



**UNIVERSIDAD CARLOS III MADRID
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**

Dpto. de TECNOLOGÍA ELECTRONICA.
Grupo de Sistemas de Electrónica de Potencia

**“DISEÑO DE UN SOFTWARE PARA EL CÁLCULO DE
PÉRDIDAS EN UN AC-DC-AC “**

PROYECTO FIN DE CARRERA

INGENIERÍA TÉCNICA INDUSTRIAL
Especialidad ELECTRICIDAD

AUTOR: **ANTONIO ANTÓN LÓPEZ**
TUTOR: **ISABEL QUESADA REDONDO**
M^a CARMEN RAGA ARROYO

Mayo 2010

AGRADECIMIENTOS

Tras tanto y tanto tiempo por fin todo llega a su fin
y esta fase de la vida no va a ser distinto.
Por ello quiero agradecer a todas las personas
que me han ayudado ha hacer este proyecto,
empezando por mis dos tutoras, por su
inhagotable paciencia, pasando por toda mi
familia y terminando por mi novia, gracias
por vuestro apollo e infinita paciencia.

GRACIAS.

INDICE

1	Objetivos.....	2
2	Introducción.....	6
2.1	Estructura rectificador-inversor.....	6
2.1.1	Rectificador.....	7
2.1.2	Condensador electrolítico.....	8
2.1.3	Inversor.....	9
2.1.4	Disipador.....	10
2.2	Estado de la técnica.....	10
2.2.1	Semisel.....	11
2.2.2	Iposim.....	15
2.2.3	Melcosim.....	18
2.2.4	Conclusiones.....	20
2.3	Solución propuesta.....	20
3	Fundamentos teóricos del dimensionado de componentes.....	24
3.1	Puente rectificador.....	24
3.1.1	Rectificador trifásico de media onda.....	24
3.1.2	Rectificador trifásico de doble onda (puente trifásico).....	25
3.2	Condensador.....	30
3.2.1	Introducción.....	30
3.2.2	Rango de potencias.....	31
3.2.3	Aspecto mecánico y ensamblaje.....	32
3.2.4	Temperaturas nominales de funcionamiento, 85°C frente a 105°C.....	33
3.2.5	Clasificación capacidad frente a tensión.....	33
3.2.6	La ESR y el rizado de la corriente frente a la tensión.....	33
3.2.7	Factores que limitan la vida del condensador.....	33
3.2.8	Clasificación del grado de degradación en la vida de los condensadores.....	33
3.2.9	Ecuación de Arrhenius.....	34
3.2.10	Durabilidad o vida de un condensador.....	34
3.2.11	Temperatura en el núcleo del condensador.....	35
3.2.12	Variación de la ESR con la temperatura y la frecuencia.....	36
3.2.13	La ESR para rizados de corriente no sinusoidales.....	36
3.2.14	Capacidad de un condensador electrolítico de aluminio.....	37
3.2.15	El electrolito.....	38
3.2.16	Dimensionado del condensador para un rizado específico.....	42
3.3	Inversor.....	43
3.3.1	Conceptos generales.....	44
3.3.2	Tipo de forma de onda.....	45
3.3.3	IGBT.....	47
3.3.4	Diodo.....	59
3.4	Disipadores.....	68
3.4.1	Propagación del calor.....	69
3.4.2	Equivalente eléctrico.....	69
3.4.3	Temperatura máxima de la unión, $T_{j\text{ máx}}$	74
3.4.4	Potencia máxima disipable, Wat.....	75
3.4.5	Cálculo de R_{θ} de diodo rectificador.....	75
3.4.6	Ventilación forzada.....	77
3.4.7	Impedancia Térmica.....	77
4	Estructura del programa de cálculo.....	84
4.1	Toma de datos.....	85

4.2	Etapas de cálculo.....	86
4.2.1	Rectificador.....	87
4.2.2	Condensador.....	89
4.2.3	Inversor.....	90
4.2.4	Radiador o disipador.....	94
4.2.5	Base de datos.....	95
5	Resultados.....	98
5.1	Rectificador.....	98
5.2	Condensador.....	101
5.3	Inversor.....	103
5.3.1	Estudio comparativo de Semisel e Iposim.....	107
5.3.2	Comparación entre Iposim y Semisel.....	119
6	Conclusiones y trabajos futuros.....	122
7	Estudio económico.....	124
7.1	Costes de desarrollo.....	124
7.2	Presupuesto del proyecto.....	124
8	BIBLIOGRAFIA [9].....	125
9	ANEXOS.....	127
9.1	ANEXO 1.....	128
9.2	ANEXO 2.....	132
9.3	ANEXO 3.....	135
9.3.1	Manual del programa Iposim.....	135
9.3.2	Manual Semisel.....	135

INDICE DE FIGURAS

Las figuras han sido nombradas primero con la numeración correspondiente al capítulo del presente proyecto, seguido de la posición que ocupa en dicho capítulo, se ha elegido este sistema para una rápida y sencilla localización de las mismas.

Figura 2.1 Esquema general de rectificador-inversor.	6
Figura 2.2 Diagrama de bloques de un rectificador controlado y su correspondiente curva tensión frente a la intensidad de salida.....	7
Figura 2.3 Esquema de un rectificador trifásico de doble onda.....	8
Figura 2.4 Construcción de un condensador electrolítico de aluminio.	9
Figura 2.5 Representación simbólica de un inversor.	9
Figura 2.6 Parámetros de entrada del programa Semisel para el cálculo de las pérdidas en un inversor trifásico.	12
Figura 2.7 Diferentes menús de diseño del Semisel.....	13
Figura 2.8 Menú de selección del esquema a utilizar de Semisel.	14
Figura 2.9 Detalle de la gráfica potencia media frente a la intensidad eficaz por rama de IGBT mostrada por el programa lposim.	16
Figura 2.10 Menú principal del programa lposim basado en Excel.	17
Figura 2.11 Base de datos del programa lposim, en el que se aprecian los cinco huecos para introducir nuevos componentes.	18
Figura 2.12 Pantalla principal de trabajo del programa Melcosim.	19
Figura 2.13 Error mostrado cuando se caduca la versión de prueba.	19
Figura 3.1 Rectificador trifásico de media onda.	24
Figura 3.2 Circuito de un rectificador trifásico de doble onda con transformador.	25
Figura 3.3 Estado de conducción de los diodos de un rectificador trifásico de onda completa.	26
Figura 3.4 Formas de onda del puente rectificador trifásico formado por seis diodos.	26
Figura 3.5 Formas de onda de la intensidad y la tensión a la salida del rectificador.	27
Figura 3.6 Esquema de un inversor: (a) diagrama de bloques de una etapa de potencia típica de un inversor. (b) Esquema de un inversor trifásico. (c) Formas de onda de la intensidad típica en el condensador. (d) Espectro de frecuencia de la corriente de la onda del condensador para los distintos valores del ciclo de trabajo d.....	31
Figura 3.7 De izquierda a derecha, condensador para soldar, enchufable y de terminales de tornillo.	32
Figura 3.8 Condensador de placas paralelas.	37
Figura 3.9 Elementos que forman un condensador electrolítico.....	40
Figura 3.10 Funcionamiento básico de un condensador electrolítico.	40
Figura 3.11 Resistencia frente a la temperatura de las diferentes partes que forman un condensador electrolítico y el total de las mismas.....	41
Figura 3.12 Capacidad y ESR frente al tiempo.	42
Figura 3.13 Curva que se obtiene a la salida del rectificador.	42
Figura 3.14 Curva que se obtiene a la salida del rectificador una vez que la se ha aproximado a una recta.....	42

Figura 3.15 Clasificación de inversores por el tipo de alimentación.	44
Figura 3.16 Representación de la señal de referencia, de la señal triangular y de la señal PWM obtenida de compara ambas.....	46
Figura 3.17 Esquema de las potencias de disipación en un módulo de IGBTs.	48
Figura 3.18 Esquema de un inversor trifásico.....	50
Figura 3.19 Esquema de una rama de un inversor trifásico.	50
Figura 3.20 Fase de un convertidor con salida sinusoidal según modulación por ancho de pulso.	51
Figura 3.21 Pérdidas en conducción frente a la conmutación de los tiempos muertos.....	53
Figura 3.22 a) Cuanto más adelante este más disipa ($t_{dead} = 5 \mu s$, $T_j = 125^\circ C$) b) Cambiando pérdidas ($f_{sw} = 10 \text{ kHz}$, $T_j = 125^\circ C$).	55
Figura 3.23 a) Circuito básico de un convertidor con IGBT's y diodos de libre circulación, b) Desfase entre la corriente de la carga y la tensión de salida.	56
Figura 3.24 a) y b) Pérdidas en estado de conmutación y conducción en un IGBT y en un diodo de libre circulación en un VSI.....	57
Figura 3.25 Representación de la intensidad de colector I_C frente a la tensión colector-emisor V_{CE} , así como la representación del cálculo gráfico de la tensión umbral colector-emisor V_{TO} también expresada como V_{CE0}	58
Figura 3.26 Simbología del diodo.....	60
Figura 3.27 Modelos estáticos del diodo a) Modelo ideal b) Primera aproximación c) Segunda aproximación, modelo real.	60
Figura 3.28 Simbología empleada normalmente en electrónica de potencia.	60
Figura 3.29 Parámetros en estado de bloqueo y tensiones inversas en el diodo.	61
Figura 3.30 Potencia instantánea disipada por el diodo en conmutación.....	62
Figura 3.31 Variación de la capacidad interna en función de la tensión inversa.	63
Figura 3.32 Curva de un diodo en su paso de conducción a su estado de corte.....	64
Figura 3.33 Forma de onda de la corriente por el diodo, según el valor del factor de suavizado, S.	65
Figura 3.34 Curvas características de la tensión y la corriente en un diodo en el proceso de recuperación inversa.	68
Figura 3.35 Resistencias térmicas y temperaturas, localizadas en un montaje real.	70
Figura 3.36 Equivalente eléctrico, para el estudio de la disipación de calor.	71
Figura 3.37 Curva de reducción de Potencia de disipación.....	72
Figura 3.38 Ejemplo de radiador existente en el mercado junto a su curva característica $^\circ C/W$ frente longitud.	74
Figura 3.39 Gráficas para el diodo rectificador. Potencia a disipar en función de la intensidad media para distintos factores de forma y distintas temperaturas del encapsulado en función de la temperatura ambiente para diferentes valores de resistencia encapsulado-ambiente.	76
Figura 3.40 Modelo térmico media.....	78
Figura 3.41 Equivalencia eléctrica del circuito.	78
Figura 3.42 Temperatura de la unión en función del pulso aplicado.	79
Figura 3.43 Forma de onda de la señal de disparo de un transistor.	79
Figura 3.44 Impedancia térmica normalizada para trenes de pulsos de larga duración, en función el ciclo de trabajo.....	80

Figura 3.45 Impedancia térmica normalizada, $r(t)$ para un solo pulso, en función de la duración de éste, t_{on}	81
Figura 4.1 Código de colores del programa.	84
Figura 4.2 Detalle de los datos a introducir pertenecientes a la simulación objeto de estudio.	85
Figura 4.3 Detalle de los parámetros que se deben introducir para añadir un nuevo componente en la base de datos.	86
Figura 4.4 Detalle del programa de cálculo de pérdidas de cada una de las fases en las que se divide.	87
Figura 4.5 Hoja del cálculo del rectificador trifásico.	88
Figura 4.6 Detalle del funcionamiento de la hoja de cálculo del rectificador.	89
Figura 4.7 Representación de la hoja perteneciente al cálculo del condensador.	90
Figura 4.8 Esquema básico del inversor empleado en el programa desarrollado.	90
Figura 4.9 Representación de la hoja perteneciente al cálculo del inversor.	91
Figura 4.10 Detalle en la representación de la hoja del inversor de la lista despegable del índice de modulación por amplitud.	92
Figura 4.11 Representación de la hoja del programa correspondiente al cálculo del radiador.	94
Figura 4.12 Representación de la hoja perteneciente a la base de datos del programa diseñado.	95
Figura 5.1 Representación del circuito trifásico en el programa de simulación Psim.	102
Figura 9.1 Esquema de conexiones de los módulos de IGBT's para el ejemplo 1.	128
Figura 9.2 Esquema de conexiones de los módulos de IGBT's para el ejemplo 2.	128
Figura 9.3 Valores y resultados obtenidos al introducir los parámetros de prueba en el programa desarrollado para el módulo SKM75GD123D.	129
Figura 9.4 Valores y resultados obtenidos al introducir los parámetros de prueba en el programa desarrollado para el módulo SKM100GD063D.	130

INDICE DE TABLAS

Las tablas han sido nombradas primero con la numeración correspondiente a su capítulo en el presente proyecto, seguido de la posición que ocupa, se ha elegido este sistema para una rápida y sencilla localización de las mismas.

Tabla 2.1 Diferentes menús de diseño del Semisel.....	13
Tabla 2.2 Resumen de las principales ventajas e inconvenientes de cada aplicación estudiada.	20
Tabla 3.1 Comparación de los tres tipos de condensadores más usados en inversores de potencia.....	32
Tabla 3.2 Constantes dieléctricas y el grosor mínimo de dieléctricos usados en varios tipos de condensadores.....	38
Tabla 3.3 Tabla de resistencias térmicas.....	73
Tabla 3.4 Valores típicos de la temperatura máxima de la unión $T_{j\text{ máx}}$ dependiendo del dispositivo empleado.....	74
Tabla 4.1 Índice de modulación frente al factor de corrección de la tensión de salida.	92
Tabla 5.1 Parámetros de la primera prueba del software de la etapa del rectificador trifásico.	98
Tabla 5.2 Parámetros de la segunda prueba del software de la etapa del rectificador trifásico. ..	98
Tabla 5.3 Parámetros de la tercera prueba del software de la etapa del rectificador trifásico.....	99
Tabla 5.4 Datos obtenidos de la primera prueba del software frente al programa de Semikron con el módulo rectificador SKM53.	99
Tabla 5.5 Datos obtenidos de la segunda prueba del software frente al programa de Semikron con el módulo rectificador SKM53.....	99
Tabla 5.6 Datos obtenidos de la tercera prueba del software frente al programa de Semikron con el módulo rectificador SKM53.	100
Tabla 5.7 Datos obtenidos de la primera prueba del software frente al programa de Semikron con el módulo rectificador SKM53.	100
Tabla 5.8 Datos obtenidos de la segunda prueba del software frente al programa de Semikron con el módulo rectificador SKM53.....	100
Tabla 5.9 Datos obtenidos de la tercera prueba del software frente al programa de Semikron con el módulo rectificador SKM53.	100
Tabla 5.10 Datos obtenidos de la primera prueba del software frente al programa de Semikron con el módulo rectificador SKM60.....	101
Tabla 5.11 Datos obtenidos de la segunda prueba del software frente al programa de Semikron con el módulo rectificador SKM60.....	101
Tabla 5.12 Datos obtenidos de la tercera prueba del software frente al programa de Semikron con el módulo rectificador SKM60.	101
Tabla 5.13 Datos obtenidos de la primera simulación.	102
Tabla 5.14 Datos obtenidos de la segunda simulación.....	103
Tabla 5.15 Datos obtenidos de la tercera simulación.	103
Tabla 5.16 Datos de partida de la primera simulación.....	104
Tabla 5.17 Datos de partida de la segunda simulación.	104
Tabla 5.18 Datos de partida de la tercera simulación.....	104
Tabla 5.19 Resultados de la primera simulación con el programa Semisel y el módulo trifásico SKM22GD123D.....	105

Tabla 5.20 Resultados de la segunda simulación con el programa Semisel y el módulo trifásico SKM22GD123D.....	105
Tabla 5.21 Resultados de la tercera simulación con el programa Semisel y el módulo trifásico SKM22GD123D.....	105
Tabla 5.22 Resultados de la primera simulación con el programa Semisel y el módulo trifásico SKM40GD123D.....	105
Tabla 5.23 Resultados de la segunda simulación con el programa Semisel y el módulo trifásico SKM40GD123D.....	106
Tabla 5.24 Resultados de la tercera simulación con el programa Semisel y el módulo trifásico SKM40GD123D.....	106
Tabla 5.25 Resultados de la primera simulación con el programa Semisel y el módulo trifásico SKM75GD123D.....	106
Tabla 5.26 Resultados de la segunda simulación con el programa Semisel y el módulo trifásico SKM75GD123D.....	106
Tabla 5.27 Resultados de la tercera simulación con el programa Semisel y el módulo trifásico SKM75GD123D.....	106
Tabla 5.28 Datos de la primera situación para las simulaciones.....	107
Tabla 5.29 Datos de la segunda situación para las simulaciones.....	107
Tabla 5.30 Datos de la tercera situación para las simulaciones.....	108
Tabla 5.31 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo FS25R12KT3.....	108
Tabla 5.32 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo FS25R12KT3.....	108
Tabla 5.33 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo FS25R12KT3.....	108
Tabla 5.34 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo FS35R12KT3.....	109
Tabla 5.35 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo FS35R12KT3.....	109
Tabla 5.36 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo FS35R12KT3.....	109
Tabla 5.37 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo FS75R12KT3.....	109
Tabla 5.38 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo FS75R12KT3.....	109
Tabla 5.39 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo FS75R12KT3.....	109
Tabla 5.40 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo BSM25GD120DLC.....	110
Tabla 5.41 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo BSM25GD120DLC.....	110
Tabla 5.42 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo BSM25GD120DLC.....	110
Tabla 5.43 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo BSM35GD120DLC.....	110
Tabla 5.44 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo BSM35GD120DLC.....	110
Tabla 5.45 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo BSM35GD120DLC.....	110
Tabla 5.46 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo BSM50GD120DLC.....	111
Tabla 5.47 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo BSM50GD120DLC.....	111
Tabla 5.48 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo BSM50GD120DLC.....	111
Tabla 5.49 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo BSM75GD120DLC.....	111
Tabla 5.50 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo BSM75GD120DLC.....	111
Tabla 5.51 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo BSM75GD120DLC.....	111
Tabla 5.52 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo BSM100GD120DLC.....	112

Tabla 5.53 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo BSM100GD120DLC.	112
Tabla 5.54 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo BSM100GD120DLC.....	112
Tabla 5.55 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo BSM50GD120DN2E3226.	112
Tabla 5.56 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo BSM50GD120DN2E3226.....	112
Tabla 5.57 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo BSM50GD120DN2E3226. .	113
Tabla 5.58 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo BSM35GD120DN2E6334.	113
Tabla 5.59 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo BSM35GD120DN2E6334.....	113
Tabla 5.60 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo BSM35GD120DN2E6334. .	113
Tabla 5.61 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo SKM22GD123D.	113
Tabla 5.62 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo SKM22GD123D.....	114
Tabla 5.63 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo SKM22GD123D.	114
Tabla 5.64 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo SKM40GD123D.	114
Tabla 5.65 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo SKM40GD123D.....	114
Tabla 5.66 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo SKM40GD123D.	114
Tabla 5.67 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo SKM75GD123D.	114
Tabla 5.68 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo SKM75GD123D.....	115
Tabla 5.69 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo SKM75GD123D.	115
Tabla 5.70 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo SK25GD126ET.	115
Tabla 5.71 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo SK25GD126ET.....	115
Tabla 5.72 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo SK25GD126ET.	115
Tabla 5.73 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo SK30GD123.	116
Tabla 5.74 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo SK30GD123.	116
Tabla 5.75 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo SK30GD123.	116
Tabla 5.76 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo SK20GD123.	116
Tabla 5.77 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo SK20GD123.	116
Tabla 5.78 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo SK20GD123.....	117
Tabla 5.79 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo SK35GD126ET.	117
Tabla 5.80 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo SK35GD126ET.....	117
Tabla 5.81 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo SK35GD126ET.	117
Tabla 5.82 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo SKiM200GD128D.....	117
Tabla 5.83 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo SKiM200GD128D.....	118
Tabla 5.84 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo SKiM200GD128D.....	118
Tabla 5.85 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo SKiM400GD128D.....	118
Tabla 5.86 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo SKiM400GD128D.....	118
Tabla 5.87 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo SKiM400GD128D.....	118
Tabla 5.88 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo SKiM500GD128D.....	119
Tabla 5.89 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo SKiM500GD128D.....	119
Tabla 5.90 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo SKiM500GD128D.....	119
Tabla 5.91 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo SKM22GD123D.	119

Tabla 5.92 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo SKM22GD123D.....	120
Tabla 5.93 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo SKM22GD123D.	120
Tabla 9.1 Parámetros del primer ejemplo.	129
Tabla 9.2 Tabla resumen de los resultados obtenidos en el ejemplo 1.....	130
Tabla 9.3 Tabla resumen de los resultados obtenidos en el ejemplo 2.....	131

NOMENCLATURA.

Aunque en la actualidad se tiende a utilizar las nomenclaturas en castellano, en el presente proyecto se ha optado por la nomenclatura inglesa, ya que la inmensa mayoría de los fabricantes de dispositivos semiconductores publican sus hojas de características en dicho idioma. Así se facilita la búsqueda de los parámetros empleados en los diferentes apartados del presente proyecto, puesto que la mayor parte de los fabricantes utilizan esta misma nomenclatura en sus documentos.

A	Ángulo dependiente del rizado.
A_F	Factor de forma.
C	Capacidad del condensador.
C_{dif}	Capacidad de difusión de un diodo.
C_j	Capacidad de depleción o de transición de un diodo.
C_Θ	Capacidad térmica.
D	Ciclo de trabajo.
E	Tensión de codo de un diodo.
$E_{off/D}$	Energía producida por un diodo en su paso de estado de conducción a su estado de corte.
ESR	Resistencia equivalente en serie de un condensador.
F	Factor de corrección cuando se utiliza ventilador.
F_1	Factor de forma.
f_1	Frecuencia de la señal de control.
f_{out}	Frecuencia de salida.
f_{sw}	Frecuencia de conmutación.
f_{tri}	Frecuencia de la señal triangular.
I_C	Intensidad de colector de un IGBT.
$I_{cc\ ref.}$	Intensidad de continua de referencia en el bus de continua.
I_d	Corriente rectificada.
I_{DC}	Intensidad media que circula por un diodo.
i_F	Intensidad en directa del diodo.
$I_{F(AV)}$	Intensidad nominal media en directa de un diodo.
I_{FRM}	Intensidad de pico repetitivo en directa de un diodo.
I_{FSM}	Intensidad de pico no repetitivo en directa de un diodo.

IGBT	<i>Insulate Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor bipolar de puerta aislada).
I_{out}	Valor medio de la corriente de salida.
$I_{out\ rms}$	Valor eficaz de la corriente de salida.
I_{pk}	Valor de pico de la corriente de salida.
I_R	Intensidad de fugas de un diodo.
I_{RMS}	Intensidad eficaz.
K	Coeficiente de seguridad para evitar que se alcance la $T_{j\max}$.
M	Número de diodos.
m_a	Índice de modulación de amplitud.
m_f	Índice de modulación de frecuencia.
N	Número de transistores.
P	Potencia de la carga.
PFC	Proyecto Final de Carrera.
P_{add}	Pérdidas adicionales al disipador.
P_d	Potencia que disipa el transistor.
$P_{d(avg)}$	Potencia media disipada por diodo.
$P_{d(avg)\ tot}$	Potencia media disipada total.
$p_d(t)$	Potencia instantánea que disipa un diodo.
$P_{fw/D}$	Potencia de disipación en un diodo en estado de conducción.
$P_{fw/T}$	Potencia de disipación del transistor en estado de conducción.
P_I	Potencia del inversor.
$P_{off/D}$	Potencia de disipación en un diodo cuando se desactiva.
$P_{off/T}$	Potencia de disipación de un IGBT cuando se desactiva.
$P_{on/T}$	Potencia de disipación de un IGBT cuando se activa.
P_r	Potencia del rectificador trifásico de doble onda.
$P_{tot/D}$	Pérdidas totales en un diodo.
$P_{tot/M}$	Pérdidas totales disipadas en un módulo de potencia.
$P_{tot/T}$	Pérdidas totales en un IGBT.

PWM	<i>Pulse width modulation</i> (modulación por ancho de pulso).
Q	Carga almacenada.
Q_{rr}	Energía de recuperación inversa del diodo.
R	Resistencia.
r	Rizado expresado en tanto por ciento.
$R(t)$	Impedancia térmica normalizada.
r_{CE}	Resistencia entre el colector-emisor.
R_D	Resistencia interna de un diodo.
r_F	Resistencia del diodo en conducción.
R_{th}	Resistencia térmica.
$R_{th(c-a)}$	Resistencia térmica encapsulado-ambiente.
$R_{th(c-h)}$	Resistencia térmica encapsulado-disipador.
$R_{th(h-a)}$	Resistencia térmica disipador-ambiente.
$R_{th(j-a)}$	Resistencia térmica encapsulado-disipador.
$R_{th(j-c)}$	Resistencia térmica unión-encapsulado.
S_F	Factor de suavizado.
S	Potencia aparente del generador.
T	Período.
T_a	Temperatura ambiente.
T_c	Temperatura del encapsulado.
t_{dead}	Tiempos muertos entre conmutaciones.
t_f	Tiempo de caída.
T_h	Temperatura del disipador.
THD	Distorsión armónica total.
T_j	Temperatura alcanzada por la unión del transistor durante su funcionamiento
$T_{jmáx}$	Temperatura máxima que puede soportar la unión del dispositivo.
t_{off}	Tiempo de paso de conducción a corte.
t_{on}	Ancho del pulso aplicado.

t_p	Tiempo de pulso.
t_{rr}	Tiempo de recuperación inverso.
t_s	Tiempo de almacenamiento.
V_{AK}	Tensión ánodo-cátodo de un diodo.
V_{cc}	Tensión de entrada de continua.
$V_{cc \text{ ref.}}$	Tensión de continua de referencia en el bus de continua.
V_{CE0}	Tensión umbral entre colector-emisor.
V_{CEsat}	Tensión colector-emisor de un IGBT en estado de saturación.
V_d	Tensión rectificada de salida.
V_F	Tensión en directa de un diodo.
V_{F0}	Tensión umbral de conducción con $i_F = 0$
V_{GE}	Tensión puerta-emisor de un IGBT.
V_{LL}	Tensión de línea.
V_o	Tensión de salida del inversor.
V_R	Tensión de ruptura de un diodo.
V_{Red}	Tensión de red.
V_{ref}	Señal de control.
V_{RRM}	Tensión inversa de pico repetitivo de un diodo.
V_{RSM}	Tensión inversa de pico no repetitivo de un diodo.
V_{RWM}	Tensión inversa de trabajo máxima de un diodo.
V_{tri}	Señal triangular.
V_{SI}	<i>Voltaje Supply Inverter.</i>
Wat	Potencia máxima que el transistor puede disipar con una $T_c = 25^\circ C$.
Z_{th}	Impedancia térmica.
ΔV_{CC}	Rizado expresado en voltios.
E	Dieléctrico constante de dieléctrico.

1. OBJETIVOS

1 Objetivos.

El presente proyecto ha sido realizado dentro del Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia, perteneciente al Departamento de Tecnología Electrónica, de la Universidad Carlos III de Madrid.

El objetivo principal de este trabajo, es el análisis comparativo de los programas que actualmente existen en el mercado para el cálculo de las pérdidas que se producen en los inversores trifásicos PWM.

Un inversor es un equipo electrónico capaz de convertir la corriente continua en corriente alterna. Éstos están formados por una etapa de control, un *driver* y una etapa de potencia.

El control por ancho de pulso PWM es una técnica de modulación en la que se modifica el ciclo de trabajo del convertidor conmutado para controlar la señal de salida del inversor.

En concreto, el análisis se centra en el cálculo de las pérdidas en la etapa de potencia, formada por un módulo trifásico de IGBT's. Este módulo está formado en total por seis IGBT's.

Debido a la gran variedad de programas para el cálculo de pérdidas, se han seleccionado los tres más importantes desde el punto de vista del volumen de ventas de los fabricantes que los han diseñado. A continuación se detallan los empleados:

- Melcosim, que pertenece al fabricante Mitsubishi-Electric.
- Semisel, que pertenece al fabricante Semikron.
- Iposim, que pertenece al fabricante Eupec.

Se ha determinado emplear Semisel e Iposim, para llevar acabo el análisis comparativo objeto de este proyecto, desechando Melcosim por razones que se describen a lo largo del documento.

Para llevar a cabo dicho análisis se ha creado un programa, basado en un libro de Excel, en el que se han introducido las expresiones para el cálculo de las pérdidas en los IGBT's, que proporcionan los fabricantes anteriormente citados. Como resultado del programa diseñado, se realiza una comparación de las aproximaciones que realiza cada uno de los fabricantes a partir de sus respectivas *Application Note* (Notas de aplicación) y los resultados que se obtienen de sus programas, que debido a múltiples simplificaciones que consideran pueden variar de manera significativa.

Una vez conseguido el estudio individual de cada uno de los programas, se realiza una comparación entre ambos. Con el fin de comprobar las diferencias entre ellos y estudiar los diferentes métodos de cálculo que emplean y posteriormente se compara cada uno de ellos con el programa diseñado en el presente proyecto, con el fin de validar dicho programa y comprobar las mejoras introducidas en el mismo.

Como consecuencia al estudio citado anteriormente, se consigue un objetivo añadido, que consiste en el diseño de un programa, capaz de calcular las pérdidas en los IGBT's de los inversores trifásicos PWM.

Con el fin de ampliar los resultados proporcionados por los programas comerciales y conseguir un elemento más funcional, se ha introducido una estructura rectificador-inversor trifásica tipo AC-DC-AC para el cálculo de las pérdidas generadas en la misma. Esta tipología se compone de:

- Un rectificador trifásico de doble onda no controlado AC-DC.
- Un filtro basado en un condensador electrolítico, encargado de filtrar la salida rectificada que proviene del rectificador.
- Un inversor trifásico PWM DC-AC, con el fin de volver a convertir la tensión continua que procede del rectificador, una vez filtrada por el condensador, a tensión alterna a la frecuencia deseada.

Además también se ha contemplado un cuarto apartado, en el que se calcula el disipador necesario para evacuar el calor que producen los componentes que forman la estructura AC-DC-AC, con el fin que estos no se destruyan.

Las pérdidas que se producen en esta estructura se dividen en las producidas en el:

- Rectificador, que se producen por la conducción de sus diodos.
- Inversor, que se producen por la conducción de sus IGBT's y por las pérdidas que estos producen por su paso de estado de conducción a su estado de corte.

Este programa servirá para calcular de una manera fácil y sencilla las pérdidas que se producen en los elementos necesarios para implementar un rectificador-inversor, con lo que se logra una selección rápida de los módulos que mejor se comportan ante las diferentes condiciones de prueba a las que se les somete, es decir los que menos pérdidas generan.

El programa será capaz de calcular las pérdidas de todos los componentes de forma aislada, o bien, agrupando todos los componentes en un mismo sistema utilizando un solo disipador.

Para la validación de las pérdidas producidas en el rectificador y en el inversor trifásico del programa diseñado, se realizan múltiples comparaciones con diferentes módulos de potencia y en diferentes condiciones de prueba con los programas comerciales escogidos. Y para la validación del cálculo del condensador, se emplea un programa de simulación de circuitos electrónicos, llamado Psim.

Estructura de la memoria.

La estructura de documento comienza por el capítulo de "Objetivos", en el cual se describe la motivación del presente proyecto final de carrera, así como las metas que se persiguen. En este primer capítulo se incluye también la descripción de la estructura en la que se ha dividido el documento.

El segundo capítulo del documento trata de centrar el contenido del mismo abordando los fundamentos teóricos del dimensionado de los componentes necesarios a la hora de diseñar este tipo de configuración rectificador-inversor trifásica: diodos en el caso del rectificador trifásico de doble onda, el condensador en el filtro, los IGBT's en el caso del inversor trifásico y el disipador en la etapa de refrigeración del sistema.

A lo largo del tercer capítulo se detalla la estructura del programa de cálculo, mostrándose cómo se utiliza el mismo y las diferentes partes que lo constituyen.

En el cuarto capítulo, se presenta la validación del proyecto, por medio de un estudio comparativo de:

- Diferentes condiciones de prueba, en el que se varían las diferentes tensiones de entrada, potencias, frecuencias, resistencias térmicas, etc.
- Diferentes componentes.
- Diferentes programas comerciales para una selección rápida de componentes para la parte de inversor y cálculo del radiador necesario para poder disipar el calor producido por los componentes.

La validación de la parte del cálculo del condensador y del rectificador trifásico, se realizará mediante el programa de simulación de circuitos electrónicos Psim.

Por último, los capítulos 5 y 6 describen, respectivamente, los posibles trabajos futuros que se proponen, así como un estudio económico del desarrollo de este proyecto.

2. Introducción.

2 Introducción.

El objetivo de este capítulo de introducción es definir el ámbito del presente proyecto como paso previo a la exposición del mismo. Para ello se va abordar de forma general la estructura rectificador-inversor trifásica y a continuación las diferentes etapas que lo constituyen:

- rectificadores trifásicos,
- condensadores electrolíticos,
- inversores trifásicos,
- disipadores.

También se realizará un estudio del estado de la técnica, con lo que se intentará diferenciar el programa que se desarrolla en una hoja de Excel como resultado final, sobre los demás programas del mercado (Melcosim, Iposim y Semisel).

Por último en este capítulo se dará una solución al objetivo del presente proyecto, mediante el programa desarrollado.

2.1 Estructura rectificador-inversor.

Una de las estructuras más utilizadas en la electrónica de potencia es aquella en la que se combina un rectificador y un inversor, denominado convertidor AC-DC-AC.

La estructura general de un convertidor de corriente alterna a corriente alterna, como el que se muestra en la Figura 2.1, se divide en bloques, comienza por un rectificador, que convierte la corriente alterna en corriente continua, seguido de un filtro por condensador que elimine el rizado de corriente, y finalmente por un inversor que vuelva a convertir la corriente continua en alterna. Estos bloques se abordan con más profundidad en los sucesivos apartados.

Todos estos bloques están formados por semiconductores y elementos pasivos, que generan unas pérdidas que se convierten en calor y que hay que disipar o de lo contrario estos dispositivos podrían llegar a destruirse. El encargado de disipar este calor se llama radiador o disipador.

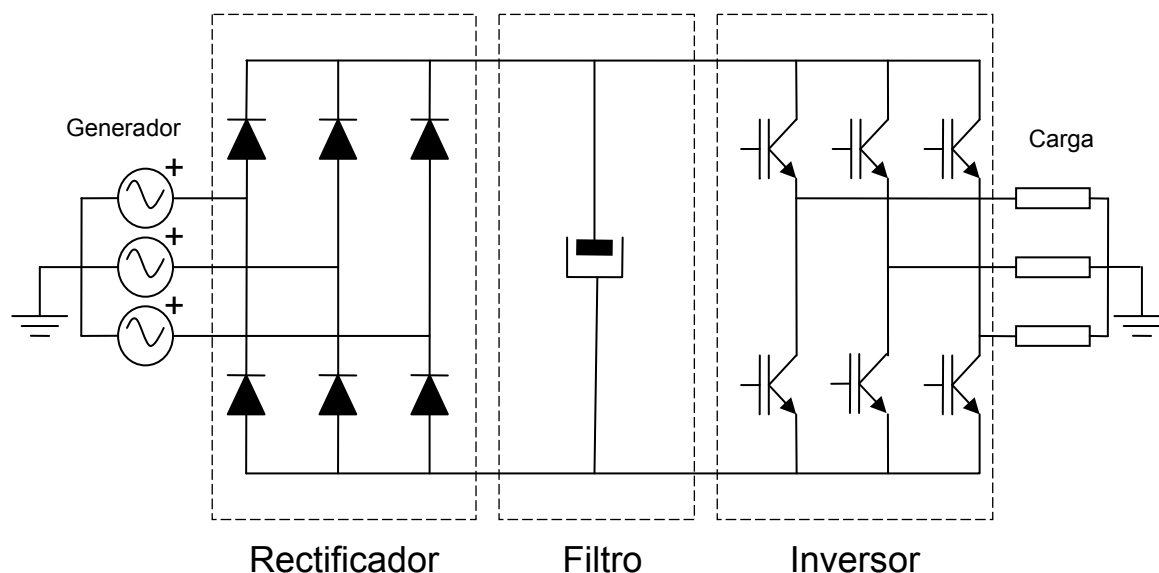


Figura 2.1 Esquema general de rectificador-inversor.

2.1.1 Rectificador.

En electrónica, un rectificador es el elemento o circuito que permite convertir la corriente alterna en corriente continua.

A continuación se realiza una breve clasificación de los circuitos rectificadores, que pueden depender de:

- > Las características de la alimentación en corriente alterna que emplean, se pueden clasificar en:
 - Monofásicos, cuando están alimentados por una fase del generador eléctrico.
 - Trifásicos, cuando están alimentados por tres fases del generador eléctrico.
 - Polifásicos, cuando el sistema de alimentación tiene más de tres fases.
- > El tipo de rectificación:
 - Media onda, cuando sólo se utiliza uno de los semiciclos de la corriente.
 - Doble onda, cuando se utilizan ambos semiciclos.
- > El tipo de semiconductor empleado:
 - No controlados, los dispositivos que lo forman no permiten controlar de manera externa su entrada en conductividad (diodos).
 - Controlados, emplean tiristores u otros tipos de semiconductores capaces de controlar su conducción mediante una señal externa, tal y como se muestra en la Figura 2.2. Este tipo se usa para evitar el uso de un transformador grande y pesado.

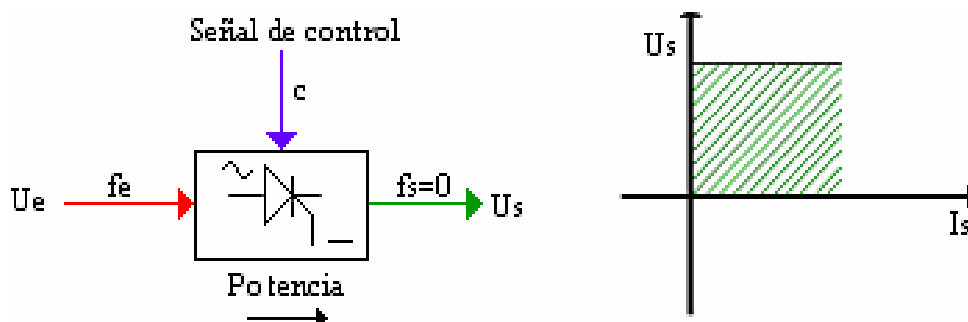


Figura 2.2 Diagrama de bloques de un rectificador controlado y su correspondiente curva tensión frente a la intensidad de salida.

Las aplicaciones de los rectificadores fundamentalmente son:

- Alimentación de todo tipo de sistemas electrónicos, donde se necesite energía eléctrica en forma de corriente continua.
- Control de motores de continua utilizados en procesos industriales: Máquinas herramienta, carretillas elevadoras y transportadoras, trenes de laminación y papeleras, etc.
- Transporte de energía eléctrica en corriente continua y alta tensión.
- Procesos electroquímicos.
- Cargadores de baterías.

Los rectificadores trifásicos basados en diodos son circuitos clásicos destinados a la conversión de corriente alterna en continua. Por este y otros motivos, como son su sencillez y bajo coste,

son los elegidos para la etapa de rectificación de nuestra estructura AC-DC-AC. En concreto, se utilizará un rectificador trifásico de doble onda formado por seis diodos, cuyo funcionamiento se detalla en el capítulo 3 y el esquema general se muestra en la Figura 2.3.

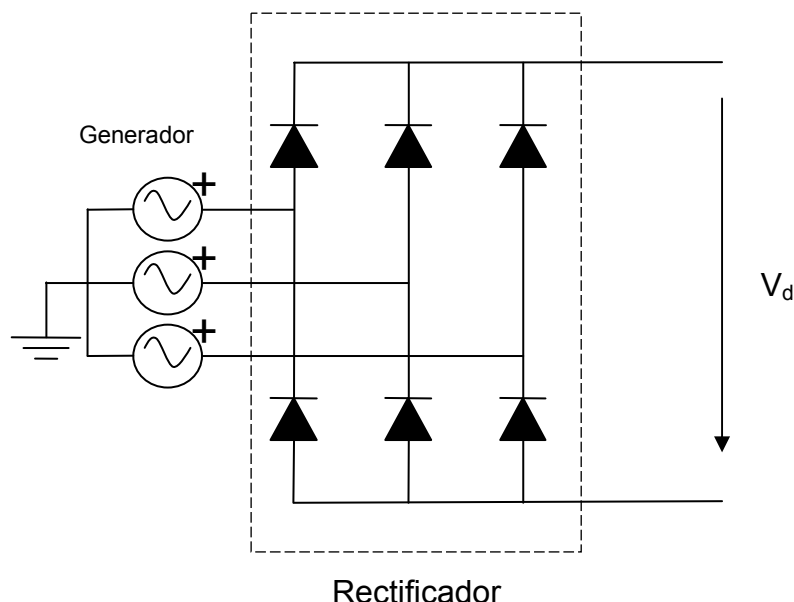


Figura 2.3 Esquema de un rectificador trifásico de doble onda.

2.1.2 Condensador electrolítico.

A continuación del bloque rectificador, citado en el apartado anterior, se localiza un filtro basado en un condensador, encargado de atenuar el rizado de la corriente.

Un condensador eléctrico es un dispositivo de dos terminales que consiste en dos cuerpos conductores separados por un material no conductor. Tal material no conductor se conoce como aislante o dieléctrico. A causa del dieléctrico, las cargas no pueden moverse de un cuerpo conductor al otro dentro del dispositivo. Por tanto, éstas pueden transportarse entre los cuerpos conductores vía sistema de circuitos externos conectados a los terminales del condensador.

Un condensador electrolítico de aluminio consiste en una hoja de metal de aluminio como cátodo, el papel electrolítico, el electrolito y una película de óxido de aluminio, que actúa como el dieléctrico sobre otra superficie de metal que es el ánodo.

Como se ha mencionado anteriormente, un condensador electrolítico de aluminio se construye usando dos tiras de hoja de metal de aluminio (el ánodo y el cátodo) con una capa de papel entre medias. Cuando se introduce una de las hojas de aluminio en un recipiente que contiene electrolito y se aplica tensión, esta hoja de aluminio se oxida formando una capa de alúmina, cuyo espesor depende de la tensión aplicada y del tiempo que esté la cinta en el tanque. La construcción de un condensador electrolítico de aluminio se muestra en la Figura 2.4.

Debido a que la película de óxido, que se forma en el cátodo, tiene propiedades rectificadoras, este tipo de condensador tiene polaridad. Si el ánodo también tuviese dicha película de óxido, los condensadores serían bipolares, es decir, que no tendrían polaridad.

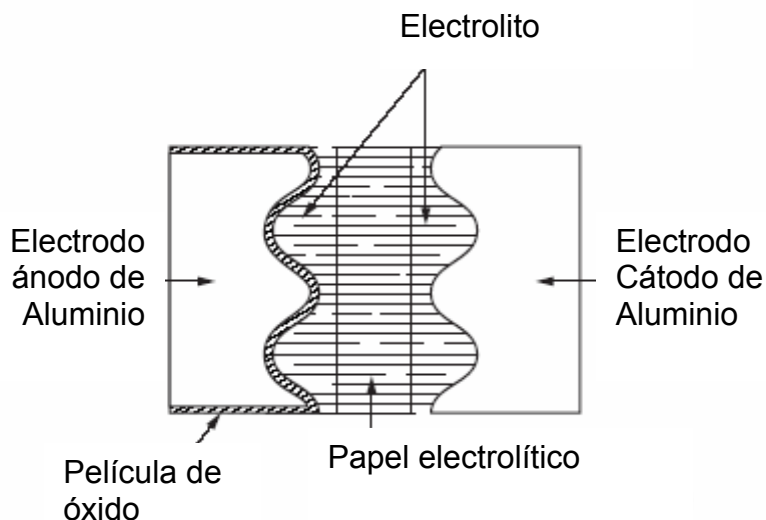


Figura 2.4 Construcción de un condensador electrolítico de aluminio.

2.1.2.1 Características de los condensadores electrolíticos.

Puesto que los condensadores electrolíticos están polarizados, deben conectarse al circuito con la polaridad de tensión apropiada. Si se usa la polaridad incorrecta, se reducirá el óxido y puede ocurrir una conducción abundante entre las placas, lo que implica su destrucción.

