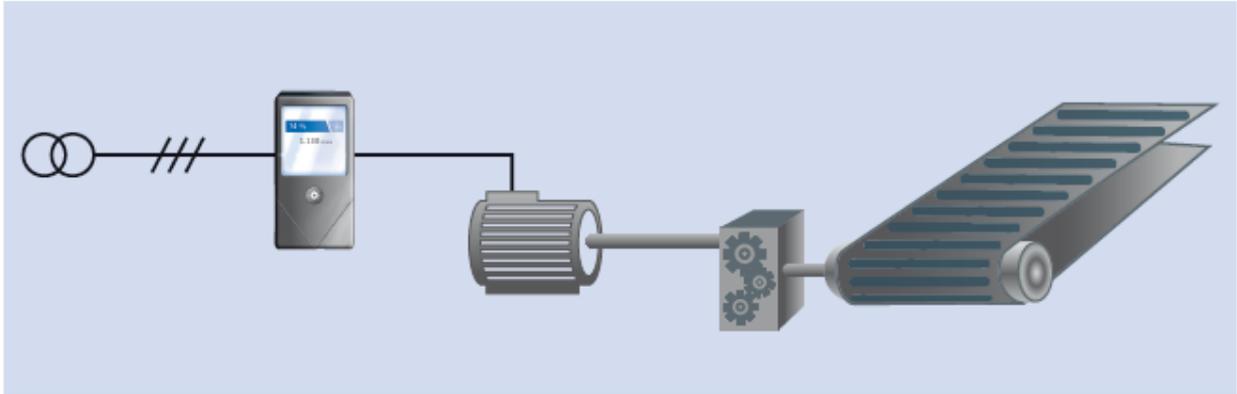


Figura 6. Diagrama de un tren de transmisión [2]

En algunas aplicaciones de velocidad fija no es necesario un variador de velocidad, podría ser necesario con un contactor para encender y apagar el motor, o un arrancador suave para el arranque suave del motor. En otras aplicaciones, de velocidad variable, para el control de la velocidad de un motor trifásico, la frecuencia y el voltaje deben variar. Esto se hace, automáticamente, a través de un variador de frecuencia.

2.1. Motor

Los motores eléctricos convierten la energía eléctrica en energía mecánica o, para ser más específicos, en velocidad y par. Gracias a su principio de acción, los motores eléctricos tienen una eficiencia relativamente alta. Un valor típico para un motor asíncrono trifásico de 1,1 kW es, aproximadamente, un 82%. Los motores de 100 kW tienen eficiencias de hasta el 95% [2].

Las pérdidas en los motores son causadas por varios efectos físicos. Dependiendo de la tecnología utilizada y del tamaño del modelo involucrado, la magnitud relativa puede variar. Los factores de pérdida más importantes son:

- Pérdidas resistivas en los devanados del motor;
- Pérdidas magnéticas y corrientes parásitas;
- Pérdidas por fricción mecánica y efectos parásitos.

Dependiendo del punto de operación del motor (velocidad y par), estos efectos tienen una influencia diferente en las pérdidas del motor. Si bien, por ejemplo, la potencia de salida disminuye en proporción a la disminución del par, las pérdidas del motor no se reducen proporcionalmente, lo cual indica que el motor se vuelve más ineficiente con cargas parciales. Para conseguir una operación de bajo consumo de energía, el motor siempre debe ser utilizado al máximo y se debe de evitar el sobredimensionamiento.

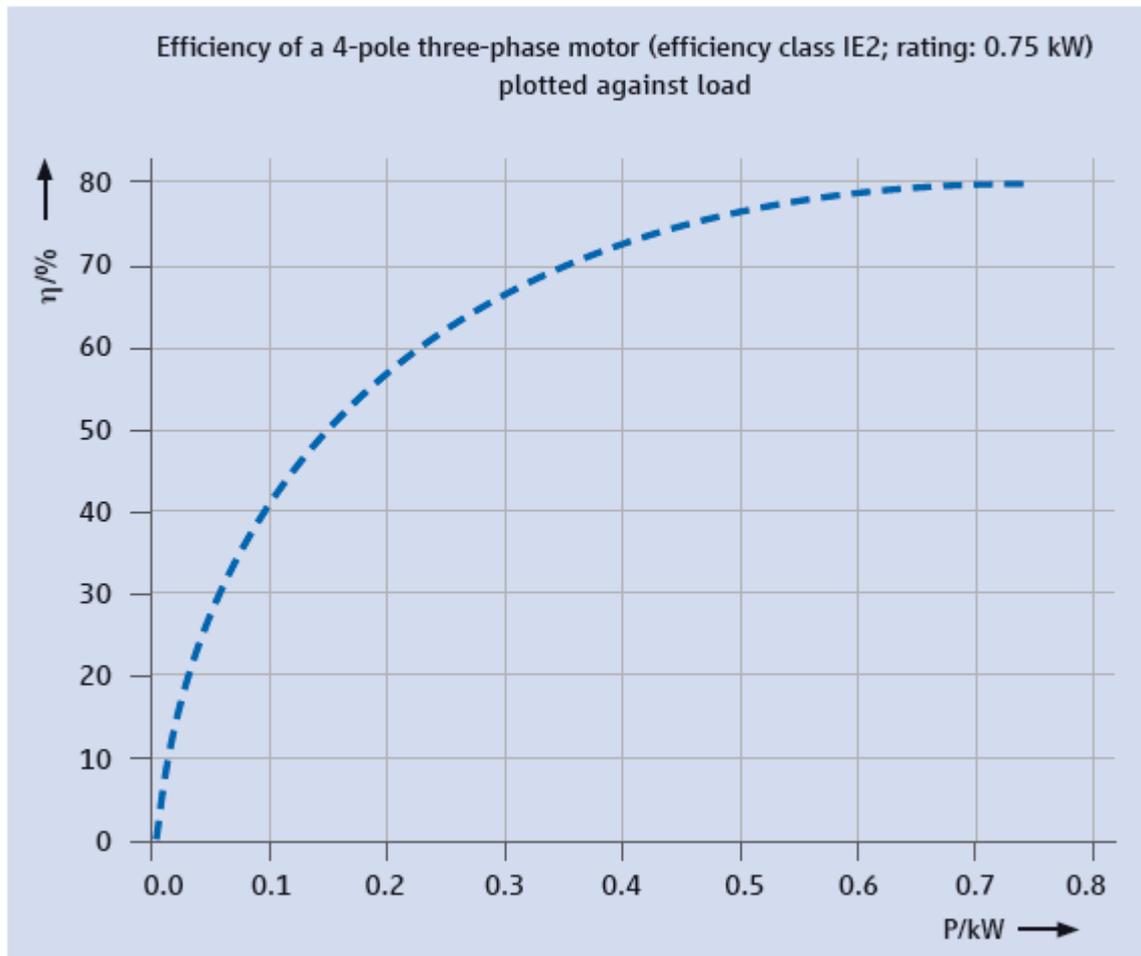


Figura 7. Eficiencia del motor frente a la carga

2.1.1. Reglamento del Motor de la Unión Europea

En la primera etapa del Reglamento Europeo del Motor, los legisladores han prohibido la comercialización de motores eléctricos menos eficientes. En la práctica, esto significa que el fabricante debe asegurarse que los motores cumplan con la normativa y (como es habitual con otras directivas europeas) deben emitir una declaración de conformidad CE.

Los motores que se colocaron en el mercado antes de la fecha límite pueden continuar vendiéndose incluso después de que la fecha límite haya pasado, y se pongan en servicio y se utilicen de acuerdo con las reglas que se aplican antes de la fecha límite. Por ejemplo, un fabricante puede colocar motores con una clase de eficiencia IE2 con una potencia nominal mayor o igual a 7,5 kW dentro del alcance de los Reglamentos (CE) 640/2009 y (UE) 4/2014 en el mercado hasta el 31 de diciembre de 2014. Estos motores se interpretarán como comercializados legalmente si hasta la fecha han pasado del fabricante a otra entidad legal, como puede ser distribuidores o compañías de ventas. Luego, pueden revenderse, ponerse en servicio y utilizarse, incluso, después de la fecha límite del 1 de enero de 2015. Ahora bien, la comercialización de estos motores será bajo ciertas condiciones. El fabricante debe indicar en el motor y en la información del producto, de conformidad con el Reglamento 640/2009, que el motor solo puede funcionar con un control electrónico de velocidad.

En el caso de no haber suficiente espacio en la placa de características, se recomienda que el fabricante coloque una etiqueta adhesiva (véase figura 10) en el motor que informe al usuario sobre las condiciones de puesta en servicio involucradas.



Figura 8. Etiqueta adhesiva

Por otro lado, la vigilancia del mercado es responsabilidad de los estados miembros de la Unión Europea. Éstos designarán a las autoridades responsables de la vigilancia del mercado y especificarán la tareas, poderes y arreglos organizativos necesarios. La vigilancia del mercado verifica la identificación y la información obligatoria sobre el producto: la declaración de conformidad, los documentos técnicos y las características del dispositivo.

2.1.2. Variación de velocidad de motores de inducción

La relación entre la rotación, la frecuencia de alimentación, el número de polos y el deslizamiento de un motor de inducción obedece a la expresión 3.

$$n = \frac{120 \cdot f_1}{p} \cdot (1-s) \quad (3)$$

donde:

- n: es la velocidad de rotación mecánica (rpm)
- f_1 : es la frecuencia de la tensión de alimentación (Hz)
- p: número de polos
- s: deslizamiento

El análisis de la expresión 3 nos indica que se puede actuar en tres parámetros para variar la velocidad de un motor. Entre estos parámetros, se encuentra la frecuencia de la tensión, la cual es posible modificarla a través de variadores de frecuencia.

El par desarrollado por el motor de inducción:

$$T = k_1 \cdot \phi_m \cdot I_2 \quad (4)$$

Y el flujo de magnetización, despreciándose la caída de ension ocasionada por la resistencia y por la reactancia de los devanados estáticos, se expresa:

$$\phi_m = k_2 \cdot \frac{V_1}{f_1} \quad (5)$$

Donde:

- T: es el par disponible en el eje (N·m)
- ϕ_m : es el flujo de magnetización (Wb)
- I_2 : es la corriente rotórica (A)
- V_1 : es la tensión estática
- K_1 y k_2 : son constantes que dependen del material y del diseño de la máquina

Teniendo en cuenta que la corriente depende de la carga y que ésta es constante, la corriente, prácticamente, también será constante. Por tanto, variando proporcionalmente la amplitud y la frecuencia de la tensión de alimentación, el flujo y, consecuentemente, el par, permanecen constantes. El motor, entonces, provee un ajuste continuo de velocidad y par con relación a la carga mecánica. Las pérdidas se pueden minimizar de acuerdo con la carga, manteniéndose constante el deslizamiento de la máquina para cualquier velocidad.

Por tanto, la relación V_1/f_1 es lineal hasta la frecuencia nominal (base) del motor. Por encima de ésta, la tensión es máxima e igual a la nominal (base), y permanece constante, variando únicamente la frecuencia aplicada en el devanado estatórico del motor (véase figura 8)

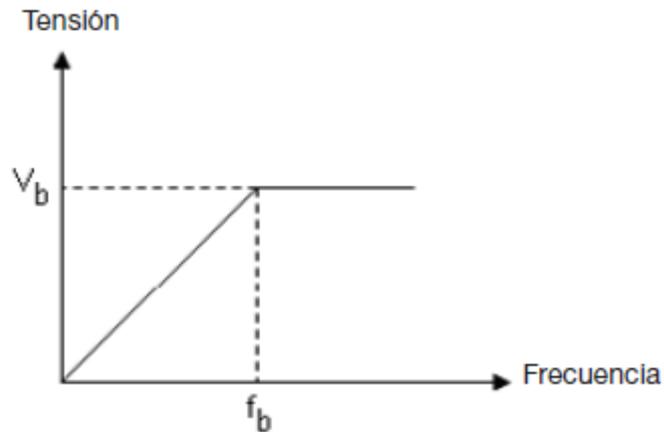


Figura 9. Tensión – Frecuencia

Es por ello por lo que, por encima de la frecuencia nominal, el par disminuye, ya que la tensión permanece constante mientras que la frecuencia aumenta (véase figura 9)



Figura 10. Par frente frecuencia

Por tanto, dado que la potencia útil del motor es calculada como el producto del par y la velocidad, la potencia crecerá linealmente hasta alcanzar la frecuencia nominal, punto en el cual permanecerá constante.

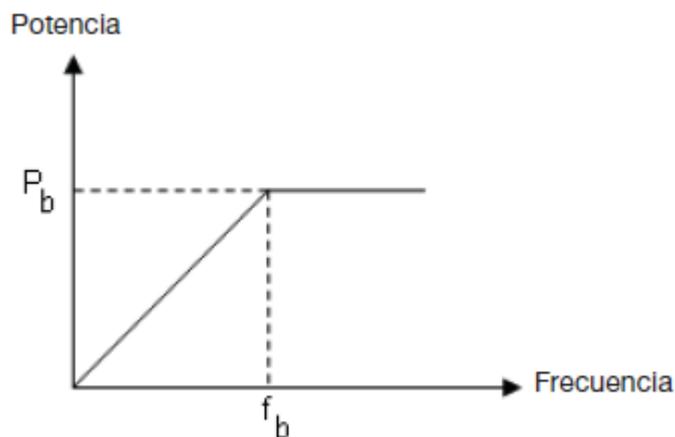


Figura 11. Potencia frente frecuencia

2.2. Variador de frecuencia

En la actualidad, se pueden encontrar una amplia gama de variadores de frecuencia, desde unos pocos vatios hasta varios megavatios. La eficiencia de las unidades de velocidad variable, hoy en día, se encuentra, generalmente, entre el 96 – 98% [2] (dependiendo de la potencia) y está determinada por la eficiencia de la electrónica de potencia.

El objetivo principal de un variador de velocidad es controlar la velocidad del motor, conceptualmente, igual a una caja de cambios electrónica variable. Dependiendo de los requisitos del proceso, la velocidad del motor se puede cambiar para que coincida con la necesidad del proceso y, así, optimizar la energía tomada de la red.

Este modo de control del proceso ofrece enormes ahorros en energía y es, significativamente, más eficiente que un control del acelerador, por ejemplo, en una aplicación de bomba (véase figura 12 [2]). El Reglamento de motores de la Unión Europea también permite el uso de un motor IE2 con control de velocidad que utiliza un variador de velocidad como alternativa a un motor de IE3 en línea.

En la figura 8, se puede observar que para la misma potencia de salida (100%), en el caso de disponer de una válvula, la potencia de entrada deberá ser 2.81 veces mayor que la potencia de salida, mientras que, en el caso de utilizar un variador de velocidad, la potencia de entrada deberá ser 1.58 veces superior a la de salida. Ello implica que las pérdidas sufren una reducción de un tercio.

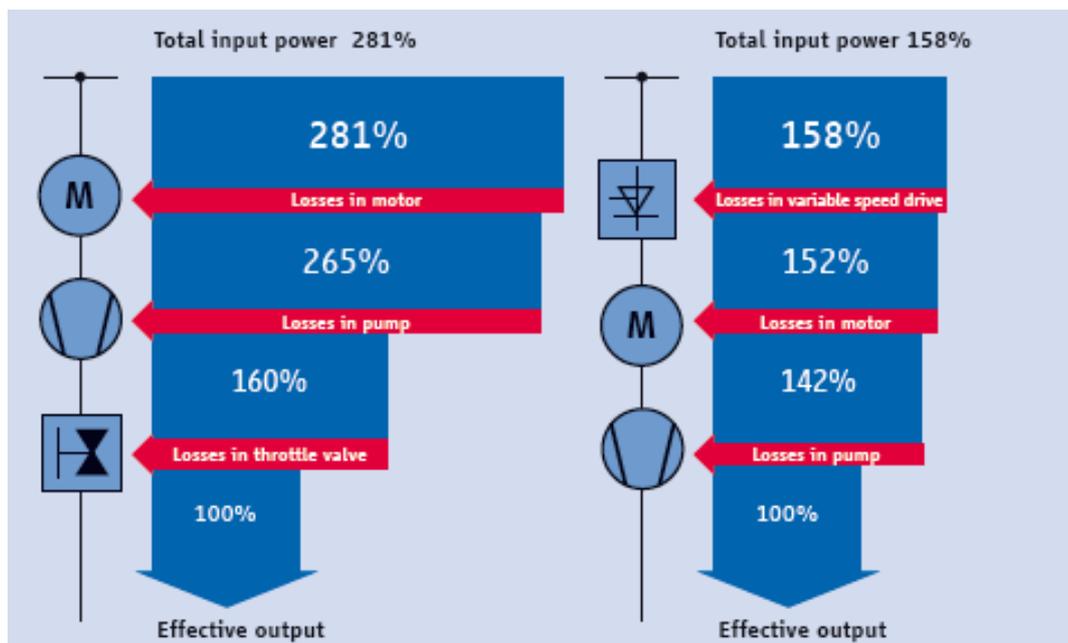


Figura 12. Comparación de pérdidas con variador y acelerador

2.2.1. Funcionamiento del variador de frecuencia

La principal tarea de un variador de frecuencia es controlar la velocidad del motor, conceptualmente, igual que una caja de cambios. Dependiendo de los requerimientos del proceso, la velocidad del motor puede ser modificada, ajustándose a la necesitada por el equipo accionado, de manera que se optimice la energía tomada de la red.

Un variador de frecuencia es un dispositivo utilizado para el control de la velocidad rotacional de un motor AC, a través del control de la frecuencia de alimentación suministrada al motor. En primer lugar, estos convertidores convierten la corriente alterna en corriente continua a través de un puente rectificador. Un puente rectificador es un circuito electrónico que se utiliza para transformar la corriente alterna en corriente continua, convirtiendo la totalidad de la forma de onda de entrada en una polaridad constante (positiva o negativa) en la salida.

ETAPA 1

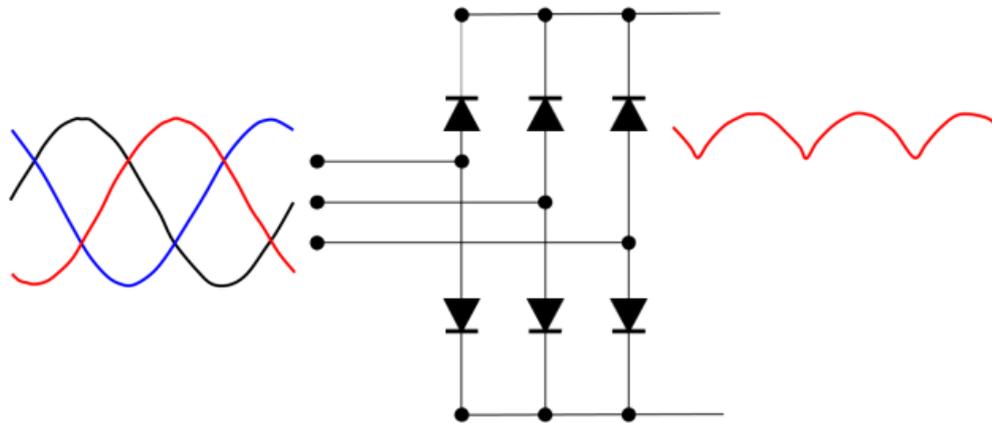


Figura 13. Puente rectificador [12]

A continuación, se coloca un filtro LC que permita eliminar el rizado de la señal, consiguiendo así corriente continua.

ETAPA 2

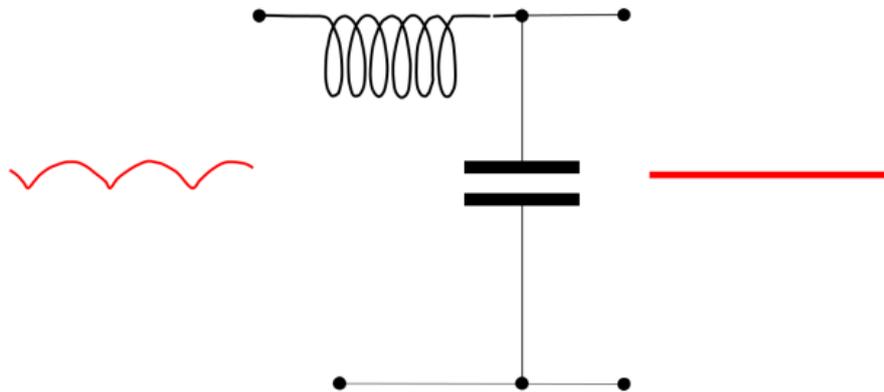


Figura 14. Filtro LC [12]

Por último, se convierte la corriente continua en corriente alterna, a través de un inversor (véase figura 15), recibiendo así el motor la frecuencia y voltaje adecuado mediante la activación de interruptores. Este convertidor suele estar controlado por la técnica de modulación PWM (Pulse Width Modulation). Es decir, una onda de amplitud fija, pero anchura variable. La secuencia de la onda PWM se crea con una amplitud y frecuencia cuya componente fundamental mantenga al motor con un ratio tensión/frecuencia constante y a la velocidad deseada de funcionamiento.

Tras su paso por el inversor se obtiene una onda de corriente alterna con frecuencia distinta a la red, pero que es capaz de crear una forma de corriente senoidal en el motor de forma que se puede controlar el flujo de la máquina.

ETAPA 3

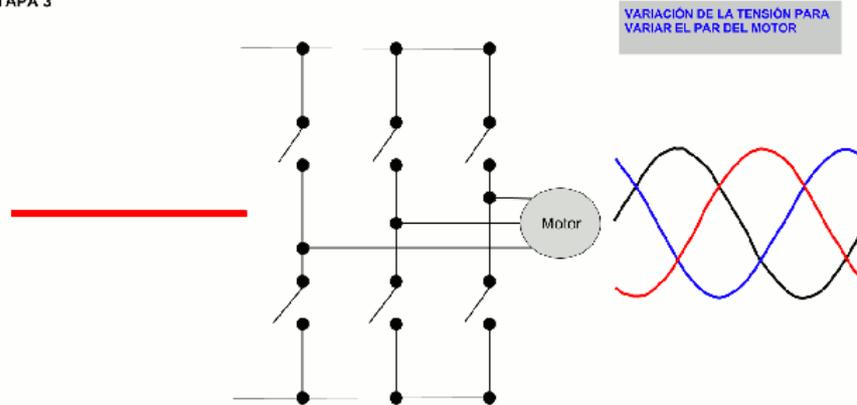


Figura 15. Inversor [12]

2.2.2. Modos de control

Básicamente hay dos tipos de control de los convertidores electrónicos de frecuencia: el escalar y el vectorial.

- El control escalar impone en el motor una determinada tensión/frecuencia, manteniendo la relación V/f constante, por lo que el motor trabaja con flujo, aproximadamente, constante. Este control es aplicado cuando no es necesario la actuación de respuestas rápidas en par y velocidad y es, particularmente, interesante cuando hay varios motores conectados a un único convertidor. El control escalar es lo más utilizado debido a su simplicidad.
- El control vectorial permite atender un elevado grado de precisión y rapidez en el control del par y de la velocidad del motor. El control descompone la corriente del motor en dos vectores: uno que produce el flujo de magnetización y otro que produce el par, regulando, independientemente, el par y el flujo.

Las principales diferencias entre los dos tipos de control son que el control escalar solo considera las amplitudes del flujo, corriente y tensión refiriéndolas al estator, y su cálculo esta basado en el circuito equivalente del motor, es decir, en ecuaciones en régimen permanente. Por contra, en el control vectorial, considera las amplitudes del flujo, corriente y tensión representándolas por vectores y el motor de inducción es visto por el control vectorial como un motor de corriente continua, regulándose, independientemente, el par y el flujo.

2.3. Arrancador suave

El control de un motor trifásico con un arrancador suave tiene varias consecuencias beneficiosas: los sistemas de transporte se inician sin sacudidas, se evitan los aumentos de presión en los sistemas de bombeo o se reducen las corrientes de arranque en el caso de grandes masas giratorias. En este caso, durante un tiempo de rampa configurable, el voltaje alimentado al motor aumenta de cero a nominal utilizando un control de ángulo de fase y, por lo tanto, se controla la operación de arranque.

Los arrancadores suaves son más baratos que los variadores de velocidad y funcionan casi sin pérdidas, ya que conmutan el motor directamente a la red eléctrica mediante un contactor cuando se alcanza la velocidad máxima. Para aplicaciones que involucran motores de tamaño óptimo, esta configuración es mejor en términos de eficiencia energética. En aplicaciones donde el proceso permite ahorrar energía ajustando la velocidad, los variadores de velocidad son preferibles a un arrancador suave, ya que con éstos no se puede controlar la velocidad del motor. Según el Reglamento de motores de la UE, a partir del 1 enero de 2015, los arrancadores suaves ya no podrán comercializarse con motores IE2, sino solo con motores IE3.

2.4. Interacción entre red y convertidor

2.4.1. Armónicos

En estos últimos años, los convertidores de frecuencia han sido usados en diversas aplicaciones industriales, debido, principalmente, al control preciso de la velocidad que éstos proporcionan a los motores eléctricos de corriente alterna. Sin embargo, los convertidores de frecuencia son fuentes generadoras de perturbaciones eléctricas, como lo es la contaminación armónica. Las corrientes armónicas generan problemas tanto en el sistema de suministro de energía como dentro de la instalación.

Los armónicos se definen, según la Norma IEEE-519, “como el contenido de la señal cuya frecuencia es un múltiplo entero de la frecuencia de repetición base o frecuencia fundamental”. El parámetro que demuestra la distorsión que los armónicos pueden causar en la red es el THD (Distorsión Armónica Total – *Total Armonic Distortion*), suministrado por el fabricante del convertidor y definido según la expresión 6.

$$THD = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{A_h}{A_1}\right)^2} \quad (6)$$

Donde:

- A_h : es el valor eficaz de las componentes armónicas
- A_1 : es el valor eficaz de la componente fundamental

A fin de mantener la calidad de la energía eléctrica, a través de normas y estándares como la mencionada IEEE-519, se han marcado unas tolerancias permisibles para los niveles de contaminación armónica producida por cargas no lineales.

Un rectificador es una carga no lineal. Cuando aplicamos una tensión senoidal a una carga a través de un rectificador, obtendremos una forma de onda de corriente muy distinta a una senoide, en la que pueden presentarse ciertas asimetrías e histéresis. La mayoría de los convertidores de frecuencia operan usando puentes rectificadores en la entrada, por lo que estos equipos presentan una contaminación armónica. Dependiendo del tipo de puente rectificador, será la magnitud y el orden de los armónicos que aparecerán.

Los armónicos pueden causar sobrecalentamiento en conductores afectando a su nivel de aislamiento. En los devanados de los motores se pueden originar incrementos de temperatura, generando ruido y oscilaciones del par en el rotor, lo cual conduce a resonancias y vibraciones mecánicas.

En la tabla 2, se muestran algunos factores que pueden incrementar o disminuir las corrientes armónicas.

Tabla 3. Factores que incrementan o disminuyen las corrientes armónicas

Factores que incrementan las corrientes armónicas	Factores que disminuyen las corrientes armónicas
Ausencia de reactancias en la línea	Inductancias en los variadores
Alta carga del motor	Mayor número de pulsos en el rectificador

2.4.2. Reactancia de red

Las corrientes armónicas que circulan por las impedancias de la red de alimentación causan caídas de tensión armónicas, alterando la tensión de alimentación del propio convertidor o de otros equipamientos conectados a la red. Estas distorsiones armónicas de corriente y tensión pueden ocasionar un bajo factor de potencia y, además, pueden aumentar las pérdidas eléctricas en las instalaciones con sobrecalentamiento de componentes tales como cables, motores, banco de capacitores, etc.

La reactancia de red suaviza los picos y, por tanto, reduce el contenido armónico, y disminuye el valor eficaz de corriente en la entrada, causando, también, disminución de la distorsión de la tensión a la entrada del convertidor. Para evitar daños al convertidor, se debe de tener una impedancia mínima en la red que

proporcione una caída de tensión porcentual del 1% al 2%, dependiendo del tamaño del convertidor de frecuencia.

El valor de reactancia de red necesaria para que se obtenga la caída de tensión porcentual deseada puede ser calculado según la expresión 7.

$$L = \frac{(\text{caída de tensión } (\%) \cdot U_{red}}{\sqrt{3} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{red} \cdot I_{nominal}} \text{ [H]} \quad (7)$$

2.5. Interacción entre convertidor y motor

En primer lugar, se va a mostrar en la figura 16 [6] el proceso en el cual la tensión de la red pasa por el convertidor hasta el motor, y las respectivas transformaciones que ésta sufre.

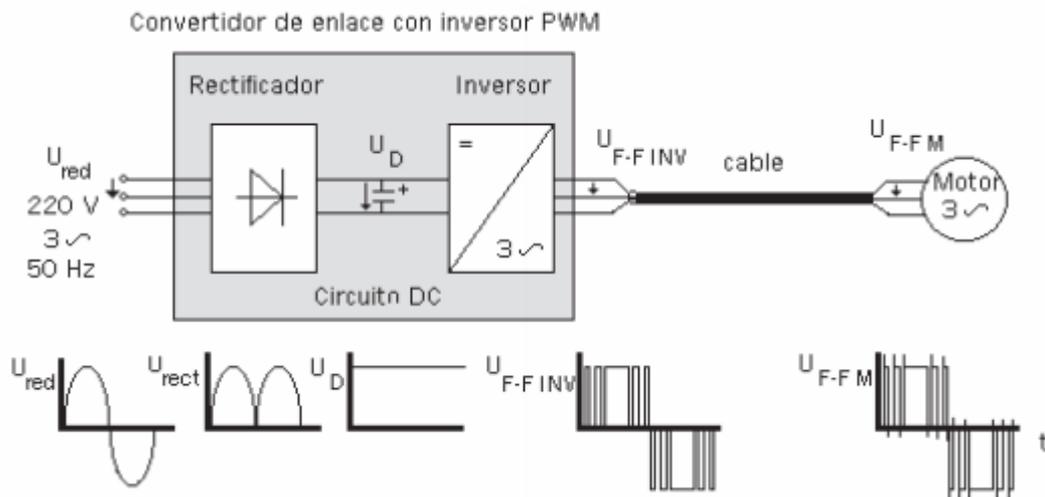


Figura 16. Tensión desde la red hasta el motor

2.5.1. Armónicos

El motor de inducción sometido a una tensión PWM, proveniente del convertidor de frecuencia, estará sujeto a tensiones armónicas. Dependiendo de la modulación PWM empleada, de la frecuencia de conmutación y de otras peculiaridades del control, el motor podrá presentar incremento de pérdidas, temperatura, ruido, niveles de vibración y pérdidas de eficiencia. Para reducir los armónicos generados por un convertidor de frecuencia PWM, en la tabla 3 se muestran algunas soluciones.

Tabla 4. Soluciones para reducir armónicos

Posibles soluciones para reducir armónicos	Características de la solución
Utilización de inversores con más nivel	Reducción de confiabilidad del convertidor
	Aumento de costos
	Aumento de la complejidad del control
Uso de filtros pasivos de salida	Restricción para operaciones en los modos vectoriales
	Aumento del costo de la instalación
	Caída de tensión (reducción de la potencia del motor)
Mejoras de la modulación PWM	Algoritmo SVM (Space Vector Modulation)
	No aumentan los costos
	Mejora en el control de tensión
	Mayor eficiencia del conjunto (motor + convertidor)

No hay normalización cuanto a los valores límites de distorsión armónica de tensión y corriente, pero las normas consideran el aumento de las pérdidas del motor debido al uso del convertidor. La IEC 60034-17 ejemplifica el aumento de las pérdidas del motor debido al uso de convertidor con un caso práctico de un motor de carcasa 315. Tomando los datos de esta norma, se obtiene la figura 17 donde se puede observar que se obtienen mayores pérdidas en el motor (cuando éste funciona sin cargas) si es alimentado con PWM que con una alimentación senoidal.

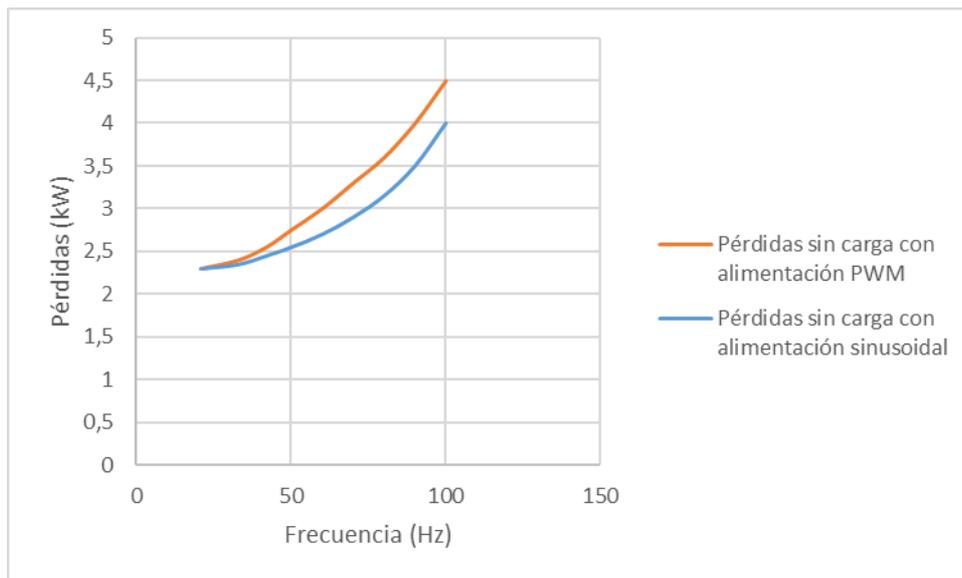


Figura 17. Pérdidas en un motor alimentado senoidalmente y con PWM

2.5.2. Consideraciones conforme a la eficiencia

La falta de una norma que especifique el procedimiento de pruebas para la evaluación de la eficiencia del

sistema (convertidor + motor) permite que la prueba sea realizada de diferentes maneras. Por tanto, los resultados obtenidos no deben influenciar en la aceptación o no del motor, excepto mediante acuerdo entre fabricante y comprador. La experiencia adquirida hasta el momento permite que se tomen las siguientes consideraciones:

- El motor de inducción disminuye su eficiencia cuando es alimentado por un convertidor de frecuencia PWM en relación con un motor alimentado por tensión puramente senoidal.
- En aplicaciones de motores de inducción de jaula con convertidores de frecuencia, debe ser evaluada la eficiencia del sistema (convertidor + motor) y no solamente del motor.
- Cada caso debe ser analizado. Se debe considerar las características del convertidor y motor, tales como: frecuencia de operación, frecuencia de conmutación, condición de carga y potencia del motor o tasa de distorsión armónica del convertidor.
- La instrumentación utilizada en las mediciones es de extrema importancia. Deben de ser utilizados instrumentos que puedan medir el valor eficaz verdadero, de modo que sea posible la lectura de los valores correctos de potencia absorbida en la entrada y salida del convertidor.
- El aumento de la frecuencia de conmutación disminuye la eficiencia del convertidor y aumenta la del motor.
- Motores de alta eficiencia alimentados por convertidores de frecuencia mantienen su eficiencia superior, en comparación con motores estándares alimentados por convertidores.

2.5.3. Influencia del convertidor en la elevación de temperatura del motor

Los motores de inducción pueden presentar una elevación de la temperatura cuando son alimentados por un convertidor que cuando son alimentados por una tensión senoidal. Este aumento de la temperatura es debido al incremento de las pérdidas del motor. Las distorsiones armónicas de tensión en el motor contribuyen al incremento de pérdidas. Además, las corrientes armónicas de alta frecuencia provocan un aumento de las pérdidas Joule en los conductores. Para poder reducir el sobrecalentamiento del motor se pueden tomar las siguientes soluciones:

- Reducir el par nominal (sobredimensionamiento del motor)
- Utilización de sistema de ventilación independiente

2.5.4. Influencia del convertidor en el sistema aislante del motor

Las elevadas frecuencias de conmutación de los convertidores actuales (comúnmente transistores IGBT) provocan algunas consecuencias no deseadas, tales como el aumento de la emisión electromagnética y la probable incidencia de picos de tensión. Dependiendo de las características del control y de la modulación PWM adoptada, los pulsos, en combinación con las impedancias del cable y del motor, pueden generar, de manera repetitiva, sobretensiones en los terminales del motor. Estos pulsos pueden reducir la vida del motor por la degradación de su sistema de aislamiento.

El cable y el motor pueden ser considerados un circuito excitado por los pulsos rectangulares del convertidor. Cuando los valores R, L y C son tales, que la tensión de pico presenta valores superiores a la de la tensión de la fuente, la respuesta del circuito a esta excitación es considerada un overshoot. Un overshoot afecta especialmente al aislamiento entre espiras.

2.5.5. Longitud del cable

Uno de los factores predominantes en la incidencia de picos de tensión en los terminales del motor alimentado por convertidor es el largo del cable. El cable puede ser considerado una línea de transmisión, es decir, impedancias distribuidas en inductancias y capacitancias conectadas en serie/paralelo. A cada pulso, el convertidor entrega energía al cable cargando estas inductancias y capacitancias.

La señal llega al motor a través del cable y es, parcialmente, reflejada, ocasionando sobretensión. Largos cables elevan, generalmente, el valor de overshoot en los terminales del motor. De acuerdo con el 'NEMA Application Guide for AC ASD Systems', con los modernos IGBTs los overshoots empiezan a aparecer a partir de, aproximadamente, tres metros, pudiendo llegar a dos veces el valor de la tensión de la fuente para un largo del cable de quince metros [4].

2.5.6. Frecuencia de conmutación

Con la evolución de la electrónica de potencia, la frecuencia de conmutación atinge, actualmente, a valores del orden de 20 kHz [4]. Cuanto mayor es la frecuencia de conmutación del convertidor, mayor será la degradación del sistema aislante. Hay estudios que demuestran que la dependencia del tiempo de vida útil del aislamiento en función de la frecuencia de conmutación no es una relación sencilla, pero han permitido mostrar datos interesantes:

- Para frecuencias de conmutación ≤ 5 kHz, la probabilidad de fallo en el aislamiento es directamente proporcional a la frecuencia de conmutación.
- Para frecuencias de conmutación > 5 kHz, la probabilidad de fallo en el aislamiento es directamente proporcional al cuadrado de la frecuencia de conmutación.

El incremento de la frecuencia de conmutación puede, también, ocasionar daños en los rodamientos. Por otro lado, el incremento de la frecuencia de conmutación mejora la serie de Fourier de la tensión inyectada en el motor, mejorando, de esta manera, el desempeño del motor en términos de temperatura y ruido.

2.5.7. Influencia del convertidor en la vibración mecánica del motor

Las interacciones entre los armónicos de corriente y el flujo pueden dar lugar a fuerzas parásitas en el motor, ocasionando, así, vibraciones mecánicas, además de contribuir al nivel de ruido. Estos efectos pueden ser atenuados si son tomados en cuenta en el diseño del motor, en relación con las ranuras estatóricas y rotóricas, chapas y carcasa, simplificando el sistema mecánico.

Los convertidores actuales también poseen herramientas para controlar estos problemas, evitando frecuencias específicas dentro del rango de operación.

2.6. Interacción entre motor y carga accionada

2.6.1. Tipos de carga

El correcto dimensionamiento del sistema de velocidad variable también depende del conocimiento de la propia carga. Las cargas pueden ser clasificadas en tres tipos:

- Par variable
- Par constante
- Potencia constante

2.6.1.1. Cargas de par variable

La variación de la velocidad por medio de accionamientos electrónicos permite grandes ahorros de energía con este tipo de carga.

- Para una variación cuadrática del par, el par varía de forma cuadrática con la velocidad mientras que la potencia varía con el cubo de la velocidad;
- Para una variación lineal del par, el par varía linealmente con la velocidad mientras que la potencia varía con el cuadrado de la velocidad.

Algunos ejemplos típicos de este tipo de carga son las bombas centrífugas, los sopladores centrífugos, ventiladores o compresores centrífugos.

2.6.1.2. Cargas de par constante

En este tipo de carga, el par es constante durante todo el rango de velocidad mientras que la potencia varía linealmente con la velocidad de operación. Algunos ejemplos de aplicación son los compresores alternados, elevadores de carga, cintas transportadoras o trituradoras.

2.6.1.3. Cargas de potencia constante

En este tipo de carga, el par disminuye proporcionalmente a la frecuencia con el aumento de la velocidad mientras que la potencia resulta constante durante todo el rango de operación. Algunos ejemplos típicos de operación son las herramientas de mecanizado o taladradoras.

2.7. Dimensionamiento óptimo de sistemas de accionamiento

Para el dimensionamiento óptimo de los sistemas de accionamiento, los requisitos del proceso deben determinarse con la mayor precisión posible. La eficiencia se reduce sustancialmente si un componente solo se opera con cargas bajas, por ejemplo, si toda la potencia del proceso diseñado se utiliza solo durante las horas pico. Las eficiencias nominales de una placa de características pueden ser engañosas en este caso y deberían servir simplemente como un valor de referencia inicial.

Ello implica que un componente muy eficiente no necesariamente resultará en un menor consumo de energía en un sistema de accionamiento. Un motor de clase IE3 no solo tiene una mejor eficiencia, sino que, a menudo, tiene un mayor momento de inercia que un motor IE2. Si un proceso consiste, principalmente, en operaciones de aceleración y desaceleración, entonces debido a la mayor inercia se requerirá más energía que con un motor de baja inercia.

Además, los componentes del sistema de accionamiento pueden influenciarse unos a otros, tal y como se ha podido demostrar. La eficiencia a carga parcial de los motores puede, por ejemplo, optimizarse utilizando un accionamiento inteligente de velocidad variable. Tener en cuenta el motor y el variador de velocidad por separado no descubre este potencial.

En general, estos ejemplos muestran que con la optimización del sistema, los potenciales de ahorro de energía son mayores que con la optimización de los componentes. Debido a la complejidad que implica este tipo de enfoque general, los cálculos manuales son muy elaborados o casi imposibles. Por esta razón, muchos fabricantes de tecnologías de accionamiento ofrecen un software de ingeniería de apoyo, diseñado para ayudar al usuario a determinar los requisitos del proceso y calcular la eficiencia energética de un sistema de accionamiento completo. Dependiendo del alcance del software, se tiene en cuenta las posibles eficiencias de carga parcial y la influencia recíproca de los componentes, al tiempo que permite comparar diferentes conceptos de accionamiento en términos de su eficiencia energética.

3 PÉRDIDAS EN LOS ACCIONAMIENTOS ELÉCTRICOS DE POTENCIA

3.1. Producto extendido

En la figura 18 se puede definir algunos conceptos que van a ser claves para este estudio, según UNE – EN 50598-2 [8]:

- Módulo de accionamiento completo (CDM-*Complete Drive Module*): módulo compuesto por un convertidor de potencia conectado entre la alimentación eléctrica y un motor, así como al conjunto de equipos y dispositivos tales como elementos de protección, transformadores y componentes auxiliares.
- Accionamiento eléctrico de potencia (PDS-*Power Drive System*): compuesto por el módulo anterior (CDM), al que se le añade un motor eléctrico.
- Sistema motor: se define como un accionamiento eléctrico de potencia o motor conectado a la red mediante un arrancador de motor
- Producto extendido (EP-*Extended Product*): es el conjunto formado por un sistema motor y un equipo accionado

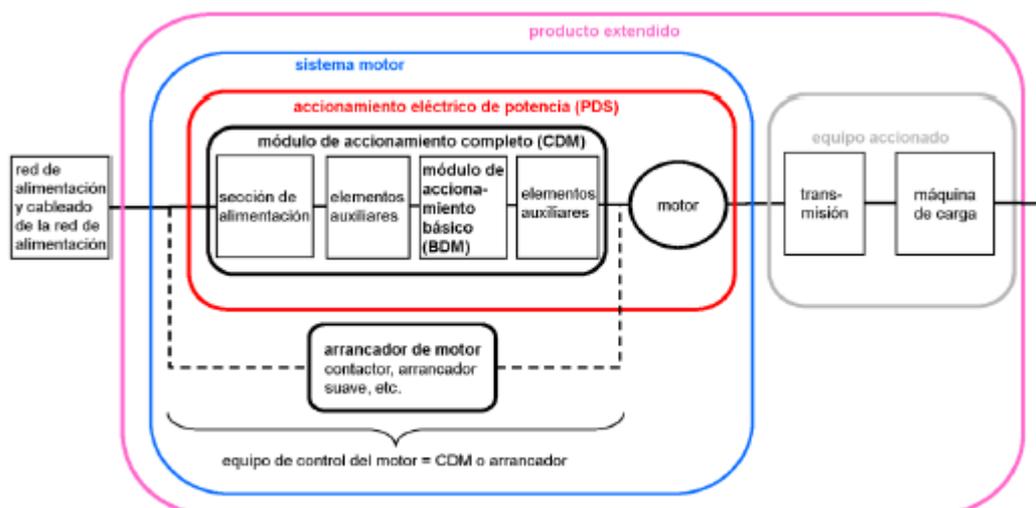


Figura 18. Producto extendido

Adicionalmente a lo que aparece en la figura 18, se pueden definir, también, los siguientes conceptos:

- Módulo de accionamiento completo de referencia (RCDM): aquel módulo de accionamiento completo que está definido por ecuaciones matemáticas y/o pérdidas de potencia y que sirve de base para determinar la clase de eficiencia IE de un CDM cualquiera.
- Motor de referencia (RM): motor definido mediante ecuaciones matemáticas y/o pérdidas de potencia y que sirve de base para comparar con otros motores.
- Accionamiento eléctrico de potencia de referencia (RPDS): combinación del motor de referencia y del módulo de accionamiento completo de referencia. Esta definición es genérica e independiente de cualquier producto o fabricante y permite:
 - Establecer valores límites para las clasificaciones
 - Clasificar un PDS (accionamiento eléctrico de potencia) teniendo en como referencia el RPDS (accionamiento eléctrico de potencia de referencia)
 - Clasificar el CDM
 - Limitar la evaluación a tan solo varios puntos de medición, para establecer el consumo de energía (y poder determinar pérdidas y rendimiento).

3.2. Modelo matemático del motor de referencia (RM)

En la industria, lo más habitual suele ser la utilización de motores asíncronos trifásicos normalizados, los cuales pueden funcionar conectados directamente a la red o alimentados por un módulo de accionamiento completo. En accionamientos de velocidad variable, no solo se necesita conocer las pérdidas del motor a la potencia de salida asignada, sino que también es necesario conocer las pérdidas de otros puntos de pares y velocidades dentro del rango de aplicación del PDS.

A continuación, se describen las maneras de obtener los valores de las pérdidas en función del par (carga) y velocidad (frecuencia) para los motores asíncronos. Estas fórmulas son válidas para motores funcionando a flujo constante, normalmente hasta la velocidad asignada del motor.

3.2.1. Pérdidas del devanado del estator

Las pérdidas en el devanado del estator (P_{LS}) no dependen de la frecuencia, dependiendo únicamente del par (carga).

3.2.2. Pérdidas en el devanado del rotor

Las pérdidas en el devanado del rotor (P_{LR}), al igual que para las pérdidas del devanado del estator, únicamente dependen del par.

3.2.3. Pérdidas en el hierro

Se determinan a frecuencia nominal y se puede dividir:

- a) Pérdidas por corrientes de Foucault: calculadas como $P_{Lfe} \cdot k_{fe}$, siendo k_{fe} parte de las pérdidas por corrientes de Foucault. Si no se dispone de ningún valor, se recomienda que $k_{fe} = 0,5$.
- b) Pérdidas por histéresis: calculadas como $P_{Lfe} \cdot (1-k_{fe})$

Las pérdidas totales en el hierro, en función de la frecuencia, se calcula como tal y como se expresa en la ecuación 8, según la Norma UNE-EN 50598-2.

$$P_{Lfe}(f) = P_{Lfe}(f_n) \cdot \frac{f}{f_n} \cdot \left[(1-k_{fe}) + \frac{f}{f_n} \cdot k_{fe} \right] \quad (8)$$

Siendo f_n la frecuencia nominal.

3.2.4. Pérdidas adicionales en carga

Al igual que las anteriores, las pérdidas de carga adicional se pueden dividir en dos partes:

- a) $P_{LL} \cdot k_{LL}$, siendo k_{LL} parte de las pérdidas adicionales en carga, proporcionales al cuadrado de la frecuencia. En el caso de no conocer ningún valor, se recomienda que $k_{LL} = 0,5$
- b) $P_{LL} \cdot (1-k_{LL})$

En definitiva, las pérdidas adicionales en carga totales se calculan [8]:

$$P_{LL}(f) = P_{LL}(f_n) \cdot \frac{f}{f_n} \cdot [(1-k_{LL}) + \frac{f}{f_n} \cdot k_{LL}] \quad (9)$$

Siendo, al igual que en el caso anterior, f_n la frecuencia nominal.

3.2.5. Pérdidas de rozamiento y ventilación

3.2.5.1. Motores autoventilados

Se determinan a velocidad síncrona nominal y se dividen en:

- a) Ventilación: $P_{Lfw} \cdot k_{fw}$, siendo k_{fw} parte de las pérdidas de ventilación, proporcionales al cubo de la velocidad.
- b) Rozamiento: $P_{Lfw} \cdot (1 - k_{fw})$ proporcionales a la velocidad.

Si no se dispones de ningún valor, se recomienda los siguientes valores de k_{fw} [8]:

Tabla 5. Valores de k_{fw}

Número de polos	k_{fw}	$1 - k_{fw}$	Unidad
2	0,7	0,3	Sin unidad
4	0,5	0,5	Sin unidad
6	0,3	0,7	Sin unidad

En definitiva, las pérdidas mecánicas pueden ser calculadas según la ecuación 10 [8].

$$P_{Lfw}(f) = P_{Lfw}(f_n) \cdot \frac{f}{f_n} \cdot [(1-k_{fw}) + \frac{f}{f_n} \cdot k_{fw}] \quad (10)$$

3.2.5.2. Motores con un ventilador auxiliar

La potencia de entrada del motor del ventilador auxiliar puede ser calculada [8]:

$$P_{1_motor_del_ventilador_auxiliar} = \frac{P_{motorventiladorauxiliar}}{\eta_{motorventiladorauxiliar}} \quad (11)$$

Al igual que para el apartado anterior las pérdidas se pueden dividir en:

- a) Ventilación: las pérdidas provocadas por el ventilador auxiliar son constantes e independientes de la velocidad
- b) Rozamiento: las pérdidas causadas por los cojinetes del motor principal son proporcionales a la velocidad

De esta forma, las pérdidas mecánicas totales se calculan [8]:

$$P_{L, fw} = P_{L, fw} (f_n) \cdot \frac{f}{fn} + P_{1_motor_del_ventilador_auxiliar} \quad (12)$$

3.2.6. Pérdidas adicionales debidas a los armónicos

Las pérdidas adicionales debidas a los armónicos son debidas a una alimentación no sinusoidal y, para el cálculo de ellas, se utiliza un ratio r_{HL} . Este ratio representa las pérdidas adicionales de armónicos debidas a la alimentación por convertidor respecto a las pérdidas que tendría ese motor si fuera alimentado con una tensión sinusoidal a potencia y frecuencia nominal.

El ratio r_{HL} ha sido determinado a partir de unos ensayos con motores a diferentes frecuencias y cargas. El resultado ha determinado que las pérdidas adicionales de armónicos debidas a la alimentación por convertidor se pueden considerar prácticamente constantes e independientes de la carga, velocidad y frecuencia, siempre que esta última sea de al menos 2 kHz.

En definitiva, las pérdidas adicionales de armónicos debidas a alimentar un motor de referencia a través de un convertidor se calculan:

$$P_{LHL} = r_{HL} \cdot P_{LTsin} \quad (13)$$

Siendo:

- P_{LT} las pérdidas totales del motor, en el punto de $P_n = 100\%$ de par y $n_n = 100\%$ de velocidad. Son calculadas a partir de:

$$P_{LTsin} = \frac{Pr, m}{\eta} - P_{r, M} \quad (14)$$

Donde $P_{r, M}$ y η pueden encontrarse en la placa característica del motor.

- r_{HL} : 0,15 para motores con una potencia de salida de hasta 90 kW
- r_{HL} : 0,25 para motores con una potencia de salida superior a 90 kW

3.2.7. Pérdidas totales en función de la velocidad (frecuencia) y carga (par) y eficiencia

Las pérdidas totales resultaran de la suma de las pérdidas descritas hasta este momento para el motor, tal y como se expresa en la ecuación 26 [8].

$$P_{LMot} (f, T) = P_{LS}(T) + P_{LR}(T) + P_{Lfe}(f) + P_{Lfw}(f) + P_{LL}(f, T) + P_{LHL} \quad (15)$$

La expresión 26 es válida cuando el motor funcione en el entorno ambiental definido en su placa característica. Así mismo, esta expresión requiere de los valores de las pérdidas a frecuencia nominal y una alimentación sinusoidal al 25%, 50%, 75% y 100% de la carga.

Por otro lado, la eficiencia en cualquier punto de operación puede ser calculada según la expresión 16 [8].

$$\eta = \frac{f \cdot T}{f \cdot T + P_L(f, T)} \quad (16)$$

Del mismo modo, las pérdidas en cualquier punto de operación pueden determinarse mediante la eficiencia según la expresión 17 [8].

$$P_L (f, T) = f \cdot T \cdot \left(\frac{1}{\eta(f, T)} - 1 \right) \quad (17)$$

3.3. Fórmula de interpolación

Al examinar las expresiones del 8 al 13, se hace evidente que las pérdidas totales en cualquier punto de operación (f, T) se puede interpolar usando solo siete parámetros [8]:

$$P_L (f, T) = A + B \cdot f + C \cdot f^2 + D \cdot f \cdot T^2 + E \cdot f^2 \cdot T^2 + F \cdot T + G \cdot T^2 \quad (18)$$

Aunque las constantes A, B, C, D, E, F y G no tienen un significado físico directo, proporcionan una

transformación completa y matemática de las ecuaciones físicas y sus constantes dadas en las expresiones del 8 al 13. La expresión 18 de interpolación es matemáticamente idéntica a la expresión 15.

Cualquier suposición con respecto a la distribución de las pérdidas de hierro entre las pérdidas por histéresis y las pérdidas por corrientes parásitas y la distribución de las pérdidas por fricción y ventilación ya no son necesarias, ya que las siete constantes se determinan a partir de los puntos de operación medidos.

Sin embargo, las pruebas prácticas muestran desviaciones significativas de las características de pérdidas medidas sobre la velocidad y el par de la expresión teórica 18. Esto puede atribuirse a varios factores. En particular, la tensión y la velocidad a carga parcial juegan un papel importante en las pérdidas. Para mantener un flujo constante, los convertidores de frecuencia deben aumentar la tensión por encima de la relación lineal U/f para compensar las pérdidas de tensión a través de la resistencia del estator.

Dependiendo del software de control y los parámetros, esto no siempre se hace de la misma manera. Todo lo contrario: muchos convertidores de frecuencia reducirán la tensión a carga parcial (reduciendo, así, el flujo), para reducir la corriente y mejorar la eficiencia.

Varias investigaciones han demostrado que la precisión de la interpolación puede mejorarse enormemente al agregar un término de par línea adicional [9].

3.3.1. Determinación de los coeficientes de interpolación

Los siete coeficientes de interpolación A, B, C, D, E, F y G se pueden determinar analíticamente resolviendo un sistema de ecuaciones lineales cuando se conocen las pérdidas en cualquiera de los siete puntos operativos. Sin embargo, no está claro que siete puntos operativos elegir para obtener los resultados más confiables y una buena interpolación.

Es por ello por lo que, se realizó un estudio exhaustivo basado en las pruebas de laboratorios reales de 128 motores [9]. Se proporcionaron los datos y se dedujo que, para cada motor, se pueden realizar mediciones en 16 puntos de operación. ($f = 0.25, f = 0.5, f = 0.75, f = 1$ y $T = 0.25, T = 0.5, T = 0.75, T = 1$). En el estudio, se analizaron muchas selecciones diferentes con 7 puntos de los 16 puntos operativos disponibles. Finalmente, se seleccionaron los puntos mostrados en la tabla 5, ya que dieron los mejores resultados de interpolación en general [9].

Tabla 6. Puntos de operación para la determinación analítica de los coeficientes de interpolación

	f	T	P
P ₁	0.9	1	0.9
P ₂	0.5	1	0.5
P ₃	0.9	0.5	0.45
P ₄	0.5	0.5	0.25
P ₅	0.25	1	0.25
P ₆	0.5	0.25	0.125
P ₇	0.25	0.25	0.0625

Al usar estos siete puntos, se puede establecer un sistema de ecuaciones para determinar los coeficientes de interpolación:

$$\begin{bmatrix} P_L(0.9, 1) \\ P_L(0.5, 1) \\ P_L(0.9, 0.5) \\ P_L(0.5, 0.5) \\ P_L(0.25, 1) \\ P_L(0.5, 0.25) \\ P_L(0.25, 0.25) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0.9 & 0.81 & 0.9 & 0.81 & 1 & 1 \\ 1 & 0.5 & 0.25 & 0.5 & 0.25 & 1 & 1 \\ 1 & 0.9 & 0.81 & 0.225 & 0.2025 & 0.5 & 0.25 \\ 1 & 0.5 & 0.25 & 0.125 & 0.0625 & 0.5 & 0.25 \\ 1 & 0.25 & 0.0625 & 0.25 & 0.0625 & 1 & 1 \\ 1 & 0.5 & 0.25 & 0.0312 & 0.015625 & 0.25 & 0.0625 \\ 1 & 0.25 & 0.0625 & 0.015625 & 0.00390625 & 0.25 & 0.0625 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \\ D \\ E \\ F \\ G \end{bmatrix}$$

Las siete constantes son determinadas resolviendo este sistema de ecuaciones [9]:

- $A = -\frac{25}{156} \cdot P_1 + \frac{529}{780} \cdot P_2 + \frac{25}{39} \cdot P_3 - \frac{103}{39} \cdot P_4 - \frac{12}{65} \cdot P_5 - \frac{56}{195} \cdot P_6 + \frac{192}{65} \cdot P_7$
- $B = \frac{25}{26} \cdot P_1 - \frac{599}{390} \cdot P_2 - \frac{50}{13} \cdot P_3 + \frac{50}{13} \cdot P_4 + \frac{112}{195} \cdot P_5 + \frac{1792}{195} \cdot P_6 - \frac{1792}{195} \cdot P_7$
- $C = -\frac{50}{39} \cdot P_1 + \frac{22}{13} \cdot P_2 + \frac{200}{39} \cdot P_3 - \frac{200}{39} \cdot P_4 - \frac{16}{39} \cdot P_5 - \frac{256}{39} \cdot P_6 + \frac{256}{39} \cdot P_7$
- $D = -\frac{25}{156} \cdot P_1 + \frac{529}{780} \cdot P_2 + \frac{25}{39} \cdot P_3 - \frac{103}{39} \cdot P_4 - \frac{12}{65} \cdot P_5 - \frac{56}{195} \cdot P_6 + \frac{192}{65} \cdot P_7$
- $E = \frac{200}{39} \cdot P_1 - \frac{152}{13} \cdot P_2 - \frac{200}{39} \cdot P_3 + \frac{200}{39} \cdot P_4 + \frac{256}{39} \cdot P_5 + \frac{256}{39} \cdot P_6 - \frac{256}{39} \cdot P_7$
- $F = -2 \cdot P_2 + 10 \cdot P_4 - 8 \cdot P_6$
- $G = \frac{25}{39} \cdot P_1 - \frac{181}{195} \cdot P_2 - \frac{25}{39} \cdot P_3 - \frac{287}{39} \cdot P_4 + \frac{192}{65} \cdot P_5 + \frac{1616}{195} \cdot P_6 - \frac{192}{65} \cdot P_7$

Siendo $P_1 = P_L(0.9, 1)$; $P_2 = P_L(0.5, 1)$; $P_3 = P_L(0.9, 0.5)$; $P_4 = P_L(0.5, 0.5)$; $P_5 = P_L(0.25, 1)$; $P_6 = P_L(0.5, 0.25)$; $P_7 = P_L(0.25, 0.25)$.