Los condensadores electrolíticos son los que tienen mayor capacidad nominal, por su mayor relación capacidad/volumen. Ello los hace atractivos a simple vista para las aplicaciones de filtrado tipo paso-bajo. No obstante, su ESR es elevada, del orden de $0,1\Omega$ e incluso 1Ω en los de aluminio, valor que aumenta con la frecuencia y al disminuir la temperatura. Su corriente de fugas aumenta si permanecen largo tiempo sin tensión aplicada. Debido a su gran tamaño, la inductancia de los condensadores de aluminio es elevada, lo que limita su utilización a frecuencias inferiores a 25 KHz. Se emplean principalmente en filtrado, desacoplamiento y acoplamiento a baja frecuencia. Ante la posible presencia de altas frecuencias, deben desacoplarse con un condensador de distinto tipo dispuesto en paralelo, que tenga un pequeño valor y una baja inductancia.

La conclusión más importante que se obtiene de este tipo de condensador, es que siempre tienen polaridad y la frecuencia de empleo se limita a los 10 kHz. Por estos motivos resultan apropiados para la estructura rectificador-inversor que se está tratando en el presente documento.

2.1.3 Inversor.

Una vez obtenida la tensión rectificada y filtrada del condensador el siguiente bloque es el correspondiente al inversor.

Un inversor es un circuito que convierte la corriente continua en corriente alterna, es decir, transfieren potencia desde una fuente de continua a una carga de alterna. Su representación simbólica se aprecia en la Figura 2.5.

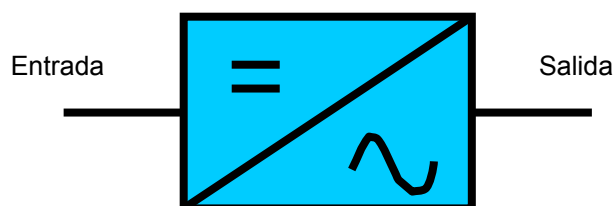


Figura 2.5 Representación simbólica de un inversor.

La aparición de los transistores de potencia y de los tiristores ha facilitado enormemente la solución de esta configuración, promoviendo la proliferación de diversos circuitos con muy buenas características que hubieran sido de difícil realización mediante las técnicas clásicas utilizadas en épocas anteriores, como pueden ser el uso de contactores, relés u otros equipos electromecánicos, o la solución más clásica, que consiste en acoplar un motor de corriente continua a un generador de corriente alterna.

Existen dos tipos de inversores:

- No autónomos, son aquellos rectificadores controlados funcionando en sentido inversor. Estos dispositivos tienen la característica, que para transformar la energía de corriente continua en alterna deben conectarse a una fuente alterna externa que impone la frecuencia de funcionamiento, por lo cual, también se les llama inversores controlados o guiados.
- Autónomos, su funcionamiento no requiere que estén conectados a ninguna fuente de corriente alterna exterior. La frecuencia, por tanto, es función de las características propias del sistema.

Los inversores tienen múltiples aplicaciones, entre las cuales se destacan los Sistemas de Alimentación Ininterrumpida (S.A.I.), que se emplean para la alimentación de ordenadores u otros equipos electrónicos que requieren una gran seguridad de funcionamiento además de una estabilidad de tensión y frecuencia. Los inversores son también utilizados en el control de motores de C.A., instalaciones de energía solar fotovoltaica tanto como inversores conectados a red como inversores autónomos en aquellos lugares donde la energía eléctrica de la red no llega, equipos móviles, etc.

En muchas ocasiones estos dispositivos se utilizan para aplicaciones, como los SAI's citados anteriormente, que exigen un contenido de armónicos muy pequeño, y una estabilidad de tensión y frecuencia de salida muy grande. La disminución de armónicos se logra con procedimientos adecuados de disparo, control y con la colocación de filtros especiales a la salida del inversor. En cuanto a la estabilidad, regulación y control de la tensión y de la frecuencia se logra mediante el funcionamiento en bucle cerrado, con lo que se obtiene un control en todo momento de la tensión y frecuencia de salida del inversor dependiendo de las diferentes cargas que se pueden conectar al mismo.

2.1.4 Disipador.

Al circular una corriente eléctrica por un semiconductor se producen pérdidas en forma de calor que elevan la temperatura del mismo. Para evitar que éste alcance temperaturas demasiado elevadas que puedan ocasionar su destrucción, se debe disponer de un camino de evacuación del calor hacia el exterior. Esta evacuación de calor se realiza por conducción a través de un radiador de calor, normalmente un perfil extrusionado de aluminio, el cual a su vez transmite el calor por convección y radiación hacia el ambiente u otro fluido refrigerante, como el agua o el aceite.

En el caso de la estructura rectificador-inversor se puede emplear o no el disipador del material que se desee, dependiendo sólo de la resistencia térmica que se introduzca en el correspondiente apartado del programa diseñado. De esta manera también se puede elegir entre circulación natural o forzada, dependiendo del valor que facilita el fabricante del radiador y del ventilador.

El dimensionado de este último bloque de la estructura inversor-rectificador se detalla en el capítulo 3 de este documento.

2.2 Estado de la técnica.

Debido al gran avance informático y al extendido uso de equipos electrónicos, la cantidad de programas para la selección rápida de componentes electrónicos que se pueden encontrar en el mercado es muy amplia, cada uno de ellos con sus ventajas e inconvenientes.

Una selección rápida de componentes se puede definir como el procedimiento, fácil y sencillo, a la hora de escoger entre la amplia gama de dichos componentes que existe en el mercado con tan sólo ir seleccionándolos de la base de datos del programa desarrollado, para poder comparar rápidamente cual se adecuaba mejor a las necesidades.

Normalmente son los propios fabricantes de los componentes electrónicos los encargados de diseñar este tipo de herramientas para facilitar la venta de sus productos, con lo que consiguen aportar un valor añadido a los mismos.

A continuación, se va a realizar el estudio de tres programas concretos, que han sido desarrollados por tres de los más importantes fabricantes de dispositivos semiconductores, como son Semikron, Eupec y Mitsubishi-Electric. Para dicho estudio se ha desarrollado un programa, mediante el cual, se compara que diferencias existen entre ellos, además de comparar los programas ya existentes con el desarrollado en este proyecto final de carrera y valorar las nuevas opciones introducidas con el fin de mejorar los programas comerciales.

Tanto Semikron como Eupec son fabricantes exclusivamente de semiconductores y de accesorios para los mismos, mientras que Mitsubishi-Electric, además de esta actividad, abarca otras áreas de negocio, como la automatización industrial y el aire acondicionado.

2.2.1 Semisel.

Este programa ha sido diseñado por el fabricante Semikron. Permite una selección de componentes de Semikron mediante un programa informático. Dicho programa determina las pérdidas en un inversor trifásico a partir de una serie de parámetros de entrada (ver Figura 2.6) y, en base a ellas, proporciona un listado de los componentes susceptibles de ser utilizados.

Los parámetros de entrada que hay que introducir son:

- V_{in} = tensión de entrada de corriente continua que se le aplica al inversor, V. Este parámetro es necesario para la selección de la tensión de bloqueo del transistor V_{CES}/V_{DSS} y del diodo de libre circulación.
- V_{out} = tensión de salida del inversor en valor eficaz, V.
- $\cos\phi$ = coseno de Phi ($\cos\phi$).
- P_{out} = potencia activa trifásica de salida del inversor, kW. En caso de introducir este dato, I_{out} se calculará automáticamente y viceversa.
- I_{out} = es la intensidad eficaz a la salida del inversor, A.
- f_{sw} = frecuencia de conmutación, kHz. Es fundamental introducir este dato para el cálculo de las pérdidas por conmutación.
- f_{out} = frecuencia de salida del inversor, Hz.

A parte de las condiciones nominales de trabajo que serían impuestas por los parámetros anteriormente descritos, el programa Semisel permite el mismo cálculo con unas condiciones de sobrecarga, para lo cual hay que introducir los siguientes datos:

- *Overload factor* = factor de sobrecarga. Con dicho factor es posible calcular una sobrecarga fija relacionada con la corriente/potencia nominal durante un tiempo especificado, por ejemplo un factor de sobrecarga de valor 1.5 implica una sobrecarga del 50 %. Las pérdidas durante el sobre la carga son calculadas usando métodos de hasta 40 iteraciones por pulso, donde se considera las temperaturas y las impedancias térmicas.
- *Duration* = tiempo que dura la sobrecarga, s.
- $f_{min\ out}$ = frecuencia mínima de salida, Hz. En un primer paso Semisel realiza el cálculo para las condiciones de funcionamiento introducidas por el usuario y obtiene un promedio de las pérdidas y de las temperaturas en la unión de los semiconductores. En frecuencias bajas ($f_{out} < 10\text{Hz}$) en un inversor PWM se tiene realmente un rizado notable en la temperatura de la unión alrededor de este valor medio. Este hecho debe considerarse como un cálculo adicional, ya que en los

inversores directos se asume que la duración del periodo es mucho más corta que la constante de tiempo térmica, en este caso no hay ningún rizado de temperatura con la frecuencia de salida.

- $V_{\min out}$ = tensión mínima de salida, V. Este valor se puede calcular mediante la Ecuación 2.1 que es una aproximación simple a la curva característica tensión-frecuencia de un *driver*.

$$V_{\min out} = V_{out} \left(0,1 + 0,9 * \frac{f_{\min out}}{f_{out}} \right)$$

Ecuación 2.1

Figura 2.6 Parámetros de entrada del programa Semisel para el cálculo de las pérdidas en un inversor trifásico.

La aplicación informática Semisel también permite el cálculo de las pérdidas de otras estructuras dentro de la electrónica de potencia, como son:

- Rectificadores AC-DC, tanto monofásicos como trifásicos.
- Convertidores de corriente alterna AC-AC, monofásico y trifásicos.
- Inversores, monofásicos y trifásicos.
- Convertidores de corriente continua DC-DC, tanto elevadores como reductores de tensión.

Como opción añadida al cálculo realizado por Semisel, también se permite la selección del *driver* necesario para disparar los IGBT's del inversor sometido a estudio.

2.2.1.1 Ventajas.

Como ventaja principal, la herramienta de simulación de Semikron (Semisel) se divide en cuatro grandes bloques, que se resumen en la Tabla 2.1 y se muestran en la Figura 2.7.

Dentro de la opción *Step by Step* se pueden calcular cuatro tipos básicos de circuitos, rectificador (AC-DC), inversor (DC-AC), convertidor de corriente continua (DC-DC) y convertidor de corriente alterna (AC-AC), como se muestra en la Figura 2.8.

“Step by Step design” herramienta en la que se permite el diseño paso a paso de cualquiera de los circuitos que incluye el programa.
“StackSel” es una herramienta en la cual a partir de la selección de circuito y el módulo de potencia que se desea estudiar, se obtiene un informe desarrollado por Semikron (<i>Semikron Solution Centres</i>).
“Device Proposal” este bloque permite una selección de los dispositivos más adecuados para las condiciones de operación y de temperatura del disipador introducidas por el usuario.
“DriverSel” herramienta que permite la selección de un <i>driver</i> adecuado para los IGBT’s, en el que se considera la posibilidad de modificar la frecuencia de conmutación, la corriente pico y media, así como la tensión aplicada al IGBT.

Tabla 2.1 Diferentes menús de diseño del Semisel.

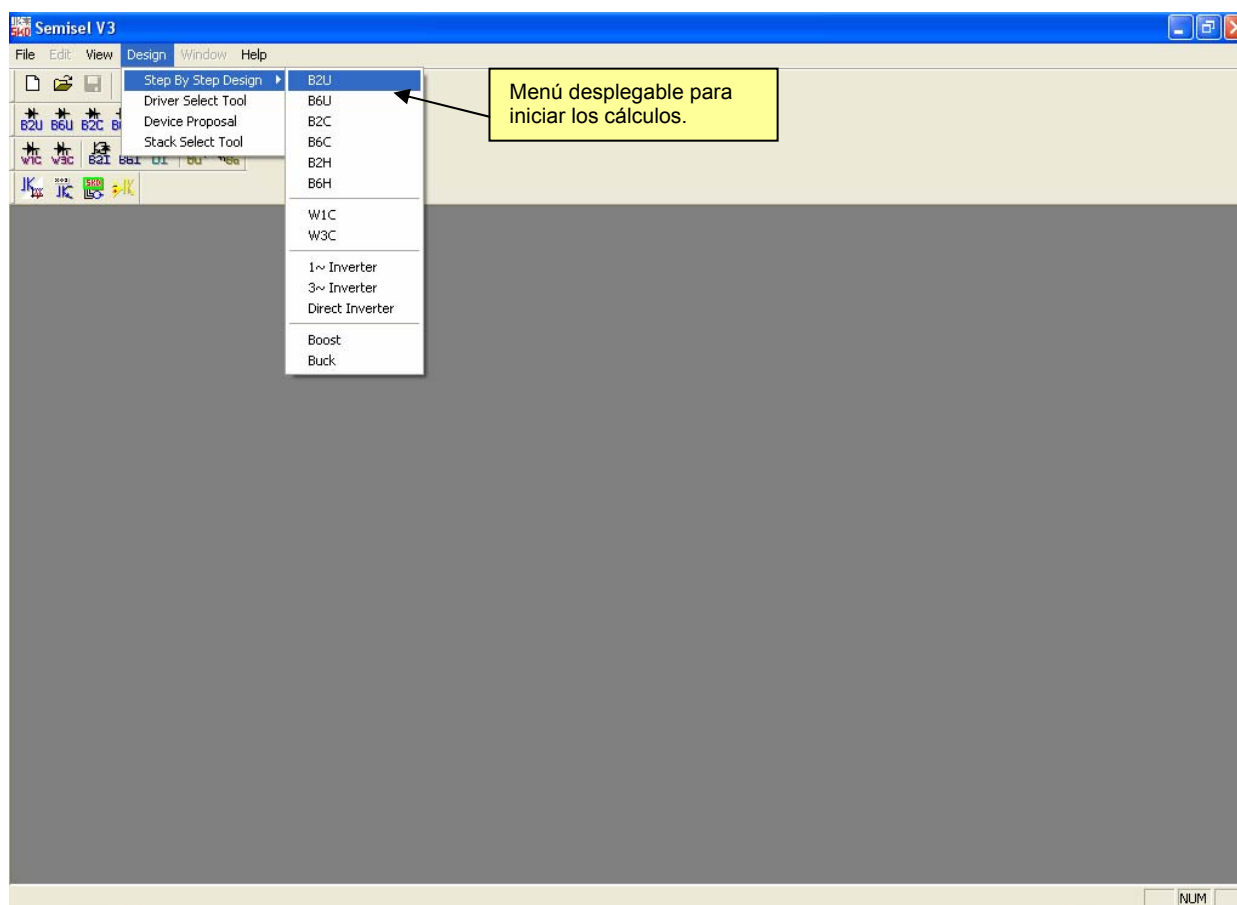


Figura 2.7 Diferentes menús de diseño del Semisel.

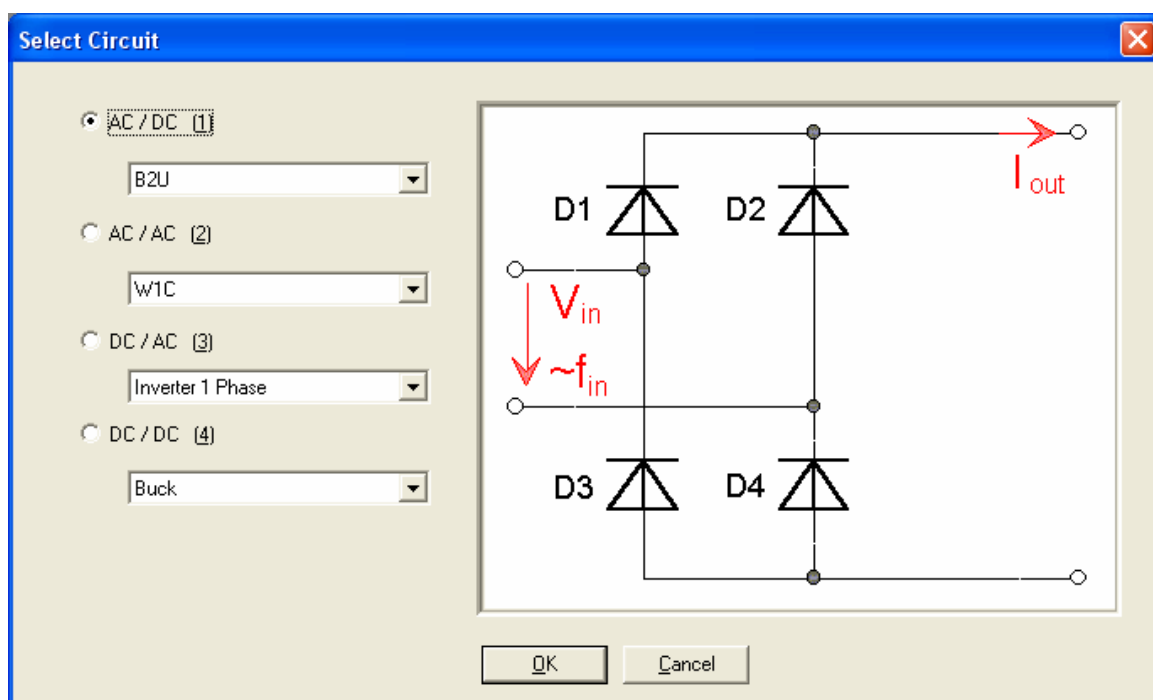


Figura 2.8 Menú de selección del esquema a utilizar de Semisel.

Dentro de esta opción del programa hay que:

- Especificar los parámetros del circuito (las frecuencias, las corrientes, las tensiones, ciclos de trabajo, etc.)
- Seleccionar uno de los semiconductores.
- Especificar las condiciones de refrigeración (disipadores, refrigeración natural o forzada, etc.)

Todos los datos de entrada introducidos por el usuario se verifican para comprobar si son correctos. Todos los productos del catálogo de SEMIKRON están incluidos en la base de datos incorporada.

Otra ventaja más, es que el programa muestra los resultados mediante la redacción de un informe con los parámetros aportados por el usuario, las temperaturas y las pérdidas estáticas, así como un despliegue gráfico del cálculo para los procesos dinámicos. Las comparaciones entre los diversos componentes y diferentes puntos de operación pueden hacerse rápidamente mediante la tarea "propiedades" del menú "edición". El parámetro introducido puede ser guardado y abierto por el usuario con el comando "**archivo**" del menú principal del programa.

Otro punto a favor del programa de SEMIKRON es la base de datos, que desde Internet se puede descargar la última actualización el programa Versión 3.xx. Actualmente la versión disponible es la V.3.1.1.3.

2.2.1.2 Limitaciones.

El principal inconveniente de Semisel radica en la imposibilidad de importar componentes de librerías de aplicaciones ajenas a Semikron, ya que al tratarse de un programa diseñado por dicho fabricante, sólo fomenta el uso de sus equipos y dispositivos.

Existen dos modos de uso:

- *On line*, que implica necesariamente un acceso a Internet.
- Instalación individual en cada ordenador en que se desee utilizar.

Por último, el idioma del interfaz programa-usuario que emplea Semikron es la lengua inglesa y no existe la posibilidad de la seleccionar otros idiomas.

2.2.2 Iposim.

El fabricante de componentes semiconductores EUPEC, ha desarrollado el programa Iposim. Dicha aplicación realiza un cálculo de las pérdidas en conducción de los IGBT's y los diodos de libre circulación en un inversor trifásico, suponiendo que cuando las cargas son inductivas las corrientes de salida son senoidales. Con esta herramienta es posible realizar la selección adecuada, para una aplicación en concreto, teniendo en cuenta sus pérdidas y parámetros de temperatura.

El programa esta estructurado mediante diferentes hojas dentro del libro de Excel, que se describen a continuación:

- *Auto. Selection* = selección automática de los módulos que mejor se adaptan a las condiciones que previamente han sido introducidas y que se expondrán más adelante.
- *Seleled module* = módulo seleccionado. En esta hoja se presenta a modo de resumen los datos introducidos, las pérdidas que se producen y la gráfica de la potencia media frente a la corriente eficaz por cada rama de IGBT's.
- *Temperature distribution* = distribución de temperaturas a lo largo del IGBT y del diodo. En la cual se puede introducir la resistencia térmica de un disipador y la temperatura ambiente.
- *Temperature ripple* = rizado de la temperatura. Donde se puede calcular el rizado que sufre la temperatura de la unión debido a las frecuencias de conmutación bajas.
- *Loss distribution* = distribución de las pérdidas generadas, por medio de un nuevo resumen y gráfica de la potencia media y la corriente eficaz por cada rama de IGBT's.
- *Results* = resultados, en la que se encuentra una tabla con todos los resultados, tanto para las pérdidas como para las temperaturas.
- *Values* = valores, es la base de datos de esta aplicación informática.
- *Load cycle calculation* = cálculo para un ciclo de carga en concreto.
- *Load cycle diagrams* = donde se muestran los diagramas correspondientes al ciclo de carga definido en el apartado anterior.

Los parámetros que se han de introducir para comenzar la simulación son:

- *DC link voltaje* V_{dc} = tensión de corriente continua a la que se va a conectar el inversor, V.
- *RMS current* I_{rms} = intensidad eficaz a la salida del inversor, A.
- *Frecuency* f_o = frecuencia de salida del inversor, Hz.
- *Swiching frequency* f_s = frecuencia de conmutación, Hz.
- *Max. Juntion temperature* = temperatura máxima de la unión, °C.
- *Case temperature* T_c = temperatura del encapsulado, °C.
- *Modulation factor* m = factor de modulación.
- *Cosφ* = coseno de phi.

Dentro de los apartados en los que se muestran los resultados del cálculo, los valores de las pérdidas y de las temperaturas que alcanzan las diferentes partes que forman los semiconductores, que se muestran al usuario mediante valores numéricos y gráficamente.

Dichos resultados son:

- *Selected voltage class* = clase de tensión seleccionada, V.
- *Static IGBT losses* = pérdidas estáticas o por conducción en un IGBT, W.
- *Dynamic IGBT losses* = pérdidas dinámicas o por conmutación en un IGBT, W.
- *Static diode losses* = pérdidas estáticas o por conducción en un diodo, W.
- *Dynamic IGBT losses* = pérdidas dinámicas o por conmutación en un diodo, W.

Como se ha comentado anteriormente estos resultados son mostrados a través de una gráfica como la de la Figura 2.9.

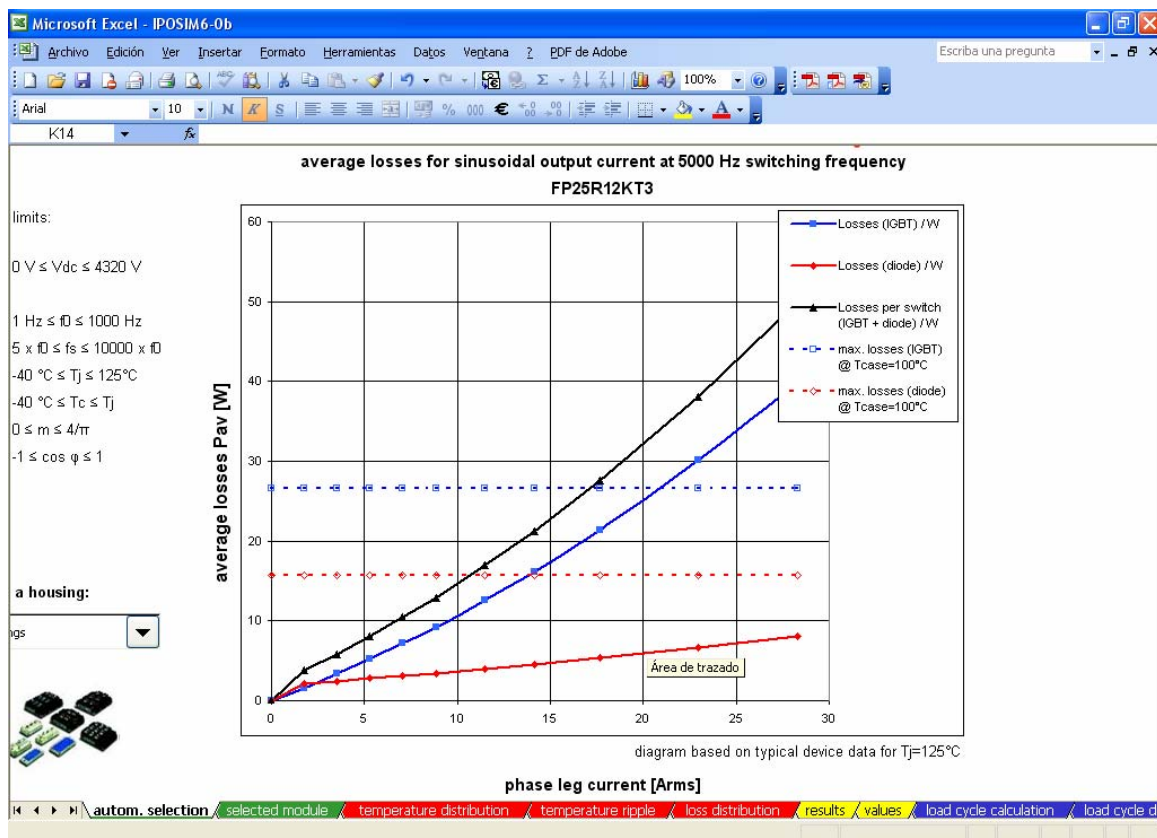


Figura 2.9 Detalle de la gráfica potencia media frente a la intensidad eficaz por rama de IGBT mostrada por el programa Iposim.

2.2.2.1 Ventajas.

Este programa es gratuito y se puede descargar de Internet para obtener la última versión de IPOSIM, de la página www.eupec.com

Una ventaja añadida a este programa, es que está realizado bajo una hoja de Excel, como se puede apreciar en la Figura 2.10, y por lo tanto no tiene que ser instalado en el ordenador en el que se va a usar. La programación en Excel permite un doble objetivo, en primer lugar se garantiza su correcto funcionamiento en los equipos en los que se utilice, y en segundo lugar, la mayoría de los usuarios pueden estar familiarizados con el manejo de hojas de Excel, ya que este programa es de uso generalizado.

Además el programa Iposim comprueba que los valores introducidos por el usuario están dentro unos límites aplicables. Los parámetros que realmente usa para la simulación también se muestran por pantalla, aunque sólo si no coinciden con los introducidos.

Otra ventaja de la aplicación informática Iposim es que mediante gráficas muestra al usuario las variaciones que se producen en los cálculos de las pérdidas y la distribución de temperaturas en los semiconductores, modificando las variables de entrada anteriormente descritas.

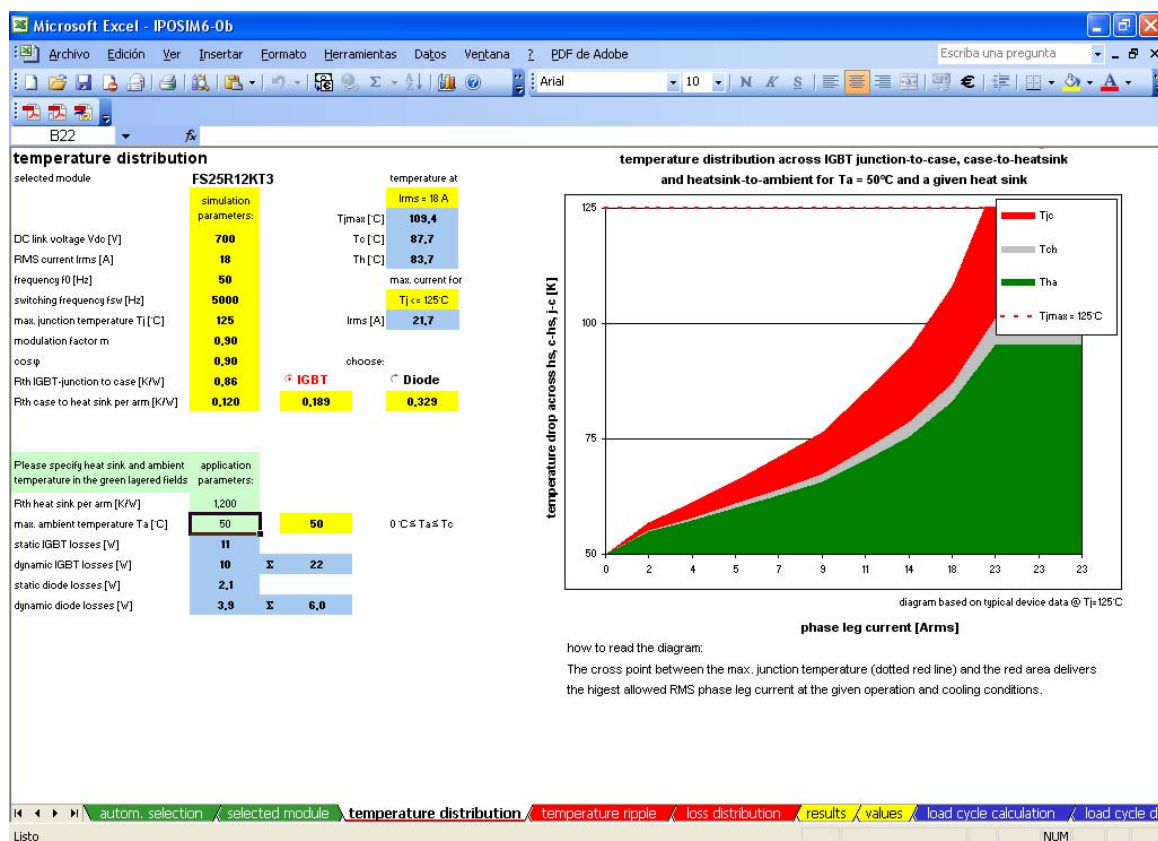


Figura 2.10 Menú principal del programa Iposim basado en Excel.

2.2.2.2 Limitaciones.

Sólo se pueden emplear módulos que pertenezcan a Eupec, sin embargo, en la base de datos hay cinco filas que están desbloqueadas y en las cuales se pueden añadir nuevos módulos, aunque en ocasiones no reconoce los valores nuevos introducidos, estas filas están representadas en la Figura 2.11.

Los cálculos que realiza dicho programa están basados en aproximaciones lineales y sólo se puede emplear para inversores PWM con salida sinusoidal, este hecho implica una gran limitación frente a la aplicación desarrollada por Semikron.

Este programa solamente permite el cálculo de pérdidas de módulos monofásicos y trifásicos de IGBT's para aplicaciones de inversores trifásicos PWM.

El programa realizado bajo Excel tiene macros y en la mayoría de los casos los antivirus instalados en los ordenadores las desactivan porque pueden contener virus, por lo que mayoría de sus opciones quedan deshabilitadas.

Por último, el programa Iposim sólo tiene la opción del interfaz programa-usuario en lengua inglesa y no está permitido la selección de otros idiomas.

Microsoft Excel - IPOSIM6-0b

Archivo Edición Ver Insertar Formato Herramientas Datos Ventana ? PDF de Adobe

B273

1 IGBT Power Simulation for eupec IGBT modules V6.0b October 2 IGBT parameters

2 module selection for 3-phase inverter applications

No.	IGBT module	housing type	R _{ce} [Ω]	V _{DC} [V]	I _{nom} [A]	R _{thjc} [K/W]	V _{ce @ I_c} [V]	25°C, typ. E _{tot1} [mW/s/A]	25°C, typ. E _{tot1} [mW/s/A]	25°C, typ. V _{tot2} [V]	25°C, typ. R _{ce2} [Ω]	125°C, typ. V _{tot1} [V]	125°C, typ. R _{ce1} [Ω]
284	280 FZ1200R17KE3	IHV140130	1,2 / 1,5	900	1200	0,017	2,4	0,458	0,646	1,10	0,0008	1,00	0,0012
285	281 FZ1200R17KE3	IHM140130dual	1,2 / 1,5	900	1200	0,021	2,4	0,458	0,646	1,10	0,0008	1,00	0,0012
286	282 FZ1200R17KE3_B2	IHM140130dual	1,2 / 1,5	900	1200	0,019	2,4	0,454	0,653	1,10	0,0008	1,00	0,0012
287	283 FZ1200R17KF6C_B2	IHV140130	1,2	900	1200	0,013	3,1		0,675	1,50	0,001	1,50	0,001
288	284 FZ1200R16KF4	IHM140130	1,8	900	1200	0,016	4,6		0,650	1,90	0,001	2,10	0,002
289	285 FZ1200R17KE3_B2	IHV140130	0,9 / 1,1	900	1600	0,012	2,4	0,447	0,653	1,10	0,0008	1,00	0,0009
290	286 FZ1200R17KE3	IHV140130	0,9 / 1,1	900	1600	0,014	2,4	0,453	0,641	1,10	0,0008	1,00	0,0009
291	287 FZ1200R17KF6C_B2	IHM140130	0,9	900	1600	0,010	3,1		0,688	1,50	0,001	1,50	0,001
292	288 FZ1200R17KF6C_B2	IHM140130	0,8 / 1,0	900	1800	0,010	2,4	0,444	0,650	1,10	0,0005	1,00	0,0008
293	289 FZ1200R17KF6C_B2	IHV140190	0,82	900	1800	0,009	3,1		0,719	1,50	0,001	1,50	0,001
294	290 FZ1200R16KF4	IHV140190	1,2	900	1800	0,011	4,6		0,667	1,90	0,001	2,10	0,001
295	291 FZ2400R17KE3_B2	IHV140190	0,6 / 0,8	900	2400	0,008	2,4	0,438	0,638	1,10	0,0004	1,00	0,0006
296	292 FZ2400R17KE3	IHV140130	0,6 / 0,8	900	2400	0,010	2,4	0,446	0,625	1,10	0,0004	1,00	0,0006
297	293 FZ2400R17KE3_B2	IHV140190	0,6 / 0,8	900	2400	0,009	2,4	0,438	0,638	1,10	0,0004	2,00	0,0006
298	294 FZ2400R17KF6C_B2	IHV140190	0,6	900	2400	0,007	3,1		0,754	1,50	0,000	1,50	0,001
299	295 FZ3600R17KE3	IHV140190	0,4 / 0,5	900	3600	0,007	2,4	0,429	0,610	1,10	0,0003	1,00	0,0004
300	296 FZ200R33KF2C	IHV140173	5,6 / 7,5 / 33 nF	1800	200	0,057	4,3	2,250	3,100	1,80	0,008	2,00	0,011
301	297 FF400R33KF2C	IHV140130dual	2,7 / 3,6 / 68nF	1800	400	0,026	4,3	2,250	3,100	1,80	0,004	2,00	0,006
302	298 FZ400R33KL2C_B5	IHV6.5kV140T3	6,2/13/100 nF	1800	400	0,026	3,7	3,350	4,500	1,80	0,0030	1,70	0,005
303	299 FZ800R33KF2C	IHV140130	1,4 / 1,8 / 150 nF	1800	800	0,013	4,3	2,250	3,063	1,80	0,002	2,00	0,003
304	300 FZ800R33KL2C_B5	IHV6.5kV140T3	3/6,8/220 nF	1800	800	0,013	3,7	3,250	4,375	1,80	0,0015	1,70	0,002
305	301 FZ800R33KL2C	IHV140130	2,7/6,8/220 nF	1800	800	0,013	3,7	3,250	4,375	1,80	0,0015	1,70	0,002
306	302 FZ1200R33KF2C	IHV140190	31 / 1,2 / 220 nF	1800	1200	0,009	4,3	2,250	3,125	1,80	0,001	2,00	0,002
307	303 FZ1200R33KL2C_B5	IHV6.5kV140T3	2/4,7/330 nF	1800	1200	0,009	3,7	3,167	4,208	1,80	0,0010	1,70	0,002
308	304 FZ1200R33KL2C	IHV140190	1,8/4,7/330 nF	1800	1200	0,009	3,7	3,000	4,208	1,80	0,001	1,70	0,002
309	305 FZ200R69KF1	IHV6.5kV140T3	13/75/22nF	3600	200	0,033	5,3	12,250	15,500	2,30	0,009	2,80	0,013
310	306 FZ400R69KF1	IHV6.5kV140T3	6,2/38/44nF	3600	400	0,017	5,3	12,000	15,750	2,30	0,005	2,80	0,006
311	307 FZ800R69KF1	IHV6.5kV140T3	4,3/25/68nF	3600	800	0,011	5,3	12,167	15,667	2,30	0,003	2,80	0,004
312	308												
313	309												
314	310												
315	311												
316	312												
317													
318													
319													
320													

aut. selection / selected module

ripple / loss distribution / results / values / load cycle calculation / load cycle di.

NUM

Espacios en blanco para introducir nuevos módulos.

Figura 2.11 Base de datos del programa Iposim.

2.2.3 Melcosim.

Melcosim es un software desarrollado por Mitsubishi-Electric para realizar una selección rápida de módulos formados por IGBT's de dicho fabricante, en el que tras seleccionar el módulo que se va a utilizar en el inversor trifásico e introducir unos parámetros sencillos, se obtiene rápidamente los resultados, permitiendo representarlos gráficamente.

Los parámetros a introducir son:

- I_o = intensidad de salida del inversor, A. Se puede elegir entre el valor eficaz o el valor de pico de la misma.
- V_{CC} = tensión de corriente continua a la que se conecta el inversor, V.
- F_c = frecuencia de conmutación, kHz.
- $R_{g(on)}$ = resistencia de puerta al encendido.
- $R_{g(off)}$ = resistencia de puerta al apagado.
- PF = factor de potencia.
- *Modulation ratio* = índice de modulación.
- T_f = temperatura justo debajo del IGBT, °C.

2.2.3.1 Ventajas.

El programa de Mitsubishi-Electric es muy sencillo de utilizar. En la misma ventana se localizan los datos de entrada y los resultados de la simulación realizada, como se aprecia en la Figura 2.12.

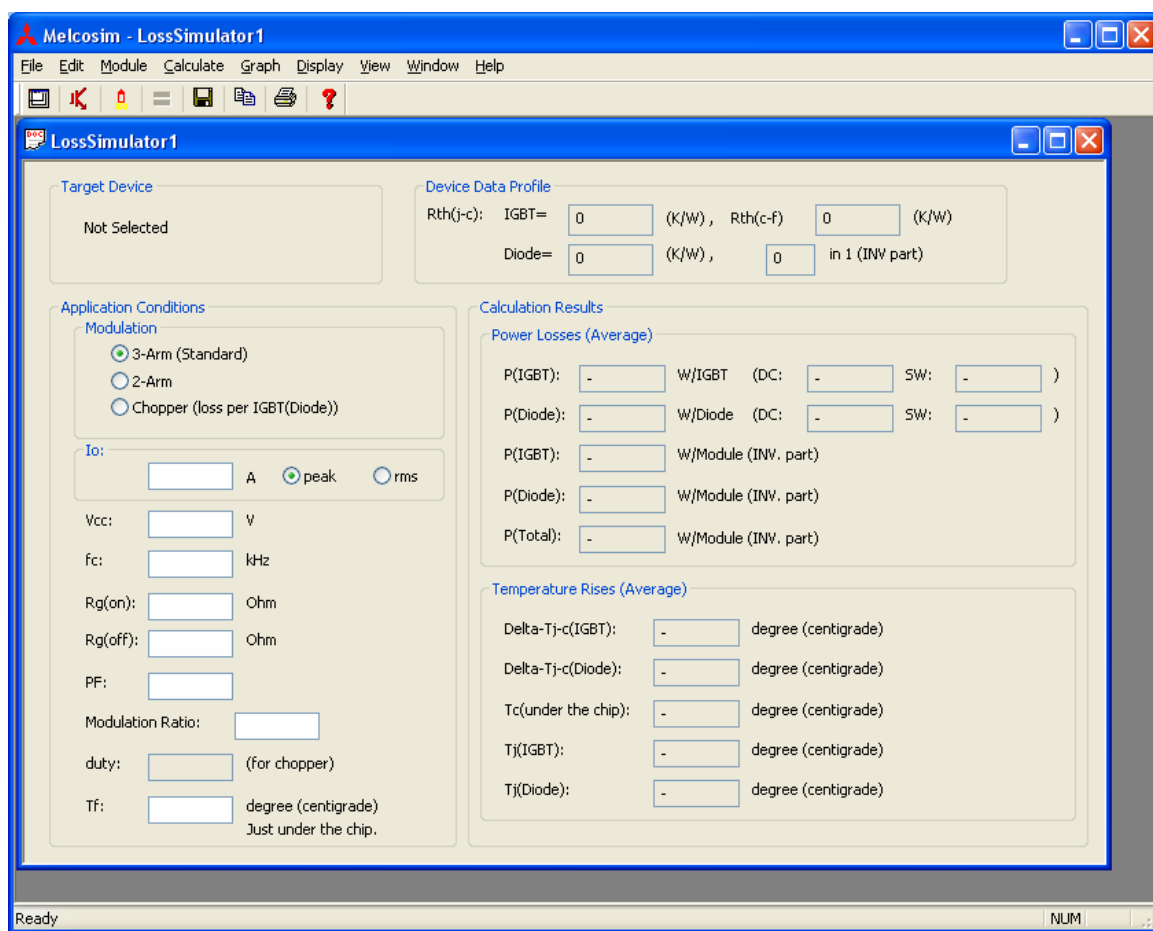


Figura 2.12 Pantalla principal de trabajo del programa Melcosim.

Es un programa de descarga gratuito desde Internet, aunque requiere registrarse previamente para poder conseguirlo.

2.2.3.2 Limitaciones.

En Melcosim no se pueden usar otros componentes que no sean los comercializados por Mitsubishi-Electric, además no existe la posibilidad de introducir nuevos componentes.

A pesar de ser un programa de descarga gratuita, el programa caduca a los 230 días desde su instalación, como se puede apreciar en la Figura 2.13. Como ya se ha comentado, para realizar la descarga del mismo hay que registrarse, lo que supone un inconveniente para algunos usuarios.

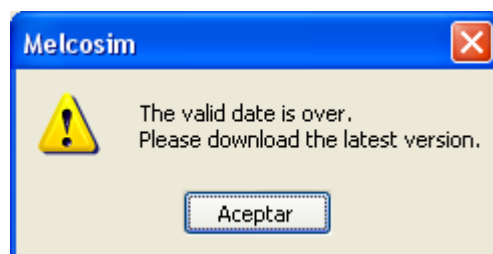


Figura 2.13 Error mostrado cuando se caduca la versión de prueba.

En este programa sólo es posible el cálculo para aplicaciones de inversores trifásicos PWM, además no permite la introducción del disipador en caso de querer tenerlo en cuenta.

También el programa Melcosim debe ser instalado en los ordenadores que deseen utilizarlo, lo cual para una empresa en la que algunos de ellos tengan privilegios o estén controlados por un administrador, no podrá instalarse.

Otro inconveniente que presenta el programa es que el idioma del interfaz programa-usuario está en inglés y no se permite la selección de otros idiomas.

2.2.4 Conclusiones.

Después de realizar el estudio de los programas existentes en el mercado, se obtiene que expresiones emplean en el cálculo de las pérdidas cada uno de ellos en este tipo de inversores. Estas expresiones serán las que se desarrollen a lo largo del presente proyecto.

Ninguno de los programas estudiados contempla la posibilidad de hacer el cálculo completo de la estructura rectificador inversor, ya que sólo existe la posibilidad de calcular las pérdidas en el inversor, como es el caso de las aplicaciones Iposim y Melcosim, o sólo se puede hacer por separado como realiza Semisel.

No existe ningún programa en el mercado en el que se pueda emplear cualquier tipo de componentes electrónicos para el cálculo de las pérdidas que se producen en el inversor y en el rectificador, ya que en los tres estudiados, sólo se pueden calcular dichas pérdidas empleando los componentes fabricados por el propio programador de la aplicación.

Además ninguno de los programas estudiados contempla la posibilidad del cálculo del condensador de filtro que limita el rizado de la tensión en el bus de continua.

El programa Melcosim, se descarta del proyecto por falta de interés para el estudio debido a sus escasas opciones a la hora de calcular las pérdidas y las temperaturas en el semiconductor. La Tabla 2.2 resume las características descritas de cada uno de los programas analizados.

Programa	Rectificador		Filtro por condensador	Inversor		Disipador
	Monofásico	Trifásico		Monofásico	Trifásico	
Semisel	▲	▲	▼	▲	▲	▲
Iposim	▼	▼	▼	▼	▲	▲
Melcosim	▼	▼	▼	▼	▼	▼
Desarrollado	▼	▲	▲	▼	▲	▲

Tabla 2.2 Resumen de las principales ventajas e inconvenientes de cada aplicación estudiada.

2.3 Solución propuesta.

La solución propuesta en este proyecto final de carrera, con objeto de facilitar una selección rápida y sencilla de los componentes necesarios en el diseño de un inversor trifásico, consiste en programar una hoja de cálculo de Excel. En dicha hoja se va a realizar un estudio de dichos componentes, comparando entre los componentes introducidos, mediante la posibilidad de escoger diferentes equipos de varios fabricantes y establecer las comparaciones necesarias, que permitan al usuario escoger el más idóneo para su aplicación.

La hoja de cálculo desarrollada, calcula las pérdidas producidas en un módulo trifásico de seis IGBT's, así como el desglose de temperatura a lo largo de las diferentes partes del semiconductor. Del mismo modo, se programa el cálculo de las pérdidas producidas en un rectificador trifásico de doble onda, compuesto por seis diodos, en el cual también se representa la distribución de temperaturas. Este cálculo constituye la principal ventaja frente a la aplicación Iposim desarrollada por Eupec. A continuación, se incluye un apartado en el cual, a partir del rizado máximo de tensión introducido por el usuario en el bus de continua y de la potencia del inversor a diseñar, el programa calcula el condensador necesario. Este cálculo tampoco lo incluye ninguna de las aplicaciones comerciales estudiadas. Por último, el programa indica qué

disipador es necesario implementar en el inversor, para que funcione correctamente el sistema completo.

Todos estos cálculos se pueden realizar de forma individual, por si sólo se quiere calcular una de las etapas, o en conjunto, en el caso de que la estructura de la aplicación sea un rectificador-inversor trifásico, copiando los valores obtenidos en las casillas marcadas para tal efecto.

Los cálculos descritos serán validados haciendo un estudio comparativo con las aplicaciones comerciales escogidas. El cálculo del condensador se valida mediante la simulación del circuito en el programa Psim, con objeto de comprobar que los cálculos se han realizado correctamente.

Mediante el diseño de este libro de Excel, se hará un estudio exhaustivo de las expresiones necesarias para llevar acabo dichos cálculos, con lo que se obtiene un amplio conocimiento sobre dichas configuraciones.

Este programa permitirá al usuario introducir nuevos componentes, mediante una base de datos abierta y fácil de utilizar. Con lo cual se consigue que el programa este siempre actualizado, utilizando las hojas de características de los fabricantes, que pueden variar de unos años a otros.

Además se realizará un estudio comparativo por separado de los dos programas existentes en el mercado que han sido elegidos en el presente proyecto, en el cual se comprueba que los fabricantes de dichos programas han realizado unos cálculos correctos y coherentes con las notas de aplicación que suministran.

Posteriormente se compara Semisel con Iposim y se estudian las diferentes formas de calcular las pérdidas empleados por ambos programas.

3. Fundamentos teóricos del dimensionado de componentes.

3 Fundamentos teóricos del dimensionado de componentes.

Una vez se han descrito las principales aplicaciones que existen en el mercado, se va describir en detalle cómo se ha desarrollado el programa que se ha elaborado en el presente proyecto de final de carrera.

En el presente capítulo se explica como se desarrollan todas las estructuras que se utilizan a lo largo del programa, así como todos los cálculos necesarios para realizar dicha aplicación y el estudio comparativo.

En este estudio se realizará un análisis teórico de los cálculos para cada uno de los módulos de la estructura rectificador-inversor. Se comienza con el rectificador, posteriormente el cálculo del condensador seguido del inversor, y para terminar los cálculos necesarios para el disipador o radiador.

3.1 Puente rectificador.

Un rectificador es un circuito electrónico cuya misión es la de convertir la tensión alterna, cuyo valor medio es nulo, en otra tensión unidireccional de valor medio no nulo, llamada tensión continua. A la hora de llevar a cabo la rectificación, se han de utilizar elementos electrónicos que permitan el paso de la corriente en un solo sentido, permaneciendo bloqueados cuando se le aplique una tensión de polaridad inversa. Para ello, uno de los componentes más utilizados es el diodo semiconductor.

3.1.1 Rectificador trifásico de media onda.

Este tipo de rectificador, cuya construcción resulta muy barata, ya que solamente utiliza tres diodos, se puede usar para alimentar pequeños aparatos o circuitos de corriente continua, desde una línea trifásica de corriente alterna, siempre y cuando no represente un gran problema el rizado de la corriente rectificada que está formada por tres impulsos por cada periodo de la corriente alterna aplicada. Este tipo de rectificador está representado en la Figura 3.1.

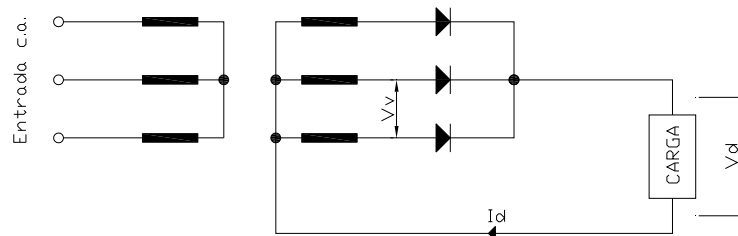


Figura 3.1 Rectificador trifásico de media onda.

Los diodos tienen sus cátodos conectados a un punto común, para que en cualquier instante de tiempo el diodo con la mayor tensión aplicada, sea el que conduzca, mientras los otros dos permanecen polarizados inversamente.

El transformador de alimentación debe tener punto neutro en su secundario, por lo cual se utilizarán siempre secundarios en estrella o en zig-zag. Además, debe ser capaz de soportar la corriente rectificada I_d , cuyo valor es aproximadamente un 70% mayor que el de la corriente alterna del secundario del transformador, es decir, $I_d = 1,7 I_v$. Con carga óhmica la tensión rectificada de salida V_d es aproximadamente el 60% de la tensión alterna eficaz V_v , aplicada a los diodos.

3.1.2 Rectificador trifásico de doble onda (puente trifásico)

El rectificador de media onda, explicado en el apartado anterior, se emplea poco cuando se quiere conseguir una tensión de salida lo más continua posible. Por este motivo, se añaden tres diodos más, con lo cual se consigue un rectificador trifásico de doble onda, que se estudia en el presente apartado, cuya corriente rectificada tiene un rizado mucho menor. Por este motivo esta topología ha sido la utilizada en el diseño del programa.

Este tipo de rectificador, para corrientes trifásicas cuyo esquema se observa en la Figura 3.2 es el más utilizado actualmente, para circuitos de media y gran potencia.

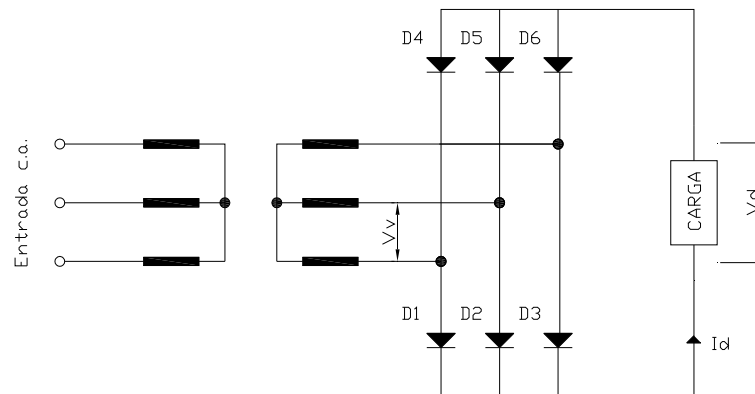


Figura 3.2 Circuito de un rectificador trifásico de doble onda con transformador.

Con este tipo de rectificador trifásico el aprovechamiento del transformador es excelente, el rizado muy pequeño y la intensidad rectificada obtenida I_d es un 20% superior a la corriente suministrada por el transformador I_v .

En este tipo de rectificadores también hay que tener muy en cuenta, cuando se elige o diseña el transformador de alimentación, que la tensión rectificada V_d es un 20% superior a la tensión alterna del secundario del transformador V_v .

El funcionamiento es muy sencillo y está marcado por flechas en la Figura 3.3. Cuando una fase de alterna alcanza su valor máximo, en la semionda positiva, como en el caso de la fase inferior del dibujo, la tensión en el ánodo de su diodo de salida es positiva con respecto a los ánodos de los otros diodos (diodo **D1** en este caso), y la corriente fluye a través de **D1**, carga y **D5**, y de igual forma fluye la corriente cuando las otras fases alcanzan sus valores máximos positivos.

De esta forma todos los semiciclos de las tres fases, tanto positivos como negativos, circulan por la carga en la misma dirección, en forma de una corriente rectificada, sin apenas ondulación, lo más parecida a una corriente continua pura. Por tal motivo este tipo de rectificador de diodos de silicio es el más empleado en rectificadores de media y gran potencia y el elegido en el presente proyecto.

Este tipo de circuitos se puede estudiar dividiéndolo en dos partes:

Rectificador tipo P: Será la parte de circuito compuesta por los diodos D1, D2, D3, y que tiene un comportamiento igual a un rectificador trifásico de media onda. En cualquier instante permitirá conectar a la carga la más alta de las tensiones trifásicas.

Rectificador tipo N: Está compuesto por los diodos D4, D5, D6, y en cualquier instante permitirá conectar a la carga con el más bajo de las tres tensiones de alimentación.

Con la unión de ambas partes conseguimos que durante todo el tiempo se conecte la más alta de las tres tensiones a uno de los terminales de la carga y al otro terminal de la carga se conecta la más baja de dichas tensiones.

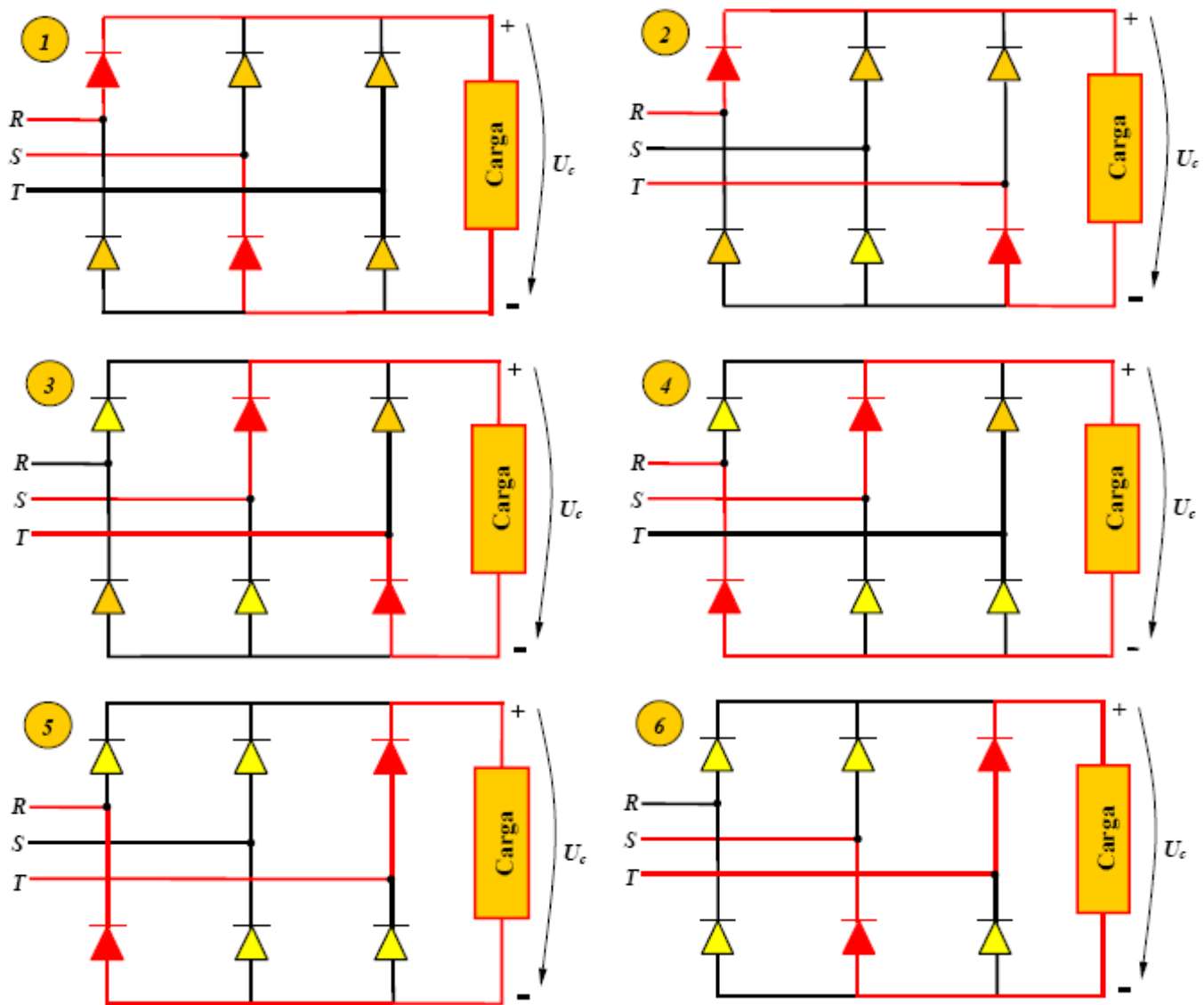


Figura 3.3 Estado de conducción de los diodos de un rectificador trifásico de onda completa.

En la Figura 3.4 se observa cómo la parte superior de la forma de onda es la del grupo tipo P, y la inferior la del tipo N. Así, la tensión en la carga puede considerarse como la suma de las tensiones de dos rectificadores de media onda trifásicos, con relación al neutro “n”.

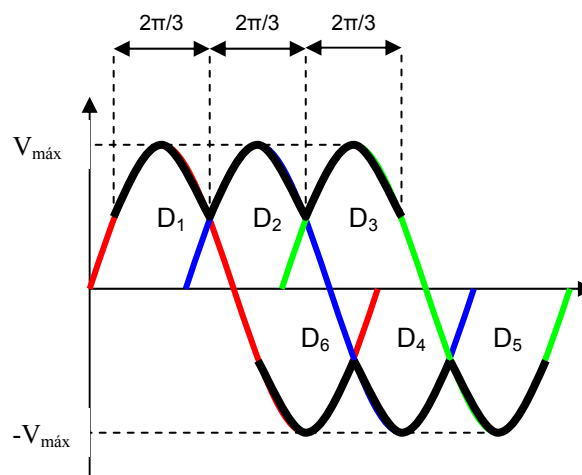


Figura 3.4 Formas de onda del puente rectificador trifásico formado por seis diodos.

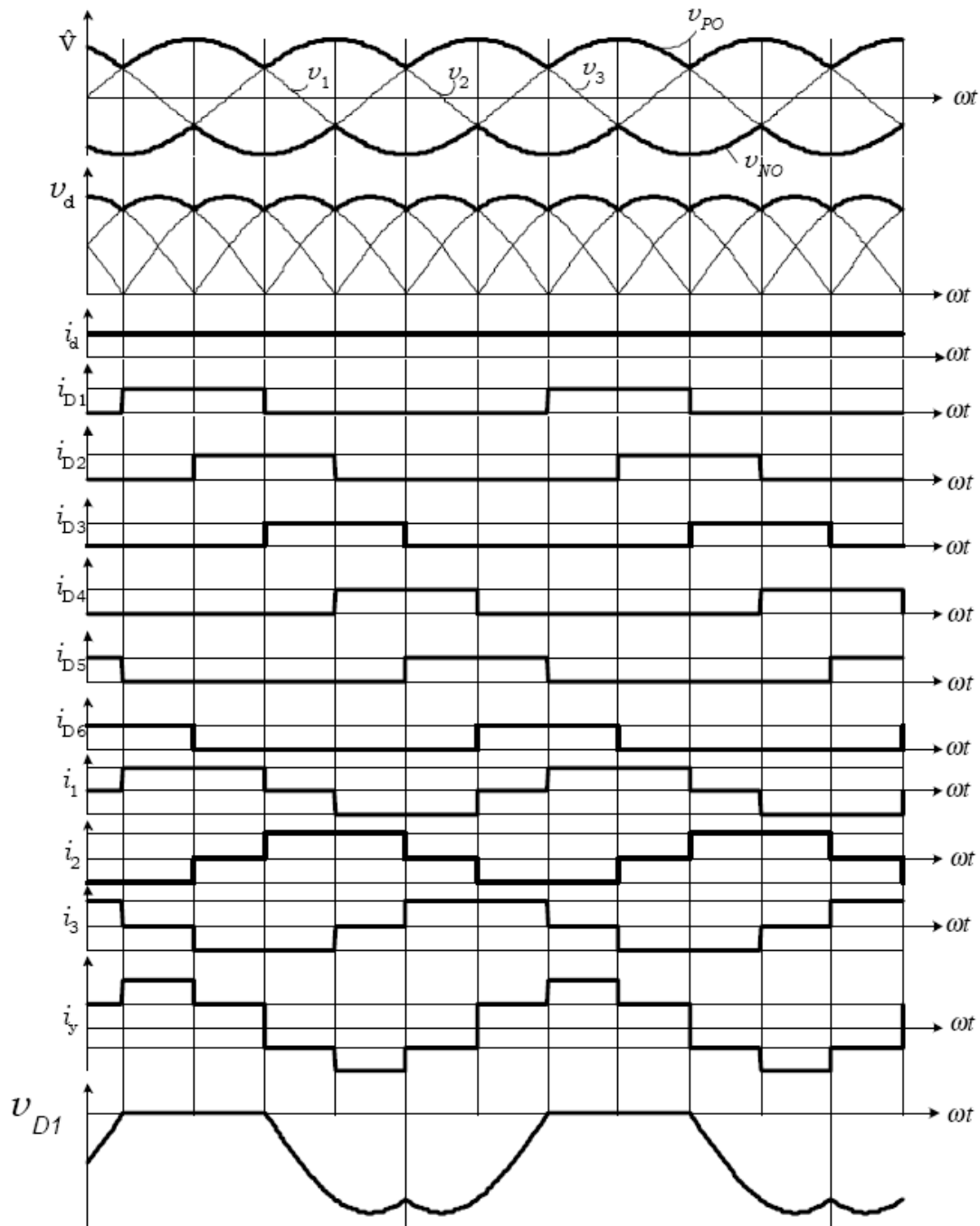


Figura 3.5 Formas de onda de la intensidad y la tensión a la salida del rectificador.

En la tensión de la carga se observan seis pulsos con una duración de $\pi/3$, véase la Figura 3.5, provocando en cada periodo una secuencia de conducción de los diodos tal que: D_3D_5 ; D_5D_1 ; D_1D_6 ; D_6D_2 ; D_2D_4 ; D_4D_3 . La secuencia de conducción se corresponde con los seis tensiones senoidales por ciclo, y cuya diferencia de tensiones esta mostrada en la ecuación 3.1.

$$V_{cn}-V_{bn}; V_{an}-V_{bn}; V_{an}-V_{cn}; V_{bn}-V_{cn}; V_{bn}-V_{an}; V_{cn}-V_{an} \quad 3.1$$

$$\text{Donde la tensión máxima será } \sqrt{3} V_{\max} \quad 3.2$$

Tensión media en la carga: Se puede calcular obteniendo la tensión media que entrega cada rectificador de media onda (tipo P y tipo N) que compone el puente, esta tensión se representa en la ecuación 3.3.

$$V_{dc} = 2 \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} V_{max} \cdot \cos(\omega t) d\omega t = 1,654 V_{max} \quad 3.3$$

Donde:

V_{dc} es la tensión media en la carga del rectificador, V.

V_{max} es la tensión máxima en el rectificador, V.

Se puede también considerar como un rectificador hexafásico de media onda, cuya tensión es la de fase-fase mostrada en la ecuación 3.4.

$$V_{dc} = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{3} V_{max} \cos(\omega t) d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{max} = 1,654 V_{max} \quad 3.4$$

Donde:

V_{dc} es la tensión media en la carga del rectificador, V.

V_{max} es la tensión máxima en el rectificador, V.

Y se puede expresar la tensión media de salida del rectificador en función de la tensión de línea de entrada, como se muestra en la ecuación 3.5.

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{F(max)} = \frac{3}{\pi} V_{L(max)} \quad 3.5$$

Donde:

V_{dc} es la tensión media en la carga del rectificador, V.

$V_{F(max)}$ es la tensión de fase máxima de la entrada del rectificador, V.

$V_{L(max)}$ es la tensión de línea máxima de la entrada del rectificador, V.

Tensión eficaz en la carga se calcula mediante la ecuación 3.6.

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} 3(V_{max})^2 \cdot (\cos\omega t)^2 d\omega t} = \left(\sqrt{\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi}} \right) V_{max} = 1,6554 V_{max} \quad 3.6$$

Donde:

V_{rms} es la tensión eficaz en la carga del rectificador, V.

V_{max} es la tensión máxima de la entrada del rectificador, V.

La corriente de pico en los diodos se muestra en la ecuación 3.7.

$$I_{\max} = \sqrt{3} V_{\max} / R \quad 3.7$$

Donde:

$I_{\max}$ es la corriente pico que circula por el rectificador, A.

$V_{\max}$ es la tensión máxima de la entrada del rectificador, V.

R es la resistencia del rectificador, Ω .

Además cabe destacar que en los diodos circula la intensidad que atraviesa la carga, durante $T/3$, como se muestra en la ecuación 3.8.

$$I_{dc} = \frac{1}{3} I_{o(dc)} = \frac{V_{L\max}}{\pi \cdot R} = 0,3183 \cdot I_{\max} \quad 3.8$$

Donde:

I_{dc} es la corriente media que circula por el rectificador, A.

I_o es la corriente de salida del rectificador, A.

$I_{\max}$ es la corriente pico que circula por el rectificador, A.

$V_{L(max)}$ es la tensión de línea máxima de la entrada del rectificador, V.

R es la resistencia del rectificador, Ω .

La corriente máxima y eficaz en los diodos, se calculan mediante las ecuaciones 3.9 y 3.10, respectivamente.

$$I_{D(max)} = \frac{I_{o(rms)}}{\sqrt{3}} \quad 3.9$$

$$I_{s(rms)} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{o(rms)} \quad 3.10$$

La corriente eficaz de carga es aproximadamente igual a la corriente media ya que los términos de alterna son pequeños.

Potencia aparente del generador para alimentar el rectificador.

La potencia aparente del generador se muestra en la ecuación 3.11.

$$S = \sqrt{3} \cdot U_{L-L(rms)} \cdot I_{S(rms)} \quad 3.11$$

Donde:

S es la potencia aparente del generador, VA.

$U_{L-L(rms)}$ es la tensión de línea eficaz del generador, V.

$I_{S(rms)}$ es la corriente eficaz que circula por el generador, A.

3.2 Condensador.

En este apartado del presente proyecto se explican las partes que componen un condensador electrolítico, así como el proceso de dimensionamiento de un condensador, dependiendo del rizado que se desee que aparezca en la salida de un rectificador trifásico de doble onda.

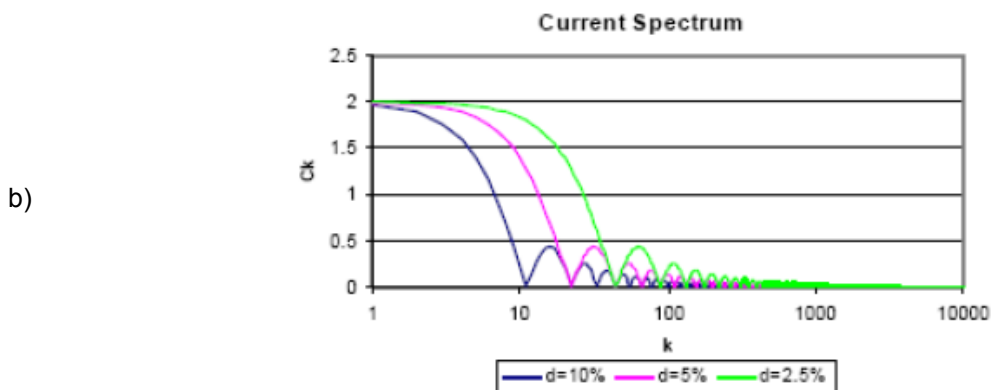
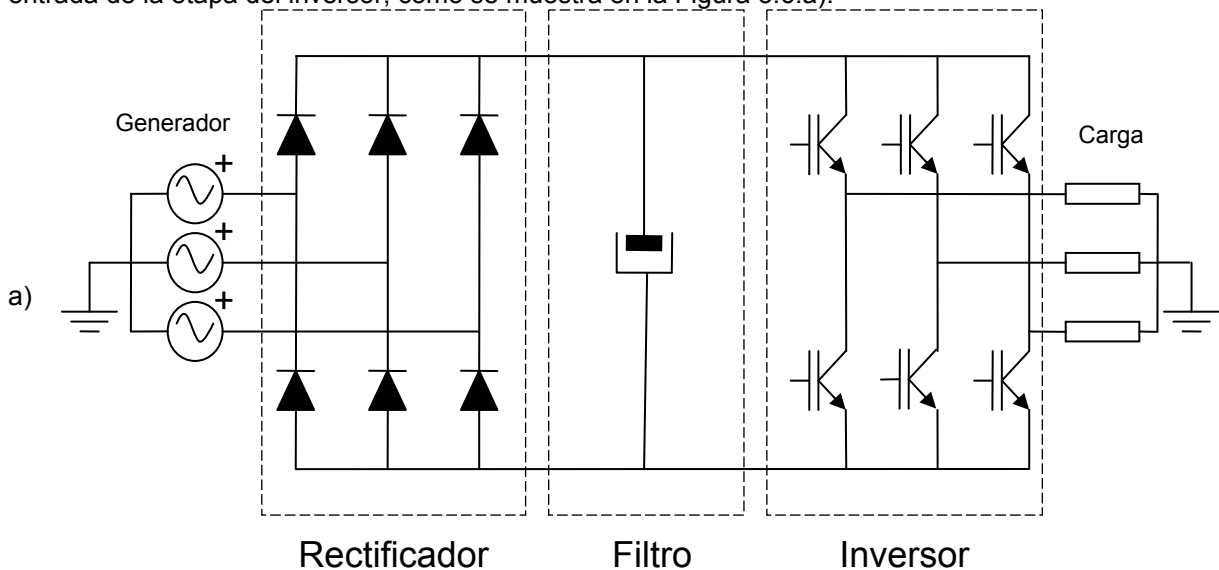
3.2.1 Introducción.

Los condensadores electrolíticos de aluminio son muy usados en todos los tipos de inversores en sistemas de potencia, desde motores de velocidad variable hasta para unidades UPS. En este capítulo se discuten los parámetros involucrados a la hora de seleccionar el tipo correcto de condensadores para el *bus* de continua de estos sistemas de potencia. Dichos parámetros son la relación entre la temperatura, la tensión, y las variaciones de la onda y cómo estos parámetros influyen en la vida del condensador.

Una de las principales aplicaciones de los condensadores electrolíticos de aluminio son los inversores de potencia. Los condensadores electrolíticos de aluminio proveen un gran valor de almacenamiento de carga y una baja impedancia del dispositivo. Seleccionar el condensador correcto para una aplicación requiere:

- Un conocimiento de todos los aspectos del entorno de la aplicación, tanto desde el punto de vista mecánico, térmico como eléctrico.
- Consideraciones del rizado de la forma de onda de la corriente a través del condensador.

Los inversores generalmente usan un condensador entre la salida de la etapa rectificada y la entrada de la etapa del inversor, como se muestra en la Figura 3.6.a).



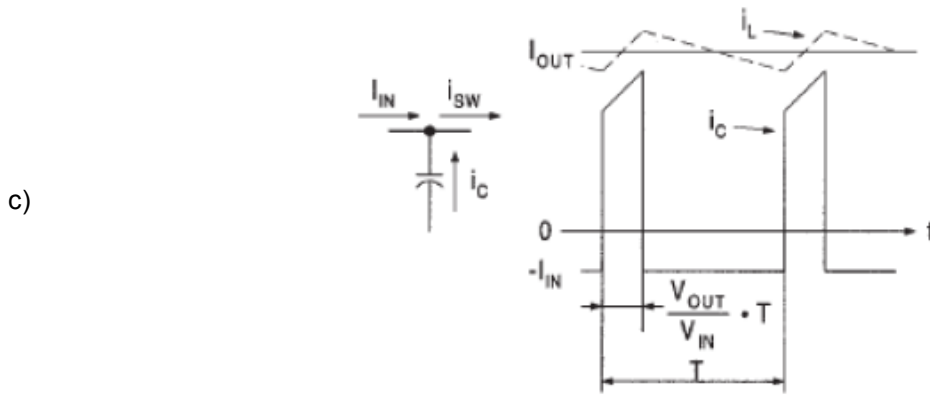


Figura 3.6 Esquema de un inversor: (a) Esquema de un inversor trifásico. (b) Espectro de frecuencia de la corriente de la onda del condensador para los distintos valores del ciclo de trabajo d. (c) Formas de onda de la intensidad típica en el condensador.

En cuanto a qué es lo importante en un condensador, hay que tener en cuenta la forma de onda de la corriente eficaz del condensador I_r y que está afectada por el ciclo de trabajo d , definido como la diferencia entre el pico de corriente I_c y la corriente media en la carga I_L , como se muestra en la ecuación 3.12.

$$I_r = I_c \sqrt{\frac{d}{1-d}} = I_L \sqrt{\frac{(1-d)}{d}} \quad 3.12$$

Donde:

I_r es la intensidad eficaz que circula a través del condensador, A.

I_c es la intensidad pico, A.

d es el ciclo de trabajo.

I_L es la intensidad media, A.

Para ciclos de trabajo comprendidos entre el 5-20%, la corriente de la carga es de dos a cuatro veces la corriente de salida del condensador. El ciclo de trabajo d afecta en gran medida a la hora de seleccionar el condensador, por ejemplo, un ciclo bajo implica una intensidad de pico alta en la carga. Con lo que el contenido espectral de la onda de la intensidad cambia de posición con el ciclo de trabajo como se muestra en Figura 3.6 (b) y (c). Dependiendo del valor de la ESR del condensador frente a la curva de frecuencia, los cambios producidos en el ciclo de trabajo pueden conducir a la disipación de potencia en el condensador siendo proporcional a la forma de onda de la intensidad RMS, proporcional al cuadrado de la corriente eficaz.

3.2.2 Rango de potencias.

Los inversores con potencias inferiores a cien vatios, usan normalmente condensadores de montaje superficial. Estos se desarrollan más adelante en este capítulo. Para aplicaciones de mayor potencia, generalmente se utilizan condensadores electrolíticos de aluminio. Este apartado del proyecto se centra en los tres principales tipos de condensadores usados en inversores de alta potencia, que dependiendo de su sistema de conexión, sus terminales son:

- soldados,
- de enchufe (*plug-in*),
- de tornillo.

En la Figura 3.7 y en la Tabla 3.1, se muestran ejemplos de dichos condensadores, además en dicha tabla se resumen las principales características de cada tipo de condensador desde el punto de vista de sus terminales.



Figura 3.7 De izquierda a derecha, condensador para soldar, enchufable y de terminales de tornillo.

Los condensadores soldados, se usan a menudo en rangos comprendidos entre los 100W y 1000W. Los condensadores con terminales de tornillo o con enchufe también comienzan a emplearse en aplicaciones de 500W y en rangos superiores de potencia.

Categoría	Terminal Soldado	Terminal de Enchufe	Terminal de tornillo
Rango potencia aplicación	0,1-30kW	0,5-50kW	0,5kW-10MW
Resistencia mecánica	Moderada	Excelente	Excelente
Esquema de montaje	Placa base	Placa base	Placa base o montaje <i>bus</i>
Coste del montaje	Bajo	Medio	Alto
Habilidad para su sustitución	Mala	Media	Alta
Facilidad para el disipador	Mala	Mala	Alta
Rizado de la corriente por capacidad	<50 ^a	<50 ^a	<100 ^a
Máx. temperatura	105°C	105°C	105°C
Rango de tensión [V]	6,3-500	6,3-500	6,3-550
Rango de tamaños [mm]	22x25 a 50x105	35x40 a 50x143	35x40 a 90x220
Duración típica a 85°C	90k horas	>100k horas	>100k horas
Máx. sobretensión	Moderado	Moderado	Superior
Inductancia en serie	Baja (10-40 nH)	Moderada (20-40 nH)	Moderada (25-80 nH)

Tabla 3.1 Comparación de los tres tipos de condensadores más usados en inversores de potencia.

3.2.3 Aspecto mecánico y ensamblaje.

Los condensadores con terminales de tornillos y con terminales de enchufe ofrecen una mayor fortaleza mecánica a la hora de ensamblarlos en aplicaciones sometidas a vibraciones y golpes por un pequeño coste adicional frente a los condensadores soldados, además de un pequeño esfuerzo a la hora conectarlos. Para los condensadores con terminales de tornillo, la fuerza de apriete de los mismos deben ser medida, para no provocar daños en los mismos. Un banco grande de condensadores soldados o con terminales de enchufe puede ser útil cuando se necesita una inductancia extremadamente baja o si la topología del equipo donde se va instalar lo requiere. Sin embargo, la localización y sustitución del condensador puede llegar a ser complicada, además de necesitar una placa base demasiado cara para el circuito, y el banco de condensadores puede llegar a ser imposible de revisar. Los condensadores de tornillo se pueden montar en placas bases, como alternativa, en una estructura distinta en forma de *bus* o laminada.

Este tipo de condensadores se emplean generalmente en bancos de condensadores con bajos índices de fallo con el mismo almacenamiento energía.

3.2.4 Temperaturas nominales de funcionamiento, 85°C frente a 105°C.

Los tres tipos de condensadores electrolíticos explicados anteriormente, disponen de rangos de trabajo de 85° a 105°C. En general, los condensadores con 105°C como temperatura nominal de funcionamiento, tienen mayor vida y toleran mejor el rizado de la corriente. La principal diferencia en la construcción entre ambos condensadores es la fina hoja metálica del ánodo. La tensión de anodización (tensión de formación) es mayor para los condensadores de 105°C frente a los condensadores que trabajan a 85°C.

3.2.5 Clasificación capacidad frente a tensión.

La capacidad por superficie varía de forma inversamente proporcional con la raíz cuadrada del valor del rango de tensión al cubo, tal y como se define en la ecuación 3.13. Con esta expresión se puede calcular el valor de la capacidad y el rango de tensión del condensador C_1 y V_1 , cuando se conoce el rango capacidad/tensión que se indica en el cuerpo del propio condensador.

$$C_1 V_1^{1.5} = C_2 V_2^{1.5} \quad 3.13$$

Donde:

C_1 es la capacidad del condensador para una tensión V_1 , F.

V_1 es la tensión aplicada al condensador, V.

C_2 es la capacidad del condensador para una tensión V_2 , F.

V_2 es la tensión aplicada al condensador, V.

3.2.6 La ESR y el rizado de la corriente frente a la tensión.

Actualmente se emplean rangos de tensión muy elevados para los *bus* de tensión. Se puede llegar a pensar que la tensión más alta alcanzada en el *bus* de tensión ha crecido inmensamente desde hace 20 años a expensas de los condensadores de baja tensión, esa alta tensión debe proponer una cierta cantidad de ventajas para formar una serie de condensadores de baja tensión. En general, los condensadores de alta tensión usan una resistividad más alta del electrolito y papeles más densos, así su ESR es mucho mayor. Por otra parte, el rango de rizado varía sólo débilmente con la ESR, inversamente como la raíz cuadrada de la ESR. Resulta que dos encapsulados de 550V en paralelo manejarán acerca del mismo o menor rizado que dos de 300V o incluso dos de 250V del mismo tamaño en serie. Y dos de 400V en paralelo fácilmente supera a dos de 200V en serie.

3.2.7 Factores que limitan la vida del condensador.

Si los condensadores electrolíticos tienen temperaturas de funcionamiento de 85° C ó 105 ° C con rizado en la corriente que circula a través de ellos, la tasa de vida del condensador es normalmente de sólo unas pocas miles de horas, tal vez de unas 15.000 horas. Hay 8.760 horas en un año, así es que estos condensadores no durarán muchos años bajo estas circunstancias de carga. Estas condiciones de carga son especificadas como rangos de pruebas de vida aceleradas. Muchos de los deterioros químicos y mecánicos en los sistemas de condensadores son acelerados por la temperatura. Por ejemplo, la presión del vapor del electrolito expulsa al mismo a través del sellado de polímero. La corriente de la fuga genera hidrógeno que aumenta la ESR. Los componentes de electrolito se descomponen. El agua en el electrolito se consume y el dieléctrico comienza a conducir. Estos efectos provocan una energía similar a la de activación, E_a , analizada posteriormente, que conduce a su correspondiente tasa que se duplica cada 10°C.

3.2.8 Clasificación del grado de degradación en la vida de los condensadores.

El efecto de temperatura en el índice de degradación de los condensadores electrolíticos se basa en la reacción química de óxido de aluminio, llamada índice de Arrhenius. La energía de activación E_a para un material es la energía media que se requiere para excitar un electrón de ese material de su potencial cuántico. Para el ánodo de aluminio el valor dado es $E_a = 0.94$ eV.

La constante de Boltzmann $k = 8.62 \times 10^{-5}$ eV, se tiene que $E_a/k = 1.091 \times 10^4$ K. La fórmula de Arrhenius se muestra en la ecuación 3.14.

$$T_F = e^{\frac{E_a}{k} \left(\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1} \right)} \quad 3.14$$

Donde:

T_F es la temperatura final, °C.

E_a es la energía de activación, eV.

k es la constante de Boltzmann, eV.

T_2 es la temperatura máxima alcanzada, °C.

3.2.9 Ecuación de Arrhenius.

La ecuación de Arrhenius para el factor de la vida útil del condensador frente a la temperatura T_F puede ser sustituido como se expone en la ecuación 3.15 para establecer la citada ecuación.

$$T_F = e^{\frac{E_a}{k} \left(\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1} \right)} = e^{\frac{E_a}{k} \frac{T_1 - T_2}{T_1 T_2}} \quad 3.15$$

Donde:

T_F es la temperatura final, °C.

E_a es la energía de activación, eV.

k es la constante de Boltzmann, eV.

T_2 y T_1 son las temperaturas alcanzadas máximas, °C.

Si se define $\Delta T = T_1 - T_2$ y se escoge $T_1 T_2$ basado en el rango más alto de temperatura utilizado, generalmente de 125°C, se obtiene como muestra la ecuación 3.16:

$$T_F = e^{\frac{1.091 \times 10^4}{(398 \text{ K})^2} \left(\frac{\Delta T}{10} \right)} = e^{\ln 2 \times \Delta T / 10} = 2^{\Delta T / 10} \quad 3.16$$

Donde:

T_F es la temperatura final, °C.

E_a es la energía de activación, eV.

k es la constante de Boltzmann, eV.

ΔT es la diferencia de temperaturas T_1 y T_2 , °C.

Esta es la aproximación que normalmente se emplea en la industria. A bajas temperaturas, esta aproximación es conservadora, como la ecuación original de Arrhenius preveía que el factor de vida en función de la temperatura sería el doble cada 7-9°C.

3.2.10 Durabilidad o vida de un condensador.

Este principio por el cual un condensador duplica su vida cada 10°C que se enfría requiere establecer una definición sobre la vida de los condensadores. Para ilustrar este punto, se considera un condensador evaluado a 5000 horas a 85° C con 10 amperios de corriente. Además, durante esta prueba, se comienza un proceso de envejecimiento, y es muy probable que la ESR haya incrementado y la capacidad disminuido frente a los valores iniciales con los que se inició la prueba. Si este no es el caso, entonces el condensador ha sido infravalorado. La durabilidad está generalmente definida como el tiempo para el cual un cierto conjunto de parámetros se han degradado. Como materia práctica, esto es generalmente el tiempo requerido para que la ESR alcance el doble o el triple de su valor inicial o límite.

3.2.11 Temperatura en el núcleo del condensador.

La ecuación de la vida del condensador está siempre basada en la temperatura, y ésta no es la temperatura ambiental o la temperatura del encapsulado, sino la temperatura del núcleo o situación crítica. En el caso de la prueba experimental de la vida del condensador de DC sin rizado de corriente, estas tres temperaturas se tienen en cuenta, asumiendo que el pico de corriente continua es causado por calentamientos insignificantes, lo cual es generalmente cierto. Pero en la mayoría de las aplicaciones de los condensadores tienen el suficiente rizado de corriente a causa de la ventilación que tiene el encapsulado y de las temperaturas ambientes, y el punto más caliente en el bobinado de papel, que generalmente está en el centro de éste si se supone que el condensador está visto desde los terminales, esta zona se denomina punto caliente. Irónicamente, a menudo este punto caliente se encuentra cercano al lugar más frío del condensador, que generalmente está en la parte superior del centro.

La vida de un condensador L es una función que depende de la temperatura del núcleo, como se puede observar en la ecuación 3.17. La temperatura del núcleo T_C es la temperatura ambiente T_a más el incremento de temperatura ΔT debido al rizado de la corriente I_r .

$$T_C = T_a + \Delta T = T_a + I_r^2 R_s \theta \quad 3.17$$

Donde R_s es la resistencia en serie equivalente (ESR) y es la resistencia térmica entre el núcleo del condensador hasta el ambiente. Así son tres las principales componentes en la modelización de la vida de los condensadores:

- Modelo térmico (θ)
- La ESR (R_s)
- La durabilidad (L)

3.2.11.1 Modelo térmico de los condensadores electrolíticos.

El bobinado de papel de los condensadores conduce eficazmente el calor en dirección axial, y en dirección radial. El bobinado se considera como capas de papel de aluminio con una excelente conductividad térmica, entremedias se intercalan capas de papel con una conductividad de un orden de tres veces inferior. Estas capas están en serie en la dirección radial y en paralelo con la dirección axial. Como consecuencia el calor se transfiere más fácilmente en la dirección axial desde el punto caliente hasta la parte inferior del condensador. La construcción especial conocida como "cátodo extendido" debe emplearse en condensadores bobinados y ensamblados para mejorar el contacto térmico entre el bobinado y la parte inferior. Esto no quiere decir que la transferencia de calor radial sea despreciable, porque no lo es. Un bobinado alto y delgado puede irradiar internamente calor del bobinado del encapsulado. Pero en general, el flujo de calor por área es mucho mejor y puede llegar hasta el fondo del encapsulado, especialmente cuando se incorpora la construcción del cátodo extendido.

En condiciones normales en un condensador sin corriente de aire, el calor se propaga alrededor del encapsulado e irradia por convección el calor al ambiente. En entornos con convección forzada, la pérdida de calor puede llegar al fondo del encapsulado desde la parte superior, esto es muy importante. La distribución de temperatura está en función de la velocidad del aire, el tamaño del condensador, la construcción del encapsulado y de si se usa la construcción del cátodo extendido.

Algunos fabricantes eligen usar un disipador de calor para prolongar la vida o para soportar un mayor rizado de corriente. La mejor forma de instalar un disipador es en la parte inferior del condensador.

3.2.11.2 Modelo ESR.

Los modelos existentes de las impedancias de los condensadores electrolíticos en la literatura se basan en la capacidad C con una resistencia equivalente en serie (ESR) y a veces una inductancia en serie (ESL).

Hay varias imprecisiones con estas aproximaciones. Primero, la ESR de los condensadores de este modelo se mide en el puente del condensador, aplicando una señal de excitación sinusoidal. Esta ESR acumulada trata de manera conjunta una resistencia en serie que está realmente en serie con el dieléctrico de óxido de aluminio y una resistencia en paralelo que tiene internamente el dieléctrico. Por lo tanto la ESR no es una resistencia equivalente en serie cuando responde a un pulso (o cualquier respuesta no sinusoidal). De hecho, la caída de tensión en los terminales del condensador durante un transitorio de una corriente elevada, produce un error mayor usando el modelo complejo que cuando se considera el modelo simple $C+ESR+ESL$.

Otra de las limitaciones en el modelo simplificado usado, es que los valores fijos de capacidad y ESR no se consideran en el coeficiente de temperatura, ni las respuestas ante la frecuencia. No sólo se mencionan las variaciones de frecuencia y temperatura del condensador. La capacidad y la ESR predecida son incorrectas en algunos casos por un orden mayor que la magnitud. Claramente, se necesita un modelo mejor cuando se requieren resultados precisos. Con el objeto de modelar la ESR, el modelo simplificado es suficiente.