La selección de dos puntos en $f = 0.9$ en lugar de $f = 1.0$ puede parecer sorprendente al principio. La razón es la caída de tensión en la salida de los convertidores de frecuencia (IGBT). Debido a esta caída de tensión, el flujo constante solo se puede mantener hasta una frecuencia de $f = 0.9$, aproximadamente.

Cuando se requiere la eficiencia exacta a plena velocidad ($f = 1$), las pérdidas adicionales debidas a esta caída de tensión pueden ser calculadas de manera lineal. Por ejemplo, cuando el convertidor de frecuencia pueda suministrar una tensión fundamental máxima de 360 V y la tensión nominal del motor sea 400 V, las pérdidas a velocidad nominal aumentarán en un 11% ($400/360 = 1.11$) en comparación con la operación a una tensión fundamental de 400 V.

Por conveniencia, cuando los puntos de carga a toda velocidad se hayan medido (tabla 6), también se pueden obtener los coeficientes de interpolación.

Tabla 7. Puntos alternativos para la determinación analítica de los coeficientes de interpolación

	f	T	P
P ₁	1	1	1
P ₂	0.5	1	0.5
P ₃	1	0.5	0.5
P ₄	0.5	0.5	0.25
P ₅	0.25	1	0.25
P ₆	0.5	0.25	0.125
P ₇	0.25	0.25	0.0625

Resolviendo el sistema de ecuaciones, se obtienen las siete constantes [9]:

- $A = -\frac{1}{9} \cdot P_1 + \frac{28}{45} \cdot P_2 + \frac{4}{9} \cdot P_3 - \frac{22}{9} \cdot P_4 - \frac{8}{45} \cdot P_5 - \frac{8}{45} \cdot P_6 + \frac{128}{45} \cdot P_7$
- $B = \frac{2}{3} \cdot P_1 - \frac{6}{5} \cdot P_2 - \frac{8}{3} \cdot P_3 + \frac{8}{3} \cdot P_4 + \frac{8}{15} \cdot P_5 + \frac{128}{15} \cdot P_6 - \frac{128}{15} \cdot P_7$
- $C = -\frac{8}{9} \cdot P_1 + \frac{56}{45} \cdot P_2 + \frac{32}{9} \cdot P_3 - \frac{32}{9} \cdot P_4 - \frac{16}{45} \cdot P_5 - \frac{256}{45} \cdot P_6 + \frac{256}{45} \cdot P_7$
- $D = -\frac{8}{3} \cdot P_1 + \frac{56}{5} \cdot P_2 + \frac{8}{3} \cdot P_3 - \frac{8}{3} \cdot P_4 - \frac{128}{15} \cdot P_5 - \frac{128}{15} \cdot P_6 + \frac{128}{15} \cdot P_7$
- $E = \frac{32}{9} \cdot P_1 - \frac{416}{45} \cdot P_2 - \frac{32}{9} \cdot P_3 + \frac{32}{9} \cdot P_4 + \frac{256}{45} \cdot P_5 + \frac{256}{45} \cdot P_6 - \frac{256}{45} \cdot P_7$
- $F = -2 \cdot P_2 + 10 \cdot P_4 - 8 \cdot P_6$
- $G = \frac{4}{9} \cdot P_1 - \frac{28}{45} \cdot P_2 - \frac{4}{9} \cdot P_3 - \frac{68}{9} \cdot P_4 + \frac{128}{45} \cdot P_5 + \frac{368}{45} \cdot P_6 - \frac{128}{45} \cdot P_7$

3.3.2. Temperatura de operación

Como resulta evidente, todas las pérdidas dependen de la temperatura, principalmente, las pérdidas en los devanados del rotor y del estator. Con el fin de obtener resultados confiables y útiles, se recomienda trabajar a máxima velocidad y par antes de realizar la prueba. Una vez que la temperatura se haya estabilizado, se medirán las pérdidas en el punto de operación P₁. Las pérdidas en los puntos posteriores se medirán en orden sucesivo (P₂, P₃, P₄, P₅, P₆, P₇) lo más rápido posible y sin demora entre los puntos operativos.

Esto asegurará una temperatura en cada punto de operación que esté cerca de la temperatura en régimen continuo en ese punto.

3.3.3. Calidad de interpolación

Para evaluar la calidad y desviación de la interpolación, se requieren mediciones en más de 7 puntos de operación. En base al estudio mencionado, se proponen 16 puntos de operación para la determinación de la calidad de interpolación.

El error de interpolación ISI (*Interpolation Stability Index*) [X] proporciona una buena indicación de la calidad de interpolación:

$$Q_{ISI} = \sqrt{\frac{1}{16} \cdot \sum_f \left(\frac{Pl(f,T) \text{ medidas} - Pl(f,T) \text{ interpolacion}}{Pl(f,T) \text{ medidas}} \right)^2} \quad (19)$$

Q_{ISI} es la desviación estándar del error de interpolación promedio en los 16 puntos. Por ejemplo, un valor de $Q_{ISI} = 0.01$ indica un error de interpolación promedio de 1% en cada uno de los 16 puntos.

Un valor Q_{ISI} por debajo del 5% puede considerarse muy bueno. Los valores Q_{ISI} por debajo del 10% también deberían de ser aceptables, aunque algunos puntos de operación pueden no determinarse con alta precisión.

3.3.4. Ejemplo práctico

En este ejemplo se va a trabajar con un motor de inducción de 4 polos de 37 kW. Los valores de eficiencia se pueden encontrar en la tabla 7 [9].

Tabla 8. Eficiencia (p.u.) medida en 16 puntos de operación con velocidad y par variables

Par					
1	0.7950	0.8709	0.9009	0.9131	
0.75	0.8183	0.8786	0.9047	0.9193	
0.5	0.8221	0.8725	0.8967	0.9126	
0.25	0.7678	0.8250	0.8508	0.8729	
	0.25	0.5	0.75	1	Velocidad

En primer lugar, se va a calcular las pérdidas en los puntos de operación (véase tabla 8), según la expresión 17. Una vez calculadas las pérdidas, se obtendrán los coeficientes de interpolación (véase tabla 9), lo que nos permitirá calcular las pérdidas a través de estos coeficientes de interpolación (véase tabla 10) y, por tanto, la eficiencia (véase tabla 11). Por último, en la tabla 12, aparece la desviación entre la eficiencia medida y la eficiencia calculada con los siete puntos de interpolación.

Tabla 9. Pérdidas medidas (p.u.)

Par					
1	0.06447	0.07412	0.08250	0.09517	
0.75	0.04163	0.05182	0.05925	0.06584	
0.5	0.02705	0.03653	0.04320	0.04789	
0.25	0.01890	0.02652	0.03288	0.03640	
	0.25	0.5	0.75	1	Velocidad

Tabla 10. Coeficientes de interpolación

A	B	C	D	E	F	G
0,00511	0.04368	-0.01829	-0.00858	0.02300	0.00487	0.04540

Tabla 11. Pérdidas obtenidas por interpolación en los puntos de operación

Par					
1	0.06447	0.07412	0.08435	0.09519	
0.75	0.04370	0.05240	0.06043	0.06779	
0.5	0.02851	0.03553	0.04299	0.04789	
0.25	0.01890	0.02652	0.03203	0.03669	
	0.25	0.5	0.75	1	Velocidad

Tabla 12. Eficiencia obtenida por interpolación en los puntos

Par					
1	0.7950	0.8709	0.8989	0.9131	
0.75	0.8110	0.8774	0.9030	0.9171	
0.5	0.8143	0.8725	0.9056	0.9126	
0.25	0.7678	0.8250	0.8541	0.8720	
	0.25	0.5	0.75	1	Velocidad

Tabla 13. Error entre la eficiencia medida e interpolada

Par					
1	0.0%	0.0%	0.222%	0.0%	
0.75	0.9522%	0.137%	0.189%	0.239%	
0.5	0.9522%	0.0%	0.994%	0.0%	
0.25	0.0%	0.0%	0.388%	0.098%	
	0.25	0.5	0.75	1	Velocidad

A continuación, calculamos el índice de estabilidad: $Q_{ISI} = 0,02\%$, lo cual indica que la eficiencia calculada a partir de los coeficientes de interpolación es bastante buena.

En las figuras 19 y 20 se pueden observar una representación del error entre la eficiencia medida e interpolada. Tal y como se ha visto en la Tabla 13, se puede observar que el error cometido es muy pequeño.

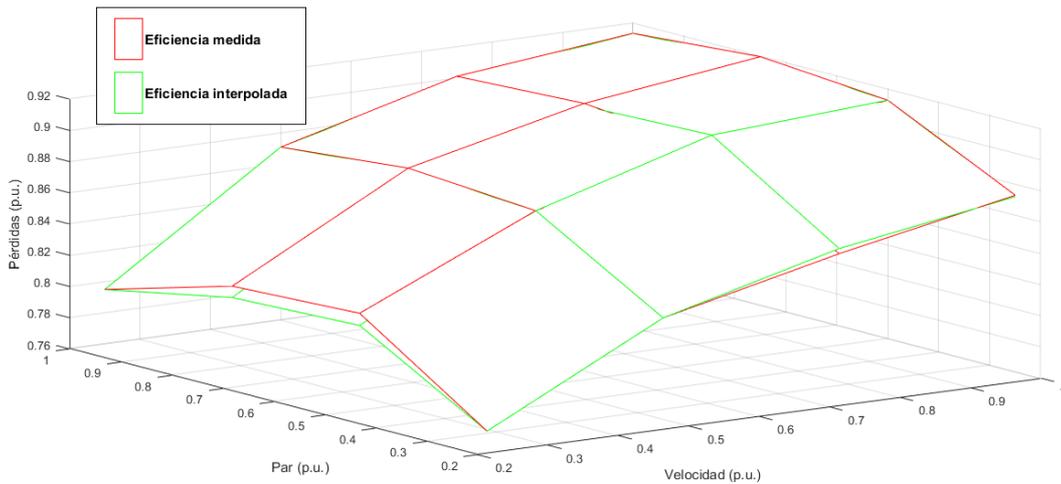


Figura 19. Error entre la eficiencia medida e interpolada

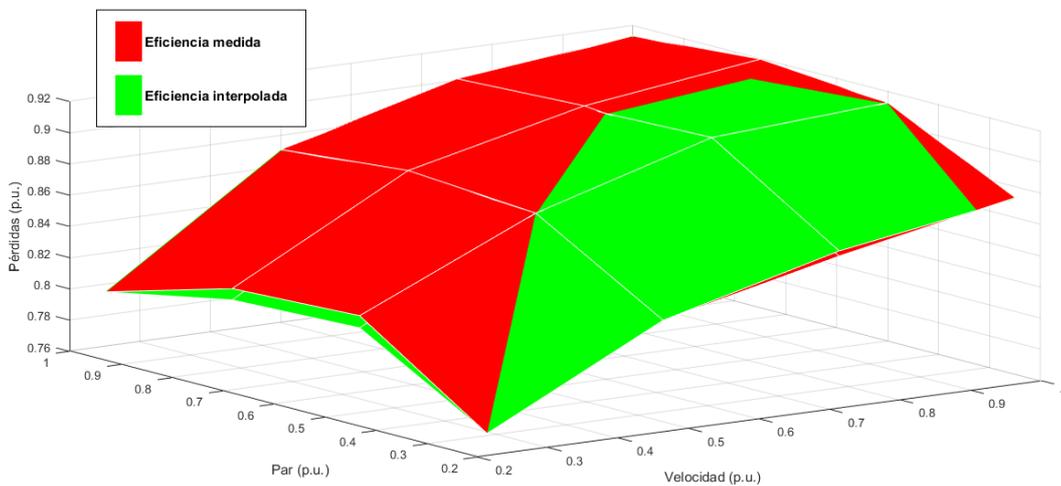


Figura 20. Error entre la eficiencia medida e interpolada

La figura 21 muestra la diferencia de las pérdidas frente a la velocidad para los diferentes pares (100%, 75%, 50% y 25%), donde se puede observar que la diferencia obtenida es muy pequeña.

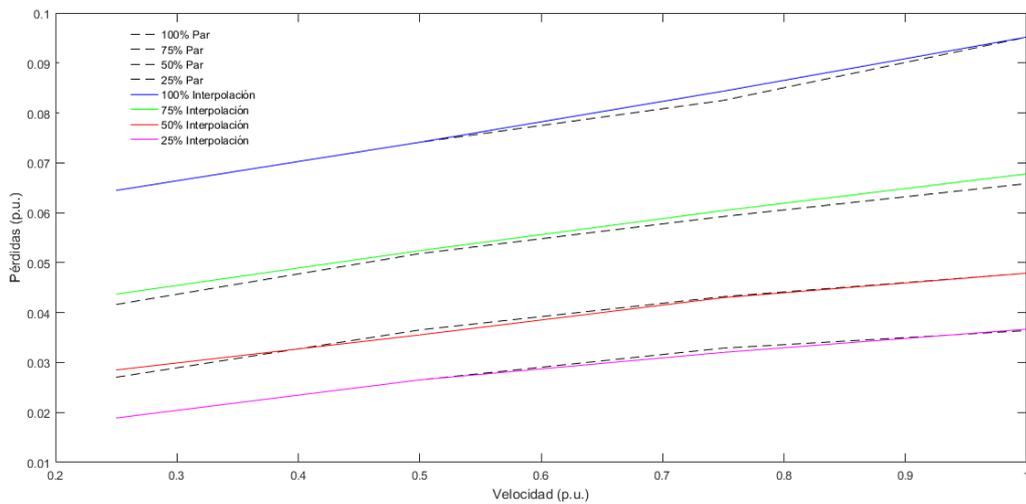


Figura 21. Comparación de pérdidas medidas e interpoladas

3.4. Predefinición de los puntos de pérdida de par-velocidad y pérdidas asociadas

Los requisitos de potencia de un motor, accionamiento o producto extendido son el producto del par y la velocidad en cualquier punto de funcionamiento, teniendo cada punto de funcionamiento unas pérdidas de potencia asociadas. El conjunto de puntos de funcionamiento es infinito y, en teoría, es necesario conocer las pérdidas de potencia que se pueden originar en cada punto. En cambio, en la práctica, solo es necesario conocer las pérdidas de potencia en un número finito de puntos (en concreto ocho puntos).

En la figura 22 se muestran los puntos de funcionamiento par-velocidad del RM y en la figura 23 se muestran los puntos de funcionamiento par-velocidad del RCDM, considerados en UNE IEC 50598-2 [8]. Estos puntos nos permiten calcular las pérdidas relativas del RM y del RCDM, respectivamente.

En el caso del RDCM (figura 23), estos puntos no pueden darse en porcentaje de velocidad y par (como es el caso del RM), ya que el CDM solo proporciona a la salida valores de tensiones y corrientes. Es más, la tensión de salida en el RCDM debe estar limitada al 90% para evitar las técnicas de sobremodulación. No obstante, las pérdidas con la tensión de salida limitada al 90% son muy similares a las pérdidas con la tensión de salida al 100%, ya que las pérdidas del inversor son ligeramente superiores, mientras que las pérdidas del rectificador son ligeramente inferiores. Es por ello, que las pérdidas con la tensión de salida al 100% se suelen aproximar a las de la tensión de salida al 90%.

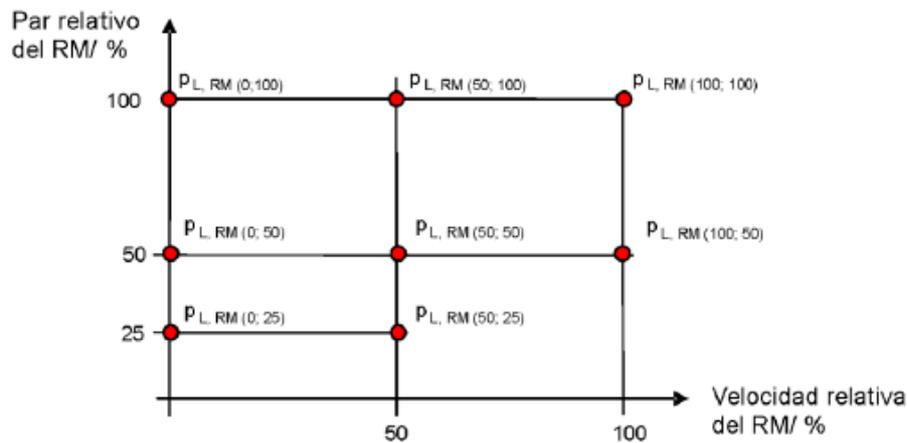


Figura 22. Puntos de funcionamiento velocidad – par para el RM

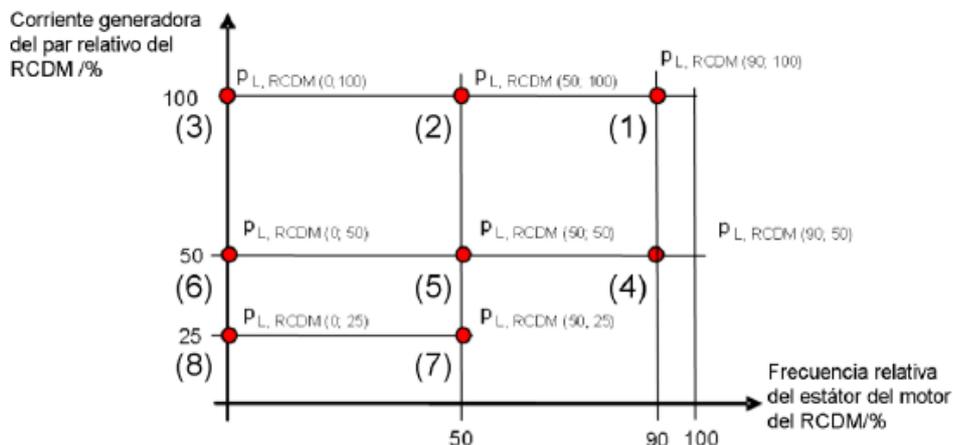


Figura 23. Puntos de funcionamiento corriente – frecuencia para el RCDM

En primer lugar, el CDM funciona al 90% de la frecuencia y al 100% de la corriente (punto 1) hasta que se alcance la estabilidad térmica. Esta estabilidad se alcanza cuando la velocidad de calentamiento sea inferior a 2 K por hora. A continuación, una vez que se ha alcanzado la estabilidad térmica, ha de medirse la tensión,

corriente, potencia y factor de potencia a la entrada y salida del CDM.

Sin modificar la corriente, se ha de medir con la magnitud de frecuencia al 50% (punto 2) y al 0% (punto 3). El siguiente paso es reducir la corriente del CDM que produce el par al 50%, para medir con los valores de frecuencia al 90% (punto 4), al 50% (punto 5) y al 0% (punto 6).

Se vuelve a reducir el valor de la corriente del CDM al 25% de su valor asignado, tomando una medición en los puntos con una frecuencia del 50% (punto 7) y el 0% (punto 8).

Por otro lado, en la figura 24, se muestran los puntos de funcionamiento par-velocidad de un RPDS, que al igual que en los casos anteriores, nos permiten calcular las pérdidas relativas del RPDS.

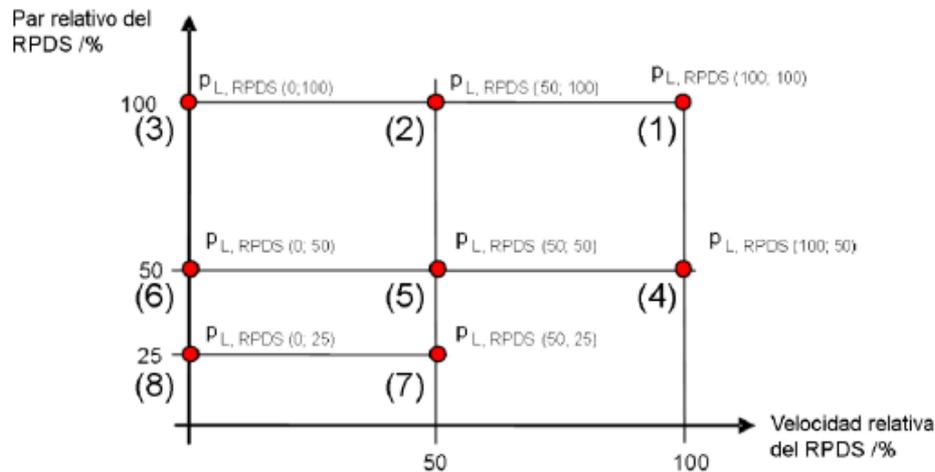


Figura 24. Puntos de funcionamiento velocidad – par para el RPDS

En este caso, las mediciones se realizan de la misma forma que para el CDM, pero en lugar de modificar la corriente y la frecuencia, en el caso del RPDS lo que se modifica es el par y la velocidad. Además, en el primer punto, el PDS se hace funcionar al 100% de velocidad y par. El resto de punto se toman igual que para el RCDM.

Las pérdidas absolutas del RPDS debe de ser la suma de las pérdidas del RCDM más las pérdidas del RM, tal y como expresa la ecuación 20.

$$P_{L,RPDS} = P_{L,RM} + P_{L,RDCM} \quad (20)$$

Por otro lado, las pérdidas relativas del RPDS se calculan a partir de las pérdidas relativas del RM y del RCDM, tal y como se expresa en la ecuación 21.

$$P_{L,RPDS} = \frac{P_{L,rm} \cdot Pr,rm + P_{L,rcdm} \cdot Sr,rcdm}{Pr,rm} \quad (21)$$

Definiendo:

- $P_{R,RM}$: potencia asignada del motor de referencia
- $S_{R,RCDM}$: potencia aparente asignada del CDM de referencia.

3.5. Modelo matemático del Módulo de Accionamiento Completo (CDM-Complete Drive Module)

El objetivo de este apartado es describir las pérdidas del módulo CDM en función del par y la velocidad. En la figura 25 se puede observar el módulo CDM, junto con la carga de ensayo. En primer lugar, la velocidad del motor ha de transformarse en una frecuencia de salida del inversor, mientras que el par del motor ha de transformarse en corriente de salida del inversor y en un ángulo de fase entre la corriente fundamental de

salida y la tensión de salida del CDM.

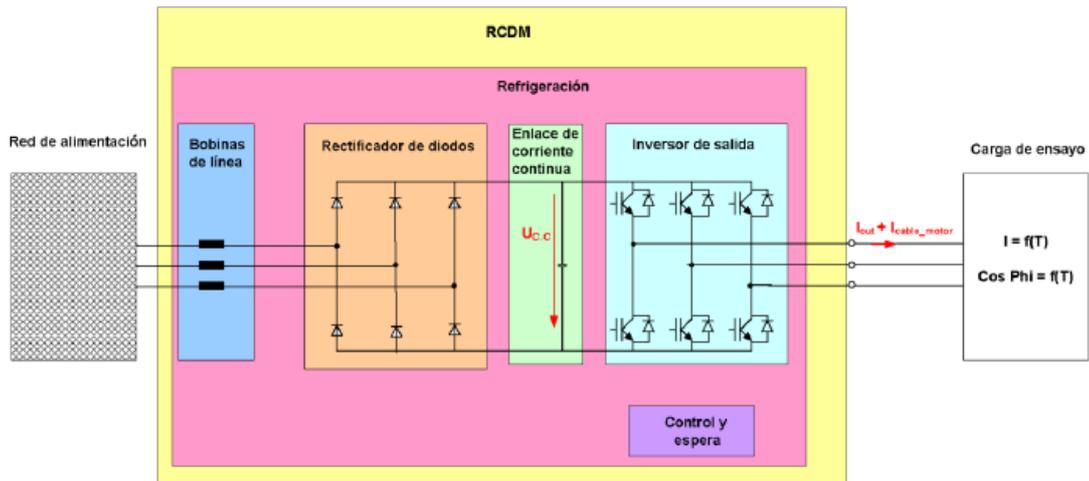


Figura 25. Esquema del módulo de accionamiento completo y carga de ensayo

Se puede considerar que la velocidad relativa de salida del PDS se puede aproximar a la frecuencia relativa de salida del inversor. Esto se puede considerar válido en el campo de funcionamiento hasta la velocidad nominal del motor. Para cualquier velocidad del motor por encima de la velocidad nominal, la tensión relativa de salida del inversor permanece en uno.

El modelo matemático de un CDM se debe calcular a partir de su corriente de salida asignada. De no ser así, y en el caso que se especifique la potencia real asignada, a partir de ésta, se debe calcular la corriente de salida asignada del CDM, siguiendo la ecuación 6.

$$I_{r, out} = \frac{Pr, m}{\sqrt{3} \cdot U_{1, r, out} \cdot \cos\phi \cdot \eta_{nmotor}} \quad (22)$$

Siendo:

- $P_{r, M}$: potencia asignada de un motor
- $U_{1, r, out}$: tensión fundamental de salida asignada entre fases del CDM. Para el CDM de referencia, se asume que este valor es de 400 V
- ϕ : ángulo de fase entre la tensión fundamental de salida del CDM y la corriente fundamental de salida del CDM
- η_{nMotor} : eficiencia IE2 a 50 Hz

La potencia de salida aparente asignada del CDM debe calcularse según la ecuación 23.

$$S_{r, equ} = \sqrt{3} \cdot U_{1, r, out} \cdot I_{r, out} = \frac{Pr, m}{\cos\phi \cdot \eta_{nmotor}} \quad (23)$$

3.5.1. Pérdidas del inversor de salida

La mayor parte de las pérdidas del CDM se deben a la sección del inversor de salida del CDM. No se tienen en cuenta las pérdidas reducidas por la sobremodulación del CDM. Para el cálculo de las pérdidas de un CDM real, deben determinarse los valores de parámetro de los semiconductores de potencia a la temperatura real durante el funcionamiento del CDM.

Las pérdidas en el inversor de salida se deben a las pérdidas en estado de conducción y a las pérdidas de conmutación de los semiconductores que lo integran. Sin embargo, ambos tipos de pérdidas se reducen con las continuas mejoras tecnológicas en el desarrollo de los semiconductores.

Por otro lado, las pérdidas del inversor de salida pueden estar influidas por la frecuencia de conmutación. Una reducción de la frecuencia de conmutación implica una reducción en las pérdidas en el inversor de

salida. Sin embargo, al reducir la frecuencia de conmutación, aumentan las pérdidas en el motor y en los circuitos de los filtros de salida. Es por ello, que, para obtener una eficiencia energética optimizada, se ha de investigar la combinación de estos subsistemas.

En la figura 26 se muestra que, al reducir la frecuencia de conmutación, las pérdidas del CDM disminuyen, pero, por el contrario, las pérdidas en el RM aumentan.

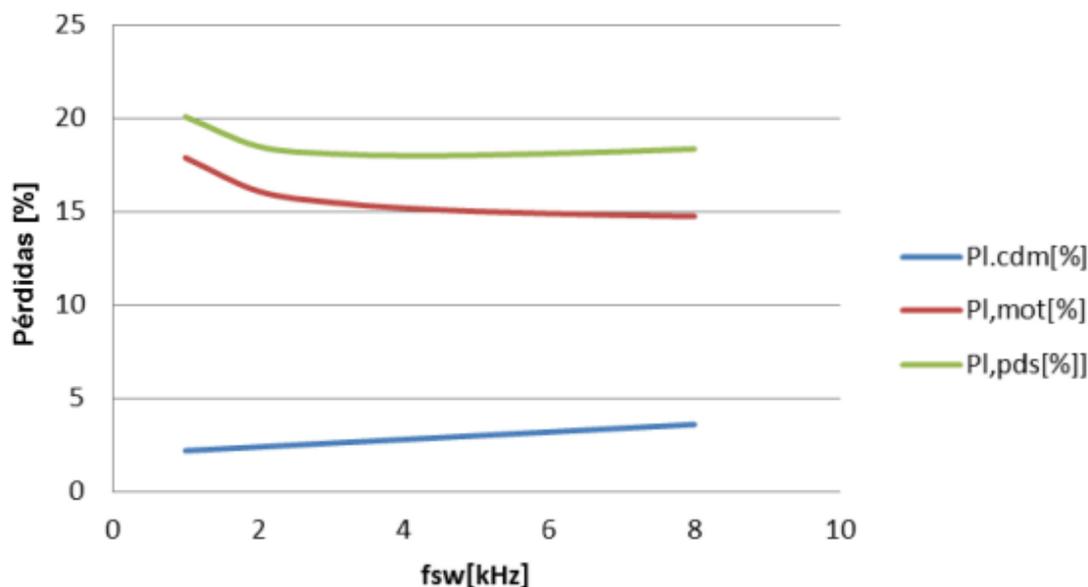


Figura 26. Frecuencia frente a pérdidas

3.5.1.1. Pérdidas del transistor en estado conductor

Estas pérdidas se calculan en función de la ecuación 24 [8].

$$P_{L,m,T} = \sqrt{2} \cdot I_{out} \cdot U_{T,th} \cdot \left(\left(\frac{1}{2 \cdot \pi} \right) + \frac{1,22 \cdot m \cdot \cos\phi}{8} \right) + \frac{U_{T,r} - U_{T,th}}{I_{r,out}} \cdot 2 \cdot I_{out}^2 \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{1,22 \cdot m \cdot \cos\phi}{3 \cdot \pi} \right) \quad (24)$$

Siendo:

- I_{out} : corriente de salida
- $U_{T,th}$: tensión de umbral de un transistor de potencia
- m : índice de modulación, relación de la frecuencia de salida del CDM a la frecuencia nominal del estator del motor
- ϕ : ángulo de fase entre la tensión fundamental de salida del CDM y la corriente fundamental de salida del CDM
- $U_{T,r}$: tensión en estado conductor de un transistor de potencia a corriente asignada del CDM
- $I_{r,out}$: corriente de salida asignada del CDM

En el caso del RCDM, $U_{T,th} = 1$ V y $U_{T,r} = 2,3$ V

3.5.1.2. Pérdidas en el diodo de libre circulación en estado conductor

Las pérdidas del diodo en estado conductor se calculan conforme a la ecuación 25 [8].

$$P_{L,m,T} = \sqrt{2} \cdot I_{out} \cdot U_{D,th} \cdot \left(\left(\frac{1}{2 \cdot \pi} \right) + \frac{1,22 \cdot m \cdot \cos\phi}{8} \right) + \frac{U_{D,r} - U_{D,th}}{I_{r,out}} \cdot 2 \cdot I_{out}^2 \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{1,22 \cdot m \cdot \cos\phi}{3 \cdot \pi} \right) \quad (25)$$

Siendo los parámetros de la expresión x los definidos en la expresión x-1, a excepción de:

- $U_{D,th}$: tensión de umbral de un diodo de potencia
- $U_{D,r}$: tensión en estado conductor de un diodo de potencia a corriente asignada del CDM

Considerando RCDM, los valores anteriores son $U_{D,th} = 1,1 \text{ V}$ y $U_{D,r} = 2,4 \text{ V}$

3.5.1.3. Pérdidas de conmutación del transistor IGBT

Las pérdidas de conmutación del transistor IGBT deben calcularse según la ecuación 26 [8].

$$P_{L,sw,T} = \frac{Et}{\pi} \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot (I_{out} + I_{cable_motor}) \cdot f_{sw} \quad (26)$$

Siendo:

- E_T : energía de pérdida de conmutación por voltio y por amperio de un transistor de potencia. Este factor contiene la suma de la energía perdida durante la conexión y desconexión de un transistor de potencia
- U_{DC} : tensión de enlace de corriente continua de un CDM
- I_{cable_motor} : corriente en el cable del motor de un acceso de potencia del PDS. Esta corriente, junto con la corriente de salida del inversor, sirven para calcular las pérdidas de conmutación. Esta corriente representa una fuga capacitiva, que es normalmente para los cables con pantalla del motor.
- f_{sw} : frecuencia de conmutación del CDM. La frecuencia es el número de conmutaciones del semiconductor en un segundo. Junto con el patrón de impulsos y la topología del convertidor, la frecuencia determina la frecuencia más baja de los armónicos no controlables.