3.2.11.3 Modelo simplificado ESR

Hay varios componentes que contribuyen a modificar la ESR de un condensador:

- la resistencia metálica de los terminales,
- las pletinas de aluminio que se sueldan a la fina capa metálica,
- la propia capa metálica,
- la resistencia del papel impregnado que separa el ánodo y el cátodo,
- la resistencia asociada a las pérdidas en el dieléctrico,
- el factor de disipación (DF_{OX}) del dieléctrico de óxido de aluminio.

La dependencia de la resistencia del electrolito en la viscosidad y en la movilidad iónica es función de la temperatura de la ESR.

Sin embargo hay muchos componentes que constituyen el total de la ESR (R_S), esto provoca que se pueda modelizar exactamente con una ecuación de dos términos, que se muestra en la ecuación 3.18.

$$R_S = R_O(T) + X_C \times DF_{OX} = R_O(T) + DF_{OX} / 2\pi f C \quad 3.18$$

El primer término (R_O , resistencia ohmica) representa los componentes del dieléctrico exterior (terminales, pletinas, aceite, electrolito, papel) como una variación de la temperatura y el segundo término es una variación de la frecuencia que representa las pérdidas internas del dieléctrico de óxido de aluminio. El factor de disipación del dieléctrico, DF_{OX} , está alrededor de 0,013 para Al_2O_3 .

3.2.12 Variación de la ESR con la temperatura y la frecuencia.

Dependiendo de la capacidad, el segundo término de 3.18 se vuelve insignificante comparado con el primer término sobre la frecuencia f_{HF} , que se expresa como la ecuación 3.19.

$$f_{HF} = 3DF_{OX} / R_O C = 1 / (25R_O C) \quad 3.19$$

La variación de R_O muestra un gran coeficiente negativo respecto a la temperatura. A 85°C, R_O puede disminuir este factor al 30%.

3.2.13 La ESR para rizados de corriente no sinusoidales.

El rizado de la corriente en los inversores normalmente no es sinusoidal. Generalmente hay dos fuertes componentes de corriente en el rizado, una componente rectificadora principal y una componente debido a la conmutación del inversor, y muchos armónicos de estos dos componentes. La frecuencia fundamental f_{RM} del rizado principal de la corriente rectificadora es igual a la ecuación 3.20.

$$f_{RM} = f_L \times N_\phi \times N_B \quad 3.20$$

Donde:

- f_L es la frecuencia de red.
- N_ϕ es el número de fases.
- N_B es 1 para puentes rectificadores de media onda y 2 para los de doble onda.

La componente debido a la frecuencia de conmutación f_{SW} del rizado de la corriente es igual a la frecuencia de conmutación. Puesto que la ESR varía con la frecuencia, las pérdidas exactas deben de ser calculadas como la suma de las pérdidas de cada frecuencia. Generalmente se acepta unir el total de intensidad RMS con dos componentes, uno la f_{RM} y el otro la f_{SW} .

3.2.14 Capacidad de un condensador electrolítico de aluminio.

La capacidad de un condensador electrolítico de aluminio puede ser calculada de la ecuación 3.21 como en un condensador de placas paralelas [1], que es aquel formado por dos placas metálicas o armaduras paralelas, de la misma superficie y encaradas, separadas por una lámina no conductora o dieléctrico.

Al conectar una de las placas a un generador, ésta se carga e induce una carga de signo opuesto en la otra placa, como se observa en la Figura 3.8. Por su parte, teniendo una de las placas cargada negativamente (Q-) y la otra positivamente (Q+) sus cargas son iguales y la carga neta del sistema es 0, sin embargo, se dice que el condensador se encuentra cargado con una carga Q.

$$C = 8,855 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{\epsilon S}{d} (\mu F) \quad 3.21$$

Donde:

ϵ es la constante del dieléctrico.

S es el área de la superficie del dieléctrico, cm^2 .

d es el grosor del dieléctrico, cm.

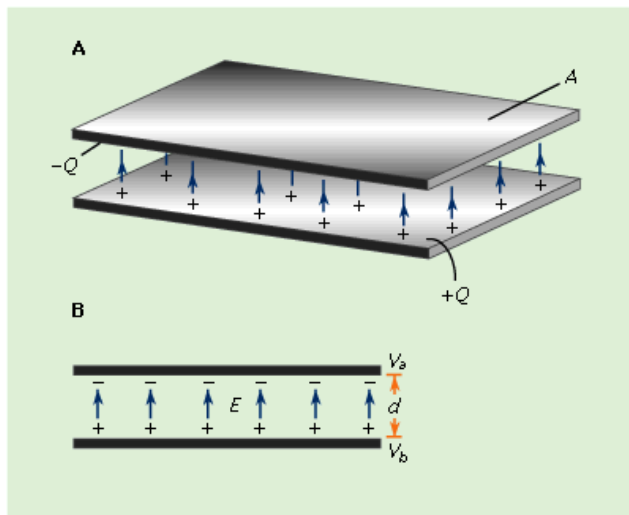


Figura 3.8 Condensador de placas paralelas.

Para lograr una capacidad C más alta, con un dieléctrico ϵ constante, el área de la superficie S debe aumentar mientras el grosor d debe disminuir. La Tabla 3.2 muestra las constantes dieléctricas y el grosor mínimo de dieléctricos usados en varios tipos de condensadores.

Tipo de condensador	Dieléctrico	Const. dieléctrica ξ	Espesor del dieléctrico $d(\mu\text{m})$
Electrolítico de aluminio	Oxido de aluminio	7-10	(0.0013-0.0015/V)
Electrolítico de tantalio	Oxido de tantalio	24	(0.001-0.0015/V)
Película metalizada	Película de poliéster	3.2	0.5-2
Cond. Cerámico (Tipo alta constante dieléctrica)	Titanio de bario	500-20000	2-3
Cond. Cerámico (Tipo compensación de temp.)	Oxido de titanio	15-250	2-3

Tabla 3.2 Constantes dieléctricas y el grosor mínimo de dieléctricos usados en varios tipos de condensadores.

3.2.15 El electrolito.

La hoja de metal de ánodo y una hoja de metal del cátodo que se enfrentan están separadas con papel electrolítico y enrolladas de forma cilíndrica. A este componente se le llama elemento condensador. En esta etapa, se tiene la configuración de un condensador cuando el papel electrolítico y la capa de aluminio de óxido son dieléctricos, sin embargo, la unidad tiene poca capacidad. Cuando este elemento condensador es impregnado del electrolito líquido, la hoja de metal de ánodo y la hoja de metal de cátodo se conectan eléctricamente entre sí. Con la capa de aluminio de óxido formada sobre la hoja de metal del ánodo que se interpreta como el dieléctrico exclusivo, se alcanza un condensador con una alta capacidad. Es decir que el electrolito ahora funciona como un cátodo. Las características básicas requeridas de un electrolito son las siguientes:

- ser eléctricamente conductor.
- tener una propiedad que se forme para curar cualquier defecto sobre el óxido dieléctrico de la hoja de metal de ánodo.
- ser químicamente estable con el ánodo y hojas de metal de cátodo, sellado de materiales, etc.
- debe tener características de impregnación superiores.
- su presión de vapor debe ser baja.

Las características mencionadas del electrolito influyen enormemente en varias características de condensadores electrolíticos de aluminio. Por esta razón, el electrolito apropiado es determinado por las posiciones eléctricas, temperaturas de funcionamiento y el uso del condensador.

Los condensadores electrolíticos son un elemento crítico en los diseños de electrónica de potencia.

Las diferentes aplicaciones en la electrónica de potencia tienen requisitos diferentes en lo que se refiere a la selección de los condensadores electrolíticos. Sin embargo el único requisito en común dentro de la mayor parte de estas aplicaciones es la necesidad de una alta capacidad de resistencia al rizado de la onda de corriente. Esta necesidad es a menudo combinada con temperaturas ambientales elevadas. Los condensadores electrolíticos destinados para el almacenamiento de energía o el filtrado de una tensión de corriente alterna rectificada están sometidos a un rizado de la corriente alterna causando una pérdida de potencia y un calentamiento de los mismos.

El condensador electrolítico es uno de los componentes más caros en un circuito de electrónica de potencia. Por esta razón se presta especial atención a este elemento, especialmente cuando se trata de un banco de condensadores que incluye un gran número de ellos.

En la mayoría de los casos el condensador electrolítico es el dispositivo que delimita vida del circuito electrónico. Por eso es importante para entender los factores que pueden contribuir a disminuir la vida del mismo.

Son varios los factores que pueden causar que los condensadores electrolíticos se destruyan, como son las temperaturas extremadamente frías, el calor (debido a la soldadura, al ambiente, al rizado de la corriente alterna), las sobretensiones, los transitorios, las frecuencias extremas o la polarización inversa.

Sin embargo el factor que más influyente en la vida operacional de los condensadores electrolíticos es el calor. Con la excepción de los fallos anormales, la vida de los condensadores electrolíticos, tiene una dependencia exponencial con la temperatura. Con el electrolítico no sólido la vida del condensador es determinada por con qué rapidez la solución de electrolito se evapora, causando degradación en los parámetros eléctricos. Esos parámetros son la capacidad, la corriente de fuga y la resistencia equivalente en serie, ESR.

El aumento de temperatura en el condensador depende de la ESR y el valor de la corriente que fluye a través de él, en combinación con las propiedades térmicas del dispositivo. En ciertas zonas dentro del condensador se encuentra la temperatura más alta. Esto es conocido como la temperatura caliente del lugar, T_h . Este valor de temperatura es el factor principal que influye en la vida operacional del condensador. Esta temperatura dependiente de varios factores, como son la temperatura del exterior en la aplicación (la temperatura del ambiente, T_a) R_{th} , la resistencia térmica del punto caliente-ambiente, y las pérdidas, P_{LOSS} , causado por la corriente alterna. El aumento de temperatura dentro del condensador es lineal con las pérdidas.

Cuando el condensador se carga y descarga, la corriente que fluye a través de él, genera pérdidas en la resistencia óhmica interna. También el cambio de tensión a través del dieléctrico causa pérdidas. Además de las pérdidas citadas, hay que añadir las que se producen debido a la la corriente de fuga. Estas pérdidas dan como resultado un aumento en la temperatura dentro del condensador.

Con estos datos se calcula la vida del condensador, mediante las ecuaciones 3.22, 3.23 y 3.24.

$$P_{LOSS} = (I_{rms})^2 \cdot ESR \quad 3.22$$

$$T_h = T_a + P_{LOSS} \cdot R_{th} \quad 3.23$$

$$L_{OP} = A \cdot 2^{(B - T_h/C)} \quad 3.24$$

Donde:

P_{LOSS} son las pérdidas en el condensador, W.

I_{rms} es la intensidad eficaz que circula a través del condensador, A.

ESR es la resistencia en serie equivalente, Ω .

T_h es la temperatura en el condensador, $^{\circ}\text{C}$.

T_a es la temperatura ambiente, $^{\circ}\text{C}$.

R_{th} es la resistencia térmica, $\text{W}/^{\circ}\text{C}$.

L_{OP} es la vida útil del condensador, h.

B es la temperatura de referencia (normalmente 85°C).

A es la vida a la temperatura de referencia (varía con el diámetro del condensador).

C es el aumento del número de grados de temperatura necesarios para reducir la vida a la mitad. (Típicamente 12°C para condensadores con el terminal de tipo tornillo)

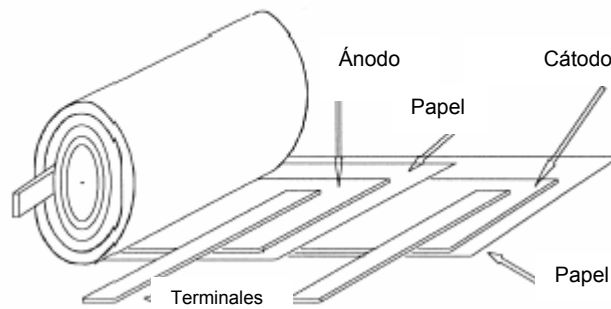


Figura 3.9 Elementos que forman un condensador electrolítico.

En el condensador electrolítico no-sólido, el dieléctrico es el estrato de óxido de una fina hoja anódica de papel de aluminio (*Anode foil*). El electrolito actúa como el contacto eléctrico entre la fina hoja metálica del cátodo y el estrato de óxido de la fina hoja metálica del ánodo. La capa de papel absorbe el electrolito y actúa como un espaciador entre las finas hojas metálicas de cátodo y del ánodo. Las finas hojas metálicas son conectadas por los terminales del condensador formados por tiras de aluminio, como se puede observar en la Figura 3.9.

La capacidad de conducción depende de la disociación del electrolito y de la viscosidad del mismo. Cuando la temperatura disminuye, la viscosidad aumenta y esto provoca una inferior movilidad del ión y por lo tanto una inferior conductancia. Cuando el electrolito se congela, la movilidad del ión llega a ser muy baja conduciendo a una resistencia muy alta. Al contrario, el calor excesivo acelerará la evaporación del electrolito. Cuando la cantidad de electrolito se reduce a un nivel crítico el condensador alcanza el fin de su vida.

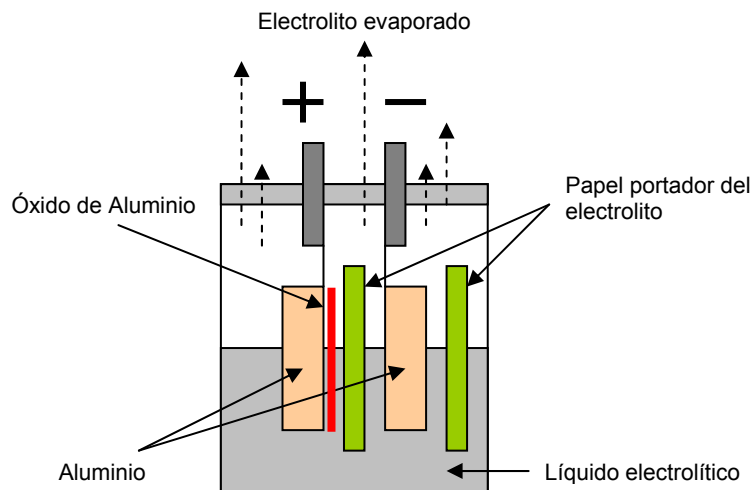


Figura 3.10 Funcionamiento básico de un condensador electrolítico.

Los condensadores electrolíticos no-sólidos son diseñados específicamente para tener una larga vida en la electrónica de potencia, en las aplicaciones donde a menudo están expuestos a corrientes muy altas y a elevadas temperaturas ambiente.

Este tipo de condensadores están desarrollados para que trabajen bajo severas condiciones climáticas y sometidos a grandes cargas de corriente. Estas premisas requieren bajas pérdidas internas y una eficiente transferencia de calor entre el condensador “Punto Crítico” y el ambiente.

El calentamiento interno debido al flujo de rizado de la corriente en el condensador se acorta disminuyendo la ESR.

El aumento de temperatura en el condensador depende de la ESR y del rizado de la corriente. La ESR depende de la frecuencia, añadiéndole la complejidad a los cálculos de la potencia de pérdidas. Típicamente la ESR es inferior en frecuencias superiores. Uno de los contribuyentes principales para incrementar la ESR es la conexión entre los electrodos exteriores y el papel, usualmente hecho con una o más pletinas de metal. Añadir más pletinas en el papel, implica disminuir la ESR. Sin embargo, el número de dichas pletinas que uno puede sumar sin mermar la fiabilidad depende del proceso usado para conectar las etiquetas a los terminales. Soldando

con láser pueden agregarse más pletinas y por lo tanto aminorar la ESR. Esto quiere decir más capacidad de corriente y menos calentamiento interno que implica una vida más larga.

Esto también contribuye a una resistencia superior a la sacudida y a la vibración, sin la cuál los condensadores electrolíticos pueden experimentar cortocircuitos internos, corrientes de fuga altas, pérdidas de capacidad, aumento de la ESR y circuitos abiertos.

El calor interno es eficazmente disipado en la parte más baja del chasis del equipo mediante una buena conexión mecánica entre el bobinado del condensador y el encapsulado, y por medio de un disipador de calor interno que atraviesa la mitad del bobinado.

El diseño térmico interno es de gran importancia para la fiabilidad y la vida del condensador. Para ello la fina hoja metálica negativa está extendida para poner en contacto directo la base gruesa del condensador con el encapsulado de aluminio. Por lo que la base se convierte en un disipador. Colocar el condensador en una base (generalmente de aluminio) provee una mejor resistencia térmica, R_{th} , como ya se mencionó en apartados anteriores.

La pérdida de electrolito se reduce mucho a través del uso de una sólida tapa para terminales moldeados, adjuntado al encapsulado con un doble sello utilizando un fijador de caucho especial.

La larga vida de los condensadores depende de la evaporación del electrolito a través del sellado. Como el electrolito se evapora del condensador eventualmente dejará de operar. (Este hecho está acelerado por el calor.)

La parte más caliente del condensador, es la parte que más rápido llega al fin de la vida del mismo. Con un incremento en la temperatura cambia la capacidad, la conductividad de electrolito, la resistividad de aluminio, la corriente de fuga, la inestabilidad del producto químico y los procesos de corrosión aumentan.

Como el condensador se envejece, la capacidad disminuye y aumenta la ESR. La duración de la vida es definida por la aplicación. En algunos circuitos sólo cambia una pequeña parte de la capacidad y la ESR es tolerable, lo cual quiere decir que el condensador causará un fallo en un tiempo más corto que si la aplicación fuera más tolerante.

La resistencia equivalente en serie (ESR) consta de tres componentes. Estos son la resistencia en el aluminio de los terminales y la fina hoja metálica que aumenta con temperatura, la resistencia del electrolito (el estrato de óxido) que decrece fuertemente con la temperatura y la resistencia dieléctrica que decrece con la frecuencia, reflejado en la Figura 3.11. Esto último es insignificante por encima de los 1.5 KHz.

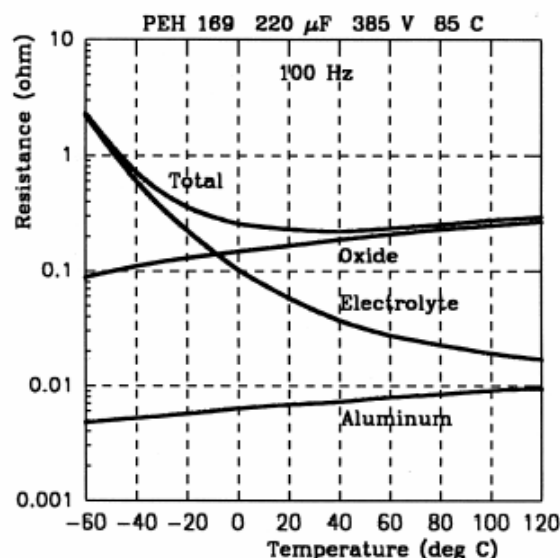


Figura 3.11 Resistencia frente a la temperatura de las diferentes partes que forman un condensador electrolítico y el total de las mismas.

El fin de la vida del condensador está definido cuando uno o más de los parámetros del condensador han cambiado por una cantidad dada. Esos parámetros son la capacidad (C), la ESR, el factor de disipación (DF), y la corriente de fuga (I_L). Los diferentes fabricantes definen esos topes de forma diferente a merced de sus capacidades del condensador.

Una manera de definir el fin de la vida del electrolítico es cuándo:

- $\Delta C = 15\%$ de $V_r \leq 160$ Vdc (V_r = tensión nominal)
- 10% de $V_r > 160$ Vdc.
- $ESR \geq 2$ veces el valor inicial. Como se aprecia en la Figura 3.12.
- $DF (\tan \delta) \geq 1.3$ veces el valor nominal.
- $I_L \geq$ el valor nominal.

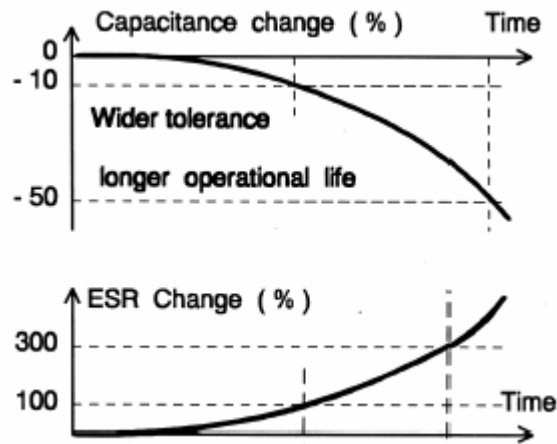


Figura 3.12 Capacidad y ESR frente al tiempo.

3.2.16 Dimensionado del condensador para un rizado específico.

Existen muchos métodos a la hora de calcular la capacidad del condensador necesario en la salida de un rectificador trifásico. En el presente proyecto se ha recurrido a una simplificación, dicho cálculo es un método conservador por lo que los resultados que se obtienen siempre son mejores. Es decir, se obtiene un condensador para un rizado dado, que en la realidad será menor para la misma capacidad del condensador debido al carácter conservador de la simplificación adoptada.

Como se aprecia en la Figura 3.13 la señal que se obtiene a la salida del rectificador después de pasar por el condensador, se puede aproximar, obteniendo el resultado mostrado en la Figura 3.14.

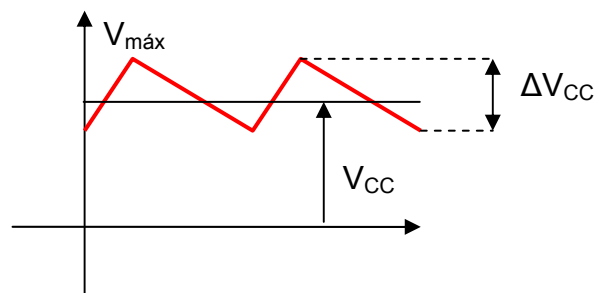
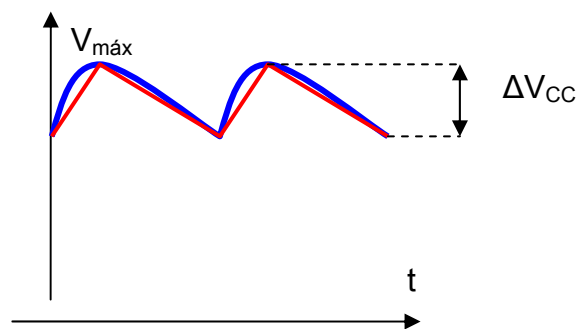


Figura 3.14 Curva que se obtiene a la salida del rectificador una vez que la se ha aproximado a una recta.

Por lo tanto, el valor medio de la tensión a la salida del rectificador V_{CC} se puede calcular mediante la ecuación 3.25.

$$V_{CC} = V_{m\acute{a}x} - \frac{\Delta V_{CC}}{2} \quad 3.25$$

Donde:

V_{CC} es la tensión media a la salida del filtro, V.

$V_{m\acute{a}x}$ es la tensión pico, V.

ΔV_{CC} es el valor del rizado, V.

Para calcular la capacidad del condensador C necesaria para obtener ese rizado ΔV_{CC} se tiene que la carga almacenada Q es igual a la ecuación 3.26.

$$Q = I \cdot T \quad 3.26$$

Donde:

Q es la carga almacenada, C.

I es la corriente media a la salida del rectificador, A.

T es el periodo, s.

En el caso de un rectificador trifásico de doble onda T es igual 3,33 ms. La corriente media que circula por la salida del rectificador se calcula mediante la ecuación 3.27.

$$I = \frac{P}{V_{m\acute{a}x}} \quad 3.27$$

Donde:

P es la potencia de la carga a la salida del rectificador, W.

$V_{m\acute{a}x}$ es la tensión de pico de la tensión alterna que se aplica al rectificador y se calcula mediante la ecuación 3.28.

$$V_{m\acute{a}x} = \sqrt{2} \cdot V_{red} \quad 3.28$$

Donde:

V_{red} es la tensión eficaz de la red a la que se conecta el rectificador, V.

La capacidad del condensador C necesario se expresa en la ecuación 3.29.

$$C = \frac{Q}{\Delta V_{CC}} \quad 3.29$$

3.3 Inversor.

Una vez que ya se ha calculado el condensador necesario para la aplicación objeto de estudio, se procede al cálculo del inversor trifásico, que se desarrolla en este capítulo. En primer lugar se va a realizar una descripción de los aspectos más generales que caracterizan los inversores. El segundo aspecto a tratar de los inversores, serán sus características generales, comunes a todos los tipos de inversores, ya sean autónomos o no.

Posteriormente se realiza una clasificación de los mismos, para finalizar con los inversores trifásicos con control por ancho de pulso PWM, ya que son los más adecuados para esta aplicación, como se demuestra posteriormente.

3.3.1 Conceptos generales.

Un inversor se puede definir como un convertidor de potencia que permite la conversión de la corriente continua en corriente alterna, también llamado convertidor de continua a alterna u ondulator [2].

El inversor o convertidor DC/AC consta de una etapa de potencia realizadas con transistores, que pueden ser MOSFET's o IGBT's, encargados de trocear la corriente continua, a la vez que van alternándola, con lo que se consigue, una forma de onda cuasi senoidal.

Los inversores o convertidores de continua-alterna se clasifican según diversos parámetros. Según el tipo de alimentación se pueden encontrar:

- Inversor VSI (*Voltage Supply Inverter*), donde se parte de una fuente de tensión continua para alimentar el inversor. Este tipo de inversores a su vez se pueden clasificar en trifásicos o monofásicos, dependiendo de la tensión que generen a su salida. Para ambos casos y dependiendo de la tensión de salida, si es fija, se obtendrá una onda cuadrada y si la tensión es variable, se obtiene una señal senoidal. Este desarrollo se muestra más preciso en el organigrama de la Figura 3.15.

- Inversor CSI (*Current Supply Inverter*), donde se parte de una fuente de corriente continua para alimentar el inversor.

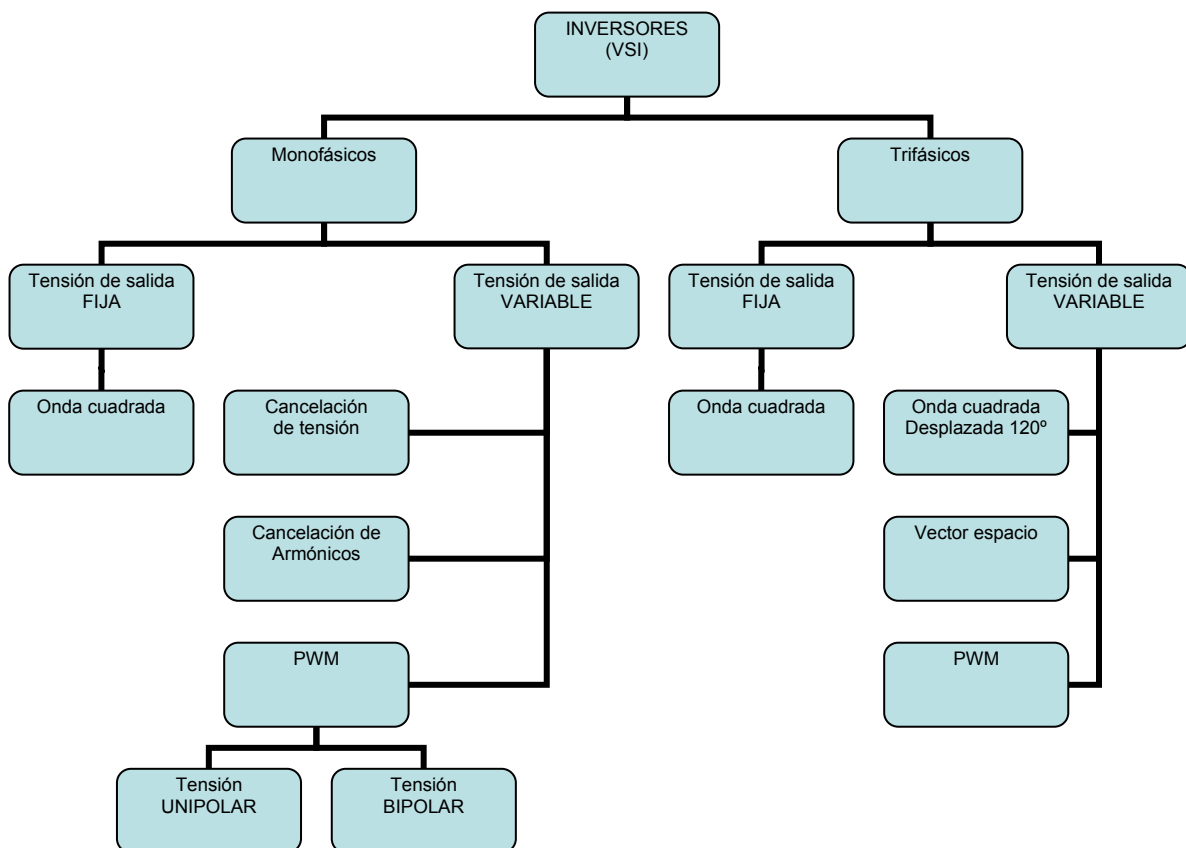


Figura 3.15 Clasificación de inversores por el tipo de alimentación.

Según el tipo de carga que se pretende alimentar, se puede encontrar:

- Inversores Monofásicos. Se utilizan en potencias bajas (hasta 5kW).
- Inversores Trifásicos a 3 y 4 hilos. Se utilizan en potencias altas (a partir de 5kW).

Por tanto, los inversores pueden ser monofásicos o trifásicos, dependiendo de la aplicación para la que han sido diseñados.

3.3.2 Tipo de forma de onda.

En un inversor VSI, la modulación es el mecanismo empleado para sintetizar la tensión de la salida del mismo. La técnica de modulación empleada en el inversor determina el aprovechamiento de los recursos de tensión de su *bus* de continua, la calidad y linealidad de la tensión de salida, el rizado de la corriente, las pérdidas de potencia de conmutación, etc.

En la mayoría de las aplicaciones de los inversores es necesario ajustar el valor de la tensión de alterna que se obtiene a la salida, entre unos márgenes adecuados para la aplicación concreta a la que se destine el mismo. La regulación de la tensión que se obtiene a la salida del inversor va a depender de la señal de referencia que controla el funcionamiento del mismo y determina los pulsos de disparo de los interruptores controlados que lo constituyen.

El proceso de la conversión de la tensión se logra mediante la implementación de técnicas de modulación, las cuales actúan sobre un puente monofásico o trifásico. Según las características de estas técnicas, las propiedades de eficiencia de la conversión, contenido de armónicos de la señal de salida y las pérdidas en el puente del inversor cambian.

En el presente apartado se van a mostrar las diferentes técnicas de modulación usadas en el control escalar de inversores, entre las que cabe destacar:

- Modulación 180°.
- Modulación 120°.
- Modulación por desplazamiento de fase.
- Modulación en anchura de un pulso por semiperíodo.
- Modulación en anchura de varios pulsos por semiperíodo.
- Modulación senoidal (SPWM).
- Modulación senoidal modificada.
- Modulación por eliminación de armónicos.
- Modulación trapezoidal.
- Modulación por inyección de armónicos.
- Modulación por corriente regulada.

Los dos primeros tipos, modulación 180° y 120°, generan una señal cuadrada a la salida. Este tipo de señal contiene un gran número de componentes armónicas de baja frecuencia, con lo que provoca una distorsión armónica total (DAT) elevada que puede ser un gran problema en algunas aplicaciones, ya que según las directrices europeas sobre DAT de las señales generadas no se puede sobrepasar del 5% [3]. Por lo que estos tipos de modulación quedan, en principio, descartados.

La modulación por desplazamiento de fase, aplica un control independiente a cada una de las ramas del puente inversor, de forma que cada rama conduce un semiperíodo diferente, pero desfasada un cierto ángulo. Este tipo de modulación consigue una señal cuadrada modificada a la salida, provocando la aparición de armónicos de BF y altas DAT, lo que implica, que al igual que los anteriores métodos, queda descartada.

El siguiente tipo, modulación en anchura de un pulso por semiperíodo, se controla a través de comparar una señal de referencia rectangular y una onda triangular. La señal a la salida es una onda cuadrada rectificadora que no cumple las exigencias respecto al DAT, al igual que ocurre con la modulación en anchura de varios pulsos por semiperíodo.

La modulación por anchura de varios pulsos senoidal (SPWM) realiza el control de la tensión de salida variando el ancho de pulsos por semiperíodo con un tiempo variable entre pulsos, es decir, que se basa en un ciclo de trabajo variable. Este tipo de regulación se consigue mediante la comparación de una señal de referencia senoidal y una señal triangular que mantiene constante su amplitud y su frecuencia. La frecuencia de la señal de referencia es siempre constante y determina la frecuencia de salida del inversor, mientras que la frecuencia de la señal triangular determina el número de pulsos por semiciclo, es decir la frecuencia de conmutación del inversor. Este tipo de modulación presenta una menor tasa de distorsión armónica total que el resto de las técnicas analizadas, por lo que será la técnica elegida para el presente estudio. La modulación está muy relacionada con las pérdidas en los interruptores, lo que implica que es necesario conocer cómo funciona para calcular las pérdidas, por lo que se le dedica un apartado.

El resto de modulaciones tratan de mejorar las características del control SPWM, pero resultan mucho más complejas, por lo que no serán contempladas en los cálculos realizados.

3.3.2.1 Control SPWM.

Para obtener una señal de salida senoidal de la frecuencia deseada con la modulación SPWM se realiza la comparación de dos señales:

- La señal de control V_{ref} de tipo senoidal, cuya frecuencia f_1 determina la frecuencia de la componente armónica fundamental ($n=1$) que se desea obtener a la salida del inversor. La señal senoidal se utiliza para variar el ciclo de trabajo de los interruptores.
- La señal triangular, V_{tri} , de frecuencia f_{tri} superior a la senoidal. Dicha señal es la encargada de establecer la frecuencia de conmutación de los IGBT's. La amplitud de esta señal es siempre constante.

Estas dos señales junto con la señal que se obtiene al comparar ambas se representan en la Figura 3.16.

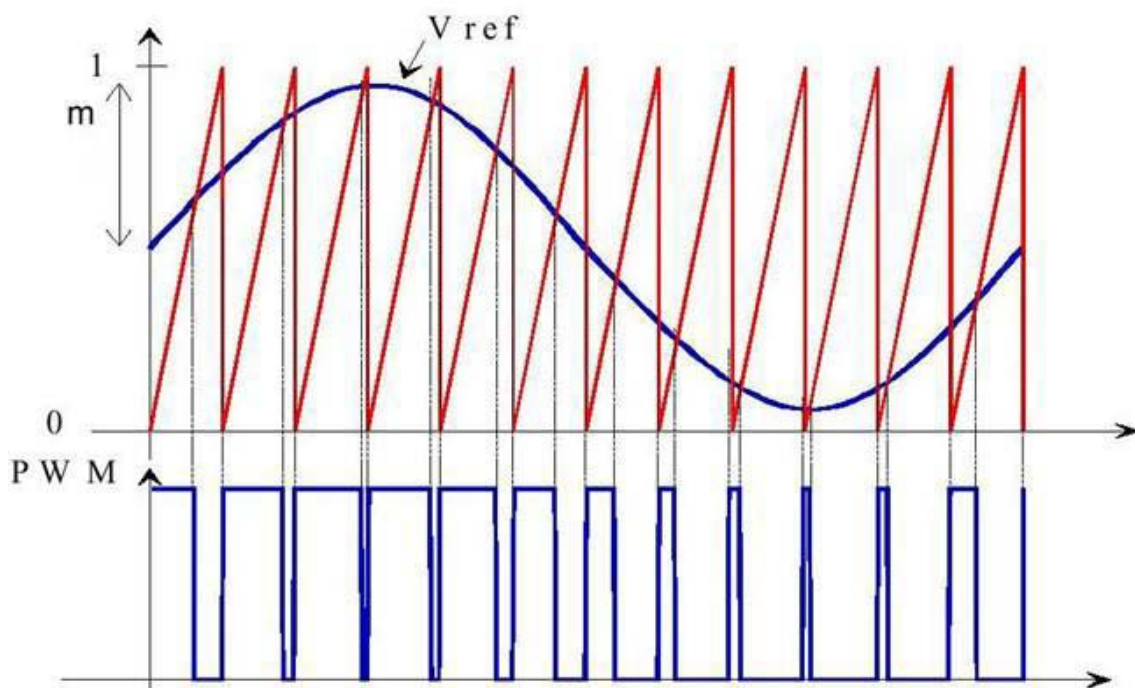


Figura 3.16 Representación de la señal de referencia, de la señal triangular y de la señal PWM obtenida de comparar ambas.

Para realizar el análisis PWM es necesario definir algunos parámetros, como son el índice de modulación de amplitud y el índice de modulación de frecuencia.

El índice de modulación de amplitud se designa por m_a , su valor está expresado en la ecuación 3.30 y se define como la relación entre la amplitud de la señal de referencia y la portadora.

$$m_a = \frac{A}{A_{tri}} \quad 3.30$$

Donde:

A es la amplitud de la señal de referencia, V .

A_{tri} es la amplitud de la señal triangular, V .

Si $m_a \leq 1$, la amplitud de la frecuencia fundamental de la tensión de salida, V_1 , es linealmente proporcional a m_a . Como se observa en la ecuación 3.31.

$$V_1 = m_a V_{cc} \quad 3.31$$

Donde:

V_1 es la amplitud de la frecuencia fundamental de la tensión de salida, V .

m_a es el índice de modulación de amplitud.

V_{cc} es la tensión de corriente continua de entrada al inversor, V .

Y el índice de modulación de frecuencia se designa por m_f y valor viene expresado por la ecuación 3.32.

$$m_f = \frac{f_1}{f_{tri}} \quad 3.32$$

Donde:

f_1 es frecuencia de la señal de referencia, Hz.

f_{tri} es frecuencia de la señal triangular, Hz.

Dependiendo del valor del índice de modulación se obtienen tres estados:

- Zona lineal, $m_a < 1$, con lo que se obtiene una relación lineal entre la tensión aplicada y la tensión de salida del inversor. Esta zona será la empleada en el presente documento para los sucesivos cálculos.

- Sobremodulación, $m_a > 1$, es una región de modulación asociada a valores elevados del índice de modulación, m_a , en la cual, se pierde la relación lineal existente entre dicho índice y la amplitud de la componente fundamental de la tensión modulada en las ramas del inversor. En aplicaciones de filtrado activo, la región de sobremodulación resulta inaplicable (a no ser que se busque algún comportamiento particular), ya que la distorsión de baja frecuencia que aparece en la tensión de salida del inversor, hace imposible el control preciso de la corriente inyectada en la red. En otras aplicaciones, tales como el accionamiento de motores de inducción, en las que el control del primer armónico de la tensión o corriente resulta predominante la región de sobremodulación es extensamente explotada.

- Onda cuadrada, $m_a \gg 1$, en este tipo de modulación cada interruptor del inversor se mantiene encendido medio ciclo de la frecuencia de salida deseada, lo cual produce una señal de onda cuadra. La ventaja de este tipo de onda, es que el estado de cada interruptor cambia una sola vez por ciclo, algo muy apreciado en aplicaciones de alta tensión. Sin embargo, la desventaja que presenta tal esquema es su incapacidad para controlar la magnitud de la tensión de salida.

3.3.3 IGBT.

Los Transistores Bipolares de Puerta Aislada (IGBT “*Insulate Gate Bipolar Transistor*”), son transistores que se emplean como interruptores en los circuitos electrónicos de potencia. Un IGBT es una conexión integrada de un MOSFET y BJT. Combina las ventajas de los BJT y los Mosfet. Tiene una impedancia de entrada elevada, como los transistores MOSFET y bajas pérdidas en conmutación, como los transistores BJT, por lo que puede trabajar a elevada frecuencia y con grandes intensidades. El circuito de excitación de un IGBT es como el del MOSFET, mientras que sus características de velocidades de conmutación son muy elevadas, pudiendo llegar hasta los 20 kHz.

Los IGBT’s fueron desarrollados hace relativamente poco tiempo, pero su evolución ha sido rápida debido a que han demostrado tener una resistencia en conducción muy baja y una elevada velocidad de conmutación (la transición desde el estado de conducción al de bloqueo se puede considerar de unos dos microsegundos, y la frecuencia puede estar en el rango de los 50KHz), además de una elevada tensión de ruptura. Los IGBT’s pueden soportar unas tensiones de 1400V y unas corrientes de 300A. El control por tensión hace que el IGBT sea más rápido que el BJT, pero más lento que el MOSFET. La energía aplicada a la puerta que activa el dispositivo es pequeña con una corriente del orden de los nanoamperios, esta pequeña potencia necesaria para conmutar el dispositivo, hace que pueda ser controlado por circuitos integrados.

3.3.3.1 Pérdidas en los IGBT's.

En este apartado se estudian los módulos trifásicos formados por seis IGBT's, aunque todas las consideraciones y cálculos son aplicables a los módulos de MOSFET's de las mismas características, a condición de que todos los subíndices correspondientes a los MOSFET's sean cambiados en las sucesivas ecuaciones.

Los siguientes análisis están enfocados a convertidores con conmutaciones a frecuencias muy elevadas conectados a una tensión de corriente continua.

En la electrónica de potencia, los IGBT's así como diodos se emplean principalmente como interruptores, gracias a los estados estáticos y dinámicos en ciclos que pueden adquirir. En cualquiera de estos estados, se genera una potencia de disipación o una componente de energía de disipación, que calienta el semiconductor y se suma a la potencia de disipación total del interruptor. Por lo tanto, se tiene que tener en cuenta la temperatura de unión máxima, que generalmente suele ser $T_{j\text{ máx}} = 150\text{ °C}$ (para componentes de silicio), normalmente facilitado por el fabricante, aunque algunos recomiendan no sobrepasar los 125 °C .

Todas las pérdidas que se producen en los IGBT's se definen como pérdidas totales, estas a su vez están formadas por las pérdidas estáticas, que son aquellas que se producen cuando los IGBT's están en estado de conducción o de bloqueo. Las pérdidas por conmutación, que son aquellas que se producen cuando se pasa de un estado a otro. Y las que se producen por el hecho de ser un componente electrónico. En la Figura 3.17 se muestra un esquema de las posibles potencias disipadas durante la operación de interruptor.

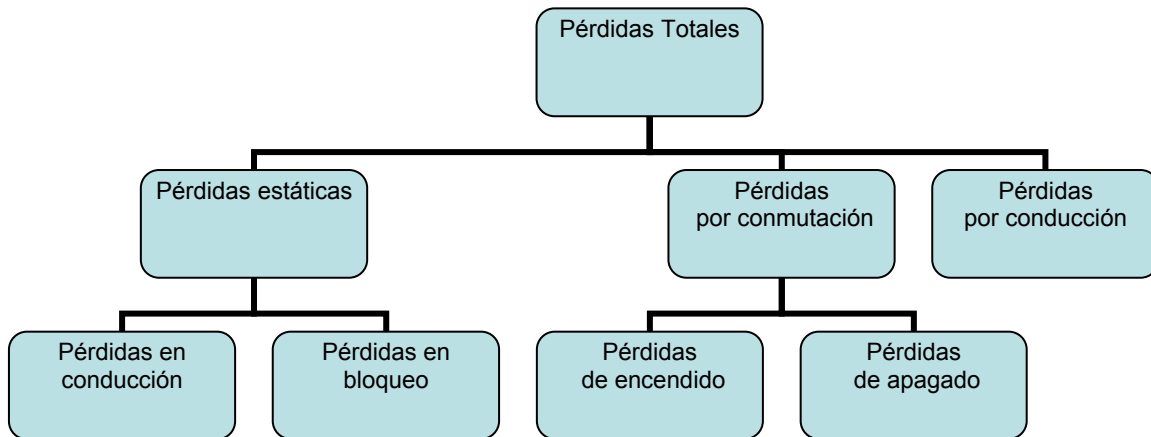


Figura 3.17 Esquema de las potencias de disipación en un módulo de IGBTs.

Las pérdidas en conducción de un IGBT's ($P_{fw/T}$) dentro de un inversor trifásico dependen de:

- La corriente de carga ($V_{CEsat} = f(I_C, V_{GE})$),
- La temperatura de la unión,
- Del ciclo de trabajo.