En el caso del RCDM, los valores de referencia son los siguientes [8]:

- $E_T = 7,5 \cdot 10^{-7} \frac{J}{V \cdot A}$
- $U_{DC} = 540 \text{ V}$
- $I_{cable_motor} = 4 \text{ A}$ para $I_{r,out} \leq 4 \text{ A}$
- $I_{cable_motor} = I_{r,out}$ para $4 \text{ A} \leq I_{r,out} \leq 10 \text{ A}$
- $I_{cable_motor} = 10$ para $I_{r,out} \geq 10 \text{ A}$
- $F_{sw} = 4000 \text{ Hz}$ para un CDM hasta 90 kW
- $F_{sw} = 2000 \text{ Hz}$ para un CDM por encima de 90 kW

Cabe destacar que las pérdidas de conmutación no dependen de la velocidad del motor. También hay que tener en cuenta que, en el caso que la frecuencia de conmutación de salida del inversor sea igual a 0 Hz, la ecuación 10 no sería correcta. Sin embargo, se supone que, todos los transistores IGBT tienen una frecuencia de conmutación, lo que permite que esta expresión pueda utilizarse para todas las aplicaciones.

3.5.1.4. Pérdidas de conmutación del diodo de libre circulación

La ecuación 11, que determina el procedimiento para calcular estas pérdidas, es muy similar a la ecuación 27 [8].

$$P_{L,sw,T} = \frac{Et}{\pi} \cdot U_{DC} \cdot \sqrt{2} \cdot (I_{out} + I_{cable_motor}) \cdot f_{sw} \quad (27)$$

Siendo los parámetros los mismos que para la ecuación 26, excepto:

- E_D : energía de pérdida de conmutación por voltio y por amperio de un diodo de potencia. Su valor para el RCDM es $E_D = 2,5 \cdot 10^{-7} \frac{J}{V \cdot A}$

3.5.1.5. Pérdidas totales del inversor de salida

Las pérdidas totales resultan de la suma de las ecuaciones 24, 25, 26 y 27, de tal forma que las pérdidas totales de un inversor de salida trifásico con seis transistores y diodos viene dada por la ecuación 28 [8].

$$P_{L, \text{inversor}} = 6 \cdot (P_{L, \text{on}, T} + P_{L, \text{on}, D} + P_{L, \text{sw}, T} + P_{L, \text{sw}, D}) \quad (28)$$

3.5.2. Pérdidas del convertidor de entrada

3.5.2.1. Rectificador de diodos

Los rectificadores de diodos suponen la solución más económica para los convertidores de entrada. Cuando el flujo de energía a la red a la carga es positivo, esta topología tiene pérdidas bajas. Por otro lado, los rectificadores de diodos crean armónicos bastante importantes en la corriente de red que, a su vez, provocan pérdidas en la red de alimentación. Estas corrientes se pueden reducirse mediante el uso de boninas de choque de línea, bobinas de enlace de corriente continua o filtros de armónicos de línea.

Cuando el flujo de energía es negativo, los rectificadores de diodos no pueden recuperar energía de la carga a la red, disipándose, por ejemplo, en las resistencias.

Las pérdidas del rectificador son calculadas respecto a la ecuación 29 [8].

$$P_{L, \text{rectificador}} = 6 \cdot \left(\frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot m \cdot \cos\phi \cdot I_{\text{out}} \cdot U_{D, \text{th}, \text{rectificador}} + \frac{U_{D, r, \text{rectificador}} - U_{D, \text{th}, \text{rectificador}}}{\cos\phi_r \cdot I_{r, \text{out}}} \cdot \left(\frac{m \cdot \cos\phi \cdot I_{\text{out}}}{\lambda} \right)^2 \right) \quad (29)$$

Siendo:

- m : índice de modulación, relación de la frecuencia de salida del CDM a la frecuencia nominal del estator del motor
- ϕ : ángulo de fase entre la tensión fundamental de salida del CDM y la corriente fundamental de salida del CDM.
- I_{out} : corriente de salida
- $U_{D, \text{th}, \text{rectificador}}$: tensión de umbral de un diodo rectificador
- $U_{D, r, \text{rectificador}}$: tensión en estado conductor de un diodo rectificador a corriente asignada del CDM
- λ : factor de potencia de la corriente y tensión de entrada de un equipo

$$\lambda = \frac{P_{e, \text{equ}}}{S_{r, \text{equ}}}$$

El valor eficaz de la corriente de entrada del CDM es proporcional al factor $\frac{1}{\lambda}$. Además, este factor es proporcional al factor de desplazamiento entre la corriente de entrada del CDM y disminuye con el contenido armónico de la forma de onda de la corriente de entrada

- ϕ_r : ángulo de fase entre la tensión fundamental de salida del CDM y la corriente fundamental de salida del CDM a par y velocidad asignados
- $I_{r, \text{out}}$: corriente de salida asignada del CDM

En el caso del CDM de referencia, los parámetros son $U_{D, \text{th}, \text{rectificador}} = 0,9 \text{ V}$, $U_{D, r, \text{rectificador}} = 2,2 \text{ V}$ y $\lambda=0,7$.

3.5.2.2. Convertidor bidireccional

Si la sección del convertidor de entrada consta de un convertidor bidireccional, las pérdidas que este produce deben ser calculadas de igual modo que se hacía para la sección del inversor de salida. No obstante, el CDM de referencia consta, más bien, con un rectificador de diodos.

No obstante, en el caso de contar con un convertidor de alimentación de activa, a diferencia de los rectificadores de diodos, estos permiten recuperar la energía de la carga a la red de alimentación. Además,

esta tecnología ofrece otras ventajas, tales como compensación de armónicos de red, compensación de la potencia reactiva y la tensión de enlace en corriente continua.

3.5.3. Pérdidas en la bobina de entrada

Normalmente, estas bobinas a la entrada del CDM se utilizan para reducir los armónicos. Además, la inductancia de la bobina disminuye cuanto mayor sea la potencia de entrada del convertidor. De igual modo, las pérdidas para bobinas de corriente alterna y bobinas de corriente continua se calculan de la misma forma. Estas pérdidas son calculadas según la ecuación 30 [8].

$$P_{L, bobina} = k1_{bobina} \cdot k2_{bobina} \cdot 3 \cdot \frac{\left(\frac{m \cdot \cos\phi \cdot I_{out}}{\lambda}\right)^2}{\cos\phi_r \cdot I_{r, out}} \cdot U_{mL1} \quad (30)$$

Siendo:

- $k1_{bobina}$: impedancia de la bobina, relativa a la impedancia asignada del CDM
- $k2_{bobina}$: caída de tensión relativa en la parte de resistencia de la bobina
- m : índice de modulación, relación de la frecuencia de salida del CDM a la frecuencia nominal del estator del motor
- ϕ : ángulo de fase entre la tensión fundamental de salida del CDM y la corriente fundamental de salida del CDM a par y velocidad asignados
- I_{out} : corriente de salida
- λ : factor de potencia de la corriente y tensión de entrada de un equipo

$$\lambda = \frac{Pequ}{Sr, equ}$$

- ϕ_r : ángulo de fase entre la tensión fundamental de salida del CDM y la corriente fundamental de salida del CDM a par y velocidad asignados
- $I_{r, out}$: corriente de salida asignada del CDM
- U_{mL1} : tensión fase-neutro de un sistema de alimentación en fase L1

A su vez, estos parámetros tienen los siguientes valores para el caso de un CDM de referencia: $k1_{bobina} = 0,02$; $k2_{bobina} = 0,25$; $U_{mL1} = 230$ V.

3.5.4. Pérdidas del enlace de corriente continua

Las pérdidas del enlace de corriente continua son debidas, principalmente, a las resistencias que son necesarias para garantizar un reparto adecuado de la tensión entre los condensadores de enlace de corriente continua y las resistencias en serie equivalentes dentro de cada condensador.

En definitiva, las pérdidas del enlace de corriente continua deben ser calculadas según la ecuación 31.

$$P_{L, enlace_corrientecontinua} = k1_{enlace_corrientecontinua} \cdot I_{r, out} \cdot U_{DC}^2 + k2_{enlace_corrientecontinua} \cdot \frac{\left(\frac{\sqrt{3} \cdot m \cdot \cos\phi \cdot I_{out}}{1,35 \cdot (1+50 \cdot k1_{bobina})}\right)^2}{I_{r, out}} \quad (31)$$

De la ecuación 31, se define:

- $k1_{enlace_corrientecontinua}$: parámetro de pérdida de enlace de corriente continua independiente de la carga. Este parámetro se puede calcular de acuerdo con lo siguiente:

$$k1_{enlace_corrientecontinua} = \frac{1}{R_{par} \cdot I_{r, out}} \left(\frac{1}{\Omega \cdot A}\right)$$

- $I_{r, out}$: corriente de salida asignada del CDM
- U_{DC} : tensión de enlace en corriente continua de un CDM
- $k2_{enlace_corrientecontinua}$: parámetro de pérdida de enlace de corriente continua dependiente de la carga.

Este parámetro se puede calcular de acuerdo con la siguiente expresión:

$$k2_{\text{enlace_corrientecontinua}} = R_s \cdot I_{r, \text{out}} (\Omega \cdot A)$$

definiéndose R_s como la resistencia resultante total de la matriz del condensador de enlace de corriente continua.

- m : índice de modulación, relación de la frecuencia de salida del CDM a la frecuencia nominal del estator del motor
- ϕ : ángulo de fase entre la tensión fundamental de salida del CDM y la corriente fundamental de salida del CDM a par y velocidad asignados
- I_{out} : corriente de salida
- $k1_{\text{bobina}}$: impedancia de la bobina, relativa a la impedancia asignada del CDM
- $I_{r, \text{out}}$: corriente de salida asignada del CDM

En cuanto al CDM de referencia, los valores que toman estos parámetros son $k1_{\text{enlace_corrientecontinua}}=8 \cdot 10^{-7} \left(\frac{1}{\Omega \cdot A}\right)$; $k2_{\text{enlace_corrientecontinua}} = 0,5 (\Omega \cdot A)$

En algunos tipos de CDM, la capacidad de enlace de corriente continua es bastante baja, por lo que se pueden utilizar condensadores que soporten una tensión más alta. En este caso, se puede prescindir de las resistencias en paralelo, mejorando la eficiencia total del sistema.

3.5.5. Pérdidas de los conductores de corriente

Estas pérdidas dependen de la amplitud de la corriente de salida del CDM y de la resistencia óhmica de los conductores de corriente. Esta resistencia óhmica disminuye linealmente con una corriente de salida asignada del CDM superior, ya que los CDM de potencia más alta utilizan conductores de corriente con un diámetro mayor. Las pérdidas se calculan conforme a la ecuación 32.

$$P_{L, \text{carriles}} = \frac{U_{\text{carriles}}}{I_{r, \text{out}}} \cdot I_{\text{out}}^2 \quad (32)$$

De donde se define:

- U_{carriles} : caída de tensión de los elementos del conductor óhmico a la corriente asignada del CDM
- $I_{r, \text{out}}$: corriente de salida asignada del CDM
- I_{out} : corriente de salida

De igual modo, el valor de $U_{\text{carriles}} = 0,7 \text{ V}$ en el caso del RCDM.

3.5.6. Pérdidas en sistemas/circuitos de control y espera

Este tipo de pérdidas no dependen normalmente de la potencia asignada del CDM, sino que es más importante el sistema de automatización en conjunto y las funciones de control del PDS, tales como relés, sensores de posición y frenos del motor.

Además, también se producen pérdidas en la alimentación en modo de conmutación del CDM debido a que estas pérdidas son independientes del CDM y se consideran pérdidas de control.

Las pérdidas para el convertidor de referencia se estipulan en $P_{L, \text{control}} = 50 \text{ W}$.

3.5.7. Factor de pérdidas de refrigeración

La refrigeración puede ser dependiente de la temperatura o puede ser un sistema de refrigeración no controlado.

Debido a las recientes tecnologías, es habitual, en la actualidad, que los CDM utilicen un sistema de

refrigeración que permita evacuar las pérdidas al ambiente. Estos sistemas de refrigeración, en algunos casos, podría ser un ventilador, el cual provocaría pérdidas adicionales. En el modelo matemático, estas pérdidas son calculadas de manera proporcional al resto de pérdidas producidas en el CDM en el punto de funcionamiento de pérdidas máximas.

$$P_{L, \text{refrigeración}} = k_{L, \text{refrigeración}} \cdot (P_{L, \text{inversor}}(90;100) + P_{L, \text{rectificador}}(90;100) + P_{L, \text{carriles}}(90;100) + P_{L, \text{enlace_corrientecontinua}}(90;100) + P_{L, \text{bobina}}(90;100) + P_{L, \text{control}}) \quad (33)$$

Definiendo $k_{L, \text{refrigeración}}$: parámetro de pérdida de refrigeración, que, para el RCDM, su valor esta definido en un 20%, es decir, $k_{L, \text{refrigeración}} = 0,2$.

3.5.8. Otras pérdidas del CDM

Para el modelo matemático, el resto de las pérdidas en otras partes del CDM pueden ser despreciadas, ya que resultan muy pequeñas en comparación las pérdidas ya descritas del CDM.

3.5.9. Pérdidas totales de CDM

Como consecuencia de todas las pérdidas ya descritas del CDM, las pérdidas totales se definen como la suma de todas ellas.

$$P_{L, \text{CDM}} = P_{L, \text{inversor}} + P_{L, \text{rectificador}} + P_{L, \text{bobina}} + P_{L, \text{carriles}} + P_{L, \text{enlace_corrientecontinua}} + P_{L, \text{control}} + P_{L, \text{refrigeración}} \quad (34)$$

A su vez, las pérdidas relativas del CDM se definen:

$$\rho_{L, \text{CDM}} = \frac{P_{L, \text{CDM}}}{S_{r, \text{equ}}} \quad (35)$$

3.6. PDS de referencia

Las pérdidas de potencia eléctrica del PDS en un punto de funcionamiento dado de velocidad y par son calculadas como la suma de las pérdidas de los elementos que componen el PDS, es decir, la suma de las pérdidas del CDM, el motor y otros elementos auxiliares.

$$P_{L, \text{PDS}}(n, T) = P_{L, \text{CDM}}(n, T) + P_{L, \text{Aux}}(n, T) + P_{L, \text{Mot}}(n, T) \quad (36)$$

Cuando se habla de elementos auxiliares, nos estamos refiriendo a:

- Cableado de la red
- Sección de alimentación
- Filtro de entrada
- Filtro de salida
- Cables del motor

Sin embargo, cuando nos referimos al PDS de referencia, únicamente se tiene en cuenta el motor de referencia (RM) y el CDM de referencia (RCDM).

Para el cálculo de las pérdidas de todos los puntos de funcionamiento del RPDS se utiliza la ecuación 36, a excepción del punto de funcionamiento al 100% de velocidad y 100% de par. En este caso, se utiliza la ecuación 37.

$$P_{L, \text{RPDS}}(100;100) = P_{L, \text{RCDM}}(90;100) + x \cdot P_{L, \text{RM}}(100;100) \quad (37)$$

Siendo x el factor de corrección de las pérdidas del motor para el RPDS, cuyo valor es $x = 1,11$.

3.7. Clases IE e IES

Tanto las pérdidas o la eficiencia del motor de referencia (RM), como del módulo de accionamiento completo de referencia (RCDM), como del accionamiento eléctrico de potencia de referencia (RPDS) son utilizadas como base para demostrar la conformidad con una clase IE o IES de un motor, CDM o PDS. Es por ello por lo que, los dispositivos de referencia se asocian con el nivel uno. A partir de ahí, los dispositivos que tengan unas pérdidas inferiores a la de referencia, es decir, que tengan una mejor eficiencia, se identificarán con niveles superiores a uno. Por el contrario, los dispositivos que tengan mayores pérdidas se identificarán con niveles inferiores a uno.

3.7.1. CDM

En la tabla 13, tomada de la norma UNE-EN 50598-2 [8], se muestran las pérdidas para un CDM de referencia de clase IE1.

En el caso que la potencia de salida de un CDM se encuentre entre dos valores de la tabla 13, se debe utilizar el valor de potencia más alta para la determinación de las pérdidas relativas y, en consecuencia, de la clase IE. Esta tabla sólo es válida para los CDM de baja tensión, es decir, aquellos comprendidos entre 100 V y 1000 V.

De acuerdo con las pérdidas relativas de los CDM, estos se clasifican:

- Si las pérdidas relativas de un CDM están dentro del rango del $\pm 25\%$ del valor especificado en la tabla 2, este CDM es clasificado de clase IE 1.
- Si las pérdidas relativas de un CDM son superiores en un 25% del valor especificado en la tabla 2, este CDM es clasificado de clase IE 0.
- Si las pérdidas relativas de un CDM son inferiores en un 25% del valor especificado en la tabla 2, este CDM es clasificado de clase IE 2.

Tabla 14. Pérdidas CDM de referencia de clase IE1.

P_{rM} (kW)	$S_{r, equ.}$ (kVA)	$I_{r, out}$ (A) del RCDM 400V	$P_{L, RCDM(90;100)}$ (%) de $S_{r, equ.}$	$P_{L, RCDM(90;100)}$ (W)
0.12	0.278	0.401	35.85	100
0.18	0.381	0.550	27.30	104
0.25	0.500	0.722	21.80	109
0.37	0.697	1.01	16.84	117
0.55	0.977	1.41	13.21	129
0.75	1.29	1.86	11.02	142
1.1	1.71	2.47	9.51	163
1.5	2.29	3.31	8.21	188
2.2	3.30	4.77	7.20	237
3	4.44	6.41	6.72	299
4	5.85	8.44	6.39	374
5.5	7.94	11.5	6.01	477
7.5	9.95	14.4	5.84	581
11	14.4	20.8	5.43	781
15	19.5	28.1	5.18	1010
18.5	23.9	34.4	5.05	1207
22	28.3	40.8	4.97	1408
30	38.2	55.2	4.87	1858
37	47.0	67.8	4.79	2253
45	56.9	82.1	4.75	2700
55	68.4	98.7	4.74	3239
75	92.8	134	4.69	4350
90	111	160	4.66	5169
110	135	195	4.11	5554
132	162	234	4.10	6645
160	196	283	4.09	8018
200	245	353	4,07	9976
250	302	436	4,10	12382
315	381	550	4,09	15594
355	429	619	4,09	17538
400	483	698	4,09	19764
500	604	872	4,08	24667
560	677	977	4,08	27628
630	761	1099	4,08	31064
710	858	1239	4,08	35006
800	967	1396	4,08	39434
900	1088	1570	4,08	44336
1000	1209	1745	4,08	49267

3.7.2. Motor

Las clases de eficiencia que establece la norma son:

- IE1: eficiencia estándar

- IE2: alta eficiencia
- IE3: eficiencia premium

Desde el 1 de enero de 2015, los motores que se ofertaban en el mercado con una potencia nominal de salida de 7.5 a 375 kW deberían ser de clase IE3 o, en su defecto, de clase IE2, pero alimentados por un convertidor. Los motores con una potencia nominal de salida de 0.75 a 7.5 kW debían de tener al menos una clase de eficiencia IE2.

Desde el 1 de enero de 2017, los motores con una potencia nominal de salida desde 0.75 a 375 kW deben tener una clase de eficiencia mínima IE3 o, en su defecto, IE2, pero alimentados por un convertidor.

3.7.3. PDS

En la tabla 14, tomada de la norma UNE-EN 50598-2 [8], se muestran las pérdidas para un PDS de referencia de clase IES1.

Al igual que ocurre con el CDM, si la potencia de un PDS se encuentra entre los valores de la tabla 14, se utiliza el valor de potencia superior para determinar las pérdidas y, en consecuencia, la clase IES. La clase IES1 se define para el PDS de referencia (RPDS). A partir de ahí, se clasifican:

- Si las pérdidas relativas de un PDS están dentro del rango del $\pm 20\%$ del valor especificado en la tabla 3, este PDS es clasificado de clase IES1.
- Si las pérdidas relativas de un PDS son superiores al 20% del valor especificado en la tabla 3, este PDS es clasificado de clase IES0.
- Si las pérdidas relativas de un PDS son inferiores al 20% del valor especificado en la tabla 3, este PDS es clasificado de clase IES2. Motor

Tabla 15. Pérdidas PDS de referencia de clase IES1 según UNE-EN 50598-2.

$P_{r,M}$ (kW)	$P_{L,RPDS(100;100)}$ (% de $P_{r,M}$)	$P_{L,RPDS(100;100)}$ (W)
0.12	172.13	207
0.18	127.46	229
0.25	102.21	256
0.37	79.62	295
0.55	61.40	338
0.75	51.64	387
1.1	43.98	484
1.5	39.03	585
2.2	34.54	760
3	61.61	948
4	29.11	1164
5.5	26.57	1462
7.5	24.01	1801
11	21.60	2376
15	19.98	2997
18.5	18.84	3486
22	18.11	3983
30	16.84	5053
37	16.14	5973
45	15.46	6957
55	14.76	8120
75	13.95	10461
90	13.60	12243
110	13.12	14437
132	12.80	16895
160	12.47	19948
200	12.14	24274
250	12.10	30254
315	12.10	38114
355	12.09	42917
400	12.09	48360
500	12.08	60412
560	12.08	67662
630	12.08	76103
710	12.08	85764
800	12.08	96627
900	12.08	108677
1000	12.08	120758

4 APROXIMACIÓN DEL PRODUCTO EXTENDIDO Y MODELO SEMIANALÍTICO

En este apartado se tratará una metodología para determinar el índice de eficiencia energética de una aplicación basándose en el concepto de modelo semianalítico (SAM). La metodología debe recibir el nombre de aproximación del producto extendido (EPA) conforme a la Norma UNE EN 50598-2 [8].

El modelo semianalítico (SAM) del equipo accionado combina información proporcionada por el propio fabricante del CDM/PDS en los puntos de funcionamiento del sistema motor. Para poder determinar las pérdidas totales o, en su defecto, la eficiencia de un producto extendido es necesario la combinación de lo siguiente:

- El modelo semianalítico (SAM) del sistema motor que proporciona las pérdidas relativas en distintos puntos de funcionamiento normalizados. Este sistema motor puede tratarse de un accionamiento eléctrico de potencia (PDS) o puede consistir en un motor y un arrancador de motor:
 - Cuando el sistema motor es un PDS, el cálculo de las pérdidas se realiza como la suma de las pérdidas del CDM y del motor.
 - Cuando el sistema motor se basa en un arrancador, el cálculo de las pérdidas se realiza de manera más sencilla, ya que no es necesario usar ningún arrancador de motor como referencia.
- El modelo semianalítico (SAM) del equipo accionado (bomba, compresor, ventilador...), el cual proporciona las pérdidas y eficiencia de la máquina de carga en los puntos de funcionamiento típicos.
- La aproximación del producto extendido, la cual combina el modelo semianalítico del sistema motor y el modelo semianalítico del equipo accionado. Con el fin de determinar el índice de eficiencia energética, la aproximación del producto extendido utiliza datos relativos a la aplicación, como pueden ser puntos de funcionamiento requeridos, el perfil de servicio o el tiempo de trabajo.

En la Tabla 15 se muestra la relación, así como las entradas y salidas necesarias para la determinación de la eficiencia según Norma UNE EN 50598-2 [8].

Tabla 16. Elementos esenciales que contribuyen a la eficiencia

Elementos requeridos para la aproximación del producto extendido	Entrada	Salida
SAM del sistema motor	Características del sistema motor, tales como componentes físicos o potencias asignadas	Pérdidas relativas del sistema motor en puntos de funcionamiento normalizados
SAM del producto extendido	Salida del SAM del sistema motor y características del equipo accionado	Pérdidas relativas del producto extendido en puntos de funcionamiento normalizados
Aproximación de producto extendido	Salida del SAM del producto extendido y requisitos relativos a la aplicación.	Índice de eficiencia energética del producto extendido para la aplicación

4.1. Requisitos para el modelo semianalítico (SAM) del producto extendido

Para calcular las pérdidas de potencia totales del producto extendido es necesario aplicar los SAM para las subpartes del producto extendido. Es por ello por lo que se van a describir los requisitos básicos que se deben cumplir al especificar el modelo semianalítico del producto extendido. La aproximación del producto extendido (EPA) del producto extendido debe incluir los siguientes requisitos:

- El perfil par-velocidad típico del equipo accionado
- Las pérdidas relativas integradas del sistema motor, de acuerdo con lo visto en el punto 3.
- El resultado del modelo semianalítico ha de utilizarse para determinar el índice de eficiencia energética (IEE), el cual debe expresarse en un sistema métrico que permita mostrar el valor en la documentación del usuario.
- El ahorro energético, en numerosas ocasiones, depende del punto de funcionamiento en el que se acciona el producto extendido y, es por ello, que los comités técnicos que determinan el modelo semianalítico del producto extendido deben facilitar información acerca de su aplicación y servicios.

En relación con lo anterior, las dos características siguientes son especialmente útiles para describir la aplicación y servicio del producto extendido:

- El perfil par-velocidad o potencia-velocidad: donde se describe el modo en el que el par requerido por el equipo accionado depende de la velocidad.
- El perfil de servicio: gráfico donde se muestra los distintos niveles de potencia que requiere el equipo accionado (incluido el modo de espera), así como la fracción de tiempo en la que el equipo está accionado a esos niveles de potencia.

4.1.1. Perfiles par-velocidad y potencia-velocidad y puntos de funcionamiento en el tiempo

La regulación de la velocidad a través de un accionamiento eléctrico de potencia presenta ventajas, pero también provoca pérdidas adicionales. Es por ello por lo que, el ahorro energético que se puede conseguir depende del punto de funcionamiento.

Con el fin de describir el producto extendido, prestaremos especial atención a las siguientes características:

- Perfiles par/velocidad y potencia/velocidad: estas curvas nos permiten determinar la velocidad necesaria que debe tener una máquina para obtener un determinado par. Esta velocidad dependerá

del tipo de máquina.

- Puntos de funcionamiento en función del tiempo: esta gráfica nos muestra los diferentes niveles de potencia requeridos por el producto extendido, incluso cuando se está en modo de espera.

Con las anteriores dos características, dadas como datos de entrada, se podrían comparar diversas soluciones de control en lo que al ahorro energético se refiere.

4.1.2. Perfiles par/velocidad y potencia/velocidad

Ambos perfiles nos describen la manera en que tanto el par (T) como la potencia (P) varían en función de la velocidad (n). La potencia es el producto del par y la velocidad.

En la figura 27, tomada de UNE – EN 50598 [8], podemos observar los distintos perfiles de par/velocidad y potencia/velocidad que nos podemos encontrar.