Las pérdidas de conmutación en un IGBT, tanto las de encendido como las de apagado ($P_{on/T}$, $P_{off/T}$) dependen de:

- La corriente de carga.
- La tensión de corriente continua a la que están conectadas.
- La temperatura de la unión.
- La frecuencia de conmutación.

Las pérdidas totales en un IGBT [4] se expresan en la ecuación 3.33.

$$P_{\text{tot}/T} = P_{\text{fw}/T} + P_{\text{on}/T} + P_{\text{off}/T} \quad 3.33$$

Donde:

$P_{\text{tot}/T}$ son las pérdidas totales en un transistor.

$P_{\text{fw}/T}$ son las pérdidas por conducción en un transistor.

$P_{\text{on}/T}$ son las pérdidas por el paso de corte a conducción en un transistor.

$P_{\text{off}/T}$ son las pérdidas por el paso de conducción a corte en un transistor.

Mientras que el diodo de libre circulación contribuye muy poco a las pérdidas totales, las pérdidas que se disipan debido al bloqueo inverso pueden ser despreciadas. Los diodos *Schottky* podrían ser una excepción debido a su tolerancia a altas temperaturas y a grandes corrientes de bloqueo aunque no suelen utilizarse para este tipo de aplicaciones.

Las pérdidas disipadas durante el encendido están causadas por el proceso de recuperación inverso. En cuanto a los diodos rápidos, las pérdidas se pueden despreciar también.

Las pérdidas en conducción que se producen en el diodo ($P_{\text{fw}/D}$) dependen de:

- Corriente de carga ($V_F = f(i_F)$),
- La temperatura de la unión,
- El ciclo de trabajo.

Mientras que para las pérdidas de conmutación en el apagado del diodo ($P_{\text{off}/D}$) dependen de:

- La corriente de carga,
- La tensión de corriente continua a la que están conectados,
- La temperatura de la unión,
- La frecuencia de conmutación.

La potencia de disipación total del diodo se calcula mediante la ecuación 3.34.

$$P_{\text{tot}/D} = P_{\text{fw}/D} + P_{\text{off}/D} \quad 3.34$$

Donde:

$P_{\text{fw}/D}$ son las pérdidas por conducción en un diodo.

$P_{\text{off}/D}$ son las pérdidas por el paso de conducción a corte en un diodo.

Por lo tanto, las pérdidas totales disipadas en un módulo de potencia se muestran en la ecuación 3.35.

$$P_{\text{tot}/M} = (n \cdot P_{\text{tot}/T}) + (m \cdot P_{\text{tot}/D}) \quad 3.35$$

Donde:

n es el número de transistores por módulo.

m es el número de diodos por módulo.

3.3.3.2 Las pérdidas en inversores con fuentes de tensión pulsante y corriente sinusoidal.

La Figura 3.18 muestra el circuito de un inversor trifásico mientras que en el circuito básico de la Figura 3.19, se muestra una rama de dicho inversor. Este tipo de circuito será el que se emplee para realizar los cálculos de las pérdidas de los IGBTs en el presente documento, ya que simplificará los cálculos debido a que para obtener las pérdidas totales, sólo hay que multiplicar por el número de ramas de dicho inversor.

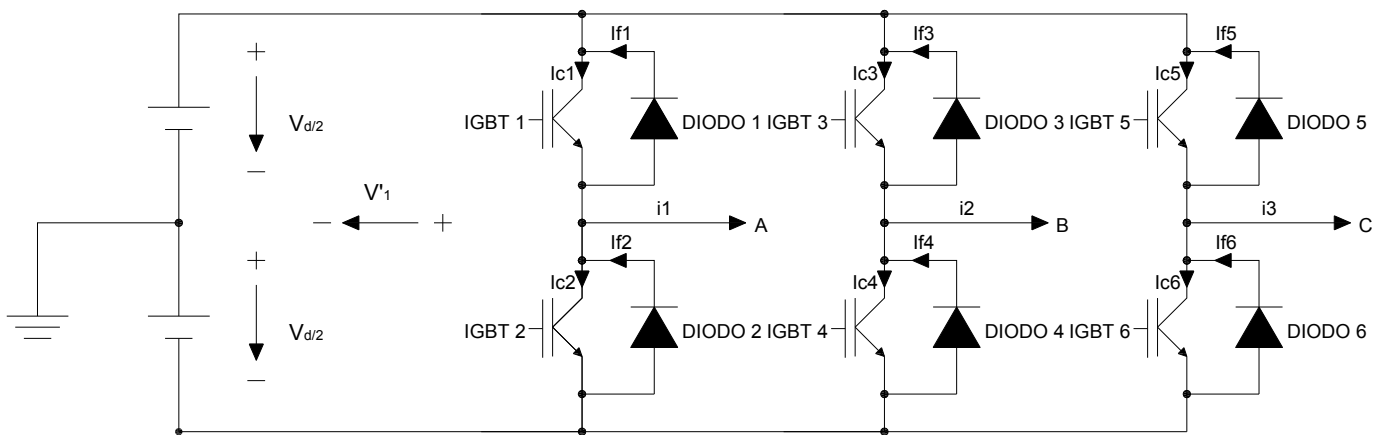


Figura 3.18 Esquema de un inversor trifásico.

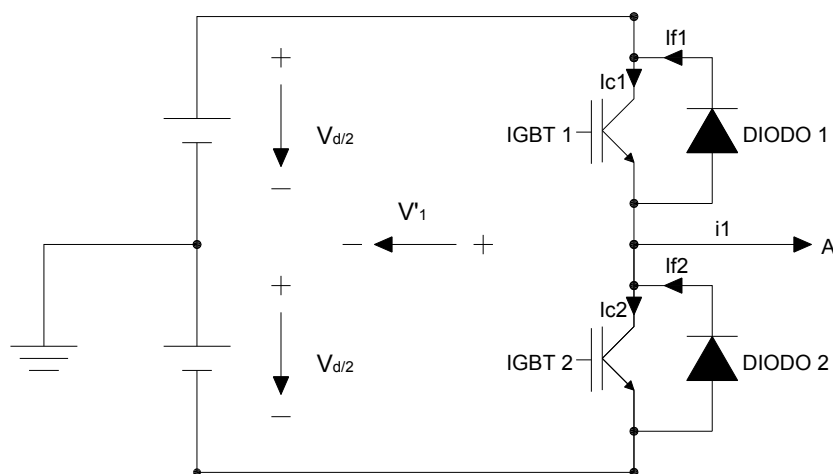


Figura 3.19 Esquema de una rama de un inversor trifásico.

En la modulación por ancho de pulso sinusoidal, dicho pulso es generado por la comparación de una tensión de referencia V_{ref} y una tensión de control auxiliar V_{tri} , como se muestra en la Figura 3.20. La frecuencia fundamental f_{out} se determina mediante la frecuencia de la tensión de referencia y la frecuencia de conmutación de los interruptores f_{sw} por la frecuencia de la tensión de la señal triangular. La señal de la salida del inversor es $+V_d$ cuando V_{ref} es mayor que V_{tri} y $-V_d$ cuando V_{tri} es menor que V_{ref} .

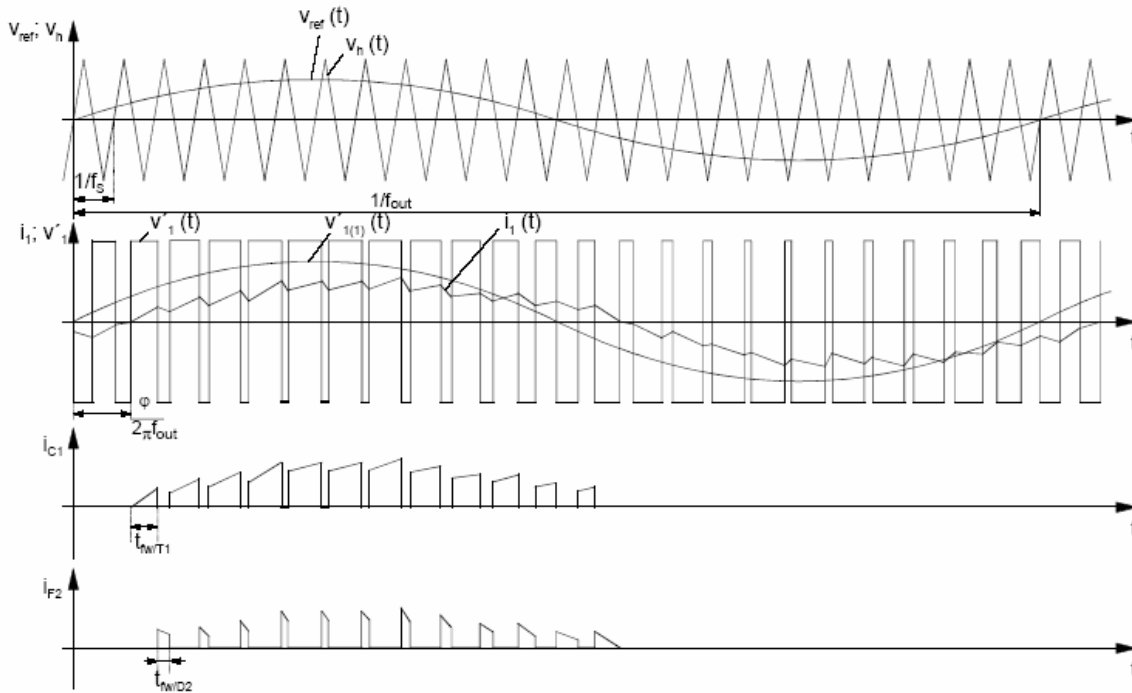


Figura 3.20 Fase de un convertidor con salida sinusoidal según modulación por ancho de pulso.

Si $V_{ref} \leq V_{tri}$, se encuentra en el modo de modulación lineal del inversor (índice de modulación <1), como ya se ha explicado en el apartado 3.3.2.1. del presente proyecto de final de carrera.

Los sucesivos cálculos se refieren al modo de modulación lineal. Además, se supone que la frecuencia fundamental es mucho menor que la frecuencia de la señal triangular. La tensión del primer armónico fundamental de la salida del inversor se puede expresar por el índice de modulación de amplitud y la tensión V_d a la que está conectado. Esto indica la proporción entre la amplitud de armónico fundamental de la tensión alterna y el 50% de la tensión continua conectada. En el caso de una tensión de referencia sinusoidal pura, el grado de modulación lineal será m ($0 \leq m \leq 1$).

Las características de corriente y de tensión para los IGBT's y los diodos, que varían en el tiempo, resultarán ser idénticas debido a la estructura simétrica del circuito del inversor. Por lo tanto, se considera sólo un IGBT (T1) y un diodo (D2) respecto al cálculo de las pérdidas (el resultado se multiplica por el número correspondiente de diodos e IGBT's integrados en el inversor).

En estos cálculos la corriente y la temperatura de la unión no son constantes, porque varían según la frecuencia fundamental de la corriente alterna (por ejemplo 50/60Hz). Esto significa que la conmutación y la potencia de pérdidas de los IGBT's y los diodos están sujetas al cambio temporales y requieren un cálculo extenso de las pérdidas del sistema.

Por consiguiente, los resultados no pueden ser exactos ya que se realizan mediante procedimientos de cálculo muy simplificados.

Existen dos posibilidades de cálculo que se presentan en el siguiente apartado.

Aproximación de las características de los componentes mediante ecuaciones polinómicas.

En este procedimiento de cálculo de las pérdidas en el IGBT, el transistor y el diodo en estado de conducción y de conmutación dependen de la tensión de continua, la intensidad de la carga y de la temperatura de la unión. Este fenómeno se puede representar mediante una ecuación polinómica del tipo $y = f(x) = A + Bx + Cx^2$. Para realizar esta aproximación, se deben tomar los parámetros de los semiconductores de las hojas de características, o calcularlos mediante circuitos de prueba del tipo convertidor de pulsos, que sin embargo, requieren un gran esfuerzo además de los medios técnicos necesarios.

Los coeficientes A y C de las siguientes ecuaciones representan las dependencias entre los diferentes parámetros de los semiconductores que se emplean dependiendo de las pérdidas que se vayan a calcular. Dichos parámetros se exponen a continuación.

En consecuencia, las ecuaciones 3.39 y 3.44 se pueden emplear para el cálculo de las pérdidas de energía. Para ello, se proponen las siguientes simplificaciones:

- El tiempo de conmutación del transistor y del diodo son despreciables.
- Las temperaturas de las uniones son temporalmente constantes (esta simplificación es real cuando la frecuencia de salida f_{out} está entorno a los 50-60Hz).
- El convertidor se encuentra en la zona lineal de modulación.
- Se desprecia el rizado de la frecuencia de conmutación de la corriente alterna.

Pérdidas en conducción de los IGBTs.

Incluyendo la aproximación de la curva característica en conducción del IGBT y del diodo según $y = A + Bx$, para el cálculo de las pérdidas en conducción del IGBT, los parámetros a emplear son la tensión colector-emisor en saturación U_{CEsat} y la intensidad de colector I_C . Dichos parámetros están representados en la figura Figura 3.21, en la cual se obtienen los coeficientes A y B. Donde A es el punto de corte con el eje X de la recta que linealiza la curva y B es la pendiente de la misma. Para ello se considera los coeficientes de temperaturas y de las tensiones en conducción, partiendo de la ecuación 3.36.

$$P_{fw/T1}(t) = u_{CEsat}(t) \cdot i_1(t) \cdot \frac{t_{on}}{T} \quad 3.36$$

Y sustituyendo la ecuación 3.37.

$$u_{CEsat}(t) = A_{fw/D} + B_{fw/T} \cdot i_1(t) \quad 3.37$$

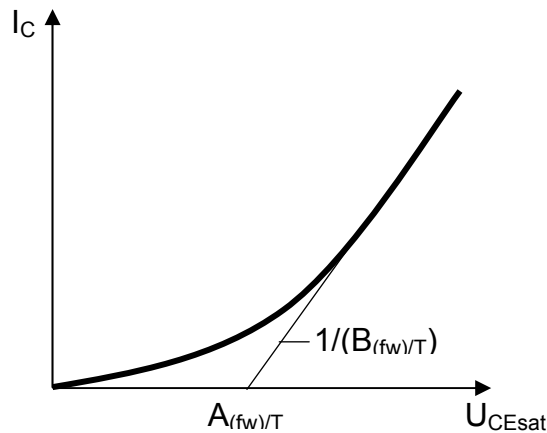


Figura 3.21 Curva característica intensidad frente a tensión de un IGBT en la zona de saturación.

Se obtiene la ecuación 3.38, que una vez integrada se obtiene la ecuación 3.39 una vez linealizada.

$$P_{fw/T1} = \frac{1}{T_a} \int \left[u_{CEsat}(t) \cdot i_1(t) \cdot \left(v_{T,i/T}(t) - \frac{t}{T} \right) \right] dt \quad 3.38$$

IGBT T1:

$$P_{fw/T1} = \left(\frac{1}{2} - \frac{t_{dead}}{T_s} \right) \cdot \left(\frac{A_{fw/T}}{\pi} \cdot \hat{i}_1 + \frac{B_{fw/T}}{4} \cdot \hat{i}_1^2 \right) + m \cdot \cos \varphi \cdot \left(\frac{A_{fw/T}}{8} \cdot \hat{i}_1 + \frac{B_{fw/T}}{3\pi} \cdot \hat{i}_1^2 \right) \quad 3.39$$

Donde:

$P_{fw/T1}$ son las pérdidas por conducción que se producen en el transistor 1, W.

t_{dead} es el tiempo muerto entre conmutaciones, s.

T_s es el tiempo de almacenamiento, s.

$\hat{I}_1$ es la intensidad que circula por el transistor 1, A.

$A_{fw/T}$ primer coeficiente de la ecuación aproximada a las pérdidas por conducción en un transistor.

$B_{fw/T}$ segundo coeficiente de la ecuación aproximada a las pérdidas por conducción en un transistor.

DIODO D2:

De igual modo se aplica al diodo, partiendo de la ecuación 3.40. Y sustituyendo la ecuación 3.41, se obtiene la ecuación 3.42.

$$P_{fw/D1}(t) = u_D(t) \cdot i_1(t) \cdot \frac{t_{on}}{T} \quad 3.40$$

$$u_D(t) = A_{fw/D} + B_{fw/T} \cdot i_1(t) \quad 3.41$$

$$P_{fw/T1} = \left(\frac{1}{2} + \frac{t_{dead}}{T_s} \right) \left(\frac{A_{fw/T}}{\pi} \cdot \hat{I}_1 + \frac{B_{fw/T}}{4} \cdot \hat{I}_1^2 \right) - m \cdot \cos \varphi \cdot \left(\frac{A_{fw/T}}{8} \cdot \hat{I}_1 + \frac{B_{fw/T}}{3\pi} \cdot \hat{I}_1^2 \right) \quad 3.42$$

La Figura 3.22 explica la influencia de cambiar los tiempos muertos t_{dead} frente a la pérdidas por conducción (el t_{dead} determina los ciclos de trabajo eficaces) con el ejemplo de un módulo de IGBT 1200 V/50. Sobre todo si las frecuencias de conmutación implicadas son altas, los tiempos muertos t_{dead} entre conmutaciones tienen que ser considerados en el cálculo de las pérdidas.

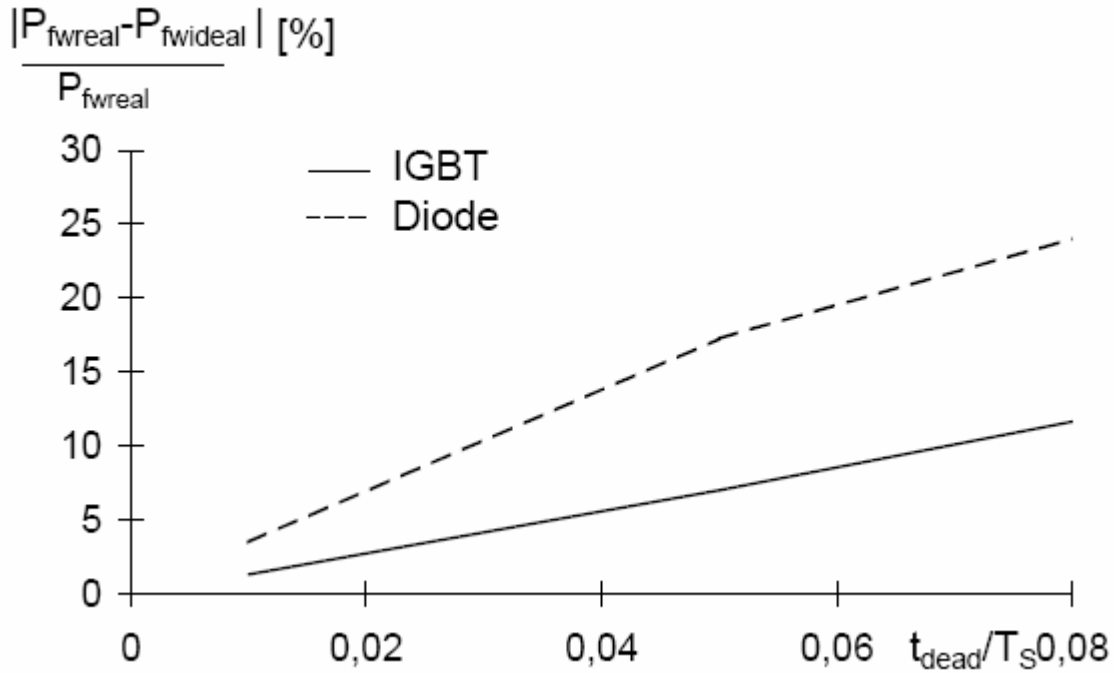


Figura 3.22 Pérdidas en conducción frente a la conmutación de los tiempos muertos ($i_{1eff} = 25$ A; $m = 0.8$; $\cos\varphi = 0.8$).

Pérdidas por conmutación en los IGBTs.

Las siguientes ecuaciones 3.43 y 3.44 son el resultado de la dependencia de las pérdidas frente a la corriente según $y = Bx + Cx^2$, teniendo en consideración la temperatura y los coeficientes de tensión de las pérdidas de conmutación:

$$P_{on+off/T1} = f_s \cdot \hat{i}_1 \left(\frac{B_{on+off/T}}{\pi} + \frac{C_{on+off/T}}{4} \cdot \hat{i}_1 \right) \quad 3.43$$

Donde:

$P_{on+off/T1}$ son las pérdidas por conmutación de transistor 1, W.

f_s es frecuencia de la onda de salida, Hz.

$\hat{i}_1$ es la intensidad que circula por el transistor 1, A.

$B_{on+off/T}$ primer coeficiente de la ecuación aproximada a las pérdidas por conmutación en un transistor.

$C_{on+off/T}$ segundo coeficiente de la ecuación aproximada a las pérdidas por conmutación en un transistor.

DIODO D2:

$$P_{on/D1} = f_s \cdot \hat{i}_1 \left(\frac{B_{off/D}}{\pi} + \frac{C_{off/D}}{4} \cdot \hat{i}_1 \right) \quad 3.44$$

Donde:

$P_{on/D1}$ son pérdidas por es paso de corte a conducción del diodo, W.

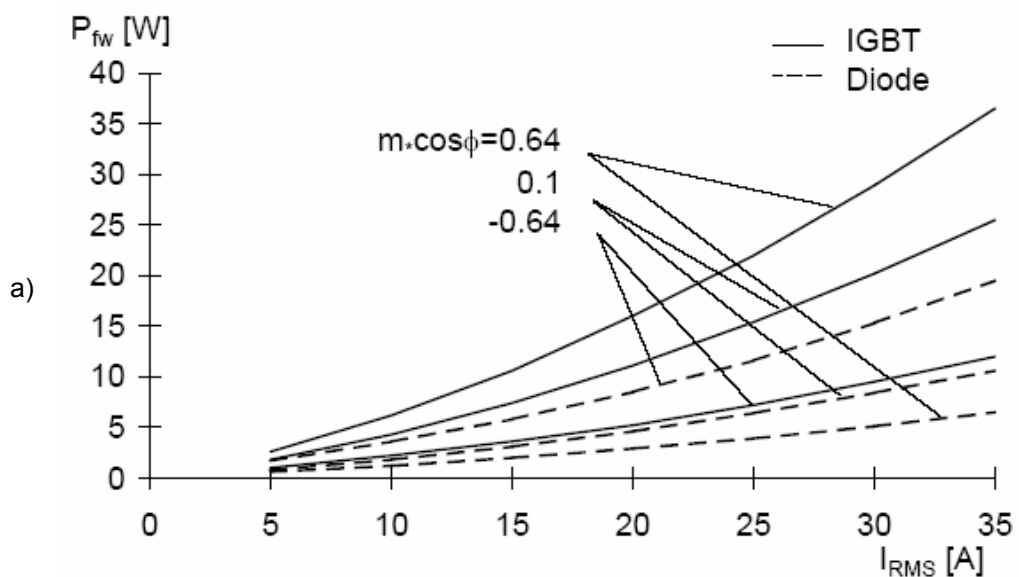
f_s es frecuencia de la onda de salida, Hz.

$\hat{i}_1$ es la intensidad que circula por el diodo 1, A.

$B_{off/D}$ primer coeficiente de la ecuación aproximada a las pérdidas por conmutación en un diodo.

$C_{off/D}$ segundo coeficiente de la ecuación aproximada a las pérdidas por conmutación en un diodo.

La Figura 3.23 muestra el resultado de este método de cálculo con el ejemplo de un módulo de IGBT de 1200 V/50 en un inversor.



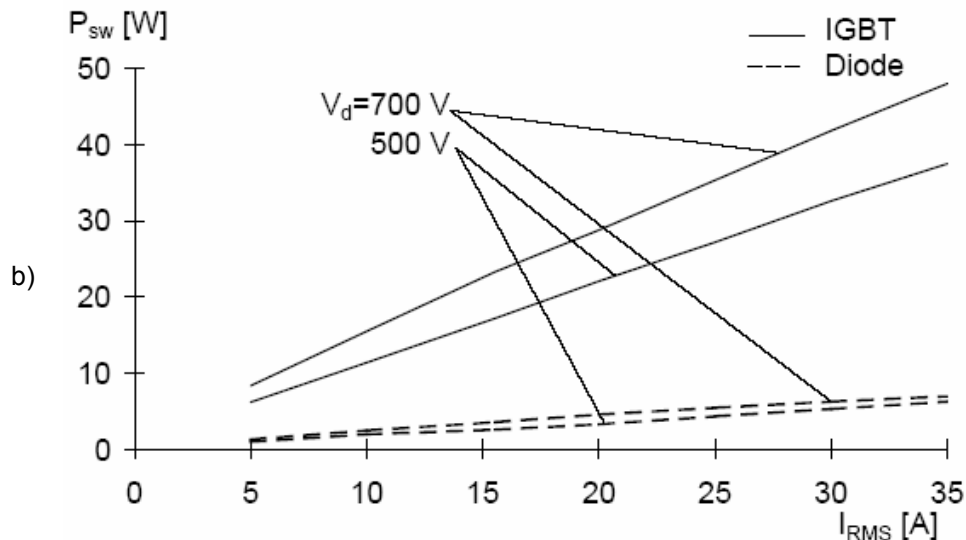


Figura 3.23 a) P_{fw} frente a I_{RMS} ($t_{dead} = 5 \mu s$, $T_j = 125^\circ C$) b) P_{fw} frente a I_{RMS} ($f_{sw} = 10$ kHz, $T_j = 125^\circ C$).

Dependiendo de si el circuito está funcionando como rectificador o como inversor, implica un reparto distinto de las pérdidas entre los IGBT's (o MOSFET's) y los diodos.

El producto de $m \cdot \cos \phi$ determina como las pérdidas totales disipadas se reparten entre el IGBT y el diodo.

$m \cdot \cos \phi = 0.64$ representa un punto de operación en el modo de inversor (por ej. Un motor conectado en la salida)

$m \cdot \cos \phi = 0.1$ representa un punto de operación cuando el motor esta arrancando.

$m \cdot \cos \phi = -0.64$ representa un punto de operación en el modo de rectificador.

Para unas pérdidas totales iguales de dicho circuito, dependiendo si funciona como rectificador o inversor, implica que las pérdidas correspondientes al IGBT y al diodo serán distintas.

Por regla general, el flujo de energía en modo inversor es directo desde la conexión de corriente continua al lado de alterna, por ejemplo, un usuario está conectado y alimentado por el lado de alterna (ej. Un motor trifásico).

Por otro lado, el flujo de energía en modo rectificador es al contrario. En este caso el convertidor trabaja como un rectificador conectado a la red de AC o a un generador.

Aunque la potencia empleada en ambos casos es la misma, los semiconductores están sometidos a diferentes pérdidas, básicamente debido al desfase que hay entre la tensión y la corriente en el lado de alterna AC.

Esta afirmación, se puede explicar usando un simple circuito como el de la Figura 3.24 a) y b), en la cual se muestra:

- Si $i_L > 0$ y $V_{out} > 0 \rightarrow$ La corriente circula por el IGBT 1.
- Si $i_L > 0$ y $V_{out} < 0 \rightarrow$ La corriente circula por el diodo 2.
- Si $i_L < 0$ y $V_{out} > 0 \rightarrow$ La corriente circula por el diodo 1.
- Si $i_L < 0$ y $V_{out} < 0 \rightarrow$ La corriente circula por el IGBT 2.

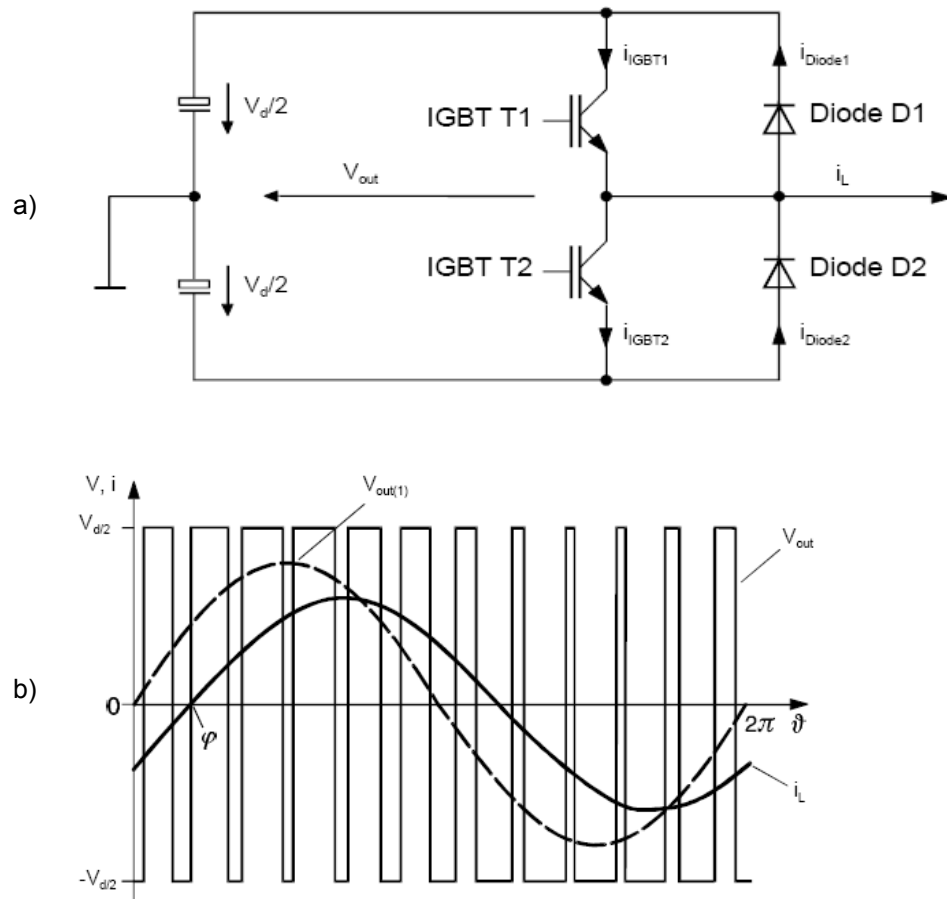
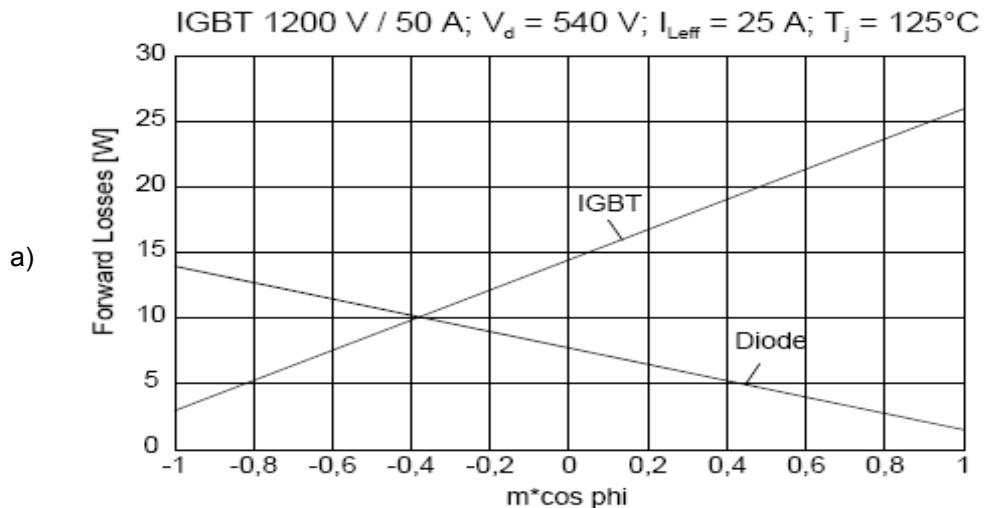


Figura 3.24 a) Circuito básico de un convertidor con IGBT's y diodos de libre circulación, b) Desfase entre la corriente de la carga y la tensión de salida.

Consecuentemente, las pérdidas que se producen dependen del $\cos\phi$ entre la tensión y la intensidad, a la frecuencia fundamental así como del índice de modulación m del convertidor.

En el caso de estar operando como inversor ($0 \leq m \cdot \cos\phi \leq 1$), las pérdidas en los semiconductores alcanzan su valor máximo, si $m \cdot \cos\phi = 1$, ver Figura 3.25 a). Por lo tanto, las pérdidas máximas alcanzadas en los IGBT's implican que las pérdidas que se producen en el diodo de libre circulación son mínimas. Y viceversa, cuando se está operando en el modo rectificador ($0 \geq m \cdot \cos\phi \geq -1$), se alcanza el máximo en las pérdidas de los diodos cuando $m \cdot \cos\phi = -1$.



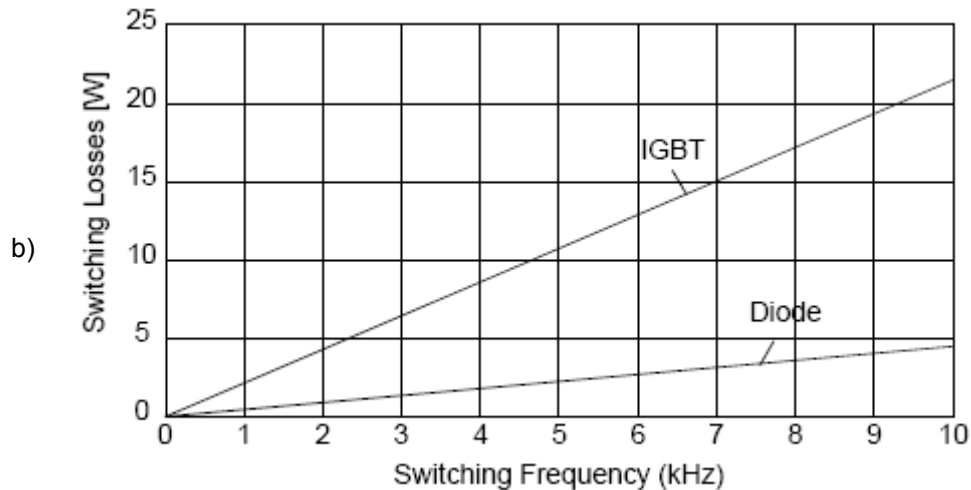


Figura 3.25 a) y b) Pérdidas en conmutación frente a la frecuencia de conmutación en un IGBT y en un diodo de libre circulación en un VSI (Voltage Source Inverter).

Para unas condiciones de trabajo dadas, las pérdidas por conmutación de los componentes son simplemente dependientes (lineales) de la frecuencia de conmutación.

El procedimiento para el cálculo de las pérdidas del IGBT y del diodo descrito, muestra resultados muy exactos, sin embargo la determinación de ciertos parámetros requiere calcular parámetros que no son suministrados por el fabricante y que hay que calcular mediante circuitos de prueba realizando experimentos.

Por lo tanto, debido a la imposibilidad de realizar los experimentos oportunos para calcular los parámetros que se utilizan en el método más exacto, se ha optado por utilizar el siguiente método para realizar el cálculo de las potencias de pérdidas. Este método es el que se ha utilizado para el cálculo de todos los resultados del programa diseñado en el presente proyecto.

Simplificado lineal.

El segundo método que se emplea, parte de las siguientes suposiciones:

- Los tiempos de conmutación del transistor y del diodo son despreciables,
- Las temperaturas de la unión son temporalmente constantes (permitido si $f_{out} = 50$ Hz),
- Modulación lineal del convertidor,
- Se desprecia el rizado de la frecuencia de la corriente alterna (corriente sinusoidal),
- La frecuencia de conmutación es mucho mayor que la frecuencia de salida, $f_{sw} \gg f_{out}$.

3.1.3.3. Pérdidas en conducción en el transistor.

Si las características de salida son linealizadas mediante una ecuación como $y = A + Bx$, la dependencia temporal de la tensión de saturación V_{CEsat} se puede expresar mediante la ecuación 3.45.

$$V_{CEsat}(t) = V_{CE0} + r_{CE} \cdot i_C(t) = V_{CE0} + r_{CE} \cdot \hat{i} \cdot \sin \omega t \quad 3.45$$

Donde:

$V_{CEsat}(t)$ es la tensión entre colector y emisor en la zona de saturación del transistor, V.

V_{CE0} es la tensión entre colector y emisor cuando la intensidad del colector es igual cero ($i_C=0$), llamada tensión umbral, V.

i_C es la intensidad que circula por el colector del transistor, A.

r_{CE} = resistencia del IGBT en conducción (tasa de incremento de la característica de salida) Ω .

$\hat{i}$ es la intensidad que circula por el transistor, A.

Como se ha representado en la Figura 3.26, la tensión umbral entre colector y emisor V_{CE0} , se puede obtener gráficamente a partir de la curva de I_C frente a V_{CE} prolongando la parte lineal de la curva hasta que se corte con el eje X. El punto donde se corta dicha prologación con el eje es V_{CE0} .

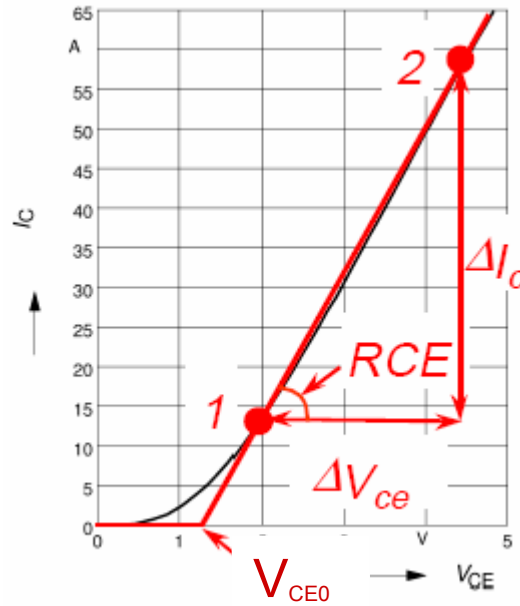


Figura 3.26 Representación de la intensidad de colector I_C frente a la tensión colector-emisor V_{CE} , así como la representación del cálculo gráfico de la tensión umbral colector-emisor V_{CE0} .

Para una modulación PWM sinusoidal, las pérdidas disipadas durante la conducción del IGBT T1 se pueden calcular mediante la ecuación 3.46.

$$P_{fw/T1} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{CE0}}{\pi} \cdot \hat{i}_1 + \frac{r_{CE}}{4} \cdot \hat{i}_1^2 \right) + m \cdot \cos \varphi \left(\frac{V_{CE0}}{8} \cdot \hat{i}_1 + \frac{r_{CE}}{3\pi} \hat{i}_1^2 \right) \quad 3.46$$

Donde:

$P_{fw/T1}$ son las pérdidas por conducción que se producen en el transistor 1, W.

V_{CE0} es la tensión entre colector y emisor cuando la intensidad del colector es igual cero ($i_C=0$), llamada tensión umbral, V.

$\hat{i}_1$ es la intensidad que circula por el transistor 1, A.

r_{CE} = resistencia del IGBT en conducción (tasa de incremento de la característica de salida), Ω .

m es el índice de modulación.

3.1.3.4. Pérdidas por conmutación en el transistor.

La disipación de energía durante la conmutación es directamente proporcional a la corriente del colector. Las pérdidas totales disipadas de un IGBT pueden ser calculadas mediante la ecuación 3.47.

$$P_{on+off/T1} = \frac{1}{\pi} \cdot f_s \cdot \left[E_{on/T}(\hat{i}_1) + E_{off/T}(\hat{i}_1) \right] \quad 3.47$$

Donde:

$P_{on+off/T1}$ son las pérdidas por conmutación de transistor 1, W.

f_s es frecuencia de la onda de salida, Hz.

$E_{on/T}(\hat{i}_1)$ es la energía que se produce cuando el transistor comienza a conducir y esta depende de la corriente $\hat{i}_1$, J.

$E_{\text{off/T}}(\hat{i}_1)$ es la energía que se produce cuando el transistor deja de conducir y esta depende de la corriente $\hat{i}_1$, J.

$\hat{i}_1$ es la intensidad que circula por el transistor 1, A.

La ecuación 3.47 en realidad está basada suponiendo que las pérdidas generadas por el IGBT en la conmutación durante la media onda de un seno son idénticas a las pérdidas de conmutación generadas si se aplica una corriente directa equivalente, la cual corresponde al valor medio de la media onda del seno.

La energía producida durante las conmutaciones se puede calcular para valores de tensión y de corriente diferentes de los que propone el fabricante, mediante las ecuaciones 3.48 y 3.49, dado que incluyen los factores de corrección necesarios.

Encendido:

$$E_{\text{on/T}}^* = E_{\text{on/T}} \cdot \frac{V_{\text{CC}}^*}{V_{\text{CCref}}} \cdot \frac{I_{\text{C}}^*}{I_{\text{Cref}}} \quad 3.48$$

Donde:

$E_{\text{on/T}}^*$ es la energía por el paso a conducción que se produce cuando el transistor se conecta a otros valores de tensión y corriente distintos de los valores de referencia.

$E_{\text{on/T}}$ es la energía que se produce cuando el transistor comienza a conducir a V_{CCref} e I_{Cref} .

V_{CCref} es la tensión de corriente continua de referencia, V.

I_{Cref} es la corriente de referencia que circula por el transistor, A.

V_{CC}^* es la tensión a la que se conecta el transistor, V.

I_{C}^* es la corriente que circula por el transistor, A.

Apagado:

$$E_{\text{off/T}}^* = E_{\text{off/T}} \cdot \frac{V_{\text{CC}}^*}{V_{\text{CCref}}} \cdot \frac{I_{\text{C}}^*}{I_{\text{Cref}}} \quad 3.49$$

Donde:

$E_{\text{off/T}}^*$ es la energía por el paso de conducción a corte, que se produce cuando el transistor se conecta a otros valores de tensión y corriente distintos de los valores de referencia.

$E_{\text{off/T}}$ es la energía que se produce cuando el transistor comienza a conducir a V_{CCref} e I_{Cref} .

V_{CCref} es la tensión de corriente continua de referencia, V.

I_{Cref} es la corriente de referencia que circula por el transistor, A.

V_{CC}^* es la tensión a la que se conecta el transistor, V.

I_{C}^* es la corriente que circula por el transistor, A.

Donde los valores marcados con (*) son los valores de tensión y corriente, distintos que los dados en las hojas de características por el fabricante.

3.3.4 Diodo.

El elemento rectificador de potencia más común es el diodo de potencia, su simbología está representada en la Figura 3.27. Las características de los diodos de potencia son, en general, similares a las de los diodos normales, idealmente presenta dos estados bien diferenciados: corte y conducción. El paso de un estado a otro no se realiza de forma instantánea y en dispositivos en los que el funcionamiento se realiza a elevada frecuencia, es muy importante el tiempo de paso entre estados, puesto que éste limita las frecuencias de trabajo.

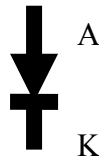


Figura 3.27 Simbología del diodo.

En cuanto a márgenes de funcionamiento, hay diodos que en estado de conducción pueden llegar a soportar corrientes medias superiores a los 1.500 A llegando hasta tensiones inversas superiores a los 2.000 V. El silicio es el elemento semiconductor más empleado puesto que es capaz de soportar elevadas intensidades en conducción y grandes tensiones inversas con bajas corrientes de fuga en corte [5]. El único procedimiento de control posible, es invertir la tensión entre ánodo y cátodo, por lo que se considera al diodo como un semiconductor no controlado.

3.3.4.1 Características estáticas.

Las características estáticas del diodo de potencia, se estudian definiendo conceptos tales como modelos estáticos y parámetros en estado de bloqueo y de conducción.

Modelos estáticos del Diodo.

En estado de conducción, tres son los modelos que se pueden utilizar para el diodo semiconductor en función de la precisión que se requiera en los cálculos. En la Figura 3.28 están representados junto con la curva tensión - intensidad que caracteriza a cada modelo.

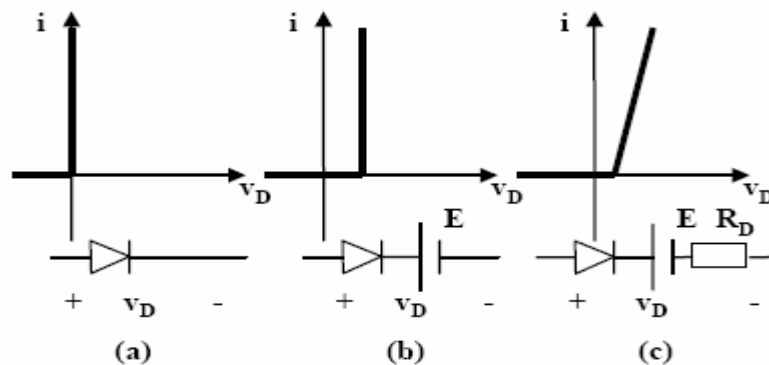


Figura 3.28 Modelos estáticos del diodo a) Modelo ideal b) Primera aproximación c) Segunda aproximación.

El modelo ideal asemeja el diodo a un cortocircuito, despreciando la tensión de corte V_D , que se considera en la primera aproximación. La resistencia interna R_D , junto a la tensión de corte también se considera en la segunda aproximación. El modelo equivalente para el diodo de potencia en corte puede asemejarse a un interruptor abierto en el que se desprecian las corrientes de fuga del dispositivo.

Simbología

La simbología usada más comúnmente en electrónica de potencia se resume en la Figura 3.29, por ejemplo: V_{RSM} , Tensión inversa máxima no repetitiva.

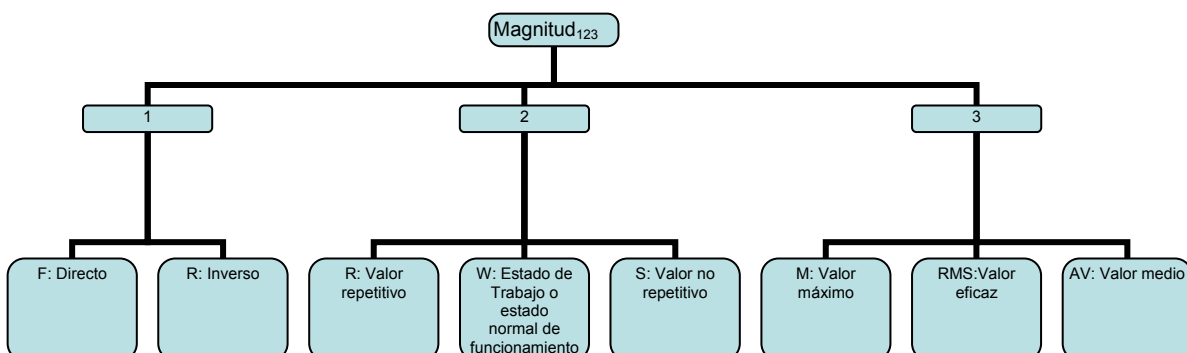


Figura 3.29 Simbología empleada normalmente en electrónica de potencia.

Parámetros en estado de bloqueo

Cuando un diodo se encuentra en estado de bloqueo (no conduce), existen una serie de valores de tensión que no pueden ser sobrepasados. En la Figura 3.30 se han representado los valores máximos de tensión inversa ánodo-cátodo que puede soportar un diodo momentáneamente o de manera continuada, sin que el dispositivo semiconductor corra el peligro de destruirse.

- V_{RWM} Tensión inversa de trabajo máxima. Es la tensión que puede ser soportada por el diodo de forma continuada sin peligro de calentamientos.
- V_{RRM} Tensión inversa de pico repetitivo. Es la tensión que puede ser soportada en picos de 1 ms repetidos cada 10 ms por tiempo indefinido.
- V_{RSM} Tensión inversa de pico no repetitivo. Es la tensión que puede ser soportada por una sola vez cada 10 minutos o más, con duración de pico de 10 ms.
- V_R Tensión de ruptura. Si es alcanzada, aunque sea por una sola vez con duración de 10 ms o menos, el diodo puede destruirse o al menos degradar sus características eléctricas.
- I_R Intensidad de fugas. Intensidad que circula por el dispositivo de potencia cuando está bloqueado.

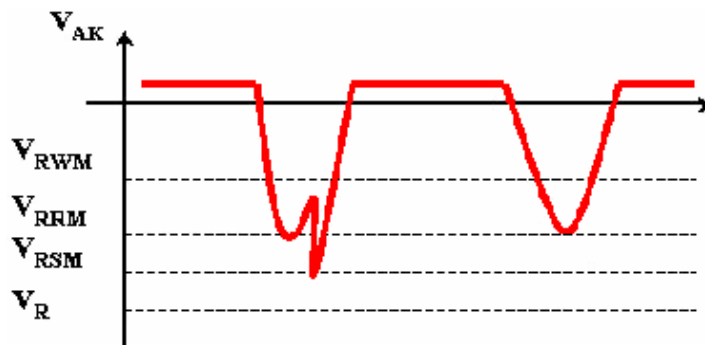


Figura 3.30 Parámetros en estado de bloqueo y tensiones inversas en el diodo.

Parámetros en estado de conducción

Cuando el diodo conduce también es importante no sobrepasar los valores de corriente permitidos por el dispositivo y que son facilitados por el fabricante [6].

- $I_{F(AV)}$ Intensidad nominal media en directa. Es el valor medio de la máxima intensidad de impulsos senoidales de 180° que el diodo puede soportar manteniendo a una determinada temperatura el encapsulado.
- I_{FRM} Intensidad de pico repetitivo en directa. Puede ser soportada cada 20 ms por tiempo indefinido, con duración del pico de 1 ms y se mantiene a determinada temperatura del encapsulado.
- I_{FSM} Intensidad de pico no repetitivo en directa. Es el máximo pico de intensidad aplicable por una vez cada 10 minutos o más, con duración de pico de 10 ms.

Algunos fabricantes dan la intensidad nominal en valor eficaz y no en valor medio, cuestión que hay que tener en cuenta cuando se comparan diodos de distintas marcas.

Cálculo teórico de las potencias instantánea y media en el diodo.

La potencia instantánea que disipa un diodo viene dada por la ecuación 3.50.

$$p_d = v_d(t) \cdot i(t) \quad 3.50$$

Donde:

$p_d(t)$ es la potencia instantánea que disipa un diodo, W.

$v_d(t)$ es la tensión instantánea aplicada al diodo, V.

$i_d(t)$ es la corriente instantánea que circula por el diodo, A.

Y se muestra en la Figura 3.31.

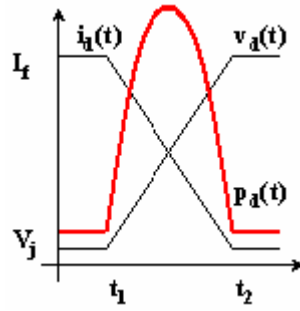


Figura 3.31 Potencia instantánea disipada por el diodo en conmutación.

La potencia media responde a la integral definida, de la potencia instantánea en un periodo, dividida por la duración del periodo T , tal y como se muestra en la ecuación 3.51.

$$P_{d(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^T v_d(t) \cdot i_d(t) \cdot dt \quad 3.51$$

Donde:

$P_{d(AV)}$ es la potencia media del diodo, W.

T es el periodo, s.

$v_d(t)$ es la tensión instantánea aplicada al diodo, V.

$i_d(t)$ es la corriente instantánea que circula por el diodo, A.

Considerando la tensión de codo, V_D y la resistencia interna, R_D del diodo y sustituyendo en la 3.51, se obtiene la ecuación 3.52.

$$P_{d(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^T (V_D + i_d \cdot R_D) \cdot i_d \cdot dt = \frac{V_D}{T} \int_0^T i_d \cdot dt + \frac{R_D}{T} \int_0^T i_d^2 \cdot dt \quad 3.52$$

Donde:

$P_{d(AV)}$ es la potencia media del diodo, W.

T es el periodo, s.

$v_d(t)$ es la tensión instantánea aplicada al diodo, V.

$i_d(t)$ es la corriente instantánea que circula por el diodo, A.

R_D es la resistencia interna del diodo, Ω .

V_D es la tensión de codo del diodo, V.

La ecuación 3.53 consta de dos términos; en el primero aparece la intensidad media, y en el segundo, la intensidad eficaz al cuadrado.

$$P_{d(AV)} = V_D \cdot I_{dc} + R_D \cdot I_{rms}^2 \quad 3.53$$

Donde:

$P_{d(AV)}$ es la potencia media del diodo, W.

R_D es la resistencia interna del diodo, Ω .

V_D es la tensión de codo del diodo, V.

I_{dc} es la corriente media que circula por el diodo, A.

I_{rms} es la corriente eficaz que circula por el diodo, A.

La potencia media no sólo depende de la intensidad media, sino también del valor eficaz de la señal y por lo tanto, del factor de forma, a , como se muestra en la ecuación 3.54.

$$a = \frac{I_{RMS}}{I_{DC}} \quad 3.54$$

Donde:

a es el factor de forma.

I_{dc} es la corriente media que circula por el diodo, A.

I_{rms} es la corriente eficaz que circula por el diodo, A.

Generalmente el fabricante proporciona información en las hojas de características del dispositivo semiconductor, por medio de tablas que indican la potencia disipada por el elemento para una intensidad conocida. También proporciona curvas que relacionan la potencia media con el factor de forma.

3.3.4.2 Características dinámicas del diodo de potencia.

Cuando en el estudio del comportamiento de los dispositivos semiconductores se quiere profundizar en los transitorios provocados por la conmutación, hay que tener en cuenta las características dinámicas, dado que los dispositivos no son ideales, se requiere un tiempo, para conseguir el paso de corte a conducción, t_{on} y de conducción a corte, t_{off} .

Paso de conducción a corte, *Turn off*.

Cuando un diodo se encuentra conduciendo una intensidad, I_d , la zona central de la unión p-n está saturada de portadores mayoritarios con mayor densidad de éstos cuanto mayor sea dicha intensidad. Si el circuito exterior fuerza la disminución de la corriente con una cierta velocidad, di/dt , aplicando una tensión inversa, resultará que después del paso por cero de la señal $i(t)$, hay un periodo en el cual cierta cantidad de portadores cambian su sentido de movimiento y permiten que el diodo conduzca en sentido contrario. La tensión inversa entre ánodo y cátodo no se establece hasta después de un tiempo, t_s , durante el cual los portadores empiezan a escasear y aparece en la unión una zona de carga espacial. La intensidad todavía tarda un tiempo t_f en pasar de un valor de pico negativo I_{rr} a un valor prácticamente nulo, mientras se va descargando la capacidad interna de la unión. Esta capacidad se puede considerar como la suma de la capacidad de difusión, C_{dif} y la capacidad de deplexión o de transición, C_j . La primera es proporcional a la corriente por el diodo y sólo tiene relevancia con éste polarizado en directa, mientras que la segunda, aparece con el diodo polarizado en inversa. La capacidad interna varía con la tensión inversa aplicada, tal y como se muestra en la Figura 3.32.

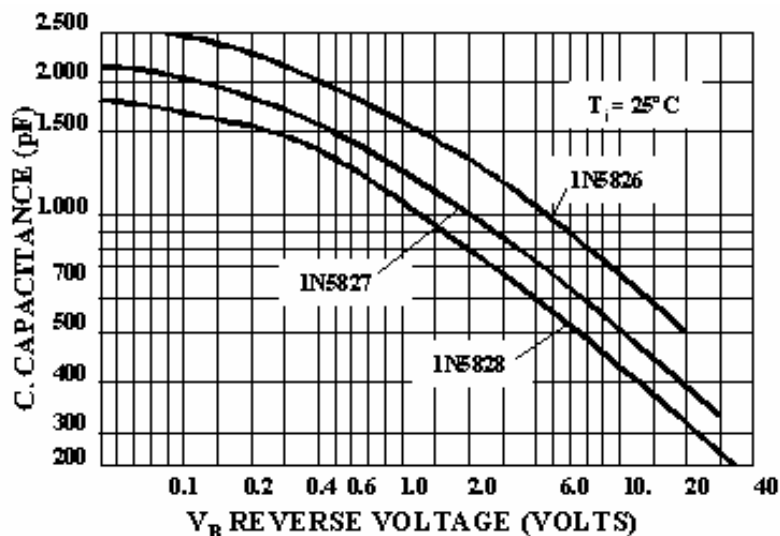


Figura 3.32 Variación de la capacidad interna en función de la tensión inversa.

Tiempo de recuperación inverso, t_{rr} Comprende el intervalo de tiempo desde que la corriente i_f pasa por cero en el cambio de encendido a apagado hasta que la corriente vuelve a adquirir el 10 % del valor I_{rr} . También se puede definir como el periodo durante el cual el diodo permite la conducción en sentido negativo. Está compuesto por la suma del tiempo de almacenamiento, t_s y el tiempo de caída, t_f , tal como muestra la ecuación 3.55.

$$t_{rr} = t_s + t_f$$

3.55

Donde:

t_{rr} es el tiempo de recuperación inversa, s.

t_s es el tiempo de almacenamiento, s.

t_f es el tiempo de caída, s.

Tiempo de almacenamiento, t_s Es el tiempo que transcurre desde el paso por cero de la intensidad hasta que se alcanza el pico negativo y es debido a la acumulación de portadores en la región de deplexión de la unión.

Tiempo de caída, t_f Es el tiempo transcurrido desde el pico negativo de intensidad hasta que ésta se anula, y es debido a la descarga de la capacidad de la unión polarizada en inversa. En la práctica se suele medir desde el valor de pico negativo de la corriente hasta que se alcanza el 10% de dicho valor.

Estos dos valores t_s y t_f están representados en la Figura 3.33, en la cual se observa que para valores mayores de tensión inversa, la capacidad varía muy poco por lo que se puede considerar constante.

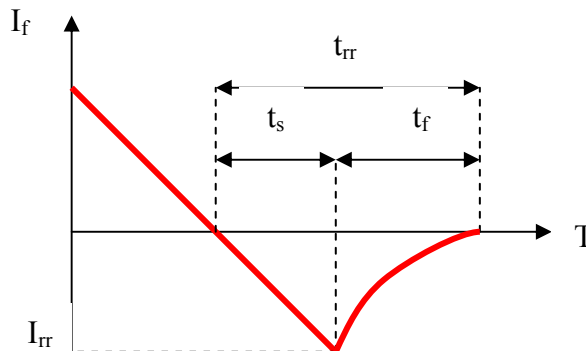


Figura 3.33 Curva de un diodo en su paso de conducción a su estado de corte.

Carga eléctrica almacenada o desplazada, Q_{rr} Es la carga que almacena el diodo en su paso al estado de apagado.

Factor de suavizado, S Es la relación entre los tiempos de caída y almacenamiento, como muestra la ecuación 3.56. Dependiendo de su valor se puede obtener diferentes formas de la onda de intensidad por el diodo, como se muestra en la Figura 3.34, de donde se obtiene que en el paso de conducción a corte, la corriente por el diodo evoluciona desde valores positivos a valores negativos hasta que finalmente se anula. El tiempo de recuperación inverso, t_{rr} adquiere una gran importancia a la hora de trabajar en conmutación, pues limita la máxima frecuencia de trabajo.

$$S = \frac{t_f}{t_s}$$

3.56

Donde:

S es el factor de suavizado.

t_s es el tiempo de almacenamiento, s.

t_f es el tiempo de caída, s.

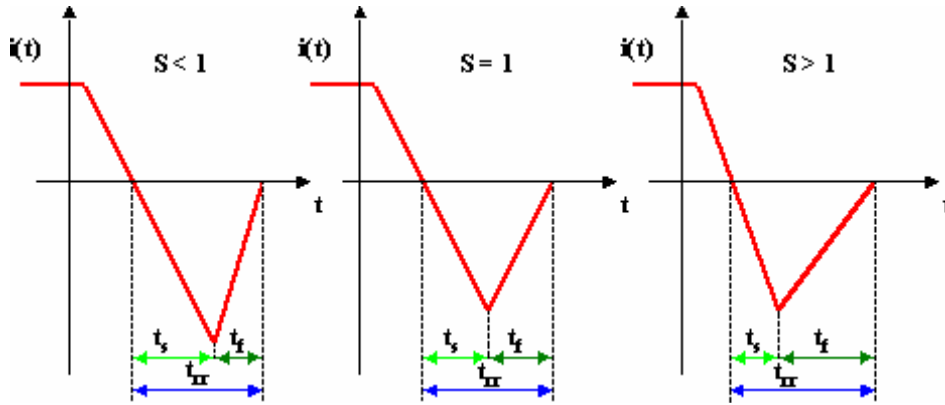


Figura 3.34 Forma de onda de la corriente por el diodo, según el valor del factor de suavizado, S.

Para el cálculo de los parámetros I_{rr} y Q_{rr} hay que tener en cuenta la pendiente di/dt que representa la disminución de intensidad por el diodo y el área de un triángulo, Q_{rr} cuya base y altura son respectivamente t_{rr} e I_{rr} , que representa la carga almacenada en la unión p-n, durante el paso a corte del dispositivo.

Puesto que normalmente t_s y t_f suelen ser desconocidos se pueden suponer dos casos:

1. que t_f es despreciable frente a t_s con lo cual t_{rr} es igual a t_s . $t_f \ll t_s \rightarrow t_{rr} = t_s$.
2. que ambos son iguales a la mitad de t_{rr} . $t_f = t_s = 1/2 t_{rr}$.

$$I_{rr} = t_s \cdot \frac{di}{dt} \quad 3.57$$

Donde:

I_{rr} es la corriente pico de recuperación inverso, A.

t_s es el tiempo de almacenamiento, s.

$$Q_{rr} = \frac{1}{2} t_{rr} \cdot I_{rr} \quad 3.58$$

Donde:

Q_{rr} es la carga de recuperación inversa, J.

t_{rr} es el tiempo de recuperación inversa, s.

I_{rr} es la corriente pico de recuperación inverso, A.

Aplicando la primera suposición se obtiene:

$$t_f = 0 \Rightarrow t_s = t_{rr} \quad 3.59$$

$$t_{rr} = \sqrt{2 \cdot \frac{Q_{rr}}{di/dt}} \quad 3.60$$

$$I_{rr} = \sqrt{2 \cdot Q_{rr} \cdot \frac{di}{dt}} \quad 3.61$$

En caso de aplicar la segunda suposición, los resultados son los siguientes:

$$t_s = t_f = \frac{t_{rr}}{2} \quad 3.62$$

$$t_{rr} = \sqrt{4 \cdot \frac{Q_{rr}}{di/dt}} \quad 3.63$$

$$I_{rr} = \sqrt{Q_{rr} \cdot \frac{di}{dt}} \quad 3.64$$

Una vez realizados los cálculos para ambos supuestos se elige siempre el peor de los casos: mayor t_{rr} o mayor I_{rr} según las especificaciones del problema. Pues éste es el que puede perjudicar en mayor medida al dispositivo semiconductor.

Paso de corte a conducción, *Turn on*.

Por ser prácticamente despreciables los efectos provocados por el tiempo de recuperación directa, indicar solamente que se conoce como *Turn on* (encendido), al tiempo que transcurre entre el instante en que la tensión entre el ánodo y cátodo se hace positiva y en el que dicha tensión alcanza el valor normal de conducción. Es decir el tiempo de paso de corte a conducción.

3.1.4.3. Pérdidas en conducción en el diodo.

Si la salida se linealiza mediante una ecuación del tipo $y = A + Bx$, es decir, se aproxima a una recta, la dependencia temporal de la tensión en conducción V_F puede ser expresada según la ecuación 3.65.

$$V_F(t) = V_{F0} + r_F \cdot i_F(t) = V_{F0} + r_F \cdot \hat{i}_1 \cdot \sin \omega t \quad 3.65$$

Donde:

V_{F0} es la tensión umbral de conducción con $i_F = 0$, V.

i_F es la corriente que circula por el diodo, A.

r_F es la resistencia del diodo en conducción, Ω .

Considerando la dependencia sinusoidal del ciclo de trabajo frente al tiempo, la potencia disipada por el diodo D2 en conducción puede ser calculada según la ecuación 3.66.

$$P_{fw/D2} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{F0}}{\pi} \cdot \hat{i}_1 + \frac{r_F}{4} \cdot \hat{i}_1^2 \right) - m \cdot \cos \varphi \cdot \left(\frac{V_{F0}}{8} \cdot \hat{i}_1 + \frac{r_F}{3\pi} \hat{i}_1^2 \right) \quad 3.66$$

Donde:

$P_{fw/D2}$ son las pérdidas por conducción que se producen en el diodo 2, W.

V_{F0} es la tensión umbral de conducción con $i_F = 0$, V.

r_F es la resistencia del diodo en conducción, Ω .

m es el índice de modulación.

Pérdidas en conmutación en el diodo.

La potencia total de pérdidas por conmutación de un diodo puede ser calculado con la ecuación 3.67.

$$P_{off/D2} = \frac{1}{\pi} \cdot f_s \cdot E_{off/D}(\hat{i}_1) \quad 3.67$$

Donde:

$P_{off/D2}$ son las pérdidas por conmutación que se producen en el diodo 2, W.

f_s es la frecuencia de conmutación, Hz.

$E_{off/D}$ es la energía que se produce por la conmutación del diodo cuando pasa del estado de conducción al estado de corte, J.

La ecuación 3.67 se basa en la suposición de que en el diodo las pérdidas generadas durante la media-onda de un seno son idénticas a las pérdidas de conmutación generadas, si se aplica una corriente directa equivalente, que corresponde al valor medio de la media-onda del seno.

La energía que se produce cuando un diodo pasa de conducción a corte se denomina energía de apagado $E_{\text{off/D}}$. Si no es facilitada por el fabricante, se puede obtener mediante la ecuación 3.68.

$$E_{\text{off/D}} = \int (p) \cdot dt = \int V_M \cdot i(t) = V_R \cdot \frac{1}{2} \cdot I_{rr} \cdot t_f \quad 3.68$$

Donde:

$E_{\text{off/D}}$ es la energía que se produce por la conmutación del diodo cuando pasa del estado de conducción al estado de corte, J.

V_R es la tensión máxima de recuperación inversa del diodo, V.

I_{rr} es la corriente pico de recuperación inversa, A.

t_f es el tiempo de caída, s.

Para realizar un cálculo conservador, se supone que el peor de los casos en el cálculo de la energía de apagado (ecuación 3.68) es aquél en el que el tiempo de caída t_f sea igual al tiempo total de la recuperación inversa t_{rr} , con lo que resulta la ecuación 3.69.

$$E_{\text{off/D}} = \frac{1}{2} \cdot V_R \cdot I_{rr} \cdot t_{rr} \quad 3.69$$

Donde:

$E_{\text{off/D}}$ es la energía de recuperación inversa, J.

V_R es la tensión máxima de recuperación inversa del diodo, V.

I_{rr} es la corriente pico de recuperación inverso, A.

t_{rr} es el tiempo de recuperación inversa, s.

Y sustituyendo la ecuación 3.70, mostrada a continuación, en la ecuación 3.69 finalmente se obtiene que la energía que se produce en la recuperación inversa del diodo cuando hay una conmutación, es la ecuación 3.71.

$$Q_{rr} = \frac{1}{2} t_{rr} \cdot I_{rr} \quad 3.70$$

$$E_{\text{off/D}} = V_R \cdot Q_{rr} \quad 3.71$$

Donde:

Q_{rr} es la carga de recuperación inversa, J.

$E_{\text{off/D}}$ es la energía de recuperación inversa, J.

V_R es la tensión máxima de recuperación inversa del diodo, V.

I_{rr} es la corriente pico de recuperación inverso, A.

t_{rr} es el tiempo de recuperación inversa, s.

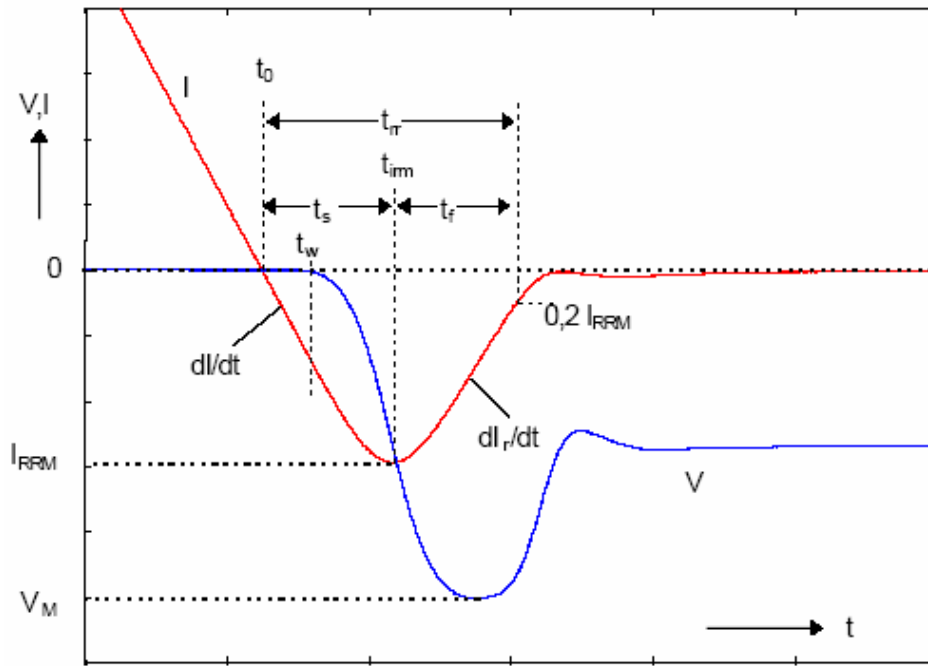


Figura 3.35 Curvas características de la tensión y la corriente en un diodo en el proceso de recuperación inversa.

Las pérdidas por conmutación en el diodo se pueden convertir a otros niveles de tensión e intensidad diferentes a los dados por el fabricante, mediante los factores de corrección mostrados en la ecuación 3.72.

$$E_{off/D}^* = E_{off/D} \cdot \frac{V_{CC}^*}{V_{CCref}} \cdot \frac{I_C^*}{I_{Cref}} \quad 3.72$$

Donde:

$E_{off/D}^*$ es la energía por el paso de conducción a corte, que se produce cuando el diodo se conecta a otros valores de tensión y corriente distintos de los valores de referencia.

$E_{off/D}$ es la energía que se produce cuando el diodo pasa del estado de conducción al estado de corte a V_{CCref} e I_{Cref} .

V_{CCref} es la tensión de corriente continua de referencia, V.

I_{Cref} es la corriente de referencia que circula por el diodo, A.

V_{CC}^* es la tensión a la que se conecta el diodo, V.

I_C^* es la corriente que circula por el diodo, A.

Donde los valores marcados con (*) son aquellas tensiones y corrientes distintas que las dadas en las hojas de características, puesto que los fabricantes realizan sus experimentos a determinadas tensiones y corrientes, que no siempre coincidirán con los necesarios en los cálculos reales.

3.4 Disipadores.

En los semiconductores que forman parte de los circuitos electrónicos anteriormente desarrollados y en general en cualquier elemento conductor por el que circula una corriente eléctrica, se generan unas pérdidas de potencia que elevan la temperatura del mismo. Estas pérdidas son debidas al efecto Joule, y cobran especial protagonismo en los elementos semiconductores de potencia, puesto que por ellos circulan elevadas intensidades, y por tanto el incremento de temperatura que se produce pone en peligro la vida del dispositivo. El calor que se produce en el interior del semiconductor debe ser evacuado rápidamente, con el fin de evitar que la temperatura interna llegue al límite máximo permitido, límite por encima del cual se destruirá el dispositivo.

En los últimos años, se ha experimentado un gran avance en los dispositivos electrónicos de potencia; la tendencia es integrar en pequeñísimas pastillas de silicio la mayor cantidad posible de funciones, tanto de control como de potencia (tecnología *Smart-Power*, o circuitos integrados inteligentes). El principal freno para el desarrollo de las nuevas tecnologías es precisamente la disipación del calor que se genera en el interior de los chips. En Electrónica de Potencia la refrigeración juega un papel muy importante en la optimización del funcionamiento y vida útil del semiconductor de potencia.

3.4.1 Propagación del calor.

En todo semiconductor un flujo de corriente eléctrica produce una pérdida de energía que se transforma en calor. El calor elevará la temperatura en el dispositivo; si este aumento es excesivo e incontrolado provocará una disminución de la fiabilidad del componente, llegándose incluso a la destrucción de las uniones. La capacidad de evacuación de calor al medio ambiente varía según el tipo de encapsulado o contenedor del dispositivo; en los semiconductores de potencia esta evacuación es demasiado pequeña, por lo que es necesario facilitar la transferencia de calor generado. Esto se consigue mediante un dispositivo de mayor volumen y superficie llamado radiador o disipador de calor, el cual hace de puente para evacuar el calor del encapsulado al ambiente.

3.4.1.1 Formas de transmisión del calor.

La experiencia demuestra que el calor producido por un foco calorífico se propaga por todo el espacio que lo rodea.

Esta transmisión del calor puede producirse de tres formas:

A.- CONDUCCIÓN:

Es el principal medio de transferencia de calor en un cuerpo sólido. Se realiza por la transferencia de energía cinética entre moléculas contiguas. En este tipo de transmisión se debe tener en cuenta la conductividad térmica de las sustancias (cantidad de calor transmitido por unidad de tiempo, superficie y gradiente de temperatura).

B.- CONVECCIÓN:

Es la transferencia de calor mediante la circulación de un fluido, que absorbe dicho calor y lo transporta a otro lugar; a este proceso se le llama convección natural.

Si la circulación del fluido está provocada por un medio externo se denomina convección forzada.

C.- RADIACIÓN:

La radiación térmica es la transferencia de calor mediante radiaciones electromagnéticas emitidas por cualquier cuerpo cuya temperatura sea mayor a cero grados Kelvin. El estado de la superficie influye en gran medida en la cantidad de calor radiado. Las superficies mates son más favorables que las pulidas y los cuerpos negros son los de mayor poder de radiación, por este motivo se efectúa un ennegrecimiento de la superficie radiante. La transferencia de calor por radiación no se tiene en cuenta puesto que a las temperaturas a que se trabaja ésta es despreciable.

3.4.2 Equivalente eléctrico.

Aunque el diseño térmico de los elementos semiconductores podría realizarse aplicando las ecuaciones básicas de la transferencia de calor, se ha generalizado un método mas sencillo basado en una analogía entre las ecuaciones térmicas y la ley de Ohm. Por el principio de analogía se puede realizar un símil eléctrico de todo el proceso térmico. La diferencia de temperatura es análoga a una diferencia de potencial (tensión), el flujo calorífico es análogo al flujo de corriente eléctrica (intensidad) y la resistencia térmica similar a la resistencia eléctrica. El paso de la corriente eléctrica produce un aumento de la temperatura de la unión (T_j). Si ésta se quiere mantener a un nivel seguro, se debe evacuar al exterior la energía calorífica generada por la unión. El calor pasará del punto más caliente al más frío, con mayor o menor dificultad dependiendo de la resistencia térmica que encuentre a su paso, dicha resistencia expresa el grado de dificultad para evacuar el calor de un dispositivo y se mide en grados centígrados por

vatio ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$). El objetivo principal de este tema es determinar el tipo y longitud del disipador que se ha de colocar en el dispositivo semiconductor, para garantizar que no se supere la temperatura de la unión máxima permitida por el fabricante.

Aplicando el principio de analogía a las magnitudes eléctricas y térmicas, se cumple la ecuación 3.73.

$$T_j - T_a = P_d \cdot (R_{th(j-c)} + R_{th(c-a)}) \quad 3.73$$

Donde:

T_j es la temperatura alcanzada por la unión del dispositivo durante su funcionamiento, $^{\circ}\text{C}$.

T_a es la temperatura ambiente, $^{\circ}\text{C}$.

P_d es la potencia que disipa el semiconductor, W.

$R_{th(j-c)}$ es la resistencia térmica unión-encapsulado, $^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

$R_{th(c-a)}$ es la resistencia térmica encapsulado-ambiente, $^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

Cuando se le añade un disipador al semiconductor estudiado, aparecen dos nuevas resistencias:

-la resistencia térmica entre el encapsulado y el disipador, $R_{th(c-h)}$.

-la resistencia térmica entre el disipador y el ambiente, $R_{th(h-a)}$.

Dichas resistencias se introducen en paralelo con $R_{th(c-a)}$, puesto que ambas resistencias térmicas están en contacto con el ambiente y debe de cumplirse que $R_{th(c-a)} \gg R_{th(c-h)} + R_{th(h-a)}$ quedando sólo $R_{th(j-c)} + R_{th(c-h)} + R_{th(h-a)}$. Como se ve la misión del radiador ha sido reducir la resistencia térmica encapsulado-ambiente del conjunto. Para tener más claro cada una de las resistencias térmicas que aparecen en el equivalente eléctrico mostrado en la Figura 3.36, en la cual se sitúan dichas resistencias en un montaje real.

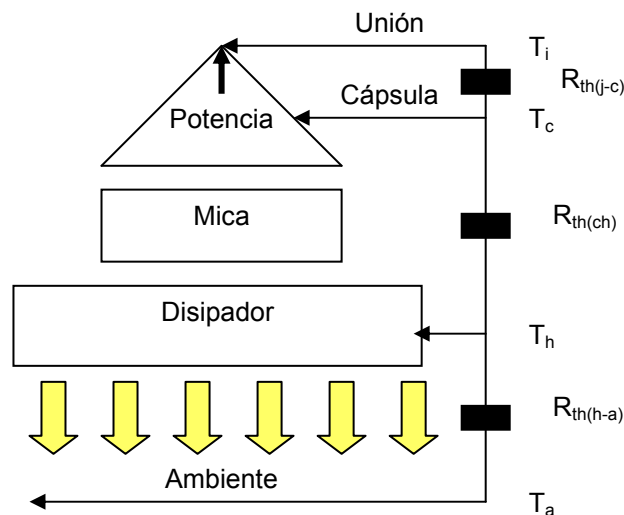


Figura 3.36 Resistencias térmicas y temperaturas, localizadas en un montaje real.

En la Figura 3.37, la $R_{th(c-a)}$ en paralelo con la suma $R_{th(c-d)} + R_{th(h-a)}$ se puede despreciar, es decir, es mucho mayor el flujo de calor desde el encapsulado - radiador ambiente que desde el encapsulado ambiente.

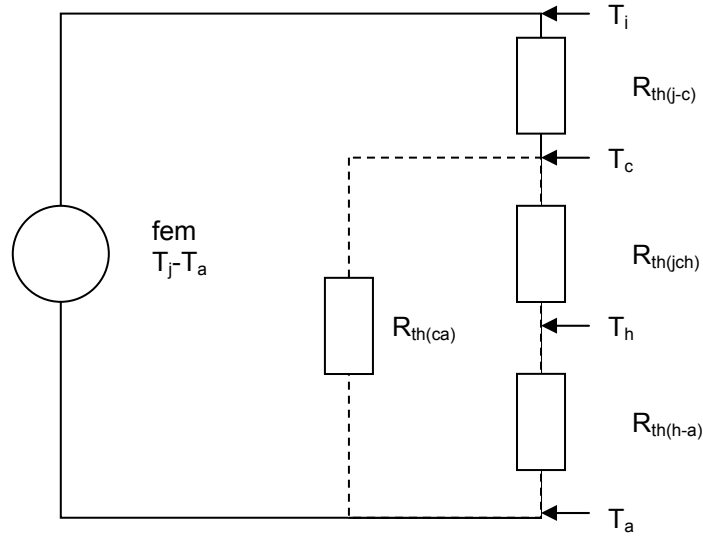


Figura 3.37 Equivalente eléctrico, para el estudio de la disipación de calor.

3.4.2.1 Resistencias térmicas.

Cuanto menor sea el valor de la resistencia térmica, más fácil será evacuar el calor y menor el incremento de temperatura en la unión para una misma potencia eléctrica disipada. La resistencia térmica global desde la unión del semiconductor hasta el medio ambiente se puede desglosar en varias resistencias térmicas, que se describen a continuación.

Resistencia Unión - Encapsulado, $R_{th(j-c)}$

El foco calorífico se genera en la unión del propio cristal semiconductor, de tal forma que el calor debe pasar desde este punto al exterior del encapsulado. La dificultad que presenta el dispositivo para evacuar este calor se mide como resistencia térmica unión-encapsulado. Esta resistencia depende del tipo de encapsulado y la suministra el fabricante, bien directamente o indirectamente en forma de curva de reducción de potencia o mediante la ecuación 3.74.

$$R_{th(j-c)} = \frac{T_{jmax} - T_c}{P_d} \quad 3.74$$

Donde:

$R_{th(j-c)}$ es la resistencia térmica unión-encapsulado, °C/W.

T_{jmax} es la temperatura máxima que puede soportar la unión del dispositivo, °C.

T_c es la temperatura del encapsulado, °C.

P_d es la potencia que disipa el semiconductor, W.

En la Figura 3.38 muestra la potencia máxima que es capaz de disipar el dispositivo en función de la temperatura de la cápsula. La pendiente de la recta es la inversa de la resistencia unión-encapsulado.

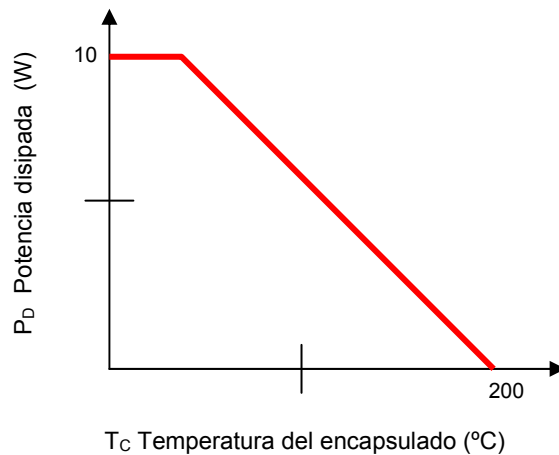


Figura 3.38 Curva de la Potencia disipada frente a T_C .

Resistencia Encapsulado - Disipador, $R_{th(c-h)}$.

Es la resistencia térmica entre el encapsulado y el disipador. La facilita el fabricante o se puede encontrar en tablas, siempre está condicionada por el tipo de contenedor o cápsula y por el tipo de contacto entre la cápsula y la aleta refrigeradora. El valor de la misma depende del sistema de fijación del disipador, del grado de contacto entre las superficies e incluso de la fuerza con que se aprieten los tornillos fijadores. Para mejorar este contacto, y/o aislar eléctricamente las dos superficies, se suelen interponer materiales, que pueden ser de dos tipos: pastas y láminas aislantes.

Las pastas, que pueden ser conductoras o no conductoras de la electricidad, producen una disminución de la $R_{th(c-h)}$ mejorando el contacto entre las superficies (véase la Tabla 3.3), suelen ser pastas de silicona ó láminas aislantes eléctricas como mica, kela film, etc, que se pueden emplear solas o conjuntamente con pastas de silicona conductoras de calor. En la mayoría de los transistores el encapsulado hace las veces de colector, por lo que generalmente es necesario aislarlo eléctricamente del disipador (normalmente, el colector suele estar a V_{cc} y el disipador a tierra puesto que suele colocarse en el chasis del aparato, generalmente conectado a tierra).

Por tanto esta resistencia térmica depende del tipo de contacto entre contenedor y disipador y se pueden dar las siguientes combinaciones:

- Contacto directo (R_D).
- Contacto directo más pasta de silicona (R_{D+S}).
- Contacto directo más mica aislante (R_{D+M}).
- Contacto directo más mica aislante más pasta de silicona (R_{D+M+S})

El valor de la resistencia $R_{th(c-h)}$ depende bastante del tipo de contacto, a continuación se ordenan de menor a mayor.

$$R_{D+S} < R_D < R_{D+M+S} < R_{D+M}$$

El valor de esta resistencia térmica influye notablemente en el cálculo de la resistencia térmica entre el disipador y el ambiente ($R_{th(h)}$) y por tanto en la superficie y longitud necesarias en la aleta que se debe aplicar al dispositivo a refrigerar. Cuanto más baja sea $R_{th(c-h)}$ menor tendrá que ser $R_{th(h)}$ y por tanto más pequeña la aleta necesaria.

Tipo contenedor	Contacto directo	Contacto directo más pasta de silicona	Contacto con mica	Contacto con mica más pasta de silicona
TO.39-TO.5	1	0,7	-	-
TO.126	1,4	1	2	1,5
TO.220	0,8	0,5	1,4	1,2
TO.202	0,8	0,5	1,4	1,2
TO.152	0,8	0,5	1,4	1,2
TO.90	0,5	0,3	1,2	0,9
TO.3 (Plástico)	0,4	0,2	1	0,7
TO.59	1,2	0,7	2,1	1,5
TO.117	2	1,7	-	-
SOT.48	1,8	1,5	-	-
DIAL.4L	1,1	0,7	-	-
TO.66	1,1	0,65	1,8	1,4
TO.3	0,25	0,12	0,8	0,4

Tabla 3.3 Tabla de resistencias térmicas.

En realidad es la resistencia disipador - ambiente y representa la oposición al flujo de calor desde el elemento disipador al aire o medio ambiente. Depende de factores como: condiciones de la superficie, color y posición de montaje. Para el cálculo de esta resistencia, se emplea la ecuación 3.75.

$$R_{th(h)} = \frac{T_j - T_a}{P_d} - (R_{th(j-c)} + R_{th(c-h)}) \quad 3.75$$

Donde:

$R_{th(h)}$ es la resistencia térmica del disipador, °C/W.

T_j es la temperatura alcanzada por la unión del dispositivo durante su funcionamiento, °C.

T_a es la temperatura ambiente, °C.

P_d es la potencia que disipa el semiconductor, W.

$R_{th(j-c)}$ es la resistencia térmica unión-encapsulado, °C/W.

Una vez calculada la resistencia térmica del disipador $R_{th(h)}$ se elige el disipador adecuado.

Elección del disipador. Consideraciones.

En primer lugar se tendrá en cuenta que el tipo de encapsulado del dispositivo a refrigerar sea el adecuado para el montaje de la aleta.

En segundo lugar, para el caso de grandes radiadores, hay que calcular la longitud necesaria de disipador y cortar la adecuada. Para ello es necesario disponer de gráficas que ofrecen los fabricantes de la resistencia en función de la longitud del disipador.

De todos los parámetros que intervienen en el cálculo de $R_{th(h)}$, el cálculo de la potencia disipada, P_d , suele ser el más complejo. La potencia que disipa un semiconductor variará según el tipo de dispositivo que se esté utilizando y de la señal aplicada.

En la Figura 3.39 se puede observar un ejemplo real de un disipador y curva característica de la resistencia en función de la longitud, para la selección del mismo.

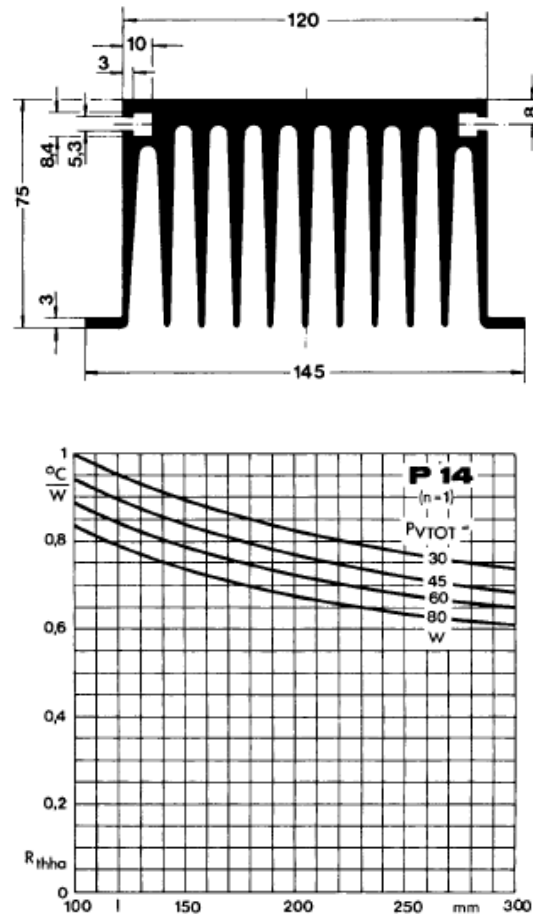


Figura 3.39 Ejemplo de radiador existente en el mercado junto a su curva característica $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ frente longitud.

3.4.3 Temperatura máxima de la unión, $T_{j\text{máx}}$

Esta temperatura representa el límite superior al que no debe llegar la unión, por encima de ella se puede llegar a la destrucción del dispositivo. Este dato está disponible, normalmente, en los manuales de los fabricantes de semiconductores. En su defecto se puede adoptar uno de los valores típicos mostrados en la Tabla 3.4, en función del dispositivo a refrigerar.