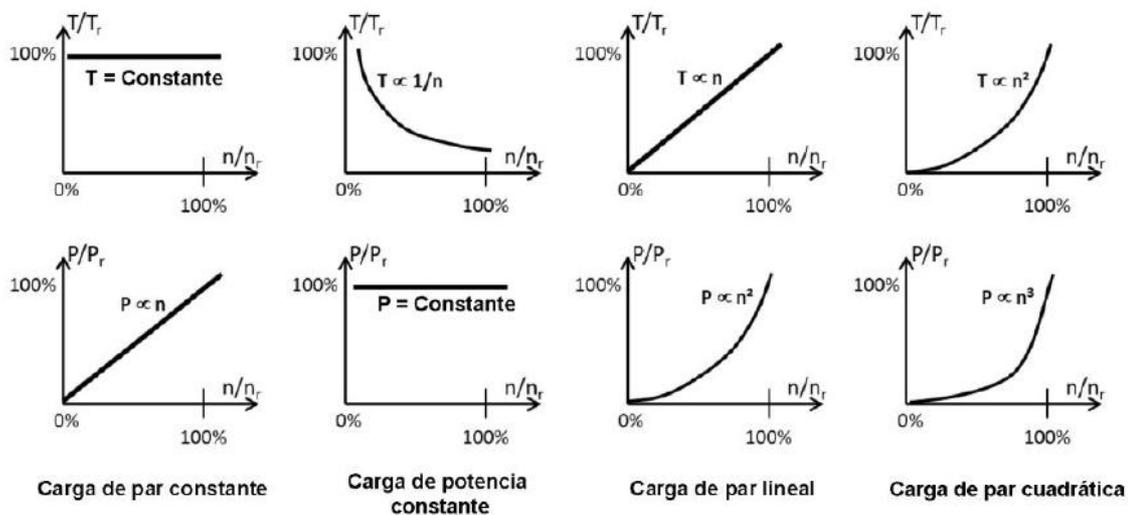


Figura 27. Perfiles par – velocidad y potencia – velocidad

4.1.3. Puntos de funcionamiento en el tiempo

La eficiencia del producto extendido depende en gran medida del nivel de carga y de los tiempos. Además, también ha de tenerse en cuenta las pérdidas ocasionadas en el modo de espera. Estas pérdidas en el modo de espera son ocasionadas en momentos en los que la potencia está inhabilitada, pero la de control sigue estando alimentada.

En definitiva, para calcular la eficiencia de un producto extendido y poder comparar diferentes soluciones de control, se necesita conocer los niveles de potencia mecánica y eléctrica que solicita el producto extendido y en que fracción de tiempo.

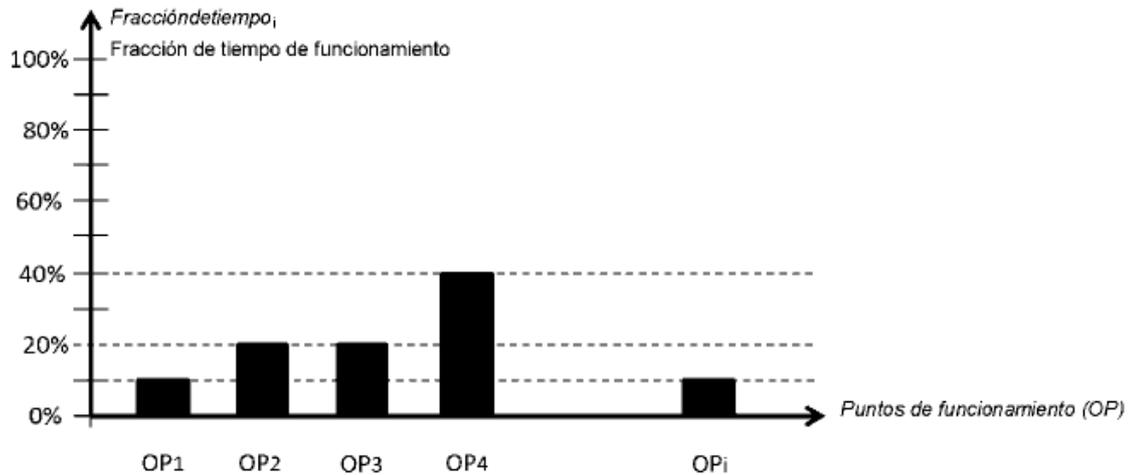


Figura 28. Potencia requerida en función del tiempo

En la figura 28 se describe los diferentes niveles de potencia mecánica requeridos por el producto extendido y el tiempo durante el cual están accionados estos niveles de potencia. En el eje horizontal, los puntos de funcionamiento (OP_i) representan los puntos típicos para el producto extendido. El punto cero velocidad/cero par nos permitirá calcular las pérdidas del modo en espera (P_{SB}). Por otro lado, en el eje vertical, se presenta el tiempo, que puede ser expresado en horas por unidad de tiempo (días, años) o en una fracción del tiempo de funcionamiento total.

4.2. Requisitos para el modelo semianalítico (SAM) del sistema motor

El modelo semianalítico del sistema motor debe incluir los parámetros que sean necesarios para poder determinar las pérdidas relativas de potencia en diferentes puntos de funcionamiento par-velocidad específicos.

4.2.1. Puntos de pérdida par-velocidad de un PDS y pérdidas de potencia asociadas

Es necesario especificar ocho puntos en el diagrama par-velocidad para la determinación de energía de diferentes productos extendidos. Estas pérdidas relativas son la salida del modelo seminanalítico del sistema motor y una entrada del modelo semianalítico para el producto extendido.

En el caso que el sistema motor no contenga un CDM, es decir, que el sistema motor contiene un arrancador o aparamenta de conexión, los puntos de funcionamiento posibles del motor se encuentran a una velocidad fija relativa (100%).

Las pérdidas de potencia adicionales ocasionados por los arrancadores de motor de corriente alterna conforme a la Norma EN 60947-4-1 [15], o de un arrancador semiconductor de motor de corriente alterna con bypass conforme con la Norma EN 60947-4-2, se consideran pequeñas.

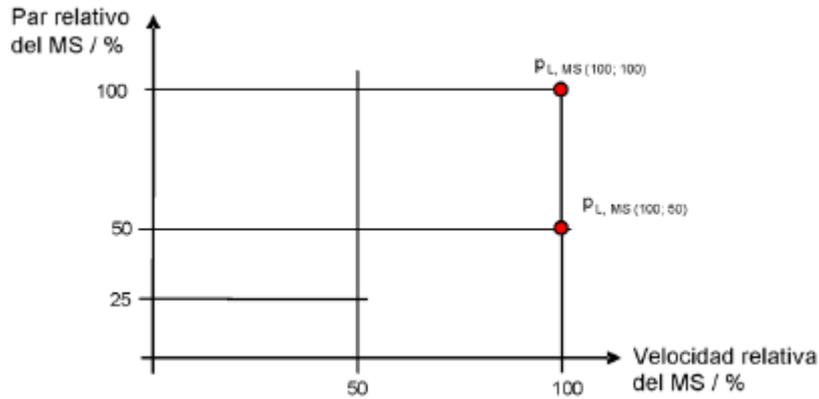


Figura 29. Puntos de funcionamiento par – velocidad para determinar las pérdidas de un arrancador

4.3. Unión de los modelos semianalíticos (SAM) con la aproximación de producto extendido

A continuación, se va a describir el modo en el que los modelos semianalíticos del sistema motor y del equipo accionado deben combinarse para permitir la determinación del valor IEE.

La figura 30, tomada de UNE – EN 50598-1[8], muestra el flujo de trabajo para determinar el índice de eficiencia energética de un producto extendido.

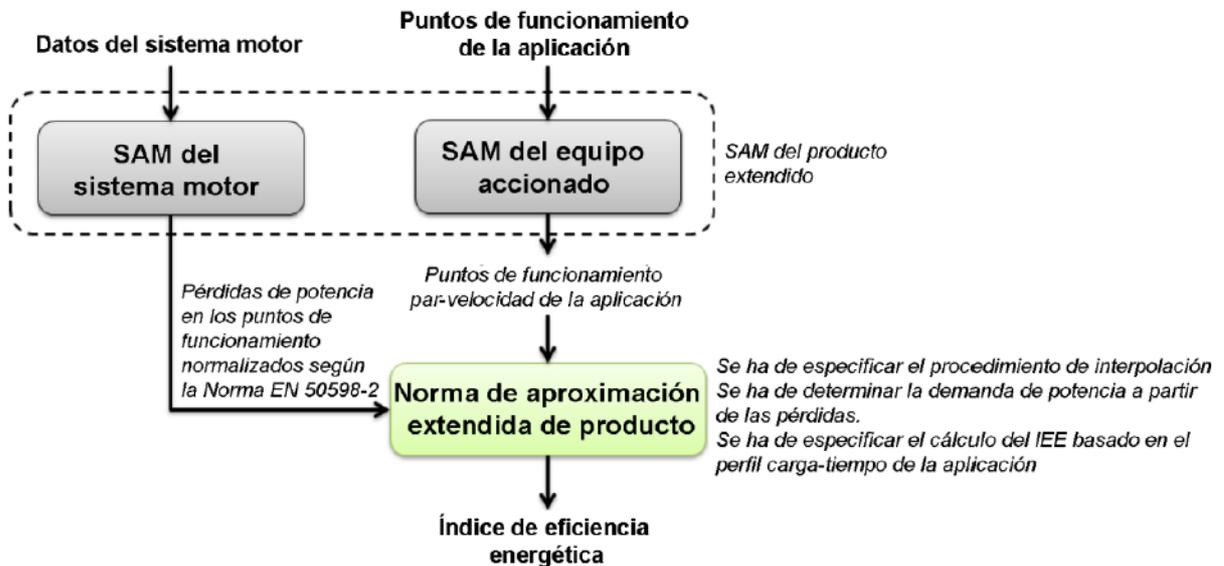


Figura 30. Flujo de trabajo

4.4. Determinación de puntos intermedios de pérdida par-velocidad de un sistema motor

Para determinar las pérdidas relativas de un sistema motor en cualquier punto de funcionamiento se ha de utilizar uno de los siguientes modelos de cálculo:

- Pérdidas máximas en puntos de funcionamiento predefinidos vecinos;
- Interpolación lineal bidimensional entre puntos de funcionamiento vecinos;

- Cálculo de las pérdidas conforme al modelo matemático descrito en el punto 2.

Para los modelos a y b, el área de funcionamiento debe dividirse en cuatro segmentos, tal y como se muestra en la figura 31, tomada de la Norma UNE – EN 50598 [8].

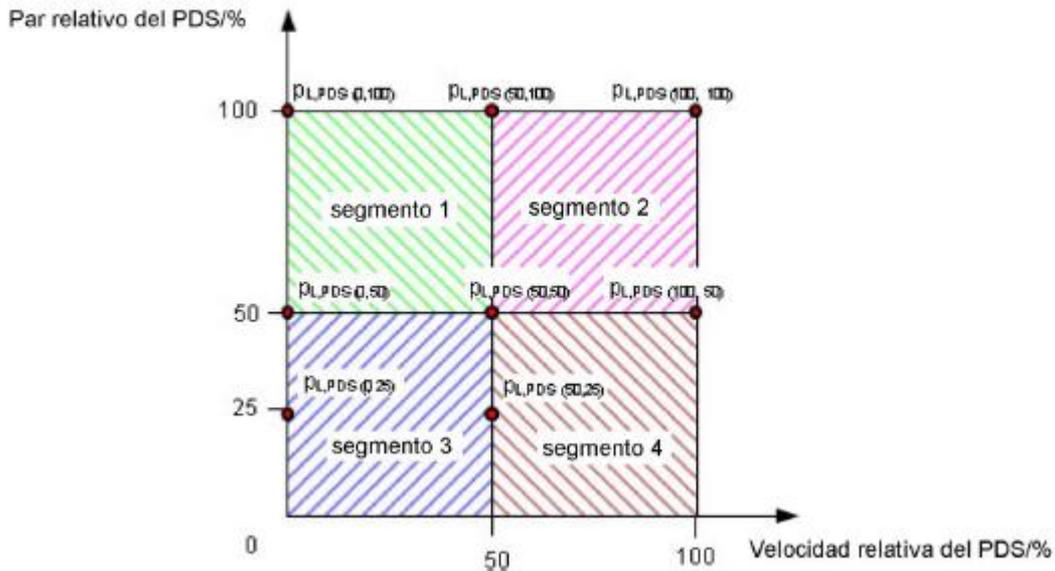


Figura 31. Segmento de puntos de funcionamiento de un PDS

El segmento 1 incluye los puntos de funcionamiento hasta el 50% de la velocidad relativa del PDS y que están por encima del 50% del par relativo. En el segmento 2 se incluyen los puntos de funcionamiento desde el 50% hasta el 100% de la velocidad relativa del PDS y que estén por encima del 50% del par relativo.

En el segmento 3 se incluyen los puntos de funcionamiento hasta el 50% de la velocidad relativa del PDS y que están por debajo del 50% del par relativo. Por último, en el segmento 4 se incluyen los puntos de funcionamiento desde el 50% hasta el 100% de la velocidad relativa del PDS y que estén por debajo del 50% del par relativo.

4.4.1. Determinación de las pérdidas mediante las pérdidas máximas de los puntos de funcionamiento vecinos

Este método para determinar las pérdidas es el más sencillo, pero, por el contrario, es el método que presenta mayor desviación con respecto al resultado correcto.

4.4.2. Determinación de las pérdidas mediante interpolación bidimensional de las pérdidas de los puntos vecinos

Para calcular la interpolación entre cuatro puntos definidos (A, B, C, D) (véase la figura 30 [8]) en un punto de funcionamiento Z, de deben seguir tres pasos. En primer lugar, se obtiene el punto R1 mediante la interpolación lineal de los puntos C y D. El componente horizontal n de R1 es elegido de forma que sea equivalente al componente horizontal n_z del punto de funcionamiento Z. En el caso que el componente vertical de C y D sea igual, es decir, $t_c = t_d$, las pérdidas en R1 dependerán únicamente del componente horizontal n_z , obteniéndose así $p_{L,R1}(n_z)$

A continuación, se realiza lo mismo para los puntos A y B, es decir, se obtiene R2 mediante la interpolación lineal de los puntos A y B, calculándose $p_{L,R2}(n_z)$.

Por último, se calculan las pérdidas en el punto de funcionamiento Z, mediante la interpolación de los puntos R1 y R2. Debido a que estos puntos poseen el mismo componente horizontal (n_z), la interpolación será función de la componente vertical t_z , obteniéndose $p_{L,Z}(t_z)$:

$$\rho_{L,Z}(t_z) = \rho_{L,R2} + \frac{Pl_{R1} - Pl_{R2}}{t_{R1} - t_{R2}} \cdot (t_z - t_{R2}) \quad (38)$$

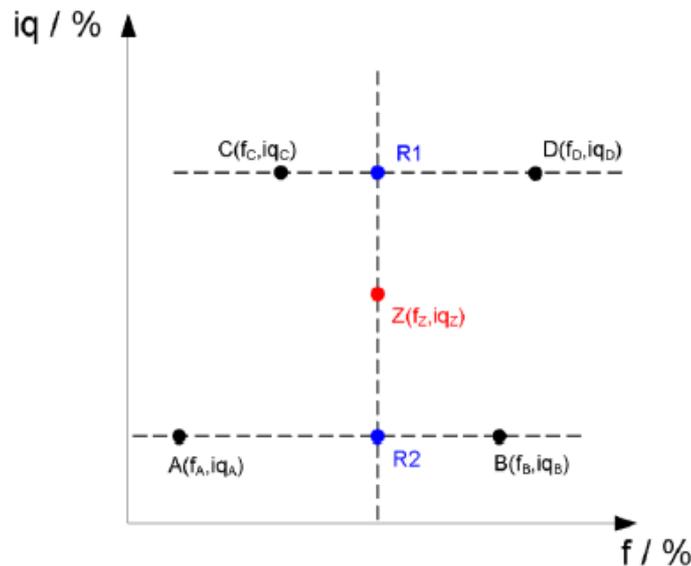


Figura 32. Interpolación bidimensional

4.4.3. Ejemplo de aplicación para el cálculo de las pérdidas de un CDM y de un PDS

En este apartado se detalla un ejemplo en el que se realiza el cálculo de las pérdidas de un CDM y de un PDS en un punto determinado, el cual se encuentra al 80% del par asignado y al 75% de la velocidad asignada de un PDS de 7,5 kW. Para ello, el primer paso será calcular las pérdidas del CDM y del motor, lo cual nos permitirá calcular las pérdidas del PDS.

4.4.3.1. Determinación de las pérdidas del CDM

Tal y como hemos visto en el apartado 4.4. las pérdidas de un CDM en cualquier punto de funcionamiento pueden ser calculadas por tres métodos distintos.

En la Tabla 17, tomada de la Norma UNE – EN 50598 [8], se muestran las pérdidas relativas de un CDM de 400 V y 9,95 kVA en los puntos de funcionamientos predefinidos. En la tabla, los números entre paréntesis representan el punto de operación.

En el anexo 3 de este documento se puede observar la herramienta desarrollada, la cual nos ha permitido calcular las pérdidas totales del accionamiento eléctrico de potencia. A continuación, se muestran los datos más relevantes de este estudio.

Tabla 17. Pérdidas de un CDM

P,M (kW)	S _{r, equ} (kVA)	$\rho_{L, CDM}$ (0;25)	$\rho_{L, CDM}$ (0;50)	$\rho_{L, CDM}$ (0;100)	$\rho_{L, CDM}$ (50;25)	$\rho_{L, CDM}$ (50;50)	$\rho_{L, CDM}$ (50;100)	$\rho_{L, CDM}$ (90;50)	$\rho_{L, CDM}$ (90;100)
7,5	9,95	2,56	2,88	3,89	2,64	3,09	4,58	3,45	5,91

4.4.3.1.1. Determinación de las pérdidas mediante las pérdidas máximas de los puntos de funcionamiento vecino

En primer lugar, se va a calcular las pérdidas mediante las pérdidas máximas de los puntos vecinos. El punto que evaluar es a un 75% de la velocidad relativa del PDS y a un 80% del par relativo. Dicho punto pertenece al segmento 2, y los puntos de funcionamiento vecinos son: $\rho_{L, CDM}(50;50)$, $\rho_{L, CDM}(50;100)$, $\rho_{L, CDM}(90;50)$, $\rho_{L, CDM}(90;100)$. El punto de funcionamiento vecino con mayores pérdidas es, por tanto, el $\rho_{L, CDM}(90;100)$ y, por tanto, las pérdidas

al 75% de la velocidad relativa y al 80% del par relativo es de 5.91%.

4.4.3.1.2. Determinación de las pérdidas mediante interpolación bidimensional de las pérdidas de los puntos vecinos

Se va a calcular las pérdidas mediante la interpolación bidimensional de las pérdidas de los puntos vecinos. Tal y como se ha dicho en el apartado 4.4.2. el primer paso consistirá en obtener el punto R1 de la figura 30.

$$P_{L,R1}(n_z) = p_{L,C} + \frac{p_{L,D} - p_{L,C}}{n_D - n_C} \cdot (n_z - n_C) \quad (39)$$

A continuación, se realiza el mismo proceso, pero para el punto R2 de la figura 30.

$$P_{L,R2}(n_z) = p_{L,A} + \frac{p_{L,B} - p_{L,A}}{n_B - n_A} \cdot (n_z - n_A) \quad (40)$$

Por último, se calculan las pérdidas en el punto de funcionamiento Z mediante la interpolación de R1 y R2. Dado que estos dos puntos tienen la misma componente horizontal, la interpolación es una función únicamente de la componente vertical (i_{qz}).

$$P_{L,Z}(i_{qz}) = p_{L,R2} + \frac{p_{L,R1} - p_{L,R2}}{i_{qR1} - i_{qR2}} \cdot (i_{qz} - i_{qR2}) \quad (41)$$

Al insertar las ecuaciones 39 y 40 en la ecuación 41:

$$P_{L,Z}(n_z, i_{qz}) = p_{L,A} + \frac{p_{L,B} - p_{L,A}}{n_B - n_A} \cdot (n_z - n_A) + \frac{(p_{L,C} + \frac{p_{L,D} - p_{L,C}}{n_D - n_C} \cdot (n_z - n_C)) - (p_{L,A} + \frac{p_{L,B} - p_{L,A}}{n_B - n_A} \cdot (n_z - n_A))}{i_{qC} - i_{qA}} \cdot (i_{qz} - i_{qA}) \quad (42)$$

El punto de funcionamiento que se está estudiando se encuentra en el segmento 2 y, por tanto, para este segmento, la expresión resulta:

$$P_{L,Z}(n_z, i_{qz}) = p_{L,CDM(50,50)} + \frac{p_{L,CDM(90,50)} - p_{L,CDM(50,50)}}{90 - 50} \cdot (n_z - 50) + \frac{(p_{L,CDM(50,100)} + \frac{p_{L,CDM(90,100)} - p_{L,CDM(50,100)}}{90 - 50} \cdot (n_z - 50)) - (p_{L,CDM(50,50)} + \frac{p_{L,CDM(90,50)} - p_{L,CDM(50,50)}}{90 - 50} \cdot (n_z - 50))}{50} \cdot (i_{qz} - 50) \quad (43)$$

En el punto de funcionamiento:

$$P_{L,Z}(75, 80) = 3,09 + \frac{3,45 - 3,09}{40} \cdot (75 - 50) + \frac{(4,58 + \frac{5,91 - 4,58}{40} \cdot (75 - 50)) - (3,09 + \frac{3,45 - 3,09}{40} \cdot (75 - 50))}{50} \cdot (75 - 50) = 4,57\% \quad (44)$$

Por tanto, las pérdidas relativas al 75% de la velocidad asignada y al 80% del par asignado son el 4,57%.

4.4.3.1.3. Determinación de las pérdidas mediante el modelo matemático

Esta forma de determinar las pérdidas es la más precisa. Sin embargo, se necesita conocer todos los parámetros técnicos desde las ecuaciones 24 hasta la 33. Este método se dirige principalmente a los fabricantes de CDM, ya que normalmente estos datos no están disponibles.

Para este ejemplo, los valores de los parámetros se muestran en la Tabla 18 [8].

Tabla 18. Valores de los parámetros

Abreviatura	Descripción	Valores	Unidad
$U_{T,th}$	Tensión de umbral del transistor de potencia	1,0	V
$U_{T,r}$	Tensión en estado conductor del transistor de potencia a corriente de salida asignada del CDM	2,6	V
$U_{D,th}$	Tensión de umbral del diodo de potencia	1,1	V
$U_{D,r}$	Tensión en estado conductor del diodo de potencia a corriente de salida asignada del CDM	2,7	V
$U_{D,th,rectificador}$	Tensión de umbral del diodo de potencia del rectificador	0,9	V
$U_{D,r,rectificador}$	Tensión en estado conductor del diodo de potencia del rectificador a corriente de entrada asignada del CDM	2,0	V
E_T	Energía de pérdida de conmutación del transistor de potencia por voltios y por amperios	$6,5 \cdot 10^{-7}$	$\frac{J}{V \cdot A}$
E_D	Energía de pérdida de conmutación del diodo de potencia por voltios y por amperios	$3,5 \cdot 10^{-7}$	$\frac{J}{V \cdot A}$
U_{DC}	Tensión de enlace en corriente continua del inversor	540	V
f_{sw}	Frecuencia de conmutación del inversor	4000	Hz
I_{cable}	Corriente del cable del motor a utilizar cuando aumentan las pérdidas de conmutación	10	A
$k1_{bobina}$	Impedancia de la bobina, relativa a la impedancia nominal del inversor	0,03	
$k2_{bobina}$	Caída de tensión relativa en la parte de la resistencia de la bobina	0,25	
λ	Factor de potencia de entrada	0,7	
$k1_{enlace_corriente_continua}$	Pérdidas del enlace de corriente continua independientes de la carga por amperio asignado y voltios al cuadrado	$7 \cdot 10^{-7}$	$\frac{1}{\Omega \cdot A}$
$k2_{enlace_corriente_continua}$	Pérdidas del enlace de corriente continua dependientes de la carga por amperios	1,7	$\Omega \cdot A$
$U_{carriles}$	Caída de tensión de los elementos del conductor óhmico a la corriente asignada del CDM	0,7	V
$k_L, refrigeración$	Factor para las pérdidas de refrigeración	0,15	
$P_{L,control}$	Pérdidas de control y espera	45	W

La tensión de salida asignada entre fases es de $U_{1,r,out} = 400$ V, mientras que la corriente de salida asignada es de $I_{r,out} = 14$ A. Realizando una interpolación lineal en la Tabla 18 al 80% de la corriente que produce el par se obtiene una corriente de salida que representa el 83,2%, es decir, $I_{out} = 11,65$ A. La interpolación lineal a la misma corriente que produce el par en la Tabla 19 da un factor de potencia de 0,81 en el inversor de salida.

Tabla 19. Corriente mínima de carga

Corriente que produce el par /%	Corriente de carga de ensayo $\frac{I_{out}}{I_{r,out}}$ /% para el rango de potencia aparente $S_{r, equ.}$ de $I_{r, out}$				
	0,278 kVA (0,75 kW a 1,29 kVA (0,7 kW))	1,29 kVA (0,75 kW) a 7,94 kVA (5,5 kW))	7,94 kVA (5,5 kW) a 56,9 kVA (45 kW))	56,9 kVA (45kW) a 245 kVA (200 kW))	245 kVA (200 kW) a 1209 kVA (1000 kW))
25	0,79	0,58	0,45	0,42	0,39
50	0,81	0,71	0,60	0,58	0,56
75	0,89	0,82	0,79	0,78	0,77
100	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00

Tabla 20. Factor de desplazamiento de la carga de ensayo

Corriente que produce el par /%	Factor de desplazamiento de la carga de ensayo con γ para el rango de potencia aparente $S_{r, equ.}$ de $I_{r, out}$				
	0,278 kVA (0,75 kW a 1,29 kVA (0,7 kW))	1,29 kVA (0,75 kW) a 7,94 kVA (5,5 kW))	7,94 kVA (5,5 kW) a 56,9 kVA (45 kW))	56,9 kVA (45kW) a 245 kVA (200 kW))	245 kVA (200 kW) a 1209 kVA (1000 kW))
25	0,34	0,38	0,49	0,54	0,57
50	0,51	0,60	0,75	0,75	0,78
75	0,64	0,72	0,83	0,83	0,85
100	0,73	0,79	0,85	0,86	0,87

Con estos datos, es posible determinar las pérdidas a través del modelo matemático, que se muestran en la Tabla 21.

Tabla 21. Pérdidas del CDM de acuerdo con el modelo matemático

Término	Fórmula	Pérdidas	Unidad
Pérdidas en estado conductor de un transistor del inversor	8	10,8	W
Pérdidas en estado conductor de un diodo del inversor	9	2,72	W
Pérdidas de conmutación de un transistor del inversor	10	13,9	W
Pérdidas de conmutación de un transistor del inversor	11	7,48	W
Pérdidas totales del inversor de salida	12	209	W
Pérdidas del rectificador	13	46,8	W
Pérdidas de la bobina de entrada	14	45,9	W
Pérdidas del enlace de corriente continua	15	4,59	W
Pérdidas del carril de corriente	16	6,98	W
Pérdidas de refrigeración	17	76,7	W
Pérdidas absolutas totales del CDM	18	435	W
Pérdidas relativas totales del CDM	19	4,37	W

En definitiva, los resultados obtenidos son:

Tabla 22. Comparación entre los métodos de evaluación

Método de evaluación	Pérdidas relativas
Pérdidas máximas en puntos vecinos	5,91%
Interpolación bidimensional en puntos vecinos	4,57%
Modelo matemático	4,37%

4.4.3.2. Determinación de las pérdidas del motor

Se van a utilizar los datos de un motor de referencia de 7,5 kW, cuyos datos, tomados de [8], aparecen en la Tabla 23.

Tabla 23. Pérdidas de un motor de referencia de 7,5 kW

P,M/kW	$P_{L, RM}$, relativas (0;25)	$P_{L, RM}$, relativas (0;50)	$P_{L, RM}$, relativas (0;100)	$P_{L, RM}$, relativas (50;25)	$P_{L, RM}$, relativas (50;50)	$P_{L, RM}$, relativas (50;100)	$P_{L, RM}$, relativas (100;50)	$P_{L, RM}$, relativas (100;100)
7,5	2,5	3,7	9,3	4,0	5,3	11,2	7,8	14,7

En el caso tratado, el punto de funcionamiento está al 75% de la velocidad asignada y al 80% del par asignado. Para calcular las pérdidas en este punto, se va a utilizar el modelo de interpolación bidimensional.

$$P_{L, M}(75, 80) = 5,3 + \frac{7,8 - 5,3}{40} \cdot (75 - 50) + \frac{(11,2 + \frac{14,7 - 11,2}{50} \cdot (75 - 50)) - (5,3 + \frac{7,8 - 5,3}{50} \cdot (75 - 50))}{50} \cdot (80 - 50) = 10,39\% \text{ (45)}$$

4.4.3.3. Determinación de las pérdidas del PDS

Para determinar las pérdidas del PDS, en primer lugar, se calculan las pérdidas absolutas del CDM y del motor.

$$P_{L, CDM}(75\%, 80\%) = p_{L, CDM(75,80)} \cdot S_{r, equ} = 0,0437 \cdot 9,95 = 435 \text{ W (46)}$$

$$P_{L, M}(75\%, 80\%) = p_{L, M(75,80)} \cdot P_{r, M} = 0,1039 \cdot 7,5 = 812 \text{ W (47)}$$

A continuación, se calculan las pérdidas del PDS como la suma de ambas pérdidas.

$$P_{L, PDS}(75\%, 80\%) = 435 + 812 = 1247 \text{ W (48)}$$

$$P_{L, PDS}(75\%, 80\%) = \frac{1247 \text{ W}}{7500 \text{ W}} = 16,63\% \text{ (49)}$$

5 ENSAYOS DE TIPO

El propósito de este capítulo 5 es definir los ensayos de tipo que se deben realizar para verificar la clase IE del CDM y para verificar la clase IES del PDS. En la norma UNE-EN 50598-2, se considera que los métodos para determinar las pérdidas de las clases de energía IE del CDM e IES del PDS son los ensayos de tipo del CDM y del PDS. Además, se definen los procedimientos para determinar las pérdidas de un CDM y de un PDS en condiciones de carga parcial.

5.1. Ensayo de tipo para el CDM para determinar su clasificación IE

El fabricante debe realizar ensayos de tipo para determinar las clases de eficiencia energética IE de un CDM. Las clases de eficiencia energética se determinan a partir de un solo punto de funcionamiento y las pérdidas en este punto deben determinarse utilizando una de las siguientes opciones:

- Las pérdidas del CDM se determinan de acuerdo con el método de determinación de pérdidas de componentes únicos que se describe en el apartado 5.3.
- Las pérdidas de potencia se determinan de acuerdo con el método de entrada-salida para el CDM que se describe en el apartado 5.5.
- Las pérdidas del CDM se miden utilizando un método calorimétrico de acuerdo con el apartado 5.7.