DISPOSITIVO	RANGO DE $T_{j\text{máx}}$
Unión de Germanio	Entre 100 y 125 $^{\circ}\text{C}$
Unión de Silicio	Entre 150 y 200 $^{\circ}\text{C}$
JFET	Entre 150 y 175 $^{\circ}\text{C}$
MOSFET	Entre 175 y 200 $^{\circ}\text{C}$
Tiristores	Entre 100 y 125 $^{\circ}\text{C}$
Transistores Uniunión	Entre 100 y 125 $^{\circ}\text{C}$
Diodos Zener	Entre 150 y 175 $^{\circ}\text{C}$

Tabla 3.4 Valores típicos de la temperatura máxima de la unión $T_{j\text{máx}}$ dependiendo del dispositivo empleado.

El objetivo principal será mantener la temperatura de la unión por debajo de la máxima permitida.

Se utiliza un coeficiente de seguridad, K cuyo valor dará una temperatura de la unión comprendida entre el 50% y el 70% de la máxima, K estará comprendido entre 0.5 y 0.7. La temperatura de la unión que se utilizará en los cálculos será expresada tal y como se muestra en la ecuación 3.76.

$$T_j = K \cdot T_{j\text{máx}} \quad 3.76$$

Donde:

T_j es la temperatura alcanzada por la unión del dispositivo durante su funcionamiento, °C.

K es un coeficiente de seguridad.

$T_{j\text{máx}}$ es la temperatura máxima que puede soportar la unión del dispositivo, °C.

Las condiciones de funcionamiento en función de K serán:

Para valores de K = 0.5: dispositivo poco caliente. Máximo margen de seguridad, pero el tamaño de la aleta refrigeradora será mayor.

Para valores de K = 0.6: menor tamaño de la aleta refrigeradora sin que el dispositivo se caliente demasiado.

Para valores de K = 0.7: máximo riesgo para el dispositivo. El tamaño de la aleta refrigeradora será menor que en el caso anterior. Este coeficiente de seguridad exige que la aleta se sitúe en el exterior.

3.4.4 Potencia máxima disipable, Wat.

La potencia máxima que puede disipar un dispositivo es un dato que proporciona el fabricante para una temperatura del encapsulado normalmente de 25°C. Esta potencia máxima se puede calcular mediante la ecuación 3.77.

$$\text{Wat} = \frac{T_j - T_c}{R_{th(j-c)}} = \frac{T_{j\text{máx}} - 25^\circ\text{C}}{R_{th(j-c)}} \quad 3.77$$

Donde:

Wat es la potencia máxima que el transistor puede disipar con una $T_c = 25^\circ\text{C}$, W.

T_j es la temperatura alcanzada por la unión del dispositivo durante su funcionamiento, °C.

T_c es la temperatura del encapsulado, °C.

$R_{th(j-c)}$ es la resistencia térmica unión-encapsulado, °C/W.

$T_{j\text{máx}}$ es la temperatura máxima de funcionamiento, °C.

3.4.5 Cálculo de R_d de diodo rectificador.

En el caso de diodo rectificador, para calcular la resistencia térmica del disipador hay que conocer la intensidad media directa por el diodo I_{FAV} , el factor de forma, a, que es la relación entre la intensidad eficaz y la intensidad media, y también la temperatura ambiente del entorno en el que va a trabajar el dispositivo. Estos datos son propios del circuito en el cual el diodo está funcionando. La ecuación 3.78 muestra como calcular el factor de forma.

$$a = \frac{I_{rms}}{I_{FAV}} \quad 3.78$$

Donde:

a es el factor de forma.

$$R_{th(c-a)} = R_{th(c-h)} + R_{th(h)} \quad 3.81$$

Donde:

$R_{th(c-a)}$ es la resistencia térmica encapsulado-ambiente, °C/W.

$R_{th(c-h)}$ es la resistencia térmica encapsulado-disipador, °C/W.

$R_{th(h)}$ es la resistencia térmica del disipador, °C/W.

De la ecuación 3.80, se puede obtener la resistencia de disipador buscada sabiendo que $R_{th(c-h)}$ dependerá del tipo de contacto del encapsulado-disipador.

Para un diodo de potencia, las pérdidas totales serán la suma de las pérdidas en conmutación y las pérdidas en conducción. Las pérdidas en conmutación son significativas a altas frecuencias y aparecen como consecuencia de la recuperación inversa. Se pueden calcular aplicando la ecuación 3.82.

$$P_{conmutación} = V_R \cdot Q_{RR} \cdot f_s \quad 3.82$$

Donde:

$P_{conmutación}$ son las pérdidas por conmutación, W.

V_R es la tensión en bornes del diodo en estado de bloqueo, V.

f_s es la frecuencia de conmutación, Hz.

Q_{RR} es la carga de recuperación inversa, C.

3.4.6 Ventilación forzada.

Cuando la resistencia térmica obtenida en el cálculo es muy baja, se puede elegir entre pocos radiadores, puesto que son pocos los que hay en el mercado que ofrecen una resistencia térmica inferior a 0.5 – 0.6 °C/W. En estos casos, se utiliza un ventilador, el cual es capaz de reducir la resistencia térmica equivalente.

Para valorar en términos numéricos la reducción de la resistencia térmica es absolutamente necesario conocer el aire que es capaz de mover el ventilador por unidad de tiempo, dicho dato es proporcionado por el fabricante del ventilador.

3.4.7 Impedancia Térmica.

El método de diseño empleado anteriormente sólo es válido en aquellos casos en los que la temperatura de pico que alcanza la unión es muy parecida a su temperatura media. En aquellos componentes que soportan pulsos únicos de potencia, pulsos de forma irregular o trenes de pulsos de baja frecuencia con ciclos de trabajo pequeños ($D < 0.5$), el factor que limita las pérdidas de potencia es la temperatura de pico de la unión y no la temperatura media. La razón de esto es que el calentamiento no llega al encapsulado ni al radiador debido a la inercia térmica, y el encapsulado permanece prácticamente a la temperatura ambiente. El modelo anterior ($T_j = P_d \cdot R_{th(j-c)} + T_c$) NO es válido, y en su lugar, el modelo a seguir se muestra en la Figura 3.41.

El modelo térmico debe ser modificado para contar con la capacidad térmica, por lo que se deben incluir estas capacidades que simulan las inercias térmicas de los elementos.

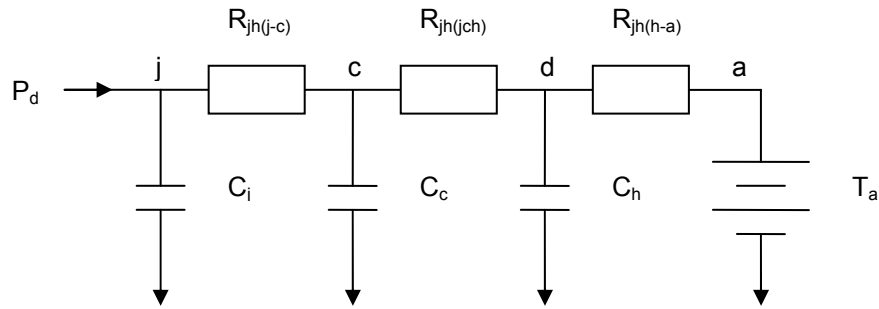


Figura 3.41 Modelo térmico media.

En este caso habría que definir una impedancia térmica $Z_{th(j-c)} < R_{th(j-c)}$, que sirve para calcular la evolución de la temperatura instantánea.

En el circuito eléctrico, mostrado en la Figura 3.42, que representa la analogía con el comportamiento térmico se pueden ver una serie de grupos $R_t C_t$ cada uno con una constante de tiempo característica $\zeta = R_t C_t$

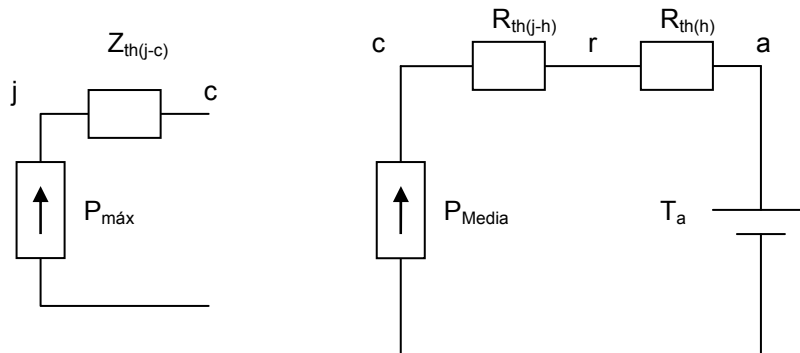


Figura 3.42 Equivalencia eléctrica del circuito.

El valor de la constante de tiempo determina si cada uno de los grupos $R_t C_t$ alcanzan el equilibrio rápida o lentamente. Cada grupo produce un incremento de temperatura que viene dado por la expresión:

$$\Delta T = t_2 - t_1 = R_t \cdot P_d \cdot \left[1 - e^{\frac{-t}{R_t \cdot C_t}} \right] \quad 3.83$$

Donde:

R_t Resistencia térmica del grupo $R_t C_t$

C_t Capacidad térmica del grupo $R_t C_t$

Cuando se aplica el pulso de potencia, la temperatura va aumentando de valor con la consiguiente carga de las capacidades térmicas. Cuando éstas se cargan totalmente, se alcanza el régimen permanente para la temperatura y su aumento ya sólo depende de la resistencia térmica.

Las pérdidas de potencia prácticamente se producen en la oblea de silicio, que al tener poca masa, su inercia térmica es muy pequeña y puede cambiar de temperatura rápidamente.

El radiador tiene mucha masa con lo que su inercia es mucho mayor y los cambios de temperatura son mucho más lentos.

En la práctica se utiliza un método simplificado, a partir de las curvas que el fabricante proporciona de impedancia térmica transitoria, donde la temperatura, aumenta con la duración

del pulso, hasta que se alcanza el régimen permanente (ver Figura 3.43). Se trataría de calcular las dos incógnitas de T_c y $R_{th(h)}$

Para el cálculo de T_c la potencia máxima y para el cálculo de $R_{th(h)}$ la potencia media.

La Figura 3.43 muestra la respuesta de T_j ante dos pulsos de diferentes anchos pero con el mismo valor de pico, que a su vez están, representados en la Figura 3.44. El pulso de menor ancho hace que la unión alcance un valor inferior de temperatura. Como se puede observar, si se aplica un pulso lo suficientemente ancho, la temperatura de la unión alcanzará el régimen estable. Si la duración del pulso aplicado no permite que T_j llegue al régimen estable, es cuando la impedancia térmica cobra importancia.

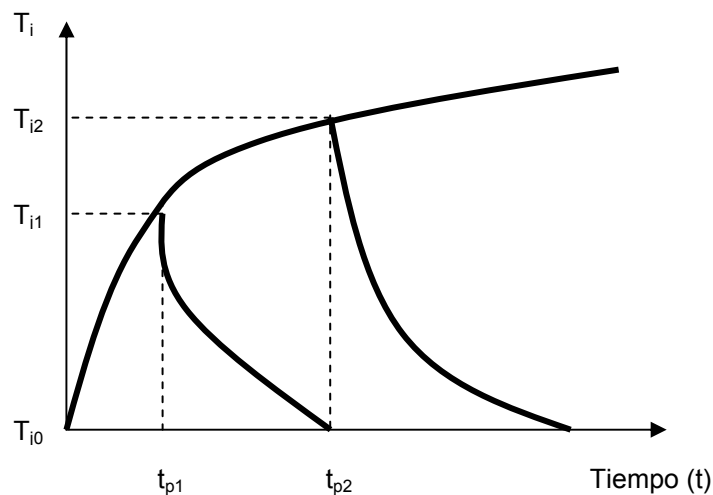


Figura 3.43 Temperatura de la unión en función del pulso aplicado.

Si a esta red se aplica un pulso de potencia, el valor de pico para T_j depende de la amplitud del pulso de potencia y del ancho del pulso t_{on} .

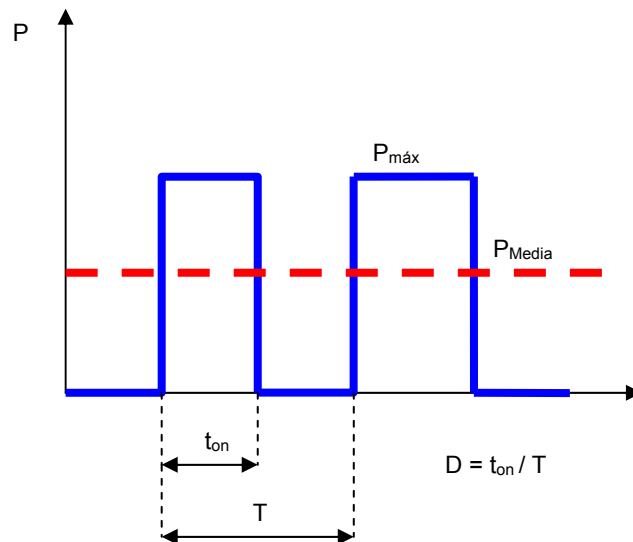


Figura 3.44 Forma de onda de la señal de disparo de un transistor.

Se define el ciclo de trabajo como la relación entre la anchura del pulso y el periodo del tren de impulsos.

$$D = \frac{t_{on}}{t}$$

3.84

Donde:

$t_{on} = t_p$ = Ancho del pulso aplicado

T = Periodo del tren de impulsos.

La variación de la impedancia térmica $Z_{th(j-c)}(t)$ con el ancho del pulso la puede dar el fabricante directamente, pero lo normal es que suministre una curva como la que se muestra en la Figura 3.45, en la que se utiliza $r(t)$ que es el resultado de normalizar la impedancia térmica transitoria $Z_{th(j-c)}(t)$ con la resistencia térmica $R_{th(j-c)}$, en régimen estable.

$$r(t) = \frac{Z_{th(j-c)}(t)}{R_{th(j-c)}}$$

Ecuación 3.85

Donde:

$Z_{th(j-c)}(t)$ es la impedancia térmica transitoria, °C/W.

$R_{th(j-c)}$ es la resistencia térmica en régimen estable, °C/W.

$r(t)$ es la impedancia térmica normalizada (inferior a la unidad).

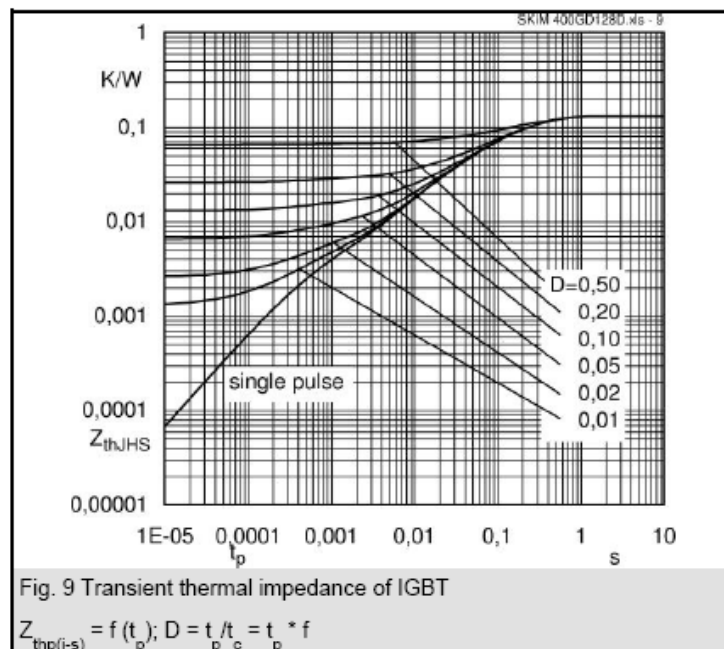


Figura 3.45 Impedancia térmica normalizada para trenes de pulsos de larga duración, en función el ciclo del trabajo.

Para pulsos de corta duración $r(t)$ es bastante pequeño pero al incrementarse t_{on} , $r(t)$ se aproxima a 1. Esto quiere decir que para pulsos de larga duración la impedancia transitoria $Z_{th(j-c)p}$ se aproxima a la resistencia $R_{th(j-c)}$ en régimen estable. Conociendo t_{on} se puede obtener $r(t)$ a partir

de la gráfica de la Figura 3.46. La impedancia térmica se obtiene despejando en la ecuación 3.86.

$$Z_{th(j-c)} = r(t) \cdot R_{th(j-c)} \quad 3.86$$

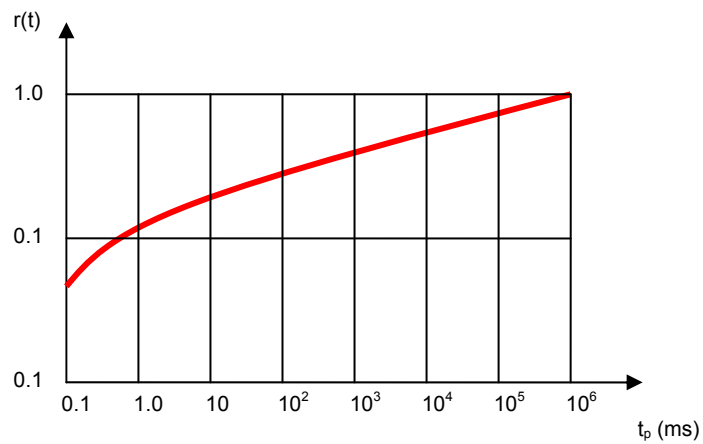


Figura 3.46 Impedancia térmica normalizada, $r(t)$ para un solo pulso, en función de la duración de éste, t_{on}

En algunas ocasiones el fabricante suministra las curvas de la resistencia térmica transitoria para trenes de pulsos en función del ciclo de trabajo (D), tal y como se puede observar en la gráfica de la Figura 3.45.

4. Estructura del programa de cálculo.

4 Estructura del programa de cálculo.

En éste capítulo se describe la estructura general del programa diseñado en el presente proyecto. Al tratarse de una aplicación realizada en Excel, se han separado en hojas las diferentes etapas de las que consta un rectificador-inversor, comenzando por la parte del rectificador trifásico de doble onda, seguido del cálculo del condensador para un valor de rizado deseado, en una siguiente hoja se realizarán los cálculos pertinentes para la etapa del inversor, concluyendo en una nueva hoja donde se realizará el cálculo del disipador necesario para dicho montaje. Adicionalmente se ha incluido una hoja más, que será la base de datos del programa, en la cual se recogen todos los valores para los respectivos cálculos y en la que se podrán introducir nuevos componentes para su estudio.

Se ha empleado un código de colores para diferenciar entre sí los datos que se utilizan a lo largo del programa. Así, los valores que se deben introducir para el análisis del circuito están marcados en amarillo, los valores correspondientes a cada componente están marcados en azul claro, los resultados previos a la solución final están en color azul más oscuro y por último los resultados finales están en verde, como se muestra en la Figura 4.1.



Figura 4.1 Código de colores del programa.

Se comienza explicando cómo se deben introducir los valores de la simulación, así como de los nuevos componentes, si se desean añadir. Posteriormente se analizará una por una las diferentes hojas de las que consta el programa, relacionando estas con la parte teórica del proyecto.

4.1 Toma de datos.

En esta etapa del programa, sólo se puede escribir en las casillas autorizadas, para evitar borrar las fórmulas que han sido introducidas en las demás celdas de la hoja de Excel, permaneciendo estas bloqueadas, con lo que también se conseguirá un grado de seguridad frente a posibles copias del programa no autorizadas.

El programa maneja dos tipos de datos:

- Las condiciones de trabajo del caso que se pretende estudiar. Como puede ser la potencia, $\cos\phi$, frecuencia, etc. a las que funcionará el equipo. Estos datos están marcados de color amarillo en el programa y dependerán sólo y exclusivamente de las especificaciones del equipo a diseñar, estos datos son mostrados en la Figura 4.2.
- La base de datos, como se muestran en la Figura 4.3, en la cual se introducen los parámetros necesarios para realizar todos los cálculos de las diferentes etapas, en esta base de datos se introducirán módulos rectificadores trifásicos de doble onda y módulos de seis IGBT's, siguiendo las indicaciones del apartado correspondiente a la base de datos.

Dicha base de datos se relaciona con el resto del programa por medio de comandos de Excel, que dependiendo del valor buscado, seleccionan el valor del mismo.

Para la introducción de nuevos componentes en la base de datos, se han habilitado filas en blanco, como se muestra en la Figura 4.3. En dichos espacios habrá que ir introduciendo de acorde a la hoja de características del nuevo componente facilitada por el fabricante del mismo, los valores que sean necesarios.

Microsoft Excel - Programa cálculo de pérdidas

Archivo Edición Ver Insertar Formato Herramientas Datos Ventana ? PDF de Adobe

Escriba una pregunta

G24 =B24*H17+E24

	A	B	C	D	E	F	G	H
1								
2	Cálculo pérdidas en el módulo de IGBT's							
3								
4								
5	P_i	1000 W	m_a	0,8		T_a	40 °C	
6	V_{cc}	500,0 V	f_{sw}	2000 Hz		$R_{th(s-h)}$	0 K/W	
7	$\cos\phi$	0,5	$R_{th(h-a)}$	0,11 K/W		P_{add}	0 W	
8								
9								
10								
11	Tipo	E_{on} [J]	E_{off} [J]	$V_{cc\ ref}$ [V]	$I_o\ ref$ [A]	V_{CEsat} [V]	V_{CE0} [V]	r_{CE} [Ω]
12	SKM75GD123D	0,008	0,005	600	50	3,1	1,6	0,03
13		V_{F0} [V]	r_F [Ω]	Q_{rr} [C]	$R_{th(c-h)/M}$ [°C/W]	$R_{th(j-c)/T}$ [°C/W]	$R_{th(j-s)/D}$ [°C/W]	
14		0,9	0,018	3,33E-06	0,05	0,32	0,6	
15								
16	I_a [A]	I [A]	V_o [V]	P_{TWT} [W]	P_{TWD} [W]	$E_{on/T}$ [J]	$E_{off/T}$ [J]	$P_{on+off/T}$ [W]
17	4,71	6,66	245,01	2,45	0,72	0,000889	0,000555	0,92
18								
19								
20								
21								
22								
23	$P_{tot/T}$ [W]	$P_{tot/D}$ [W]	$P_{tot/M}$ [W]	T_h [°C]	T_c [°C]	$T_{j/T}$ [°C]	$T_{j/D}$ [°C]	
24	3,37	0,84	25,27	42,78	44,04	45,12	44,55	
25								
26								
27								
28								
29								
30								
31								
32								
33								
34								

Rectificador Condensador Inversor Disipador Datos Comparaciones Lista de co

Listo NUM

Figura 4.2 Detalle de los datos a introducir pertenecientes a la simulación objeto de estudio.

Microsoft Excel - Programa cálculo de pérdidas con IP0SIM

Archivo Edición Ver Insertar Formato Herramientas Datos Ventana ? PDF de Adobe

Escriba una pregunta

H24 0,44

	A	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O	P
1	Base de datos														
2															
3															
4	Módulo IGBTs	$E_{on}[J]$	$E_{off}[J]$	$V_{ce, sat}[V]$	$I_{ce, sat}[A]$	$V_{CE, sat}[V]$	$R_{th, IGBT}[^{\circ}C/W]$	$R_{th, IGBT}[^{\circ}C/W]$	$R_{th, IGBT}[^{\circ}C/W]$	$V_{CE, sat}[V]$	$r_{ce}[^{\circ}C]$	$V_{ce}[V]$	$r_{ce}[^{\circ}C]$	$Q_{rr}[C]$	Fabricante
5	SKM22GD123D	0,002	0,0014	600	15	3,3	0,86	1,5	0,05	1,8	0,11334	0,98	0,05466	1,50E-06	SEMIKRON
6	SKM40GD123D	0,0038	0,0023	600	25	3	0,56	1	0,05	1,8	0,056	0,98	0,0328	2,25E-06	SEMIKRON
7	SKM75GD123D	0,008	0,005	600	50	3,1	0,32	0,6	0,05	1,8	0,03	0,9	0,018	3,33E-06	SEMIKRON
8	SK25GD126ET	0,0033	0,0031	600	23	2,2	1,2	1,9	0,0009	0,9	0,0044	0,8	0,004	5,00E-06	SEMIKRON
9	SK30GD123	0,004	0,003	600	25	3,1	1	1,7	0,0009	1,5	0,064	1	0,0533	2,70E-06	SEMIKRON
10	SK20GD123	0,002	0,0018	600	15	3,1	1,4	1,7	0,0009	1,2	0,126	1	0,053	2,70E-06	SEMIKRON
11	SK35GD126ET	0,0046	0,0043	600	32	2	1,05	1,7	0,0009	0,9	0,031	0,8	0,031	7,00E-06	SEMIKRON
12	SKM200GD128D	0,0166	0,0147	600	150	2,1	0,24	0,37	0,0009	0,9	0,008	1,1	0,006	2,50E-05	SEMIKRON
13	SKM400GD128D	0,032	0,034	600	260	2,3	0,13	0,19	0,0009	0,9	0,0047	1,1	0,0033	4,40E-05	SEMIKRON
14	SKM500GD128DM	0,032	0,034	600	325	2,3	0,09	0,125	0,0009	0,9	0,0047	1,1	0,0033	4,50E-05	SEMIKRON
15	FS25R12KT3	0,0025	0,0029	600	25	1,9	0,86	1,5	0,02	0,8	0,07	1	0,044	4,90E-06	EUPEC
16	FS35R12KT3	0,0035	0,0041	600	35	1,9	0,6	0,95	0,12	0,8	0,0314	1	0,0171	6,80E-06	EUPEC
17	FS75R12KT3	0,007	0,0081	600	75	1,9	0,35	0,58	0,12	0,8	0,0147	1	0,008	1,35E-05	EUPEC
18	BSM25GD120DLC	0,0033	0,0029	600	25	2,4	0,6	1	0,02	1,25	0,044	1	0,03	5,40E-06	EUPEC
19	BSM35GD120DLC	0,0045	0,0043	600	35	2,4	0,44	0,8	0,02	1,25	0,031	1	0,022	7,60E-06	EUPEC
20	BSM50GD120DLC	0,0064	0,0062	600	50	2,4	0,35	0,7	0,02	1,25	0,022	1	0,015	1,07E-05	EUPEC
21	BSM75GD120DLC	0,0075	0,009	600	75	2,4	0,25	0,55	0,009	1,25	0,015	1	0,011	1,65E-05	EUPEC
22	BSM100GD120DLC	0,01	0,012	600	100	2,4	0,19	0,36	0,009	1,25	0,011	1	0,008	2,20E-05	EUPEC
23	BSM50GD120DN2E3	0,0075	0,004	600	45	3,1	0,35	0,7	0,12	1,7	0,013	1,1	0,013	8,00E-06	EUPEC
24	BSM35GD120DN2E3	0,00575	0,00375	600	35	3,3	0,44	0,8	0,12	1,8	0,039	1,1	0,023	5,00E-06	EUPEC
25															
26															
27															
28															
29															
30															
31															
32															
33															
34															
35															
36	Módulo DIODOS	$V_{D, 100^{\circ}C}[V]$	$r_{T, 100^{\circ}C}[^{\circ}C]$	$R_{th, D}[^{\circ}C/W]$	$I_D[A]$										
37	SKD30	0,87	0,0184	4,8	30										
38	SKD53	0,83	0,0126	1,9	53										
39	SKD60	0,85	0,005	1,3	60										
40															

Datos a introducir en la base de datos.

Rectificador Condensador Inversor Disipador Datos

NUM

Figura 4.3 Detalle de los parámetros que se deben introducir para añadir un nuevo componente en la base de datos.

4.2 Etapas de cálculo.

El programa está dividido en cinco hojas, las cuales serán analizadas en los sucesivos apartados que se describen a continuación. Dichos apartados serán explicados en el orden en que se utilizarían si se fuese a diseñar un sistema rectificador-inversor trifásico, aunque existe la posibilidad de realizar cálculos independientes de cada una de las etapas por si sólo es necesario el cálculo de una de ellas en concreto.

Cada una de las diferentes etapas del cálculo están nombradas como “Rectificador” a la parte del rectificador trifásico de doble onda formado por seis diodos, “Condensador” a la etapa del cálculo del condensador electrolítico, “Inversor” a la fase del cálculo del inversor trifásico compuesto por seis IGBT’s, “Disipador” al cálculo del disipador y la hoja correspondiente a la base de datos se la designa como “Datos”. Cada uno de ellos se refiere a las hojas del Excel en que esta dividido el programa tal y como se muestra en la Figura 4.4.

Microsoft Excel - Programa cálculo de pérdidas con IP0SIM

Archivo Edición Ver Insertar Formato Herramientas Datos Ventana ? PDF de Adobe

Escriba una pregunta

G24 =B24*H17+E24

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M
1													
2		Cálculo pérdidas en el módulo de IGBT's											
3													
4													
5	P _i	9000	W	m _a	0,9		T _a	60	°C				
6	V _{CE}	700,0	V	f _{sw}	5000	Hz	R _{th(s-h)}	0	K/W				
7	cosφ	0,9		R _{th(h-a)}	0,11	K/W	P _{add}	0	W				
8													
9													
10													
11	Tipo	E _{on} [J]	E _{off} [J]	V _{CE ref.} [V]	I _{o ref.} [A]	V _{CE sat} [V]	V _{CE0} [V]	r _{CE} [Ω]					
13	SKM22GD123D	0,002	0,0014	600	15	3,3	1,8	0,11334					
15		V _{F0} [V]	r _F [Ω]	Q _{rr} [C]	R _{th(c-h)/M} [°C/W]	R _{th(j-c)/T} [°C/W]	R _{th(j-c)/D} [°C/W]						
17		0,98	0,05466	1,5E-06	0,05	0,86	1,5						
18													
19	I _s [A]	I [A]	V _o [V]	P _{rw/T} [W]	P _{rw/D} [W]	E _{on/T} [J]	E _{off/T} [J]	P _{on+off/T} [W]	E _{off/D} [J]	E _{off/D} [J]	P _{off/D} [W]		
20	14,97	21,18	385,59	20,65	2,16	0,003294	0,002306	8,91	1,729E-03	0,00105	2,7523		
21													
22													
23	P _{tot/T} [W]	P _{tot/D} [W]	P _{tot/M} [W]	T _h [°C]	T _c [°C]	T _{j/T} [°C]	T _{j/D} [°C]						
24	29,56	4,91	206,82	82,75	93,09	118,51	100,46						
25													
26													
27													
28													
29													
30													
31													
32													
33													
34													

Rectificador Condensador Inversor Disipador Datos

Hoja correspondiente al cálculo del inversor

Figura 4.4 Detalle del programa de cálculo de pérdidas de cada una de las fases en las que se divide.

4.2.1 Rectificador.

El objetivo de esta hoja consiste en caracterizar eléctricamente el rectificador, así como realizar los cálculos pertinentes para calcular las pérdidas que se producen en el rectificador trifásico de seis diodos encargado de convertir la corriente continua en corriente alterna, con el fin de elegir el módulo más adecuado para la aplicación que se esté simulando.

Los datos de partida relacionados con las condiciones de trabajo son:

- el rizado (r) de la corriente en el bus de continua, ya que de este dato dependen las intensidades que circulan por el rectificador, %.
- la tensión de red a la cual se conecta el módulo rectificador, V.
- la frecuencia de la red (f), Hz.
- la potencia de la carga (P) que va a ser conectada al rectificador trifásico, por lo tanto dicha potencia es trifásica, W.

Además, para calcular la temperatura que alcanza la unión de los diodos y el disipador, es necesario introducir la temperatura ambiente (T_a) a la que va a trabajar el circuito, además de la resistencia térmica del disipador al ambiente (R_{th(h-a)}). Como opción, se puede introducir la resistencia térmica entre la silicona y el disipador (R_{th(s-h)}), aunque este dato se puede dejar a cero en caso de no utilizar este tipo de siliconas disipadoras de calor.

Introducidos estos datos, sólo falta elegir el módulo rectificador que se va a emplear en el diseño y se habrá completado el análisis. Una vez seleccionado dicho módulo, se puede observar en la Figura 4.5 que aparecen los datos característicos de dicho módulo, como es la tensión (V_{TO} a 150°C), la resistencia (r_T a 150°C), la resistencia térmica unión-silicona (R_{th(j-s)}) y la corriente (I_D).

Como cálculos previos a los resultados finales, se muestra la tensión de continua (V_{cc}), la tensión máxima que se produce en el bus de continua (V_m), el valor de rizado expresado en voltios (V_r), la tensión mínima que se produce en bus de continua (V_{min}), el periodo de la forma de onda que se produce en el rectificador trifásico de doble onda (T), el valor medio de la corriente de salida, el valor eficaz de la misma y el valor de pico (I_{out} , $I_{out\ rms}$ y I_{pk} respectivamente).

También en este apartado se calcula la corriente media y eficaz por cada diodo (i_D y I_{rms}) y el ángulo α , que es ángulo que mide dependiendo del valor del rizado máximo admisible en que punto vuelven a conducir los diodos y deja de conducir el condensador.

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M
1													
2	Cálculo del rectificador												
3													
4													
5	Cálculo pérdidas en el módulo rectificador												
6													
7	r	3	%	T _a	40	°C							
8	V _{LL}	400	V	R _{th(s-h)}	0	K/W							
9	f	50	Hz	R _{th(h-a)}	3	K/W							
10	P _R	1000	W	P _{add}	18,07	W							
11													
12	Tipo puente rectificador	V _{TO a 150°C}	r _{T a 150°C}	R _{th(j-h)}	I _D								
13	SKD60	0,85	0,005	1,3	60								
14													
15	V _{cc}	557,20	V	I _{out rms}	3,23	A							
16	V _{max}	565,69	V	I _{pk}	11,54	A							
17	ΔV _{cc}	16,97	V	I _D	0,59	A							
18	V _{min}	548,71	V	I _{rms}	1,86	A							
19	T	3,33E-03	s	α	0,25	rad							
20	I _{out}	1,77	A										
21													
22													
23	F _r	P _{d(avg)} [W]	P _{d(avg) tot} [W]	T _h [°C]	T _{jD} [°C]								
24	3,16	0,52	3,11	103,54	104,21								
25													
26													
27													
28													
29													
30													
31													

Figura 4.5 Hoja del cálculo del rectificador trifásico.

Los resultados finales, que vienen marcados en verde, son:

- el factor de onda (F_r), que relaciona el valor medio de la corriente con el valor eficaz.
- la potencia media por cada diodo ($P_{d(avg)}$).
- la potencia media total ($P_{d(avg) tot}$), es la suma de la potencia media por cada diodo.
- la temperatura del disipador (T_h), es la temperatura que se alcanza en el disipador, este dato es de gran utilidad a la hora de determinar si la simulación realizada es correcta.
- la temperatura de la unión de cada diodo (T_{jD}). Normalmente los semiconductores basados en silicio tienen una $T_{j\ max}$ de 150 °C, aunque los fabricantes de los mismos aconsejan no sobrepasar los 125 °C. Por este motivo en caso de que la temperatura de la unión fuese superior a 125 °C la casilla correspondiente se marcaría en rojo, como se indica en la Figura 4.6, para advertir que el sistema puede no funcionar correctamente.



Figura 4.6 Detalle del funcionamiento de la hoja de cálculo del rectificador.

4.2.2 Condensador.

El objetivo de este apartado, consiste en calcular el condensador electrolítico necesario para la aplicación en estudio a partir del rizado máximo de la tensión que aparece en el bus de continua.

Dos parámetros que influyen en dicho cálculo son la tensión y la frecuencia de la red a la que se conecta el rectificador que proporciona dicha tensión de continua.

Como se ha dicho anteriormente un condensador también es elegido por la corriente eficaz que circula a través del mismo. Por ello, es necesario que en este apartado se introduzca la potencia de la carga que se va a conectar en paralelo con el condensador, que en este caso será el inversor trifásico, por lo que en este apartado se tendrá en cuenta la potencia del inversor así como de las pérdidas producidas por el mismo.

Como se puede apreciar en la Figura 4.7 en esta hoja del programa no sólo se obtiene la capacidad del condensador necesario para la aplicación que se está diseñando, sino que como resultados adicionales se obtienen las tensiones máxima y mínima que se producen en el bus de continua, V_{max} y V_{min} , respectivamente, así como el valor del rizado expresado en voltios ΔV_{cc} , el valor medio de la tensión de continua V_{cc} .

Microsoft Excel - Programa cálculo de pérdidas con IPOSIM

Archivo Edición Ver Insertar Formato Herramientas Datos Ventana ? PDF de Adobe

Escribe una pregunta

C21 $=SI(A13=0,0,(B17/C13)*1000000)$

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L
1												
2												
3												
4												
5												
6	f	50	Hz									
7	P	4000	W									
8	V _{red}	1000	V									
9	r	1	%									
10												
11												
12	V _{max} [V]	V _{min} [V]	ΔV _{cs} [V]	V _{cc} [V]	I [A]	i _o [A]						
13	1414,21	1400,07	14,14	1407,14	2,83	0,94						
14												
15												
16	T [s]	Q [C]	α [rad]	α [°]	i _{rms} [A]	i _{pk} [A]						
17	0,0033	0,0094	0,14	8,11	7,68	36,20						
18												
19												
20												
21			C [μF]									
22			666,667									
23												
24												
25												
26												
27												
28												
29												
30												
31												
32												

Rectificador Condensador Inversor Disipador Datos

Listo NUM

Figura 4.7 Representación de la hoja perteneciente al cálculo del condensador.

4.2.3 Inversor.

En este apartado del programa desarrollado se calculan las pérdidas en un inversor formado por un módulo de seis IGBT's, así como la distribución de temperaturas en los elementos semiconductores (transistores y diodos) que lo forman, la configuración de este se muestra en la Figura 4.8.

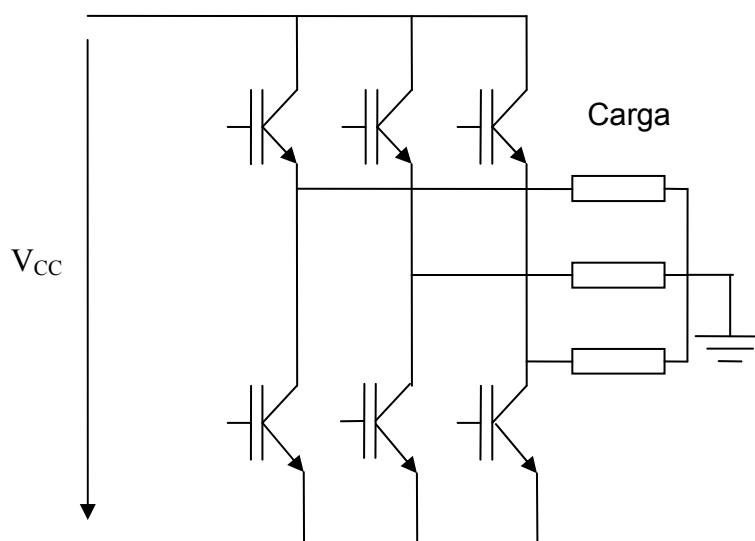


Figura 4.8 Esquema básico del inversor empleado en el programa desarrollado.

En la Figura 4.9 se muestra la presentación de la hoja perteneciente al cálculo del inversor, mediante las casillas amarillas, se simula el caso específico a estudiar para comprobar su correcto funcionamiento, introduciendo los siguientes parámetros de partida:

-la potencia del inversor P_i .

-la tensión de continua a la que va ser conectado: en caso de que se desee calcular todo el conjunto rectificador-inversor, en esta casilla se debería introducir el valor obtenido en el apartado del rectificador V_{CC} .

-el $\cos\phi$, que depende de la carga que se conecte a la salida del inversor.

- m_a , que como ya se ha explicado anteriormente es el factor de modulación por amplitud. Si se pincha con el ratón en esta casilla aparecerá una lista desplegable, donde se puede elegir entre distintos valores del índice de modulación como se muestra en la Figura 4.10. Estos valores influyen en la tensión de salida del inversor.

-la frecuencia de conmutación del inversor, f_{sw} , que depende directamente de la frecuencia de la señal triangular que gobierna el disparo de los transistores.

Para el cálculo de la distribución de temperaturas a lo largo de los IGBT's, es necesario añadir:

-la resistencia térmica del disipador con el ambiente $R_{th(h-a)}$

-la temperatura ambiente, T_a , que es un factor muy importante para el correcto funcionamiento del equipo, por lo que en esta casilla se introduce la temperatura más desfavorable, a la que vaya a trabajar el equipo.

Como datos adicionales, se deben de introducir:

-la resistencia térmica de la silicona que se pone entre el módulo de potencia y el disipador, en caso de que se conozca o se desee tener en cuenta. En caso contrario, se puede dejar esta casilla a cero.

-las pérdidas adicionales, P_{add} , dichas pérdidas se suman al disipador de otros elementos que comparten el mismo disipador. En este caso serían las pérdidas producidas por el rectificador trifásico, en caso de no ser necesario esta casilla se deja a cero.

Microsoft Excel - Programa cálculo de pérdidas con IPOSIM

Archivo Edición Ver Insertar Formato Herramientas Datos Ventana ? PDF de Adobe

Escriba una pregunta

Arial 12

G24 fx =B24*H17+E24

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M
1													
2		Cálculo pérdidas en el módulo de IGBT's											
3													
4													
5		P _i	9000 W	m _a	0,9	T _a	60 °C						
6		V _{CC}	700,0 V	f _{sw}	5000 Hz	R _{th(s-h)}	0 K/W						
7		cosφ	0,9	R _{th(h-a)}	0,11 K/W	P _{add}	0 W						
8													
9													
10													
11		Tipo	E _{on} [J]	E _{off} [J]	V _{ce ref.} [V]	I _{e ref.} [A]	V _{CEsat} [V]	V _{CE0} [V]	r _{CE} [Ω]				
12		SKM22GD123D	0,002	0,0014	600	15	3,3	1,8	0,11334				
13			V _{F0} [V]	r _F [Ω]	Q _{rr} [C]	R _{th(j-h)YM} [°C/W]	R _{th(j-c)YT} [°C/W]	R _{th(j-a)YD} [°C/W]					
14			0,98	0,05466	1,5E-06	0,05	0,86	1,5					
15													
16													
17													
18													
19		I _e [A]	I _a [A]	V _a [V]	P _{hvtT} [W]	P _{hvdD} [W]	E _{onT} [J]	E _{offT} [J]	P _{ondrT} [W]	E _{ondrT} [J]	E _{offD} [J]	E _{offM} [J]	P _{offD} [W]
20		14,97	21,18	385,59	20,65	2,16	0,003294	0,002306	8,91	1,729E-03	0,00105		2,7523
21													
22													
23		P _{totT} [W]	P _{totD} [W]	P _{totM} [W]	T _h [°C]	T _c [°C]	T _{JT} [°C]	T _{JD} [°C]					
24		29,56	4,91	206,82	82,75	93,09	118,51	100,46					
25													
26													
27													
28													
29													
30													
31													
32													
33													
34													
		Rectificador / Condensador / Inversor / Disipador / Datos /											
		Listo											

NUM

Figura 4.9 Representación de la hoja perteneciente al cálculo del inversor.