El fabricante puede elegir libremente el método de determinación para determinar las pérdidas.

Si un CDM no puede hacer funcionar un motor asíncrono, se debe someter a ensayo con una carga de ensayo adecuada y se deben recoger en la documentación del usuario y en el informe de ensayo las desviaciones de las condiciones de ensayo descritas en el apartado 4.8.

Se deben calcular las pérdidas de potencia requeridas para el cálculo de la clase de eficiencia energética IE a partir de las pérdidas determinadas $P_{L, CDM, determinadas}$ que se obtienen a partir de la expresión 50.

$$P_{L, CDM} = P_{L, CDM, determinadas} + \Delta P_{L, CDM} = P_{L, CDM, determinadas} \cdot (1 + \Delta p_{L, CDM}/100) \quad (50)$$

Donde:

- $P_{L, CDM}$: son las pérdidas de potencia de un CDM
- $P_{L, CDM, determinadas}$: son las pérdidas de potencia de un CDM obtenidas a partir del método de determinación de pérdidas de potencia
- $\Delta P_{L, CDM}$: es la incertidumbre [W] del método de determinación de pérdidas de potencia para el CDM
- $\Delta p_{L, CDM}$: es la incertidumbre [%] del método de determinación de pérdidas de potencia para el CDM

Como se describe en la figura 33 [8], se debe añadir la incertidumbre del método utilizado al valor de pérdida determinado. El fabricante es el encargado de determinar la incertidumbre del método de determinación y tiene la responsabilidad de aplicar la incertidumbre correcta a las pérdidas de potencia. La incertidumbre aplicada debe basarse en errores que se producen aleatoriamente con una distribución normal.

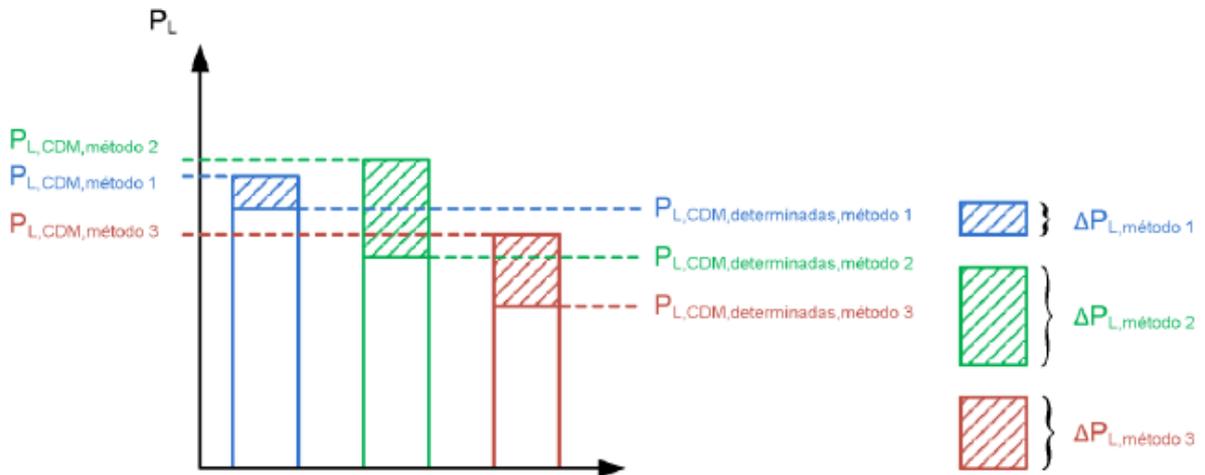


Figura 33. Pérdidas de potencia del CDM

5.2. Ensayo de tipo para el PDS para determinar su clasificación IES

El fabricante debe realizar ensayos de tipo para determinar las clases de eficiencia energética IES de un PDS. Las clases de eficiencia energética se determinan a partir de un solo punto de funcionamiento y las pérdidas en este punto deben determinarse utilizando una de las siguientes opciones:

- Las pérdidas del CDM se determinan de acuerdo con el apartado 5.4.
- Las pérdidas de potencia se determinan de acuerdo con el método de entrada-salida que se describe en el apartado 5.5.

El fabricante puede elegir libremente el método de determinación para determinar las pérdidas.

Se excluye el método de medición calorimétrica ya que es muy difícil realizarlo en motores.

Para determinar la clase de eficiencia energética IES de un PDS, el fabricante debe tener en cuenta la incertidumbre del método de determinación de pérdidas utilizado. Se deben calcular las pérdidas de potencia para el cálculo de la clase de eficiencia energética IES a partir de las pérdidas determinadas $P_{L, PDS, determinadas}$ que se obtienen a partir de la expresión 51.

$$P_{L, PDS} = P_{L, PDS, determinadas} + \Delta P_{L, PDS} = P_{L, PDS, determinadas} \cdot (1 + \Delta \rho_{L, PDS}/100) \quad (51)$$

Donde:

- $P_{L, PDS}$: son las pérdidas de potencia de un PDS
- $P_{L, PDS, determinadas}$: son las pérdidas de potencia de un PDS obtenidas a partir del método de determinación de pérdidas de potencia
- $\Delta P_{L, PDS}$: es la incertidumbre [W] del método de determinación de pérdidas de potencia para el PDS
- $\Delta \rho_{L, PDS}$: es la incertidumbre [%] del método de determinación de pérdidas de potencia para el PDS

Se debe añadir la incertidumbre del método utilizado al valor de pérdida determinado. El fabricante es el encargado de determinar la incertidumbre del método de determinación y tiene la responsabilidad de aplicar la incertidumbre correcta a las pérdidas de potencia. La incertidumbre aplicada debe basarse en errores que

se producen aleatoriamente con una distribución normal.

5.3. Cálculo de las pérdidas de potencia del CDM

Para la determinación de las pérdidas de potencia del CDM mediante cálculos, se puede utilizar el modelo matemático. El fabricante puede utilizar un modelo de cálculo propio para determinar las pérdidas. El fabricante es responsable de aplicar precisiones correctas en la expresión 50.

El cálculo de las pérdidas de potencia del CDM se ha de realizar teniendo en cuenta los datos de fabricante de los componentes, con los valores típicos de los semiconductores de potencia a la temperatura real de funcionamiento del CDM o a la máxima temperatura de funcionamiento especificada en la ficha técnica. Los parámetros que afectan a las pérdidas de potencia son determinados para los componentes del CDM en los puntos de funcionamiento requeridos. Si el fabricante no proporciona datos relativos a las pérdidas de potencia de los componentes, se han de evaluar mediante mediciones. Es por ello por lo que, la combinación de las pérdidas medidas y calculadas es una forma posible de determinar las pérdidas del CDM. Finalmente, las diferentes pérdidas individuales se calculan o se miden por separado y las pérdidas de potencia totales del CDM ($P_{L, CDM, determinadas}$) se determinan como la suma de todas las pérdidas individuales.

Comúnmente, la información para la determinación de las pérdidas de potencia en muchas partes del convertidor se puede encontrar en hojas de datos de sus componentes, lo cual es necesario para dimensionar el convertidor con respecto al comportamiento térmico. Si la precisión indicada es lo suficientemente alta, esta información puede usarse para determinar la pérdida de potencia.

Si la información de la hoja de dato es insuficiente, es decir, no está disponible o con una precisión inadecuada, la forma alternativa es determinar las pérdidas de potencia de un solo componente a través de la medición de potencia de entrada/salida o mediante medición calorimétrica. Esto puede ser especialmente necesario para los semiconductores de potencia, donde los datos sobre pérdidas de conmutación, a menudo, son limitados. Las pérdidas de potencia para todo el sistema se calculan sumando.

La precisión de este método es alta, ya que las pérdidas de potencia se determinan directamente y no depende de la potencia de entrada o salida. El esfuerzo para este método es limitado. Este método es muy adecuado para calcular las pérdidas de potencia de series de convertidores.

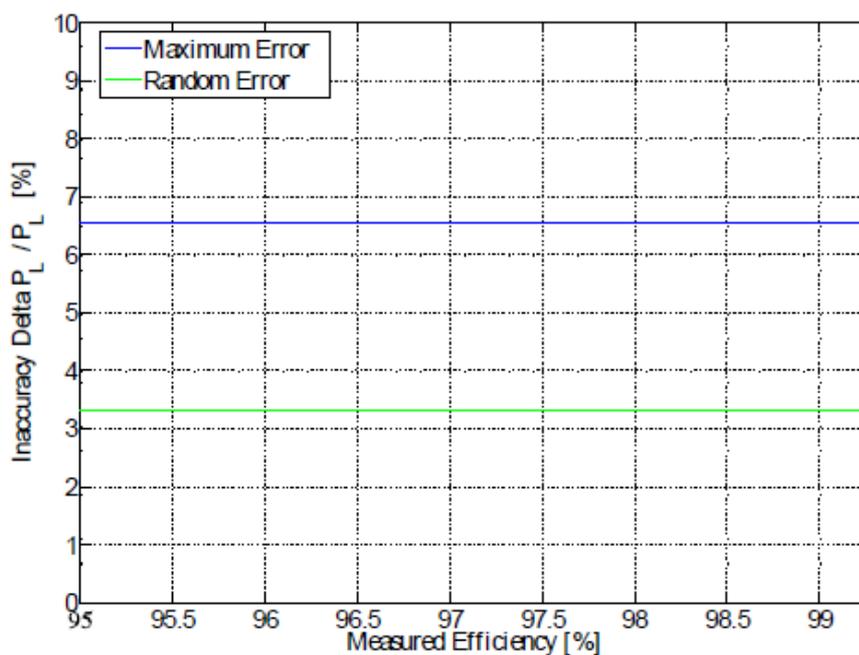


Figura 34. Inexactitud de medición frente a eficiencia, método de un solo componente

5.4. Cálculo de las pérdidas de potencia del PDS

Las pérdidas de potencia del PDS se pueden determinar mediante el modelo matemático. Cuando se calculan las pérdidas de un PDS con un RCDM, no es necesario añadir tolerancias a las pérdidas del CDM. Sin embargo, si las pérdidas del PDS se calculan con el RM, se deben añadir las tolerancias que especifica la Norma EN 60034-1 al PDS final.

5.5. Método de medición de entrada – salida

5.5.1. Medición de entrada-salida de las pérdidas de un CDM

El método de determinación entrada-salida de las pérdidas del CDM se basa en la medición eléctrica de la potencia a la entrada y a la salida del CDM. La figura 35 [7] representa el montaje de medición. Las pérdidas de potencia medidas del CDM deben calcularse utilizando la expresión 52.

$$P_{L, CDM, determinadas} = P_{in, CDM} - P_{out, CDM} \quad (52)$$

La potencia de entrada P_{in} es determinada en función de las tensiones de entrada U_{in} y de las corrientes de entrada I_{in} , las cuales son medidas con un analizador de potencia. La potencia de salida P_{out} se determina, respectivamente, a partir de las tensiones de salida U_{out} y de las corrientes de salida I_{out} , medidas, de igual modo, con un analizador de potencia. La medición de potencia de salida del CDM debe realizarse directamente en los bornes de salida del CDM. En este método, la precisión está limitada por la precisión disponible del equipo de medición.

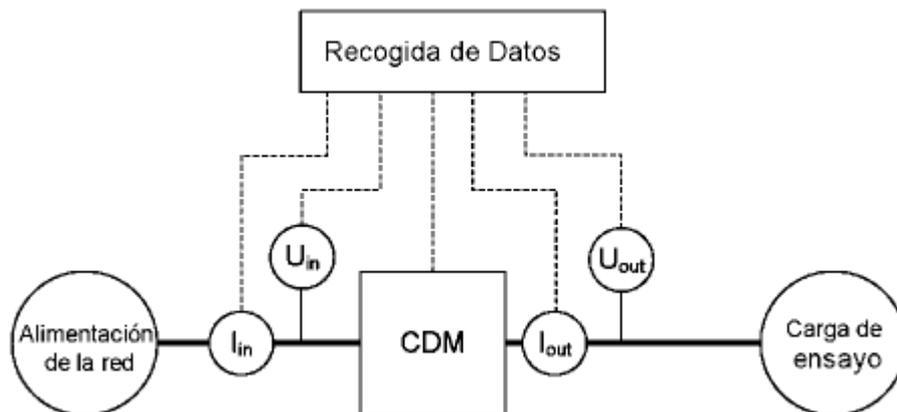


Figura 35. Montaje de medición de entrada-salida para determinar las pérdidas del CDM

5.5.2. Medición de entrada-salida de las pérdidas de un PDS

El método de determinación entrada-salida de las pérdidas de un PDS se basa en la medición eléctrica de potencia eléctrica a la entrada y de la potencia mecánica del PDS a la salida. La figura 36 [8] representa el montaje de medición. Es necesario calcular la pérdida de potencia determinada del PDS según la expresión 53.

$$P_{L, PDS, determinadas} = P_{in, PDS} - P_{out, PDS} \quad (53)$$

La potencia de entrada $P_{in, PDS}$ se determina en función de las tensiones de entrada U_{in} y de las corrientes de entrada I_{in} medidas con un analizador de potencia. La potencia de salida $P_{out, PDS}$ se determina a partir del par y

de la velocidad del motor, respectivamente. En este método, la precisión está limitada por la precisión del equipo de medición.

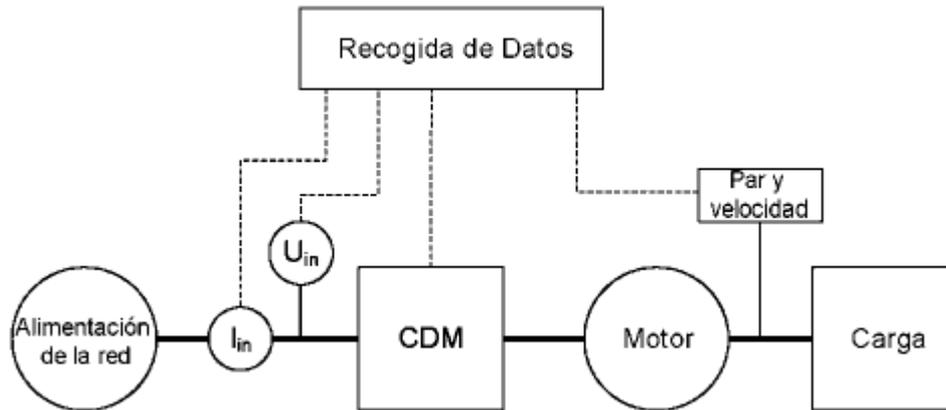


Figura 36. Montaje de medición entrada-salida para determinar las pérdidas de un PDS

5.6. Requisitos generales al método de medición de entrada-salida

Cuando se somete a un ensayo a un CDM o a un PDS en carga, es inevitable que se produzcan pequeñas fluctuaciones en la potencia de salida y en otras magnitudes medidas. Por tanto, para cada punto de carga se deben realizar mediciones de forma simultánea durante un periodo de tiempo (al menos, varios ciclos de deslizamiento, normalmente de un minuto a tres minutos) y la media de estos valores debe utilizarse para la determinación de pérdidas.

Teniendo en cuenta los armónicos que encontramos en los convertidores, el equipo de medición ha de seleccionarse en función de los intervalos de frecuencia apropiados con una precisión suficiente.

Este método consiste en la medición de voltajes y corrientes directamente en la entrada y salida del CDM o PDS. La medición se realiza mediante transductores de corriente o tensión, divisores de tensión o derivaciones. Los resultados de la medición se muestrean, almacenan y procesan en un analizador digital de potencia, o en tarjetas de adquisición de datos y software. Allí, se calculan la potencia, las pérdidas y la eficiencia.

Para la medición trifásica de deben utilizar transductores de corriente y voltaje, así como un analizador de potencia de seis canales o dos, preferiblemente sincronizados, analizadores de potencia de tres canales. El equipo de medición necesario y sus propiedades se enumeran en la Tabla 24.

Tabla 24. Equipos de medición y propiedades para la medición directa de potencia de entrada/salida

Medición	Componente de medición	Rango de frecuencia requerido a	Factor de sobrecarga
Principal corriente secundaria	3 transductores de corriente alterna	Corrientes armónicas	Picos de corriente
Principal tensión secundaria	3 transductores de tensión alterna	Ancho de pulso y pendiente	Tensión de enlace DC + sobretensión
Principal potencia secundaria	Analizador de potencia de 3 canales de AC	Corrientes armónicas/Ancho de pulso y pendiente	Picos de corriente/Tensión de enlace DC + sobretensión
Corriente secundaria del motor	3 transductores de corriente alterna	Corrientes armónicas	Picos de corriente
Tensión secundaria del motor	3 transductores de tensión alterna	Ancho de pulso y pendiente	Tensión de enlace DC + sobretensión
Potencia secundaria del motor	Analizador de potencia de 3 canales de AC	Corrientes armónicas/Pendiente del pulso	Picos de corriente/Tensión de enlace DC
Corriente de enlace de CC	1 transductor de corriente continua	Corriente de pulso con pendiente	Picos de corriente
Tensión de enlace de CC	1 transductor de tensión continua	Armónicos tensión de enlace DC	Tensión de enlace DC + sobretensión
Potencia de enlace de CC	1 analizador de potencia de canal DC o dos analizadores de potencia sincronizados	Corriente de ancho de pulso/Armónicos de tensión de enlace DC	Picos de corriente/Tensión de enlace DC + sobretensión

Los sensores y el sistema de adquisición de datos deben seleccionarse de acuerdo con el rango de frecuencia requerido y el factor de sobrecarga. Para la medición de corriente en el lado de corriente alterna, el rango de frecuencia está determinado por los armónicos de corriente. En general, un rango de frecuencia hasta un múltiplo por debajo de la frecuencia de pulso es suficiente. El valor de sobrecarga viene dado por el pico de la corriente alterna, generalmente, no lejos del valor máximo sinusoidal. Para la medición de voltaje en el lado CA, es necesario medir los pulsos PWM con su pendiente de pulso. Por lo tanto, es necesario un rango de frecuencia hasta un múltiplo alto de la frecuencia de pulso.

Las mediciones de potencia se pueden realizar con sistemas especiales de análisis de potencia. La precisión de los transductores de voltaje puede disminuir hasta un 0,05% y su rango de frecuencia aumentar hasta 200 kHz y más. Transductores para medidas de corrientes pueden tener la misma o un poco menor de precisión, pero el mismo rango de frecuencia. Los analizadores electrónicos de potencia poseen una inexactitud de hasta un 0,05% y un rango de frecuencia de más de 200 kHz. Se puede alcanzar una precisión de medición de potencia global de, aproximadamente, 0,2% a plena carga.

La figura 37 [7] muestra la inexactitud de la medición frente a la eficiencia del sistema. Se ha hecho una diferenciación para mostrar la inexactitud para máxima carga y para carga parcial. El gráfico muestra un aumento exponencial de la inexactitud con respecto al aumento de la eficiencia. Esto implica que, para una

eficiencia muy alta, este método no es adecuado (inexactitud del 10% con una eficiencia del 97,5%).

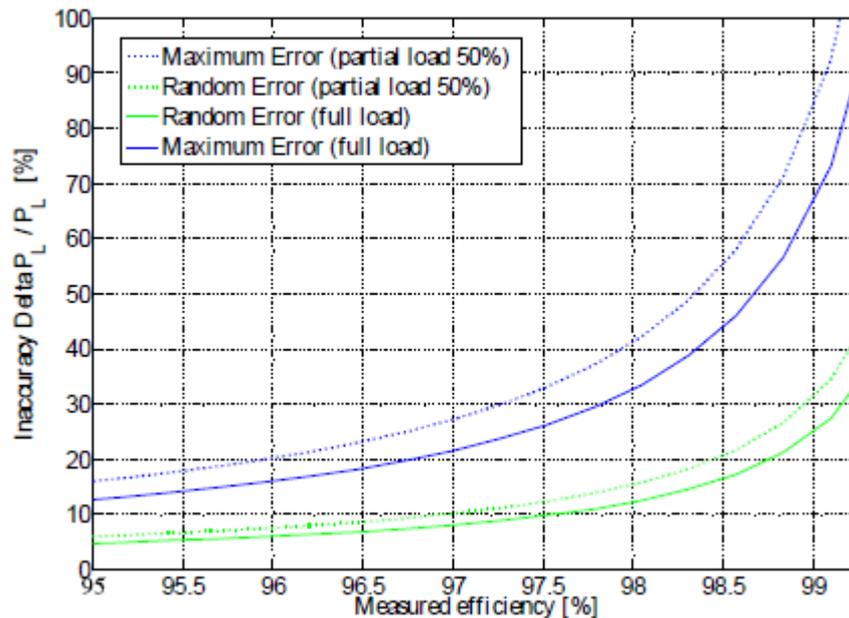


Figura 37. Inexactitud frente a eficiencia, método potencia entrada/salida

Este método se usa con mucha frecuencia en los departamentos de pruebas de la industria y en los laboratorios de investigación.

5.6.1. Analizador de potencia y transductores

Los instrumentos para la medición de la potencia y de la corriente a la entrada o a la salida del CDM deben cumplir los requisitos de la Norma EN 60034-2-1 [16].

La incertidumbre especificada por el fabricante de los medidores de potencia debe ser 0,2% de S_{equ} o mejor para la potencia activa total a 50/60 Hz. El ancho de banda del medidor de potencia y de los sensores debe ser lo suficientemente amplio como para que el error de la potencia activa total provocada por un ancho de banda limitado no sobrepase el 0,3% de S_{equ} .

Del mismo modo, el intervalo de medición debe seleccionarse adecuadamente en función de las corrientes y tensiones medidas.

Es preferible proporcionar corriente y tensión directamente al analizador de potencia. En el caso de ser necesario la utilización de un transductor de corriente externo, se pueden utilizar transductores inductivos, shunts con amplio ancho de banda o transductores de flujo a cero.

Todos los cables utilizados para transmitir señales de medición deben instalarse cuidadosamente y deben ser apantallados, si es posible.

5.6.2. Procedimiento de medición para el método de entrada-salida para la determinación de las pérdidas del PDS

Este método de medición genera datos para los ocho puntos de pérdidas requeridos por un PDS. El procedimiento empieza con la necesidad inicial de calendar el PDS y alcanzar una temperatura estable a la velocidad y carga asignada. El procedimiento de ensayo incluye otros tres periodos de funcionamiento a velocidades y par más bajos. El orden en el que se realizan los ensayos y mediciones se muestra en la figura 37 [8] por medio de números entre paréntesis.

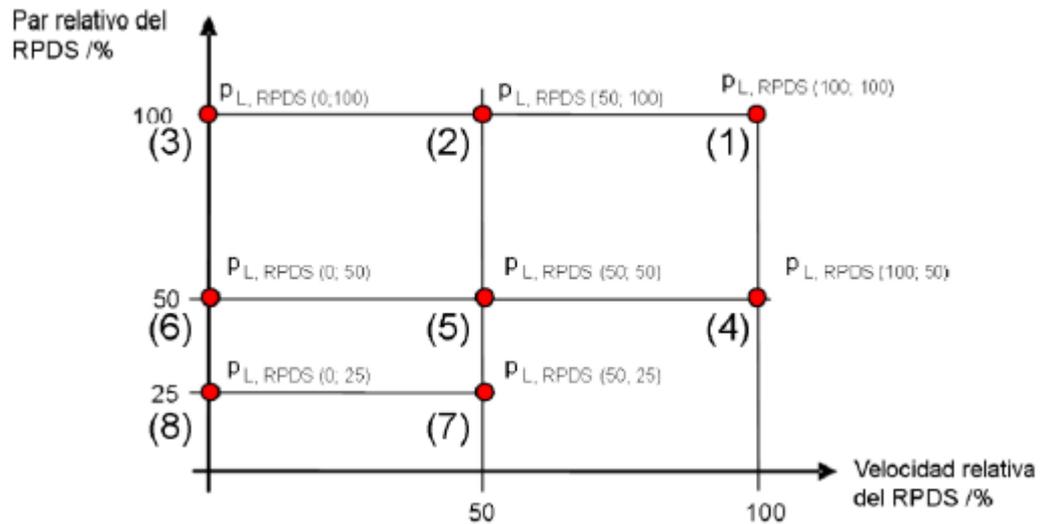


Figura 38. Orden para realizar las mediciones del PDS

En primer lugar, se ha de hacer funcionar el PDS al 100% de la frecuencia y par asignados (punto 1) hasta que el calentamiento del motor (que se define como la temperatura externa del motor menos la temperatura ambiente del aire) sea estable. Se considera que se ha alcanzado la estabilidad térmica cuando la velocidad de calentamiento es inferior a 2 K por hora, momento en el que se considera que el equipo electrónico de potencia asociado al motor ha debido alcanzar también la estabilidad térmica.

Una vez alcanzada la estabilidad térmica, se ha de medir y registrar la tensión de alimentación, corriente, potencia y factor de potencia, así como el par del árbol y la velocidad. El resto de los puntos de carga deben medirse inmediatamente después del punto 1.

Con el parámetro del par sin cambios, se han de medir y registrar las magnitudes anteriores con la velocidad al 50% (punto 2) y al 0% (punto 3) del valor asignado. Se ha de reducir el par del motor al 50% de su valor asignado, y se han de medir y registrar las magnitudes anteriores con la velocidad al 100% (punto 4), al 50% (punto 5) y al 0% (punto 6) del valor asignado.

Se vuelve a reducir el par del motor al 25% de su valor asignado, y se han de medir y registrar las magnitudes anteriores con la velocidad al 50% (punto 7) y al 0% (punto 8) del valor asignado.

Para superar las limitaciones de los equipos de medición comerciales disponibles en lo que se refiere a bajas frecuencias, es aceptable proporcionar las pérdidas del PDS para una velocidad que corresponda a una frecuencia del estátor máxima de 5 Hz en lugar de para una frecuencia cero.

5.7. Medición calorimétrica de las pérdidas del CDM

En las mediciones calorimétricas de las pérdidas del CDM, las pérdidas de potencia se miden por medio de las temperaturas y de la circulación del agente refrigerante. La figura 39 [8] representa el montaje de medición para determinar las pérdidas del CDM. Los datos requeridos se recogen también durante el funcionamiento del CDM para su documentación.

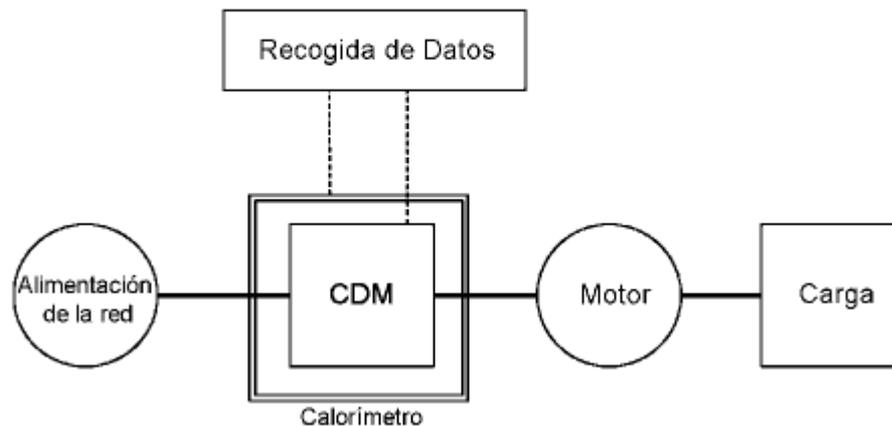


Figura 39. Montaje de medición calorimétrica para la determinación de las pérdidas del CDM

Este método se basa en la medición calorimétrica directa de las pérdidas de potencia disipadas de todo el convertidor o parte de él en equilibrio térmico. Al mismo tiempo, la medición eléctrica de la potencia de entrada o de salida es necesaria para poder calcular la eficiencia energética. Hay un mínimo de cuatro variantes básicas: método calorimétrico directo, relativo, de comparación o de equilibrio.

La medición calorimétrica directa se lleva a cabo con el dispositivo bajo prueba en una cámara aislada. Se mide el flujo del refrigerante y la temperatura a la entrada y a la salida de una cámara de aislamiento. Al involucrar las condiciones físicas del refrigerante, se puede determinar que la potencia de calor emitida es igual a las pérdidas de potencia. El enfriamiento por agua combinado con un calorímetro de doble aislamiento permite altas precisiones. Este método es sensible a los errores de medición (flujo de refrigerante).

Para la medición calorimétrica relativa se necesita una cámara aislada. El sistema de medición calorimétrico y la cámara aislada se calibran, separadamente, en una fuente de calor calibrada. En un segundo paso, el convertidor de potencia se opera dentro de la cámara calibrada y sus pérdidas de potencia se determinan midiendo la temperatura de entrada y salida a la misma velocidad del refrigerante durante la prueba y aplicando una tabla de calibración, donde se tiene en cuenta la presión del aire y humedad.

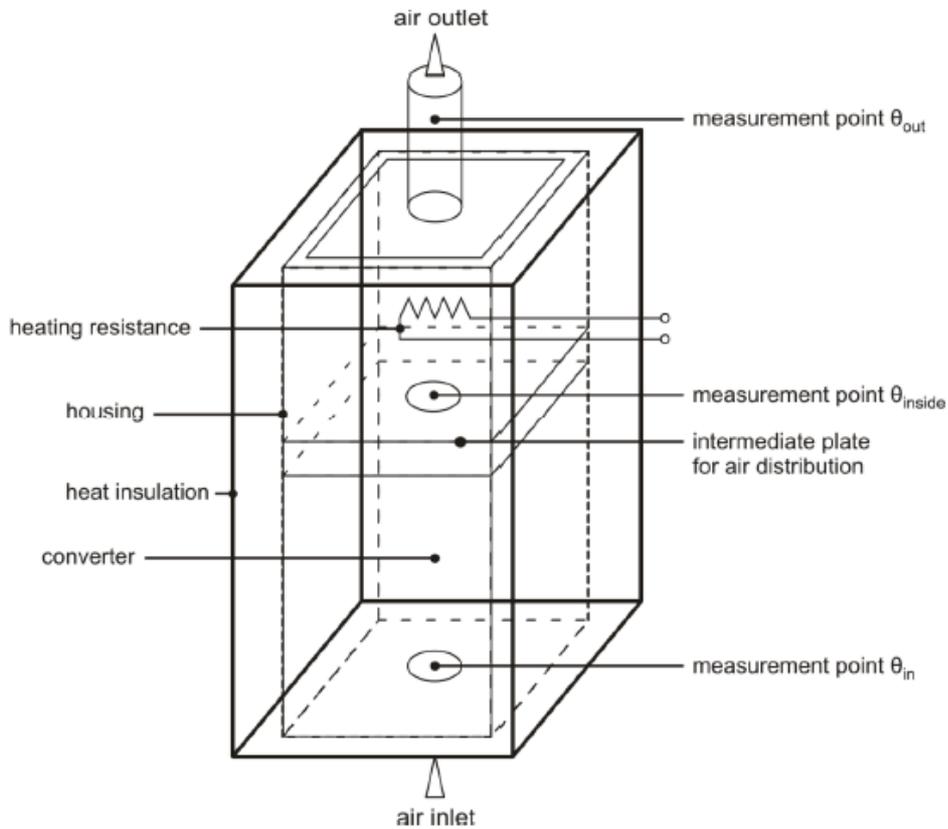


Figura 40. Medición calorimétrica relativa [7]

Aplicando el método comparativo, en la figura 40, se puede observar que se necesitan dos cámaras aisladas, las cuales son atravesadas perpendicularmente por el refrigerante. El sistema es calibrado mediante la medición a través de una fuente de calor calibrada en una de las cámaras, mientras que el dispositivo bajo prueba se coloca en la otra cámara. De la potencia generada por la fuente de referencia, la temperatura a la entrada y salida θ_{inlet} , θ_{outlet} , respectivamente, y la temperatura θ_{inside} en el medio entre el convertidor de potencia y el calor generado para calibración, la potencia disipada puede ser determinada de acuerdo con la expresión 54.

$$P_L = P_{L,ref} \cdot \frac{\theta_{inside} - \theta_{inlet}}{\theta_{outlet} - \theta_{inside}} \quad (54)$$

Las condiciones físicas del refrigerante son las mismas y no deben tenerse en cuenta. En caso de enfriamiento por agua, la fuente de calor puede ser reemplazada por un disipador de calor enfriado por agua. Entonces, no sería necesario una segunda cámara.

El método de equilibrio utiliza dos configuraciones de convertidores similares o partes de él en un sistema de flujo de aire. Uno de los convertidores se ejecuta en su punto de operación mientras que el segundo convertidor, el mismo que el primero, se alimenta con potencia activa controlada. La potencia en el segundo convertidor se controla para alcanzar en su fuente de calor la misma temperatura que en el primer convertidor. En este punto, la potencia de la fuente de calor es igual a las pérdidas de potencia del primer convertidor. La precisión de este método es limitada. Este método está dirigido, por ejemplo, para pilas de semiconductores de potencia. Este método no se usa con frecuencia.

Debido al aislamiento térmico requerido, las configuraciones de fabricación para los métodos de medición calorimétrica son costosas y lentas, lo que aumenta con el tamaño de los convertidores. El esfuerzo de medición es limitado, el tiempo de medición puede ser largo y depende de las constantes de tiempo del convertidor y de la cámara de aislamiento. Para obtener la eficiencia, es necesaria una medición adicional de la potencia de entrada o salida.

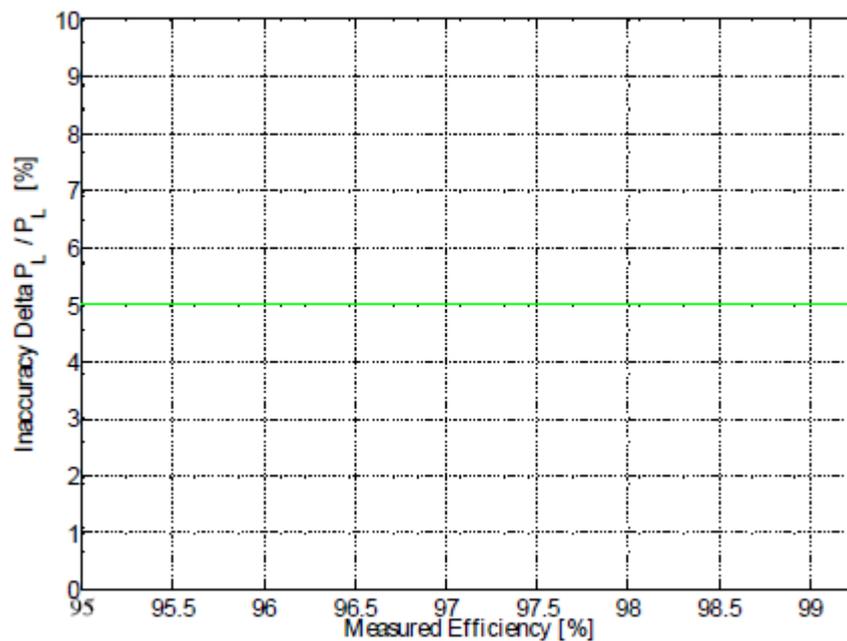


Figura 41. Inexactitud de medición frente a eficiencia, método calorimétrico de comparación

En la figura 41 se establece que, para la determinación calorimétrica de comparación de las pérdidas de potencia de los convertidores, se ha establecido un máximo de un 5% de inexactitud. Por lo tanto, se puede establecer un flujo de potencia independiente y baja imprecisión.

Se estima que la precisión de los otros métodos calorimétricos es similar. Diseñando un sistema de medición calorimétrico y haciendo un gran esfuerzo para una alta precisión, como por ejemplo para el doble aislamiento, es posible una imprecisión de menos del 1%.

Los métodos calorimétricos se pueden aplicar bien si se requiere una alta precisión para los convertidores de potencia con alta eficiencia o si se debe verificar otros métodos. Debido al enorme esfuerzo requerido para comenzar con el método calorimétrico, rara vez se aplica en la industria y en las instituciones de investigación.

5.8. Condiciones para someter a ensayo al CDM

Para la aplicación de los métodos de medición, las condiciones y procedimientos de ensayo tienen gran importancia para los resultados y para la reproducibilidad y la comparabilidad de diferentes fabricantes y laboratorios de ensayo. Es por ello por lo que, ciertas condiciones de contorno deben ser registradas y documentadas mientras que otras solo deben documentarse. De acuerdo con la Norma UNE-EN 50598-2 [8]:

- La frecuencia de conmutación y el patrón de impulsos del CDM deben corresponder a los valores de fábrica que el fabricante haya definido y se han de documentar.
- Los puntos de funcionamiento deben definirse según la figura 38.
- En todos los puntos de ensayo, la tensión de salida relativa del CDM no debe ser más baja que la frecuencia de salida relativa del CDM.
- La tensión y la frecuencia de entrada del CDM deben corresponder a los valores asignados del CDM.
- El factor de cresta de la tensión de alimentación debe estar entre 1,35 y 1,44.

- La relación de cortocircuito del CDM y de la red de alimentación debe estar comprendida entre 50 y 200 hasta 90 kW y entre 5 y 50 por encima de 90 kW.
- El CDM debe estar cargado con la carga de ensayo definida y siguiendo las condiciones relativas a par y velocidad. Por su parte, una corriente de salida del convertidor más elevada aumenta las pérdidas. Se puede utilizar una carga electrónica en lugar de un motor.
- La carga de ensayo para la medición de las pérdidas del CDM se ha de seleccionar de forma que la distorsión armónica total de corriente de salida fundamental del CDM sea inferior o igual al 5%, ya que una distorsión mayor conduciría a mayores pérdidas del CDM.
- A menos que se especifique lo contrario, los CDM que tengan una potencia asignada por debajo de los 20 kW deben medirse con un cable apantallado de 15 metros como mínimo. Si el valor asignado del cable del motor para el CDM es inferior a 15 metros, se debe utilizar la longitud máxima del cable.
- El CDM debe estar equipado e instalado de forma que cumpla el requisito de la Norma EN 61800-5-1 relativo a la seguridad eléctrica.
- Las pérdidas de potencia han de determinarse en condiciones de funcionamiento ininterrumpido.
- Los ensayos pueden realizarse a cualquier temperatura.

5.9. Condiciones para someter a ensayo al PDS

De acuerdo con la Norma UNE-EN 50598-2 [8]:

- La tensión y la frecuencia de entrada del PDS deben corresponder a los valores asignados del CDM.
- El factor de cresta de la tensión de alimentación debe estar entre 1,35 y 1,44.
- La relación de cortocircuito del CDM y de la red de alimentación debe estar comprendida entre 50 y 200 hasta 90 kW y entre 5 y 50 por encima de 90 kW.
- A menos que se especifique lo contrario, los CDM que tengan una potencia asignada por debajo de los 20 kW deben medirse con un cable apantallado de 15 metros como mínimo. Si el valor asignado del cable del motor para el CDM es inferior a 15 metros, se debe utilizar la longitud máxima del cable. Para un PDS integrado, no hay requisitos relativos a la longitud del cable.
- Los ensayos pueden realizarse a cualquier temperatura. Se debe aplicar un factor de corrección de la temperatura para pérdidas del motor de acuerdo con la Norma EN 60034-2-1 [16].

5.10. Comparación de los métodos de determinación de las pérdidas

En la Tabla 25 se presenta una comparación de los diferentes métodos de determinación de las pérdidas con respecto a la inexactitud, las características especiales, el esfuerzo y la aplicación.

Tabla 25. Comparación de los métodos de determinación de las pérdidas

Método	Imprecisión a plena carga con respecto a la eficiencia			Características especiales	Esfuerzo de medida	Aplicación en industria
	97%	98%	99%			
Determinación de potencia de entrada/salida	10%	16%	32%	Precisión limitada con factores de alta eficiencia, necesario equipo de medición muy preciso	Medio	Alto
Medida calorimétrica	5%	5%	5%	Alta precisión con factores de alta eficiencia	Medio – Alto	Muy bajo (aire) Medio (agua)
Determinación de pérdidas de un solo componente	3,5%	3,5%	3,5%	Alta precisión con factores de alta eficiencia	Media - Bajo	Alto

6 MOTORES ASÍNCRONOS Y SINCRONOS

A principios del siglo XXI, en el contexto de la tendencia general hacia el ahorro de energía, el problema de mejorar el uso eficiente de la energía de un motor eléctrico se ha vuelto especialmente importante. El consumo de energía puede reducirse significativamente mediante el uso de motores y convertidores de frecuencia de alta eficiencia.

El tipo de motor más utilizado es el motor de inducción. Sin embargo, en la actualidad, los motores de inducción ya han alcanzado el límite de su mejora constructiva y tecnológica. La mejora adicional de la relación de eficiencia de estos motores solo es posible mediante el uso de métodos extensivos: usando más cobre y acero, así como usando una jaula de ardilla de rotor de cobre. La principal desventaja de estas soluciones es el aumento en el tamaño y el coste del motor. Además, el uso de una jaula de ardilla de cobre resulta de una complicación significativa de la tecnología y aumento de los costos de producción debido a la alta temperatura de fusión del cobre.

Uno de los métodos alternativos para fabricar motores de alta clase de eficiencia (IE3 e IE4), que no implica una complicación significativa de la tecnología de producción, un aumento excesivo de tamaño y peso, y tampoco requiere el uso de imanes permanentes caros, es el uso de un motor de reluctancia síncrona. Este motor no tiene pérdidas eléctricas en el devanado del rotor y puede cumplir con las clases de eficiencia más altas.

Un motor de reluctancia síncrona presenta las siguientes ventajas:

- La tecnología para la producción del rotor es mucho menos complicada y costosa que la tecnología para la producción del rotor del motor de inducción, debido a la falta de necesidad de no llenar el rotor con aluminio o cobre;
- El rotor de un motor de reluctancia síncrona presenta una construcción más confiable y robusta que un motor con imán permanente;
- La ausencia de pérdidas en el devanado del rotor significa una mayor eficiencia;
- El motor de reluctancia síncrona presenta un menor sobrecalentamiento con la misma carga, en comparación con el motor de inducción. En particular, presenta un menor sobrecalentamiento en el devanado del rotor y el conjunto de conijetes;

- La ausencia de los imanes y el devanado de cortocircuito en el rotor reduce la inercia del rotor, lo cual es una ventaja en las aplicaciones altamente dinámicas.

Los datos principales de los motores usados en este apartado se muestran en la Tabla 26 [11]

Tabla 26. Datos de diseño de los motores

Motor	AIML 71 A2 (Motor de inducción)	Motor de reluctancia síncrona
Potencia nominal (W)	750	750
Velocidad nominal (rpm)	2820	3000
Peso (kg)	11.6	10.5
Longitud de laminación del estator (mm)	72	72
Diámetro exterior del estator (mm)	120	120

Para llevar a cabo una comparación experimental de las características de trabajo y energía de los motores a considerar, se desarrolló una planta experimental. Para la exactitud de las pruebas comparativas, ambos motores eran suministrados por el mismo convertidor de frecuencia “*Emerson Unidrive M 701 034 00031 A*” [11].

6.1. Análisis del punto nominal de operación del motor de reluctancia síncrona

El principal parámetro de control del motor de reluctancia síncrona es el ángulo de control eléctrico, un ángulo con respecto al eje de conductividad magnética máxima del rotor. Para optimizar los valores de rendimiento en una aplicación en particular, se pueden aplicar varias estrategias para administrar este parámetro. La mayoría de las veces se aplica un control de par máximo o un control del factor de potencia máximo. Durante el experimento se determinó que a potencia nominal $\Theta = 55^\circ$ corresponde al control de par máximo, mientras que $\Theta = 62^\circ$ corresponde a un control del factor de potencia máximo para el motor de reluctancia síncrona considerado.

Considerando carga nominal, se comparan las características del motor de reluctancia síncrona en el control de par máximo y en el control del factor de potencia máximo.

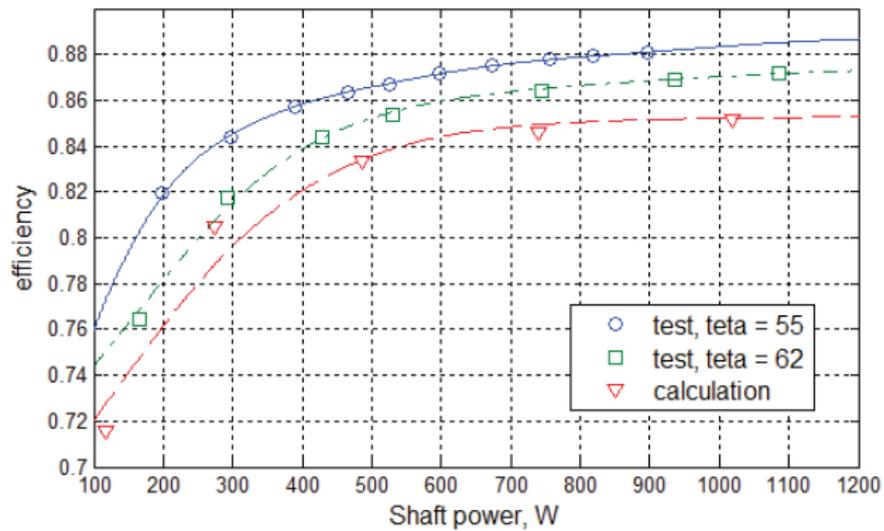


Figura 42. Eficiencia del motor de reluctancia síncrona para varios ángulos [11]

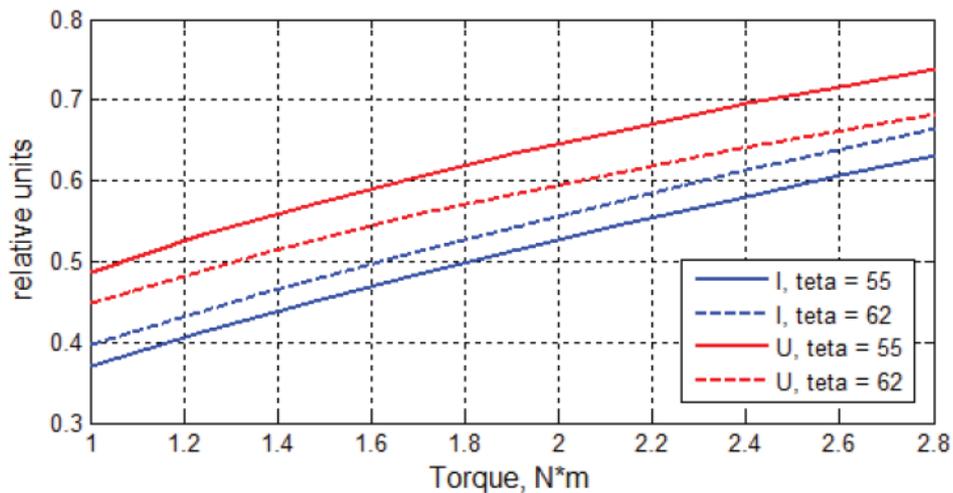


Figura 43. Corriente y tensión del motor de reluctancia síncrona en función del par para varios ángulos [11]

Teniendo en cuenta las dependencias que se muestran en las figuras 42 y 43, se observa que la corriente requerida para el par nominal con un ángulo $\theta = 55^\circ$ es menor que con un ángulo $\theta = 62^\circ$. Dado que las pérdidas eléctricas en el devanado del estator son la parte más significativa de las pérdidas en global, dicha diferencia en la corriente aumenta sustancialmente la eficiencia del motor con el control del par máximo frente al control del factor de potencia máximo (87.7 y 86.4 [11], respectivamente).

Al mismo tiempo, el control del par máximo requiere una mayor tensión para producir el mismo par en comparación con el control del factor de potencia máximo. También, a partir de la figura 43, se puede observar que el motor tiene un margen suficiente en la capacidad de sobrecarga con el control de potencia máximo. Por lo tanto, se ha aplicado la estrategia del control de par máximo durante las pruebas comparativas.

6.2. Análisis comparativo de las pérdidas y eficiencia de los motores de inducción y el motor de reluctancia síncrona a varias velocidades de rotación

Para el motor de reluctancia síncrona se especificaron unas velocidades del 100%, 75%, 50% y 25% del valor nominal (3000 rpm). Para el motor de inducción se especificó una frecuencia del 100%, 75%, 50% y 25% del valor nominal (50 Hz). En la Tabla 27 [11] se muestran los valores obtenidos del par nominal a varias velocidades para ambos motores, así como la diferencia entre estos valores.

Tabla 27. Medida del valor de la eficiencia del motor a par nominal

Motor	Eficiencia medida (%)			
	100% velocidad nominal	75% velocidad nominal	50% velocidad nominal	25% velocidad nominal
Motor de inducción	81.6	77.9	70.9	53.4
Motor de reluctancia síncrona	87.7	86.3	83.5	75.2
Diferencia	6.1	8.4	12.6	21.8

En la figura 44 [11] se puede observar, de manera tridimensional, la relación entre el par (p.u.), la velocidad (p.u.) y la diferencia de la eficiencia.

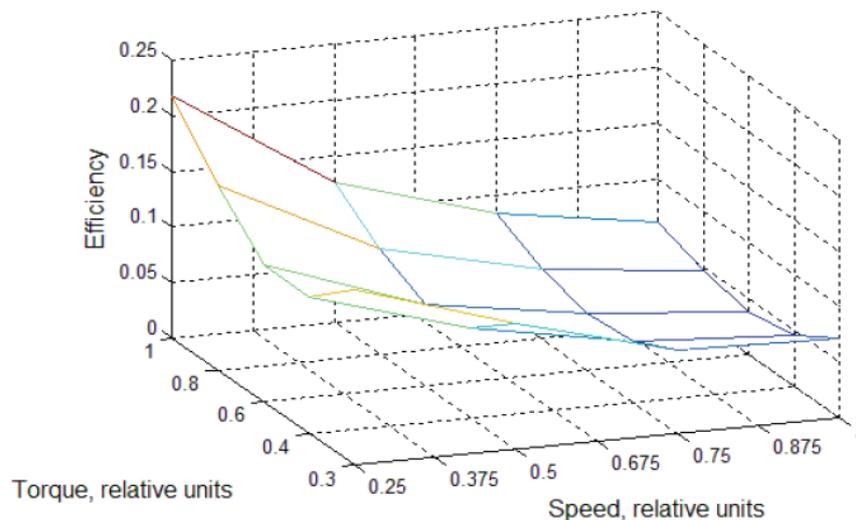


Figura 44. Diferencia de la eficiencia en ambos motores en función del par y la velocidad

De los datos obtenidos se ve que la eficiencia del motor de inducción corresponde a la clase IE3, mientras que la eficiencia del motor de reluctancia síncrona corresponde a IE4. En el punto nominal, la diferencia en la eficiencia del motor es del 6.1%. Cuando se opera a velocidades más bajas, la eficiencia de ambos motores disminuye, especialmente en el motor de inducción. Es por ello que, al 25% de la velocidad nominal, la diferencia en la eficiencia de ambos motores a par nominal es del 21.8%. Para explicar esta diferencia, vamos a estudiar las pérdidas de los componentes individuales en ambos motores. En las pérdidas totales, se distinguen las siguientes pérdidas individuales:

$$P_T = P_s + P_r + P_{fw} + P_{res} \quad (55)$$

Donde:

- P_s : es la pérdida eléctrica en el estator;

- P_r : es la pérdida eléctrica en el rotor (para el motor de inducción);
- P_{fw} : son las pérdidas mecánicas y de viento;
- P_{res} : son las pérdidas residuales que representan la cantidad de pérdidas en el hierro y pérdidas adicionales P_{LL}

La Tabla 28 [11] proporciona los resultados de estimar las pérdidas para el motor de inducción y el motor de reluctancia síncrona a una velocidad del 100% y del 25 % del valor nominal. Las pérdidas en el hierro se obtuvieron de acuerdo con los resultados de la prueba sin carga del motor de inducción. Se asumió el mismo valor de las pérdidas del hierro en el motor de reluctancia síncrona.

Tabla 28. Pérdidas en ambos motores

	Pérdidas del motor de inducción (W)					Pérdidas en el motor síncrono (W)			
	Pérdidas totales (P_T)	Pérdidas en el estator (P_S)	Pérdidas en el rotor (P_R)	Pérdidas mecánicas y de viento (P_{FW})	Pérdidas residuales (P_{res})	Pérdidas totales (P_T)	Pérdidas en el estator (P_S)	Pérdidas mecánicas y de viento (P_{FW})	Pérdidas residuales (P_{res})
Par	100% velocidad								
25%	71,5	19,1	3,0	13,6	35,8	43,0	15,6	14,0	13,4
50%	87,3	29,6	10,2	13,2	34,3	63,4	29,4	14,0	20,0
75%	120,6	48,6	22,7	12,8	36,4	83,5	44,1	14,0	25,4
100%	171,4	76,9	41,2	12,4	41,0	104,1	60,0	14,0	30,1
Par	25% velocidad								
25%	29,5	18,2	2,5	0,4	8,4	12,0	11,6	0,4	≈ 0
50%	48,1	29,7	10,1	0,3	8,0	27,8	27,4	0,4	≈ 0
75%	83,4	50,3	23,8	0,3	9,0	44,4	44,0	0,4	≈ 0
100%	137,5	81,7	44,9	0,2	10,6	61,7	60,1	0,4	1,2

Como se puede observar en la Tabla 28, las pérdidas en estator siempre son superiores en el motor de inducción en comparación con el motor de reluctancia síncrona, para cualquier punto de funcionamiento y par. Esto es debido a que, aunque la corriente en el estator tiene un valor más bajo en el motor de inducción que en el motor de reluctancia síncrona, el motor de inducción tiene un valor significativamente mayor de la resistencia real en el devanado. Además, el valor de la resistencia en el motor de inducción aumenta debido al sobrecalentamiento.

Aún así, la principal diferencia en las pérdidas se encuentra en el hecho de que las pérdidas en el devanado del rotor suponen un 24%, aproximadamente, de las pérdidas totales en el motor de inducción, mientras que en el motor de reluctancia síncrona estas pérdidas son prácticamente nula.

En la tabla 28 se puede observar que las pérdidas en el rotor en el motor de inducción son prácticamente iguales para una velocidad del 25% que para una velocidad del 100% del punto nominal. La razón principal por la cual las pérdidas en el rotor no se reducen cuando se trabaja a una menor velocidad es el aumento del deslizamiento (s), que es inevitable en el control U/f.

$$P_r = (P_1 - P_s) \cdot s \quad (56)$$

Es posible concluir que la razón principal de la rápida disminución de la eficiencia del motor de inducción conforme disminuye la velocidad, en comparación con el motor de reluctancia síncrona, son las pérdidas en el rotor. Si bien la velocidad y la potencia real disminuyen, estas pérdidas solo cambian ligeramente.

6.3. Sobrecalentamiento del bobinado del estator de los motores a varias velocidades de rotación

Durante el transcurso de los experimentos, se registraron la lectura de tres sensores térmicos montados en el devanado del estator de cada motor. El sensor 2 se montó en la parte de la ranura del devanado, mientras que los sensores 1 y 3 se montaron en las partes finales del devanado (sensor 3 más cerca del ventilador). Las condiciones térmicas se considerarán estables si la velocidad de calentamiento del devando del estator no supera los 2 K por hora. La tabla 29 [11] muestra la temperatura del devanado del estator para el motor de inducción y el motor de reluctancia síncrona con el par nominal a la velocidad del 25% y 100% de la nominal.

Tabla 29. Temperatura del devanado del estator

Condiciones en los motores	Sensor térmico 1 (°C)	Sensor térmico 2 (°C)	Sensor térmico 3 (°C)
Motor de inducción; 100% par; 100% velocidad	65	61	64
Motor de inducción; 100% par; 25% velocidad	85	80	84
Motor de reluctancia síncrona; 100% par; 100% velocidad	45	41	44
Motor de reluctancia síncrona; 100% par; 25% velocidad	51	46	50

De los datos de la Tabla 29 se puede observar que el calentamiento en el motor de inducción a la velocidad del 25% en comparación con la velocidad nominal aumento en un 30%. El calentamiento del motor de reluctancia síncrona aumentó en un 13%.

7 CONCLUSIONES Y VÍAS DE FUTURO

Tras la realización de este documento, se han podido obtener una serie de conclusiones. En primer lugar, los potenciales de ahorro de energía se consiguen mediante la optimización del sistema completo, el cual comprenderá a los convertidores de frecuencia, al motor y al equipo accionado. Ello indica que por muy eficiente que sea un equipo no necesariamente implicará un menor consumo de energía en el accionamiento eléctrico de potencia. Esto es debido a que, con la interacción de los componentes se producen unas pérdidas adicionales, las cuales habrá que tratar de reducir para consumir la menor energía posible. Si nos centrásemos en la optimización de un componente individual, no se tendrían en cuenta estas pérdidas que aparecen al interactuar un componente con otro.

Por otro lado, en el estudio del modelo matemático del motor, se ha podido comprobar como es posible calcular las pérdidas en cualquier punto de funcionamiento mediante una interpolación a partir de siete parámetros. Esto nos indica que, con la medición de las pérdidas en siete puntos, sería posible obtener las pérdidas en cualquier otro punto.

Además, se ha podido comprobar que los resultados obtenidos han sido similares a los que se obtienen al medir, lo cual indica que se trata de un método eficaz que nos permite calcular las pérdidas en cualquier punto de operación de una manera más sencilla.

También, a lo largo del documento se han establecido unos modelos semianalíticos que nos han permitido calcular las pérdidas en diferentes puntos de funcionamiento:

- Pérdidas máximas en puntos de funcionamiento predefinidos vecinos.
- Interpolación lineal bidimensional entre los puntos de funcionamiento vecinos.

Para estos modelos semianalíticos, al igual que para el modelo matemático, es necesario obtener las pérdidas en siete puntos de funcionamiento.

Por último, en general, los motores de inducción trifásicos siguen siendo los más habituales en el mercado tanto en ventas como en existencias. No obstante, estos motores están empezando a ser remplazados por motores de reluctancia síncrona de alta eficiencia, ya que presentan menos pérdidas y, por tanto, mayor eficiencia.

Como posibles líneas de futuro, en relación con lo último visto, se puede seguir estudiando sobre la viabilidad de reemplazar motores de inducción por motores de reluctancia síncrona, con el objetivo de conseguir una mayor eficiencia en el motor. Ahora bien, tal y como se ha dicho anteriormente, el potencial de ahorro de energía se consigue con la optimización del sistema y no con la optimización de los componentes individuales. Ello quiere decir que, sería interesante estudiar la comparativa de eficiencia de un accionamiento eléctrico de potencia que contenga un motor de inducción trifásico y la eficiencia de un accionamiento eléctrico que tenga un motor de reluctancia síncrona.

De esta manera, se podrían comparar la eficiencia de ambos sistemas y comprobar la rentabilidad que tendría el cambio de un motor de inducción por un motor de reluctancia síncrona.

REFERENCIAS

- [1] Conrad u. Brunner; Rita Werle; Maarten van Werhoven; Joao Fong; Anibal T. de Almeida –
New technology needs new policy – From component to systems
- [2] Gunther Koschnick; Bernhard Sattler; Electric Drive Systems Section –
ZVEI – Brochure Energy Efficiency with Drive Systems; Abril 2015.
- [3] IEEE 519-2014 – IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems
<https://standards.ieee.org/standard/519-2014.html>
- [4] WEG – Convertidores de inducción alimentados por convertidores de frecuencia PWM
- [5] ABB – Reduciendo armónicos por variadores de velocidad
- [6] Alcantarilla Martínez, Cristina –
Análisis de sobretensiones en motores asíncronos alimentados con PWM
- [7] State of the Technology of Power Loss Determination in Power Converters
- [8] Norma UNE EN 50598-2: Ecodiseño para los accionamientos eléctricos de potencia, arrancadores de motores, electrónica de potencia y sus aplicaciones. Indicadores de eficiencia energética para los accionamientos eléctricos de potencia y para los arrancadores de motores. 2015
- [9] Univ. Prof. Dr. Ing. Martin Doppelbauer; Karlsruhe Institute of Technology (KIT); Institute of Electrical Engineering (ETI).
Interpolation procedures for the determination of losses and energy efficiency of electrical machines
- [10] Kazakbaev V., Prakth V., Dmitrievskii V.; Yekaterinbutg, Russia.
Comparative Assessment of Power Consumption of IE2 Induction and IE5 Synchronous Reluctance Motors in Multistage Centrifugal Pump Application
- [11] Vladimir Dmitrievskii, Vladimir Prakth, Vadim Kazakbaev, Safarbek Oshurbekov, Igor Sokolov. Yekaterinbutg, Russia.
Development and experimental study of the high efficient synchronous reluctance motor
- [12] <https://automatismoindustrial.com/d-automatizacion/1-7-arrancadores-electronicos-y-variadores-de-velocidad/funcionamiento-convertidor-de-frecuencia/>
- [13] http://myelectronic.mipropia.com/CICLO_2/M08_01_MOTORES_SINCRONOS.PDF?i=1
- [14] Roldán Viloría, José Roldán, «Arranque y protección de motores trifásicos», 2005.

- [15] Norma EN 60947-4-1: Aparata de baja tensión Parte 4: Contactores y Arranadores de motor. Sección 1: Contactores y Arranadores Electromecánicos.
- [16] Norma EN 60034-2-1: Aplicación en la determinación de las pérdidas y el rendimiento de motores de inducción trifásicos.
- [17] Henríquez Guzmán, Ricardo Alberto, Olano Centeno, Chistian José, Salguero Rivas Julio Enrique, «Motores Trifásicos de inducción, evaluación y control de pérdidas con aplicaciones capacitores», Trabajo Fin de Carrera, Universidad de El Salvador, 2015.
- [18] Daniel Gontermann, Dr. Jochen Shaab.
Supreme IE5 en Data: The energy diet for your pump system – Interview with experts.
- [19] Hannu Karkkainen, Lassi Aarniovuori, Markku Niemela, Juha Pyrhonen.
Converter-Fed Induction Motor Efficiency
- [20] Emmanuel Agamloh, Andrea Cavagnino, Silvio Vaschetto.
Induction Machine Efficiency at Variable Frequencies
- [21] Sandie B. Nielsen, Electrical Engineer at Danish Technological Institute, Department of Energy & Climate.
The Motor Systems Tool – A new level
- [22] Lassi Aarniovuori, Hannu Karkkainen, Alecksey Anuchin, Juha Pyrhonen, Pia Lindh, Wenping Cao.
Voltage Source Converter Energy Efficiency Classification in Accordance with IEC 61800-9-2
- [23] Nail Safin, Vadim Kazakbaev, Vladimir Prakh, Vladimir Dmitrievskii; Yekaterinbutg, Russia.
Calculation of the Efficiency and Power Consumption of Induction IE2 and Synchronous Reluctance IE5 Electric Drives in the Pump Application Based on the Passport Specification According to the IEC 60034-30-2

ANEXO 1. PÉRDIDAS DEL RCDM, RM Y RPDS

En la Tabla 29 [8] se muestran las pérdidas relativas (%) del CDM de referencia, basado en un RCDM de 400 V a diferentes potencias asignadas. En la Tabla 30 [8] se muestran las pérdidas relativas de motores de referencia con diferentes potencias asignadas de cuatro polos.

Por último, en la Tabla 31 [8] se muestran las pérdidas relativas (%) de un PDS de referencia, basado en un CDM de 400 V y en motores de referencia a diferentes potencias asignadas de cuatro polos.

Tabla 30. Pérdidas relativas (%) del CDM de referencia

$P_r, M /$ kW	$S_r, \text{equ.} /$ kVA	$P_{L, RCDM,}$ relativas (0;25)	$P_{L, RCDM,}$ relativas (0;50)	$P_{L, RCDM,}$ relativas (0;100)	$P_{L, RCDM,}$ relativas (50;25)	$P_{L, RCDM,}$ relativas (50;50)	$P_{L, RCDM,}$ relativas (50;100)	$P_{L, RCDM,}$ relativas (90;50)	$P_{L, RCDM,}$ relativas (90;100)
0,12	0,278	33,79	33,84	34,30	33,89	34,04	34,84	34,39	35,85
0,18	0,381	25,24	25,28	25,75	25,34	25,48	26,28	25,83	27,30
0,25	0,5	19,74	19,78	20,25	19,84	19,99	20,78	20,34	21,80
0,37	0,697	14,77	14,82	15,29	14,87	15,02	15,82	15,67	16,84
0,55	0,977	11,14	11,19	11,66	11,24	11,39	12,19	11,74	13,21
0,75	1,29	8,96	9,00	9,47	9,06	9,20	10,00	9,55	11,02
1,1	1,71	6,86	7,13	7,82	6,93	7,33	8,40	7,68	9,51
1,5	2,29	5,56	5,83	6,52	5,63	6,03	7,10	6,38	8,21
2,2	3,3	4,54	4,82	5,51	4,61	5,02	6,09	5,37	7,20
3	4,44	4,07	4,35	5,04	4,14	4,55	5,62	4,90	6,72
4	5,85	3,74	4,02	4,71	3,82	4,22	5,29	4,57	6,39
5,5	7,94	3,35	3,63	4,32	3,42	3,83	4,90	4,18	6,01
7,5	9,95	2,80	3,09	4,02	2,86	3,28	4,64	3,61	5,84
11	14,4	2,39	2,68	3,61	2,46	2,87	4,23	3,20	5,43
15	19,5	2,15	2,44	3,37	2,22	2,63	3,99	2,96	5,18
18,5	23,9	2,02	2,32	3,24	2,09	2,51	3,86	2,86	5,05
22	28,3	1,94	2,23	3,16	2,01	2,43	3,78	2,75	4,97
30	38,2	1,83	2,12	3,05	1,90	2,31	3,67	2,64	4,87
37	47	1,76	2,05	2,98	1,83	2,24	3,60	2,57	4,79
45	56,9	1,71	2,01	2,93	1,78	2,20	3,55	2,52	4,75
55	68,4	1,62	1,93	2,90	1,70	2,13	3,53	2,47	4,74
75	92,8	1,58	1,88	2,85	1,65	2,08	3,48	2,42	4,69
90	111	1,55	1,86	2,82	1,62	2,05	3,45	2,39	4,66
110	135	1,24	1,48	2,27	1,32	1,68	2,91	2,02	4,11
132	162	1,23	1,47	2,26	1,30	1,67	2,89	2,01	4,10
160	196	1,22	1,46	2,25	1,29	1,66	2,88	2,00	4,09
200	245	1,21	1,45	2,24	1,28	1,65	2,87	1,98	4,07
250	302	1,17	1,42	2,24	1,24	1,61	2,88	1,95	4,10
315	381	1,16	1,41	2,23	1,23	1,61	2,87	1,94	4,09
355	429	1,16	1,41	2,23	1,23	1,60	2,87	1,94	4,09
400	483	1,16	1,41	2,23	1,23	1,60	2,87	1,94	4,09
500	604	1,15	1,40	2,22	1,22	1,60	2,86	1,94	4,08
560	677	1,15	1,40	2,22	1,22	1,60	2,86	1,93	4,08
630	761	1,15	1,40	2,22	1,22	1,60	2,86	1,93	4,08
710	858	1,15	1,40	2,22	1,22	1,59	2,86	1,93	4,08
800	967	1,15	1,40	2,22	1,22	1,59	2,86	1,93	4,08
900	1088	1,15	1,39	2,21	1,21	1,59	2,85	1,93	4,08
1000	1209	1,14	1,39	2,21	1,21	1,59	2,85	1,93	4,08

Tabla 31. Pérdidas relativas (%) del motor de referencia

P_N /kW	$P_{L, RCDM}$, relativas (0;25)	$P_{L, RCDM}$, relativas (0;50)	$P_{L, RCDM}$, relativas (0;100)	$P_{L, RCDM}$, relativas (50;25)	$P_{L, RCDM}$, relativas (50;50)	$P_{L, RCDM}$, relativas (50;100)	$P_{L, RCDM}$, relativas (90;50)	$P_{L, RCDM}$, relativas (90;100)
0,12	28,9	32,8	59,9	36,6	40,5	66,8	51,5	79,6
0,18	23,8	27,1	47,3	30,6	33,8	53,4	44,4	62,7
0,25	19,5	22,4	38,0	25,3	28,1	43,2	37,5	52,9
0,37	15,0	17,6	30,7	19,5	22,1	34,4	28,9	43,2
0,55	11,7	14,4	27,7	15,0	17,7	30,1	21,8	34,2
0,75	9,3	11,7	22,8	12,1	14,5	24,7	19,2	29,5
1,1	7,4	9,7	20,5	10,0	12,3	22,2	16,2	26,3
1,5	6,0	8,2	17,9	8,3	10,8	19,7	14,0	23,9
2,2	5,2	7,2	15,5	7,4	9,4	17,9	12,7	21,4
3	4,5	6,3	13,8	6,5	8,3	16,2	11,4	19,5
4	3,8	5,4	12,2	5,6	7,3	14,4	10,2	17,8
5,5	3,0	4,4	10,5	4,7	6,1	12,6	8,8	16,1
7,5	2,5	3,7	9,3	4,0	5,3	11,2	7,8	14,7
11	2,2	3,4	8,7	3,6	4,9	10,4	7,2	13,1
15	1,8	3,0	7,5	3,1	4,3	9,2	6,4	11,9
18,5	1,7	2,8	7,1	2,9	4,0	8,7	5,9	11,1
22	1,6	2,6	6,8	2,8	3,8	8,3	5,7	10,5
30	1,5	2,3	6,2	2,5	3,4	7,5	5,2	9,6
37	1,3	2,1	5,6	2,4	3,2	6,9	4,9	9,1
45	1,2	1,9	5,0	2,2	2,9	6,3	4,7	8,5
55	1,1	1,7	4,3	2,1	2,7	5,6	4,6	8,0
75	1,0	1,3	3,5	2,0	2,4	4,8	4,4	7,3
90	1,0	1,3	3,5	1,9	2,2	4,6	4,1	7,1
110	1,0	1,4	3,2	2,2	2,7	4,7	4,7	7,3
132	1,0	1,4	3,2	1,9	2,5	4,6	3,9	7,0
160	1,0	1,4	3,1	1,8	2,4	4,6	3,9	6,7
200	1,0	1,4	3,1	1,8	2,3	4,5	3,8	6,4
250	1,0	1,4	3,0	1,8	2,3	4,4	3,8	6,4
315	0,9	1,3	3,0	1,8	2,3	4,3	3,8	6,4
355	0,9	1,3	2,9	1,8	2,3	4,3	3,8	6,4
400	0,9	1,3	2,9	1,8	2,3	4,2	3,8	6,4
500	0,9	1,3	2,8	1,8	2,3	4,2	3,8	6,4
560	0,9	1,3	2,7	1,8	2,3	4,1	3,8	6,4
630	0,9	1,3	2,6	1,8	2,3	4,1	3,8	6,4
710	0,9	1,3	2,6	1,8	2,3	4,1	3,8	6,4
800	0,9	1,3	2,5	1,8	2,3	4,0	3,8	6,4
900	0,9	1,3	2,4	1,8	2,3	3,9	3,8	6,4
1000	0,9	1,3	2,4	1,8	2,3	3,8	3,8	6,4

Tabla 32. Pérdidas relativas (%) del PDS de referencia

Pr, M /kW	$P_{L,RCDM}$, relativas (0;25)	$P_{L,RCDM}$, relativas (0;50)	$P_{L,RCDM}$, relativas (0;100)	$P_{L,RCDM}$, relativas (50;25)	$P_{L,RCDM}$, relativas (50;50)	$P_{L,RCDM}$, relativas (50;100)	$P_{L,RCDM}$, relativas (90;50)	$P_{L,RCDM}$, relativas (90;100)
0,12	107,2	111,2	139,4	115,1	119,4	147,5	136,8	172,1
0,18	77,22	80,61	101,80	84,24	87,73	109,0	104,0	127,5
0,25	58,98	61,96	78,50	64,98	68,08	84,76	82,31	102,2
0,37	42,82	45,52	59,50	47,51	50,39	64,20	61,03	76,62
0,55	31,49	34,28	48,41	34,97	37,93	51,75	45,05	61,40
0,75	24,71	27,18	39,09	27,68	30,32	41,90	37,74	51,64
1,1	18,06	20,78	32,66	20,77	23,69	35,26	29,92	43,98
1,5	14,49	17,10	27,85	16,90	20,01	30,54	25,28	39,03
2,2	12,01	14,43	23,77	14,32	16,96	27,04	22,15	34,54
3	10,52	12,74	21,26	12,63	15,03	24,52	19,91	31,61
4	9,27	11,28	19,09	11,19	13,47	22,14	18,01	29,11
5,5	7,84	9,64	16,74	9,64	11,63	19,67	15,80	26,57
7,5	6,21	7,80	14,63	7,79	9,65	17,36	13,45	24,01
11	5,33	6,91	13,43	6,82	8,66	15,94	12,18	21,60
15	4,60	6,17	11,88	5,99	7,72	14,39	10,95	19,98
18,5	4,31	5,80	11,29	5,60	7,24	13,69	10,21	18,84
22	4,10	5,47	10,86	5,39	6,93	13,16	9,86	18,11
30	3,83	5,00	10,08	4,92	6,34	12,17	9,13	16,84
37	3,54	4,70	9,39	4,72	6,05	11,47	8,70	16,14
45	3,36	4,44	8,70	4,45	5,68	10,79	8,40	15,46
55	3,11	4,10	7,91	4,21	5,35	9,99	8,18	14,76
75	2,95	4,63	7,03	4,04	4,97	9,11	7,88	13,95
90	2,91	3,59	6,98	3,90	4,73	8,86	7,50	13,60
110	2,52	3,22	5,99	3,82	4,76	8,27	7,70	13,12
132	2,51	3,20	5,97	3,50	4,55	8,15	6,80	12,80
160	2,49	3,19	5,86	3,38	4,43	8,13	6,78	12,47
200	2,48	3,18	5,84	3,37	4,32	8,02	6,64	12,14
250	2,41	3,12	5,71	3,30	4,24	7,88	6,57	12,10
315	2,30	3,01	5,70	3,29	4,25	7,77	6,56	12,10
355	2,30	3,00	5,59	2,29	4,23	7,77	6,56	12,09
400	2,30	3,00	5,59	3,29	4,23	7,67	6,56	12,09
500	2,29	2,99	5,48	3,27	4,23	7,65	6,56	12,08
560	2,29	2,99	5,38	3,27	4,23	7,56	6,55	12,08
630	2,29	2,99	5,28	3,27	4,23	7,55	6,56	12,08
710	2,29	2,99	5,28	3,27	4,22	7,56	6,56	12,08
800	2,29	2,99	5,18	3,27	4,22	7,46	6,56	12,08
900	2,29	2,98	5,07	3,26	4,22	7,35	6,56	12,08
1000	2,28	2,98	5,07	3,26	4,22	7,25	6,56	12,08

ANEXO 2. EJEMPLO CÁLCULO DE PÉRDIDAS EN UN SISTEMA DE BOMBEO

En este anexo nos vamos a centrar en el cálculo de las pérdidas de diferentes puntos de funcionamiento en función del tiempo, teniendo una aplicación de bombeo. Esta aplicación de bombeo consta de un motor de 30 kW funcionando en tres puntos de funcionamiento diferentes:

- 0% de caudal (en espera)
- 50% caudal
- 100% caudal

Con estos tres puntos de funcionamiento se ha de calcular cual es más eficiente, realizándose este cálculo para dos configuraciones:

- Configuración 1: bomba de velocidad única con motor IE3 y válvula de estrangulación
- Configuración 2: bomba de velocidad variable con motor IE2 y accionamiento de velocidad variable

Además, se va a estudiar esta aplicación de bombeo en dos servicios diferentes, en los que la fracción de tiempo en cada punto de funcionamiento es distinta.

Tabla 33. Ciclo de servicio

	100% de caudal	50% de caudal	0% de caudal
Servicio 1	85%	5%	10%
Servicio 2	20%	70%	10%

A continuación, se muestran las Tablas 33 y 34, en las que se muestran las pérdidas en los diferentes puntos de funcionamiento y para ambas configuraciones.

Tabla 34. Pérdidas en los puntos de funcionamiento en la configuración 1

Pérdidas	100% de caudal	50% de caudal	0% de caudal
$P_{L, Bomba}$	5.4 kW	9.36 kW	0 kW
$P_{L, Motor}$	2.051 kW	1.5 kW	0 kW
$P_{L, Arrancador}$	0.03 kW	0.03 kW	0 kW
$P_{L, Total}$	7.35 kW	10.89 kW	0 kW

Tabla 35. Pérdidas en los puntos de funcionamiento en la configuración 2

Pérdidas	100% de caudal	50% de caudal	0% de caudal
$P_{L, Bomba}$	5.4 kW	0.79 kW	0 kW
$P_{L, Motor}$	2.76 kW	0.87 kW	0 kW
$P_{L, CDM}$	1.03 kW	0.34 kW	0.05 kW
$P_{L, Total}$	9.19 kW	2.00 kW	0.05 kW

En el caso de la Tabla 35, las pérdidas $P_{L, Bomba}$ se refieren a las pérdidas de la bomba incluida la válvula. Las pérdidas $P_{L, Motor}$ se refieren a las pérdidas dadas en el motor y las $P_{L, Arrancador}$ se refieren a las pérdidas del arrancador. Por otro lado, en la tabla 19, las pérdidas $P_{L, Bomba}$ se refieren a las pérdidas en la configuración de la bomba, las pérdidas $P_{L, Motor}$, al igual que en la tabla 18 se refieren a las pérdidas en el motor. Por último, $P_{L, CDM}$ se refiere a las pérdidas producidas en el CDM.

6.3.1. Primer servicio

En primer lugar, vamos a calcular las pérdidas ocasionadas por ambas configuraciones en caso de utilizar el primer servicio.

Configuración 1

$$P_{L, Conf1} = 0.1 \cdot P_{L, Total_0} + 0.05 \cdot P_{L, Total_{50}} + 0.85 \cdot P_{L, Total_{100}} = 0.1 \cdot 0 + 0.05 \cdot 10.89 + 0.85 \cdot 7.35 = 6.79 \text{ kW}$$

Configuración 2

$$P_{L, Conf2} = 0.1 \cdot P_{L, Total_0} + 0.05 \cdot P_{L, Total_{50}} + 0.85 \cdot P_{L, Total_{100}} = 0.1 \cdot 0.05 + 0.05 \cdot 2.00 + 0.85 \cdot 9.19 = 7.92 \text{ kW}$$

Con los resultados anteriores, se puede observar que, para el primer servicio, la configuración 1 presenta menos pérdidas que la configuración 2. Esto es debido a que la bomba, en el 85% del tiempo, está funcionando al 100% del caudal. Para este caudal, el arrancador del motor presenta menores pérdidas que el accionamiento de velocidad variable (CDM). A esto, hay que añadir que las pérdidas en el motor aumentan para este caudal.

6.3.2. Segundo servicio

Al igual que para el primer servicio, se van a calcular las pérdidas para ambas configuraciones.

Configuración 1

$$P_{L, Conf1} = 0.1 \cdot P_{L, Total_0} + 0.7 \cdot P_{L, Total_{50}} + 0.2 \cdot P_{L, Total_{100}} = 0.1 \cdot 0 + 0.7 \cdot 10.89 + 0.2 \cdot 7.35 = 9.09 \text{ kW}$$

Configuración 2

$$P_{L, Conf2} = 0.1 \cdot P_{L, Total_0} + 0.7 \cdot P_{L, Total_{50}} + 0.2 \cdot P_{L, Total_{100}} = 0.1 \cdot 0.05 + 0.7 \cdot 2.00 + 0.2 \cdot 9.19 = 3.24 \text{ kW}$$

En este caso, al contrario que en el primer servicio, las pérdidas en la configuración 1 son mayores que para la configuración dos. Esto es debido a que la bomba funciona al 50% del caudal durante el 70% del tiempo y, en dicho caudal, la bomba con válvula de estrangulación presenta pérdidas mucho mayores que la bomba accionado por un accionamiento de velocidad variable. Ahora, las pérdidas al 100% del caudal tienen un menor peso (20%) y, es por ello, que este valor afecta en menor importancia que en el servicio 1.

En definitiva, se ha podido comprobar que, las pérdidas ocasionadas no dependen solo del motor que se trate, ya que en el servicio 2, se obtienen menores pérdidas para la configuración 2 (que presenta un motor de clase IE2) que para la configuración 1 (que presenta un motor de clase IE3). También se habrá de tener en cuenta el punto de funcionamiento y las pérdidas adicionales que se puedan tener debido a arrancadores, accionamientos y elementos auxiliares.

ANEXO 3. PÉRDIDAS DE UN CDM - INTERPOLACIÓN BIDIMENSIONAL Y MODELO MATEMÁTICO

En este anexo se va a desarrollar un archivo del software Matlab que nos va a permitir, a partir de los datos de un CDM, calcular las pérdidas en un punto de funcionamiento determinado a través de una interpolación bidimensional y a través del modelo matemático.

Partimos del ejemplo del punto 4.4.3.1.2. Los datos del CDM se pueden observar en la Tabla 16. En este punto, también, se pueden observar las distintas expresiones que nos permiten calcular las pérdidas en un punto determinado. En este ejemplo, se van a calcular las pérdidas a un 75% de la velocidad relativa del PDS y a un 80% del par relativo.

En primer lugar, se van a calcular las pérdidas realizando una interpolación bidimensional. Se introducen las pérdidas en los ocho puntos, así como la velocidad y el par de cada punto. A continuación, se introduce también los datos del punto en el cual se quieren calcular las pérdidas, en este caso, al 75% de la velocidad relativa del PDS y al 80% del par relativo.

Por último, se calcula la expresión 42, realizando una distinción para cada segmento, de tal forma que se realice la interpolación bidimensional. En este caso, al tratarse de un punto al 75% de la velocidad relativa del PDS y del 80% del par relativo, se nos calculan las pérdidas utilizando la expresión del segmento 2.

A continuación, se muestra la programación en Matlab de este programa.

```
%Interpolación bidimensional
```

```
%Datos de partida
```

```
PrM = 7.5;  
Sr_equ = 9.95;  
pl_cdm_0_25 = 2.56;  
pl_cdm_0_50 = 2.88;  
pl_cdm_0_100 = 3.89;  
pl_cdm_50_25 = 2.64;  
pl_cdm_50_50 = 3.09;  
pl_cdm_50_100 = 4.58;  
pl_cdm_90_50 = 3.45;  
pl_cdm_90_100 = 5.91;
```

```

f_0_25 = 0;
f_0_50 = 0;
f_0_100 = 0;
f_50_25 = 50;
f_50_50 = 50;
f_50_100 = 50;
f_90_50 = 90;
f_90_100 = 90;

```

```

iqz_0_25 = 25;
iqz_0_50 = 50;
iqz_0_100 = 100;
iqz_50_25 = 25;
iqz_50_50 = 50;
iqz_50_100 = 100;
iqz_90_50 = 50;
iqz_90_100 = 100;

```

```

%Datos del punto a calcular las pérdidas

```

```

fz = 75;
iqz=80;

```

```

%Segmento 1

```

```

if 0<fz<50
    if 50<iqz<100
        plz = pl_cdm_0_50 + ((pl_cdm_50_50 - pl_cdm_0_50)/(f_50_50 -
f_0_50))*fz + (((pl_cdm_0_100 + ((pl_cdm_50_100 - pl_cdm_0_100)/(f_50_100 -
f_0_100))*fz))/(iqz_0_100 - iqz_0_50) - (pl_cdm_0_50 + ((pl_cdm_50_50 -
pl_cdm_0_50)/(f_50_50 - f_0_50))*fz)/(iqz_0_100 - iqz_0_50))* (iqz -
iqz_0_50);
    end
end

```

```

%Segmento 2

```

```

if fz>50 && fz<90
    if 50<iqz && iqz<100
        plz = pl_cdm_50_50 + ((pl_cdm_90_50 - pl_cdm_50_50)/(f_90_50 -
f_50_50))*(fz-f_50_50) + ((pl_cdm_50_100 + ((pl_cdm_90_100 -
pl_cdm_50_100)/(f_90_100 - f_50_100))*(fz-f_50_100))/(iqz_50_100 - iqz_50_50)
- (pl_cdm_50_50 + ((pl_cdm_90_50 - pl_cdm_50_50)/(f_90_50 - f_50_50))*(fz-
f_50_50))/(iqz_50_100 - iqz_50_50))* (iqz - iqz_50_50)
    end
end

```

```

%Segmento 3

```

```

if 0<fz && fz<50
    if 0<iqz && iqz<50
        plz = pl_cdm_0_25 + ((pl_cdm_50_25 - pl_cdm_0_25)/(f_50_25 -
f_0_25))*fz + ((pl_cdm_0_50 + ((pl_cdm_50_50 - pl_cdm_0_50)/(f_50_50 -
f_0_50))*fz)/(iqz_0_50 - iqz_0_25) - (pl_cdm_0_25 + ((pl_cdm_50_25 -
pl_cdm_0_25)/(f_50_25 - f_0_25))*fz))/(iqz_0_50 - iqz_0_25))* (iqz - iqz_0_25)
    end
end

```

```

%Segmento 4

```

```

if 50<fz && fz<90
    if 0<iqz && iqz<50

```

```

        plz = pl_cdm_0_25 + ((pl_cdm_50_25 - pl_cdm_0_25)/(f_50_25 -
f_0_25))*fz + ((pl_cdm_50_50 + ((pl_cdm_90_50 - pl_cdm_50_50)/(f_90_50 -
f_50_50))*(fz-f_50_50))/(iqz_50_50 - iqz_0_25) - (pl_cdm_0_25 +
((pl_cdm_50_25 - pl_cdm_0_25)/(f_50_25 - f_0_25))*fz))/(iqz_0_50 -
iqz_0_25))*(iqz - iqz_0_25)
    end
end

```

Una vez calculadas las pérdidas en el punto de funcionamiento dado a través de una interpolación bidimensional, se va a calcular las pérdidas a través del modelo matemático. Para ello, en primer lugar, se introducen los datos necesarios para poder calcular las pérdidas, los cuales los podemos observar en la Tabla 17. Una vez introducido estos datos, introducimos las expresiones desde la 24 hasta la 35, las cuales nos permitirán calcular las pérdidas en el CDM.

```

%Datos
Sr_equ = 9950;
PrM = 7500;
Ut_th = 1;
Ut_r = 2.3;
Ud_th = 1.1;
Ud_r = 2.7;
I_out = 11.68;
Ir_out = 14;
m = 1;
fp = 0.881;
Et = 6.5e-7;
Ed = 3.5e-7;
Udc = 540;
Imotor_cable = 10;
fsw = 4000;
Ud_r_rectificador = 2;
Ud_th_rectificador = 0.9;
fpr = 2.34;
lambda = 0.7;
Um_L1 = 230;
k1_bobina = 0.03;
k2_bobina = 0.25;
k1_enlace_cc = 7e-7;
k2_enlace_cc = 1.7;
Ucarriles = 0.7;
Pl_control = 45;
k1_refrigeracion = 0.15;

%Pérdidas del transistor en estado conductor
Pl_m_t = sqrt(2)*I_out*Ut_th*((1/(2*pi))+(1.22*m*fp)/8)+((Ut_r -
Ut_th)/Ir_out)*2*I_out^2*((1/8)+(1.22*m*fp)/(3*pi));

%Pérdidas en estado conductor de un diodo del inversor
Pl_m_d = sqrt(2)*I_out*Ud_th*((1/(2*pi))+(1.22*m*fp)/8)+((Ud_r -
Ud_th)/Ir_out)*2*I_out^2*((1/8)+(1.22*m*fp)/(3*pi));

%Pérdidas de conmutación de un transistor del inversor
Pl_sw_t = (Et/pi)*Udc*sqrt(2)*(I_out+Imotor_cable)*fsw;

%Pérdidas de conmutación de un diodo del inversor
Pl_sw_d = (Ed/pi)*Udc*sqrt(2)*(I_out+Imotor_cable)*fsw;

%Pérdidas totales del inversor de salida
Pl_inversor = 6*(Pl_m_t + Pl_m_d + Pl_sw_t + Pl_sw_d);

```

```

%Pérdidas del rectificador
Pl_rectificador = 6*((sqrt(2)/pi)*m*fp*I_out*Ud_th_rectificador +
((Ud_r_rectificador -
Ud_th_rectificador)/(fpr*Ir_out))*(((m*fp*I_out)/lambda)^2)/2);

%Pérdidas de la bobina de entrada
Pl_bobina =
k1_bobina*k2_bobina*3*(((m*fp*I_out)/lambda)^2)/(fpr*Ir_out))*Um_L1;

%Pérdidas del enlace de corriente continua
Pl_enlace_cc = k1_enlace_cc*Ir_out*Udc^2 +
k2_enlace_cc*(((sqrt(3)/1.35)*((m*fp*I_out)/(1+50*k1_bobina)))^2)/3);

%Pérdidas del carril de corriente
Pl_carriles = (Ucarriles/Ir_out)*I_out^2;

%Pérdidas de refrigeración
Pl_refrigeracion = k1_refrigeracion*(Pl_inversor + Pl_rectificador +
Pl_bobina + Pl_carriles + Pl_enlace_cc + Pl_control);

%Pérdidas absolutas totales del CDM
Pl_CDM = Pl_inversor + Pl_rectificador + Pl_bobina + Pl_carriles +
Pl_enlace_cc + Pl_control + Pl_refrigeracion;

%Pérdidas relativas totales del CDM
pl_CDM = Pl_CDM/Sr_equ;

```