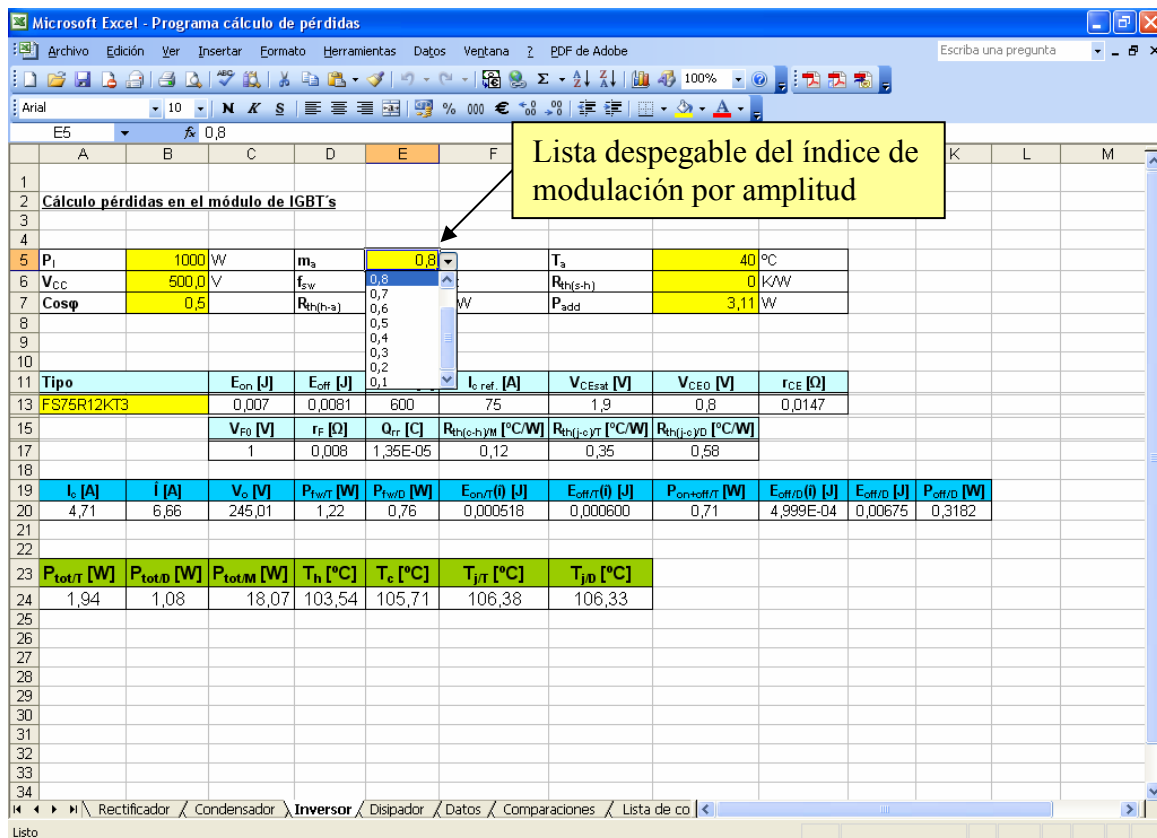


Figura 4.10 Detalle en la representación de la hoja del inversor de la lista desplegable del índice de modulación por amplitud.

Como resultados previos a los finales, se muestran:

-la intensidad de colector I_C , calculada a partir de la potencia del inversor P_i , de la tensión de salida del inversor V_o y del $\cos\varphi$, como expresa la ecuación 4.1.

$$I_C = \frac{P_i}{\sqrt{3} \cdot V_o \cdot \cos\varphi} \quad 4.1$$

-la tensión de salida: se obtiene a partir de la tensión de entrada del inversor V_{cc} , del índice de modulación por amplitud m_a y por medio de la Tabla 4.1 y la ecuación 4.2.

m_a	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
$n=1$	0,866	0,779	0,693	0,606	0,520	0,433	0,346	0,260	0,173	0,087

Tabla 4.1 Índice de modulación frente al factor de corrección de la tensión de salida.

La Tabla 2.1 se encuentra oculta dentro de la hoja perteneciente a la base de datos.

$$V_o = n \cdot \frac{V_{cc}}{\sqrt{2}} \quad 4.2$$

Donde:

V_o es la tensión de salida del inversor, V.

n es el factor de corrección.

V_{cc} es la tensión de corriente continua de entrada del inversor, A.

- la intensidad de pico en el colector se obtiene multiplicando por $\sqrt{2}$.
- las potencias de pérdidas en conducción de los IGBT's y de los diodos, $P_{fw/T}$ y $P_{fw/D}$ respectivamente, que se obtienen de las ecuaciones 3.46 y 3.66.
- la energía $E_{on/T}(i)$ y la energía $E_{off/T}(i)$, que se obtienen de las ecuaciones 3.48 y 3.49, respectivamente.
- la potencia que se disipa durante las conmutaciones del transistor $P_{on+off/T}$, obtenida a partir de la ecuación 3.47.
- las energías producidas por la recuperación inversa del diodo $E_{off/D}$ y $E_{off/D}(i)$, calculadas a partir de las ecuaciones 3.72 y 3.73.

Para el cálculo de los resultados finales se han empleado las siguientes ecuaciones:

- La potencia total disipada por un transistor $P_{tot/T}$ se suma de $P_{fw/T}$ y de $P_{on+off/T}$ como se expresa en la ecuación 3.33. De la misma forma se calcula la potencia total disipada por un diodo $P_{tot/D}$ siguiendo la ecuación 3.34. La potencia total disipada por el módulo se calcula mediante la ecuación 3.35.

- La temperatura alcanzada en el disipador T_h se calcula mediante la ecuación 4.3 [7].

$$T_h = P_{tot/M} \cdot R_{th(h-a)} + T_a \quad 4.3$$

Donde:

T_h es la temperatura del disipador, °C.

$P_{tot/M}$ son las pérdidas totales del módulo trifásico, W.

$R_{th(h-a)}$ es la resistencia térmica entre el disipador y el ambiente, W/°C.

T_a es la temperatura ambiente, °C.

- La temperatura que alcanza el encapsulado T_c se calcula mediante la ecuación 4.3.

$$T_c = P_{tot/M} \cdot R_{th(c-h)} + T_h \quad 4.4$$

Donde:

T_c es la temperatura del encapsulado, °C.

$P_{tot/M}$ son las pérdidas totales del módulo trifásico, W.

$R_{th(c-h)}$ es la resistencia térmica entre el encapsulado y el disipador, W/°C.

T_h es la temperatura del disipador, °C.

- La temperatura que se alcanza en la unión del transistor $T_{j/T}$ se calcula mediante la ecuación 4.5.

$$T_{j/T} = P_{tot/T} \cdot R_{th(j-c)} + T_c \quad 4.5$$

Donde:

$T_{j/T}$ es la temperatura en la unión del transistor, °C.

$P_{tot/T}$ son las pérdidas totales del transistor, W.

$R_{th(j-c)}$ es la resistencia térmica entre la unión y el encapsulado, W/°C.

T_c es la temperatura del encapsulado, °C.

-La temperatura que se alcanza en la unión del diodo $T_{j/D}$ se calcula mediante la ecuación 4.6.

$$T_{j/D} = P_{\text{tot}/D} \cdot R_{\text{th}(j-c)} + T_c \quad 4.6$$

Donde:

$T_{j/D}$ es la temperatura en la unión del diodo, °C.

$P_{\text{tot}/D}$ son las pérdidas totales del diodo, W.

$R_{\text{th}(j-c)}$ es la resistencia térmica entre la unión y el encapsulado, W/°C.

T_c es la temperatura del encapsulado, °C.

4.2.4 Radiador o disipador.

El objetivo es calcular el disipador necesario para cualquier elemento semiconductor, a partir de la potencia que tenga que disipar el mismo $P_{\text{tot loss}}$, la resistencia térmica por módulo $R_{\text{th}(c-h)/M}$ entre el encapsulado y el ambiente. Como dato adicional, se puede incluir la resistencia térmica de la silicona $R_{\text{th}(s-h)}$.

Un factor importante en este cálculo, con el fin de disipar la potencia que se genera, es la temperatura máxima de la unión $T_{j \text{ max}}$, ya que como se supere dicho valor el semiconductor puede llegar a destruirse. Por último, se introduce la temperatura ambiente T_a .

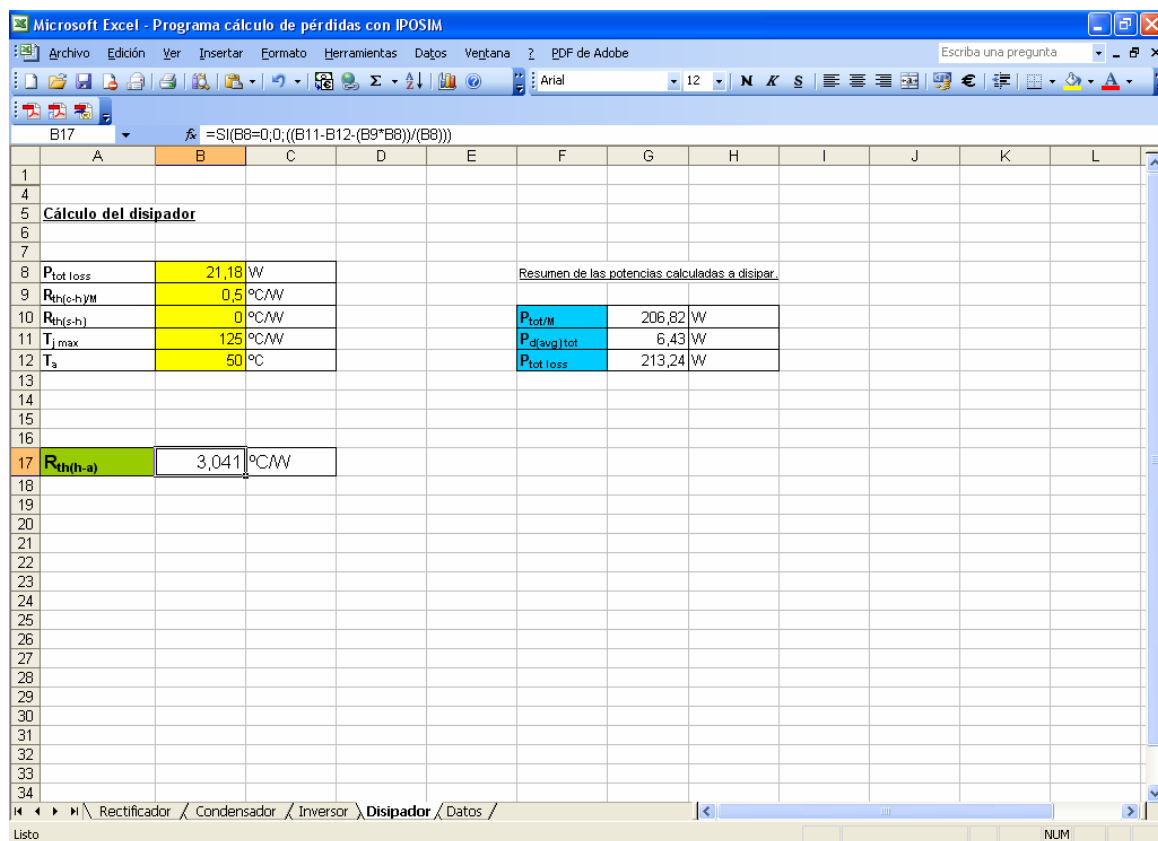


Figura 4.11 Representación de la hoja del programa correspondiente al cálculo del radiador.

El resultado de esta fase del cálculo indica cuál es la resistencia térmica mínima entre el disipador y el ambiente $R_{\text{th}(h-a)}$ que debe poseer el disipador, para que no se sobrepase la temperatura máxima de la unión, $T_{j \text{ max}}$.

En caso de querer calcular el disipador necesario para la estructura rectificador-inversor calculado en las anteriores hojas del programa, se ha introducido una tabla para recordar las potencias disipadas tanto en el rectificador trifásico $P_{d(av)}_{tot}$ como en el inversor trifásico $P_{tot/M}$.

4.2.5 Base de datos.

En este apartado se determina como se debe utilizar la base de datos para introducir nuevos módulos de potencia, ya sean módulos rectificadores o módulos de IGBT's. Como requisito fundamental, estos módulos deben de ser trifásicos, formados por seis diodos en el caso del rectificador y por seis IGBT's en el caso del inversor.

La primera tabla que se observa en la base de datos corresponde a los parámetros del módulo de IGBT's, necesarios para realizar los cálculos de potencia y temperatura de un inversor trifásico. Estos datos son facilitados por el fabricante de dichos módulos de potencia.

Módulo IGBTs	E_{on} [J]	E_{off} [J]	$V_{cc\ ref}$ [V]	$I_{cc\ ref}$ [A]	V_{cc} [V]	$R_{\theta JA}$ [°C/W]	$R_{\theta JS}$ [°C/W]	$R_{\theta SA}$ [°C/W]	V_{CE} [V]	$r_{DS(on)}$ [Ω]	V_{DS} [V]	r_{DS} [Ω]	Q_g [nC]	Fabricante
SKM22GD123D	0,002	0,0014	600	15	3,3	0,86	1,5	0,05	1,8	0,11334	0,98	0,05466	1,50E-06	SEMIKRON
SKM40GD123D	0,0036	0,0023	600	25	3	0,56	1	0,05	1,8	0,056	0,98	0,0328	2,25E-06	SEMIKRON
SKM75GD123D	0,008	0,005	600	50	3,1	0,32	0,6	0,05	1,8	0,03	0,9	0,018	3,33E-06	SEMIKRON
SK25GD126ET	0,0033	0,0031	600	23	2,2	1,2	1,9	0,0009	0,9	0,0044	0,8	0,004	5,00E-06	SEMIKRON
SK30GD123	0,004	0,003	600	25	3,1	1	1,7	0,0009	1,5	0,064	1	0,0533	2,70E-06	SEMIKRON
SK20GD123	0,002	0,0018	600	15	3,1	1,4	1,7	0,0009	1,2	0,126	1	0,053	2,70E-06	SEMIKRON
SK35GD126ET	0,0046	0,0043	600	32	2	1,05	1,7	0,0009	0,9	0,031	0,8	0,031	7,00E-06	SEMIKRON
SKM200GD126D	0,0166	0,0147	600	150	2,1	0,24	0,37	0,0009	0,9	0,008	1,1	0,006	2,50E-05	SEMIKRON
SKM400GD126D	0,032	0,034	600	260	2,3	0,13	0,19	0,0009	0,9	0,0047	1,1	0,0033	4,40E-05	SEMIKRON
SKM500GD126DM	0,032	0,034	600	325	2,3	0,09	0,125	0,0009	0,9	0,0047	1,1	0,0033	4,50E-05	SEMIKRON
FS25R12KT3	0,0025	0,0029	600	25	1,9	0,86	1,5	0,02	0,8	0,07	1	0,044	4,90E-06	EUPEC
FS35R12KT3	0,0035	0,0041	600	35	1,9	0,6	0,95	0,12	0,8	0,0314	1	0,0171	6,80E-06	EUPEC
FS75R12KT3	0,007	0,0081	600	75	1,9	0,35	0,58	0,12	0,8	0,0147	1	0,008	1,35E-05	EUPEC
BSM25GD120DLC	0,0033	0,0029	600	25	2,4	0,6	1	0,02	1,25	0,044	1	0,03	5,40E-06	EUPEC
BSM35GD120DLC	0,0045	0,0043	600	35	2,4	0,44	0,8	0,02	1,25	0,031	1	0,022	7,60E-06	EUPEC
BSM50GD120DLC	0,0064	0,0062	600	50	2,4	0,35	0,7	0,02	1,25	0,022	1	0,015	1,07E-05	EUPEC
BSM75GD120DLC	0,0075	0,009	600	75	2,4	0,25	0,55	0,009	1,25	0,015	1	0,011	1,65E-05	EUPEC
BSM100GD120DLC	0,01	0,012	600	100	2,4	0,19	0,36	0,009	1,25	0,011	1	0,008	2,20E-05	EUPEC
BSM50GD120DN2E3	0,0075	0,004	600	45	3,1	0,35	0,7	0,12	1,7	0,013	1,1	0,013	8,00E-06	EUPEC
BSM35GD120DN2E3	0,00575	0,00375	600	35	3,3	0,44	0,8	0,12	1,8	0,039	1,1	0,023	5,00E-06	EUPEC

Módulo DIODOS	V_{DO} [V]	r_{TA} [Ω]	$R_{\theta JA}$ [°C/W]	I_F [A]
SKD30	0,87	0,0184	4,8	30
SKD53	0,83	0,0126	1,9	53
SKD60	0,85	0,005	1,3	60

Figura 4.12 Representación de la hoja perteneciente a la base de datos del programa diseñado.

Los datos que se deben introducir para incluir nuevos módulos de IGBT's en la base de datos, son:

- es el nombre del módulo es la celda "Módulo IGBTs" que será el nombre que aparezca en la correspondiente casilla en la etapa del cálculo del inversor.
- la energía que se produce en la activación y desactivación de un IGBT, E_{on} y E_{off} respectivamente.
- $V_{cc\ ref}$. es la tensión en el bus de continua de referencia a la que el fabricante ha realizado los ensayos oportunos para obtener la hoja de características correspondiente al módulo.
- $I_{cc\ ref}$. es la intensidad en el bus de continua de referencia a la que el fabricante ha realizado los ensayos oportunos para obtener la hoja de características correspondiente al módulo.

- es la tensión de saturación entre colector y emisor del IGBT V_{CEsat} , superada esta tensión el IGBT se encuentra en su estado de saturación.
- la resistencia térmica entre la unión y el encapsulado del IGBT $R_{th(j-c)T}$.
- la resistencia térmica entre la unión y el encapsulado del diodo $R_{th(j-c)D}$.
- la resistencia térmica entre el encapsulado y el ambiente del módulo $R_{th(c-h)/M}$.
- V_{CE0} es la tensión umbral entre el colector y el emisor del IGBT y r_{CE} es la resistencia entre el colector y el emisor cuando el IGBT se encuentra en conducción.

Los parámetros respecto al diodo de libre circulación del IGBT que deben ser introducidos son:

- la tensión y la resistencia en directa, V_{F0} y r_F respectivamente.
- Q_{rr} es la llamada energía de recuperación inversa.

La siguiente tabla en la base de datos corresponde a los parámetros del módulo rectificador trifásico de doble onda de seis diodos. Los valores que se deben introducir son:

- el nombre del módulo rectificador.
- la tensión umbral V_{T0} a 150°C.
- la resistencia en estado de conducción r_T a 150°C-
- la resistencia térmica entre la unión y el disipador $R_{th(j-h)}$.
- la corriente directa de salida I_D .

Todos y cada uno de los valores anteriormente descritos deben ser introducidos para un correcto funcionamiento del programa, es decir todos estos parámetros son de vital importancia a la hora de realizar los cálculos de las diferentes etapas de las que consta el programa.

5. Resultados.

5 Resultados.

En este capítulo del proyecto, se describen los diferentes casos en los que el programa ha sido probado, con el objetivo de validar el correcto funcionamiento del mismo, así como las diferencias entre los programas comerciales que se han elegido. En este caso sólo se ha comparado el programa desarrollado con el programa realizado por Semikron (Semisel) ya que el resto de los programas no ofrecen la posibilidad de calcular la parte del rectificador.

Se ha realizado dos comparativas claramente diferenciadas:

- Estudio comparativo entre Semisel y Eupec, con el fin de obtener un programa para el cálculo de las pérdidas en una estructura AC-DC-AC. Para ello se han realizado tres ensayos para 10 módulos de Semikron y otros 10 para la aplicación Semisel de Eupec.
- Validación de la hoja de cálculo, comparando sus resultados con Semisel.

Además en este apartado se ha introducido el estudio comparativo de los dos programas utilizados para la elaboración de la hoja de cálculo desarrollada.

5.1 Rectificador.

En este epígrafe se comprueba la etapa del rectificador, para lo que se ha utilizado el programa de Semikron (Semisel) y se han expuesto tres casos diferentes para tres módulos distintos del mismo fabricante, en concreto los módulos SKM30, SKM53 y SKM60.

En la primera prueba del programa diseñado, se han introducido los valores correspondientes a la Tabla 5.1, en la que se detalla el rizado de tensión a la salida del rectificador (r), la tensión de línea (V_{LL}) en valor eficaz y expresada en voltios, la frecuencia de la red (f), la potencia del rectificador (P_R), la intensidad de salida media y el valor eficaz (I_{out} e $I_{out\ rms}$), la temperatura ambiente T_a , las resistencias térmicas entre el disipador y el ambiente, y entre la silicona disipadora y el disipador ($R_{th(h-a)}$ y $R_{th(s-h)}$), respectivamente, además de la potencia adicional en el disipador P_{add} .

En la Tabla 5.2 se muestran los valores de la segunda prueba y en la Tabla 5.3 los pertenecientes a la tercera. En estas tres situaciones, se han probado los tres módulos rectificadores trifásicos del fabricante Semikron.

R	3	%	T_a	40	°C
V_{LL}	400	V	R_{th(s-h)}	0	K/W
F	50	Hz	R_{th(h-a)}	0,727	K/W
P_R	1000	W	P_{add}	0	W
I_{out rms}	1,77	A	I_{out}	3,23	A

Tabla 5.1 Parámetros de la primera prueba del software de la etapa del rectificador trifásico.

R	4	%	T_a	50	°C
V_{LL}	500	V	R_{th(s-h)}	0	K/W
F	50	Hz	R_{th(h-a)}	0,727	K/W
P_R	3000	W	P_{add}	0	W
I_{out rms}	6,86	A	I_{out}	4,24	A

Tabla 5.2 Parámetros de la segunda prueba del software de la etapa del rectificador trifásico.

R	5	%	T_a	60	°C
V_{LL}	300	V	R_{th(s-h)}	0	K/W
F	50	Hz	R_{th(h-a)}	1,018	K/W
P_R	6000	W	P_{add}	0	W
I_{out rms}	20,66	A	I_{out}	14,14	A

Tabla 5.3 Parámetros de la tercera prueba del software de la etapa del rectificador trifásico.

El primer módulo rectificador de seis diodos que se ha elegido es el SKM30, la hojas de características de este módulo se encuentra en el anexo 3, obteniendo los datos mostrados en la Tabla 5.4. En la fila llamada "Semisel" se presentan los valores obtenidos en el programa de Semikron llamado de la misma forma y en la fila llamada "Calculada" se presentan los valores obtenidos del programa del presente proyecto. Por último la fila llamada %, se expresa el tanto por ciento que se desvía el programa frente al programa facilitado por el fabricante.

En la tabla de resultados se muestran los siguientes datos:

F_1 : factor de forma.

$P_{d(avg)}$: potencia media disipada por diodo, expresada en watios.

$P_{d(avg) tot}$: potencia media disipada total, expresada en watios.

T_h : temperatura del disipador, expresada en grados centígrados.

T_{jD} : temperatura de la unión del diodo, expresada en grados centígrados.

SKD30

	F_I	P_{d(avg)} [W]	P_{d(avg) tot} [W]	T_h [°C]	T_{jD} [°C]
Semisel	3,16	0,63	3,79	43	46
Calculada	3,16	0,58	3,46	42,51	45,28
%	0,0	-7,9	-8,7	-1,1	-1,6

Tabla 5.4 Datos obtenidos de la primera prueba del software frente al programa de Semikron con el módulo rectificador SKM30.

Los resultados obtenidos de las pruebas 2 y 3, se han reflejado en la Tabla 5.5 y Tabla 5.6.

	F_I	P_{d(avg)} [W]	P_{d(avg) tot} [W]	T_h [°C]	T_{jD} [°C]
Semisel	2,8	1,61	9,64	57	65
Calculada	2,8	1,52	9,11	56,63	63,92
%	0,0	-5,6	-5,5	-0,6	-1,7

Tabla 5.5 Datos obtenidos de la segunda prueba del software frente al programa de Semikron con el módulo rectificador SKM30.

	F_I	$P_{d(avg)} [W]$	$P_{d(avg) tot} [W]$	$T_h [^{\circ}C]$	$T_{j/D} [^{\circ}C]$
Semisel	2,53	6,74	40,41	90	122
Calculada	2,53	6,72	40,32	89,83	122,09
%	0,0	-0,3	-0,2	-0,2	0,1

Tabla 5.6 Datos obtenidos de la tercera prueba del software frente al programa de Semikron con el módulo rectificador SKM30.

Para este módulo se han obtenido unos resultados muy satisfactorios, como se puede comprobar en las tablas anteriores, ya que el margen de error no sobrepasa el $\pm 9\%$.

El siguiente módulo a estudiar, es el SKD53, obteniéndose los valores mostrados en la Tabla 5.7, Tabla 5.8 y en la Tabla 5.9.

SKD53

	F_I	$P_{d(avg)} [W]$	$P_{d(avg) tot} [W]$	$T_h [^{\circ}C]$	$T_{j/D} [^{\circ}C]$
Semisel	3,16	0,59	3,52	43	44
Calculada	3,16	0,53	3,2	42,32	43,34
%	0,0	-10,2	-9,1	-1,6	-1,5

Tabla 5.7 Datos obtenidos de la primera prueba del software frente al programa de Semikron con el módulo rectificador SKM53.

	F_I	$P_{d(avg)} [W]$	$P_{d(avg) tot} [W]$	$T_h [^{\circ}C]$	$T_{j/D} [^{\circ}C]$
Semisel	2,8	1,47	8,79	56	59
Calculada	2,8	1,37	8,23	55,98	58,59
%	0,0	-6,8	-6,4	0,0	-0,7

Tabla 5.8 Datos obtenidos de la segunda prueba del software frente al programa de Semikron con el módulo rectificador SKM53.

	F_I	$P_{d(avg)} [W]$	$P_{d(avg) tot} [W]$	$T_h [^{\circ}C]$	$T_{j/D} [^{\circ}C]$
Semisel	2,53	5,8	34,8	86	97
Calculada	2,53	5,71	34,23	85,33	96,17
%	0,0	-1,6	-1,6	-0,8	-0,9

Tabla 5.9 Datos obtenidos de la tercera prueba del software frente al programa de Semikron con el módulo rectificador SKM53.

En esta simulación, se obtienen unos resultados muy parecidos a los anteriores, no sobrepasándose el $\pm 10\%$ de error.

El tercer módulo empleado, es el SKD60, obteniéndose los valores representados en la Tabla 5.10, en la Tabla 5.11 y en la Tabla 5.12.

SKD60

	F_I	$P_{d(av)} [W]$	$P_{d(av) tot} [W]$	$T_h [^{\circ}C]$	$T_{j/D} [^{\circ}C]$
Semisel	3,16	0,59	3,53	43	43
Calculada	3,16	0,52	3,11	42,26	42,93
%	0,0	-11,9	-11,9	-1,7	-0,2

Tabla 5.10 Datos obtenidos de la primera prueba del software frente al programa de Semikron con el módulo rectificador SKM60.

	F_I	$P_{d(av)} [W]$	$P_{d(av) tot} [W]$	$T_h [^{\circ}C]$	$T_{j/D} [^{\circ}C]$
Semisel	2,8	1,41	8,47	56	58
Calculada	2,8	1,28	7,68	55,59	57,25
%	0,0	-9,2	-9,3	-0,7	-1,3

Tabla 5.11 Datos obtenidos de la segunda prueba del software frente al programa de Semikron con el módulo rectificador SKM60.

	F_I	$P_{d(av)} [W]$	$P_{d(av) tot} [W]$	$T_h [^{\circ}C]$	$T_{j/D} [^{\circ}C]$
Semisel	2,53	4,93	29,55	82	88
Calculada	2,53	4,72	28,31	80,95	87,08
%	0,0	-4,3	-4,2	-1,3	-1,0

Tabla 5.12 Datos obtenidos de la tercera prueba del software frente al programa de Semikron con el módulo rectificador SKM60.

Para finalizar, el módulo SKM60, obtiene unos resultados muy parecidos a los que se han calculado para los anteriores módulos, no sobrepasándose el $\pm 12\%$.

Como conclusión de las simulaciones realizadas a los tres módulos de Semikron, se obtiene un resultado satisfactorio, puesto que en ninguna de las simulaciones realizadas se han obtenidos errores superiores al $\pm 12\%$, por lo tanto, se puede considerar validada la hoja de cálculo diseñada, para el cálculo pérdidas y distribución de temperaturas en los diodos de un rectificador trifásico.

5.2 Condensador.

En este epígrafe se procede a validar el cálculo realizado del condensador por el programa diseñado. Para ello se utilizará la aplicación informática Psim®, en el cual se crea un circuito rectificador trifásico, cuya carga será una resistencia y un condensador en paralelo como se muestra en la Figura 5.1.

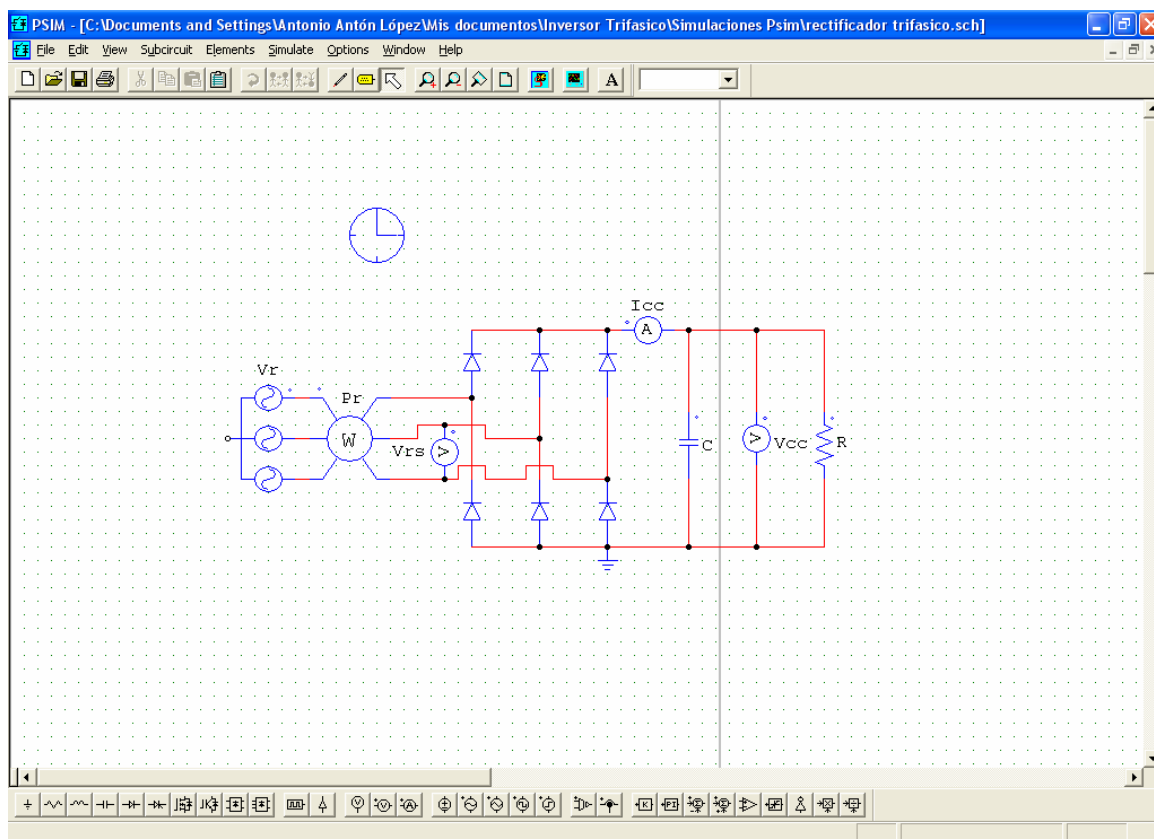


Figura 5.1 Representación del circuito trifásico en el programa de simulación Psim.

En el circuito eléctrico simulado, se ha introducido una fuente trifásica alterna, en la que se varía la tensión de la red V_r y la frecuencia para comprobar cómo varía la capacidad del condensador. En este circuito se ha añadido un vatímetro trifásico para poder medir en cada instante la potencia entregada por la fuente P_r , ya que este parámetro también se varía en la validación. Además se han añadido un amperímetro y un voltímetro para controlar la intensidad I_{cc} y V_{cc} , respectivamente.

Un detalle a tener en cuenta, en el circuito mostrado en la Figura 5.1, es que la fuente no está conectada a tierra a diferencia del puente de diodos. Si ambos puntos estuviesen conectados a tierra, se produciría un cortocircuito, en el instante en el que estuviesen en conducción los diodos inferiores.

Se han realizado tres simulaciones, con diferentes datos de partida para comprobar que este apartado del programa funciona correctamente.

La primera de ellas, con una tensión y una frecuencia de red de 400V y 50hz, respectivamente, con una potencia de 1000W y con un rizado del 3%, se han obtenido los datos de la fila "Calculada" en la Tabla 5.13.

Una vez obtenidos estos datos se han introducido en el programa de simulación de circuitos electrónicos Psim, y se han obtenido los datos de la fila "Psim" en la Tabla 5.13.

	P [W]	C [μ F]	V_{max} [V]	V_{min} [V]	ΔV_{cc} [V]	V_{cc} [V]	r [%]
Psim	1000	347,222	565,68	552,99	12,69	559,79	2,24
Calculada			565,69	548,71	16,97	557,2	3
%			0,0	-0,8	33,7	-0,5	33,9

Tabla 5.13 Datos obtenidos de la primera simulación.

En la segunda simulación se ha introducido una tensión y una frecuencia de red de 230V y 50hz, respectivamente, con una potencia de 2000W y con un rizado del 2%, se han obtenido los datos de la fila "Calculada" en la Tabla 5.14.

Una vez obtenidos estos datos se han introducido en el programada de simulación de circuitos electrónicos Psim, y se han obtenido los datos de la fila "Psim" en la Tabla 5.14.

	P [W]	C [μ F]	V _{max} [V]	V _{min} [V]	Δ V _{cc} [V]	V _{cc} [V]	r [%]
Psim	2000	3150,6	325,27	319,93	5,34	322,75	1,6
Calculada			325,27	318,76	6,51	322,02	2
%			0,0	-0,4	21,9	-0,2	21,8

Tabla 5.14 Datos obtenidos de la segunda simulación.

La primera de ellas, con una tensión y una frecuencia de red de 1000V y 50hz, respectivamente, con una potencia de 4000W y con un rizado del 1%, se han obtenido los datos de la fila "Calculada" en la Tabla 5.15.

Una vez obtenidos estos datos se han introducido en el programada de simulación de circuitos electrónicos Psim, y se han obtenido los datos de la fila "Psim" en la Tabla 5.15.

	P [W]	C [μ F]	V _{max} [V]	V _{min} [V]	Δ V _{cc} [V]	V _{cc} [V]	r [%]
Psim	4000	666,667	1414,21	1403,92	10,29	1409,22	0,7
Calculada			1414,21	1400,07	14,14	1407,14	1
%			0,0	-0,3	37,4	-0,1	37,4

Tabla 5.15 Datos obtenidos de la tercera simulación.

Como justificación a las desviaciones producidas en las simulaciones, se tiene que el método empleado a la hora de realizar el cálculo del rizado, se ha utilizado una simplificación conservadora, mostrada en el epígrafe 3.2.4 del presente proyecto fin de carrera, por este motivo los resultados del rizado son menores en las simulaciones realizadas con Psim que con los cálculos realizados. Por lo tanto, se puede dar por válida la parte del programa, relativa al cálculo del condensador y el rizado.

5.3 Inversor.

En este epígrafe se procede a la validación de la parte del programa correspondiente al cálculo del inversor trifásico, con salida de corriente senoidal y control PWM, formado por un modulo de potencia con seis IGBT's.

Para ello se han realizado tres simulaciones con los datos mostrados en la Tabla 5.16, Tabla 5.17 y Tabla 5.18. Estas tres simulaciones se ha realizado a su vez con tres módulos trifásicos de IGBT's para comparar los resultados con los respectivos programas de los fabricantes.

Se han elegido tres situaciones distintas, modificando las distintas variables que forman parte del cálculo, para poder validar el programa en diferentes casos, así de esta manera, el primer dato que se ha modificado es la potencia del inversor P_i , la tensión de entrada de continua V_{cc} del circuito también varía en las tres simulaciones, así como el $\cos \phi$. También se modifica el índice de modulación por amplitud m_a , la frecuencia de conmutación f_{sw} , la resistencia térmica entre el disipador y el ambiente y el último dato que se cambia es la temperatura ambiente T_a .

P_I	1000	W
V_{cc}	500	V
$\cos\phi$	0,5	
m_a	0,8	
f_{sw}	2000	Hz
$R_{th(h-a)}$	0,11	K/W
T_a	40	°C

Tabla 5.16 Datos de partida de la primera simulación.

P_I	5000	W
V_{cc}	600	V
$\cos\phi$	0,7	
m_a	0,8	
f_{sw}	4000	Hz
$R_{th(h-a)}$	0,11	K/W
T_a	50	°C

Tabla 5.17 Datos de partida de la segunda simulación.

P_I	9000	W
V_{cc}	700	V
$\cos\phi$	0,9	
m_a	0,9	
f_{sw}	5000	Hz
$R_{th(h-a)}$	0,11	K/W
T_a	60	°C

Tabla 5.18 Datos de partida de la tercera simulación.

El primer programa que se compara con el diseñado es el Semisel, de Semikron, para estas tres simulaciones se han escogido tres módulos del mismo fabricante, el SKM22GD123D, el SKM40GD123D y el SKM75GD123D. Estos módulos corresponden con las características necesarias para realizar la etapa de potencia de un inversor trifásico formado por seis IGBT's, aunque Semikron disponen de muchos más módulos de similares características.

Para los datos de la primera simulación reflejados en la Tabla 5.16 se han obtenido los resultados mostrados en la Tabla 5.19.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Semisel	32	4	1	43	45	48	47
Calculada	31,46	4,15	1,09	43,46	45,03	48,61	46,67
%	-1,7	3,8	9,0	1,1	0,1	1,3	-0,7

Tabla 5.19 Resultados de la primera simulación con el programa Semisel y el módulo trifásico SKM22GD123D.

La potencia total disipada por el módulo $P_{tot/M}$ se encuentra dentro de la tolerancia establecida, la potencia total disipada por los seis IGBT's $P_{tot/T}$ también esta dentro de los límites considerados, la potencia total disipada por los seis diodos $P_{tot/D}$ también se encuentra dentro de dichos límites aunque es mayor que la del resto de los resultados, mientras que la temperatura del disipador T_h , la temperatura del encapsulado T_c , la temperatura de la unión del transistor $T_{j/T}$ y la temperatura de la unión del diodo $T_{j/D}$ están perfectamente dentro de las tolerancias de la validación. Por lo tanto, todos los resultados de esta simulación se encuentran dentro los límites aceptados para la validación del programa respecto de los demás programas que existen en el mercado

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Semisel	144	20	4	66	73	90	80
Calculada	154,68	21,12	4,66	67,68	75,72	94,75	82,71
%	7,4	5,6	16,5	2,5	3,7	5,3	3,4

Tabla 5.20 Resultados de la segunda simulación con el programa Semisel y el módulo trifásico SKM22GD123D.

Al igual que ocurría con los resultados de la primera simulación todos ellos están dentro de los límites tolerables por la validación del proyecto, definidos por los tutores del presente documento, salvo la potencia total disipada por los diodos $P_{tot/D}$ que se sale de dichos límites. Esto se debe fundamentalmente a que el criterio elegido para el cálculo de esta potencia, es un criterio conservador como ya se explico en el capítulo 3.1.3. por lo que se podía prever que sucedería esto.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Semisel	195	28	4	81	91	116	97
Calculada	206,82	29,56	4,91	82,75	93,09	118,51	100,46
%	6,1	5,6	22,8	2,2	2,3	2,2	3,6

Tabla 5.21 Resultados de la tercera simulación con el programa Semisel y el módulo trifásico SKM22GD123D.

Repitiendo los datos de partida de las simulaciones con un nuevo módulo de Semikron, en concreto, el SKM40GD123D, se han obtenido los datos mostrados en la Tabla 5.22, Tabla 5.23 y Tabla 5.24.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Semisel	25	4	1	43	45	48	47
Calculada	27,01	3,51	0,99	42,97	44,32	46,29	45,31
%	8,0	-12,3	-1,0	-0,1	-1,5	-3,6	-3,6

Tabla 5.22 Resultados de la primera simulación con el programa Semisel y el módulo trifásico SKM40GD123D.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Semisel	120	16	4	63	69	78	73
Calculada	128,65	17,5	3,94	64,15	70,58	80,38	74,53
%	7,2	9,4	-1,5	1,8	2,3	3,1	2,1

Tabla 5.23 Resultados de la segunda simulación con el programa Semisel y el módulo trifásico SKM40GD123D.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Semisel	162	23	4	78	86	98	89
Calculada	167,8	23,71	4,25	78,46	86,85	100,13	91,1
%	3,6	3,1	6,3	0,6	1,0	2,2	2,4

Tabla 5.24 Resultados de la tercera simulación con el programa Semisel y el módulo trifásico SKM40GD123D.

En esta simulación se observa en las tres tablas de resultados que según la potencia aumenta y las condiciones de la prueba son más exigentes (temperatura ambiente mayor), así como la frecuencia de conmutación, la tensión de corriente continua, el programa se va ajustando más a los resultados del programa Semisel. Esta misma conclusión se puede observar con el siguiente módulo de potencia.

Con los mismos datos de partida, se han realizado las simulaciones con el módulo SKM75GD123D obteniendo los datos reflejados en la Tabla 5.25, Tabla 5.26 y Tabla 5.27.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Semisel	3	1	24	43	44	45	44
Calculada	3,37	0,84	25,27	42,78	44,04	45,12	44,55
%	12,3	-16,0	5,3	-0,5	0,1	0,3	1,3

Tabla 5.25 Resultados de la primera simulación con el programa Semisel y el módulo trifásico SKM75GD123D.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Semisel	105	14	3	62	67	71	69
Calculada	114,49	16,02	3,07	62,59	68,32	73,44	70,16
%	9,0	14,4	2,3	1,0	2,0	3,4	1,7

Tabla 5.26 Resultados de la segunda simulación con el programa Semisel y el módulo trifásico SKM75GD123D.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Semisel	144	21	3	76	83	90	85
Calculada	150,81	21,88	3,25	76,59	84,13	91,13	86,08
%	4,7	4,2	8,3	0,8	1,4	1,3	1,3

Tabla 5.27 Resultados de la tercera simulación con el programa Semisel y el módulo trifásico SKM75GD123D.

Se observa una mejoría de los resultados, según se va incrementado los valores de entrada de la simulación, obteniéndose unos resultados muy buenos, que no sobrepasan el $\pm 8,3\%$, en la última prueba.

5.3.1 Estudio comparativo de Semisel e Iposim.

Como ya se ha expuesto en la introducción de este capítulo, en este apartado se realiza un estudio comparativo entre los dos programas utilizados a lo largo del proyecto, Semisel del fabricante Semikron e Iposim, perteneciente a la empresa Eupec. Para poder proceder a la comparación entre ambos, y debido a la imposibilidad de introducir un mismo módulo de potencia en ambos programas, se han desarrollado dos hojas de Excel en las cuales se han introducido las expresiones facilitadas en sus notas de aplicación y manuales de sus componentes. Una vez se hayan validado cada una de las hojas, en las que se han introducido los métodos de cálculo empleados por cada aplicación (Semisel e Iposim), con numerosas simulaciones. En este momento, la hoja programada esta preparada para introducir un módulo de 6 IGBT's para su análisis como inversor trifásico controlado mediante PWM, y una vez obtenidos los resultados, se podrá estudiar las expresiones empleadas para el cálculo que no sean comunes a ambos programas.

5.3.1.1 Simulaciones.

En este epígrafe del presente proyecto final de carrera, se han realizado las simulaciones de tres situaciones distintas con 10 módulos de Semikron para la hoja creada de Semisel, y lo mismo se hace para el programa Iposim, con 10 módulos de potencia de Eupec.

Las tres situaciones a las que se han realizado las simulaciones para ambos casos son las mostradas en la Tabla 5.28, Tabla 5.29 y Tabla 5.30.

P_I	1000	W
V_{cc}	500	V
$\cos\phi$	0,5	
m_a	0,8	
f_{sw}	2000	Hz
$R_{th(h-a)}$	0,11	K/W
T_a	40	°C

Tabla 5.28 Datos de la primera situación para las simulaciones.

P_I	5000	W
V_{cc}	600	V
$\cos\phi$	0,7	
m_a	0,8	
f_{sw}	4000	Hz
$R_{th(h-a)}$	0,11	K/W
T_a	50	°C

Tabla 5.29 Datos de la segunda situación para las simulaciones.

P_i	9000	W
V_{cc}	700	V
$\cos\varphi$	0,9	
m_a	0,9	
f_{sw}	5000	Hz
$R_{th(h-a)}$	0,11	K/W
T_a	60	°C

Tabla 5.30 Datos de la tercera situación para las simulaciones.

Se han elegido tres situaciones distintas, modificando las distintas variables que forman parte del cálculo, para poder validar las hojas creadas con los programas originales en diferentes casos, así de esta manera, el primer dato que se ha modificado es la potencia del inversor P_i , la tensión de entrada de continua V_{cc} del circuito también varía en las tres simulaciones, así como el $\cos\varphi$. También se modifica el índice de modulación por amplitud m_a , la frecuencia de conmutación f_{sw} , la resistencia térmica entre el disipador y el ambiente y el último dato que se cambia es la temperatura ambiente T_a .

Por lo tanto, una vez realizadas las tres simulaciones en los diez módulos de Eupec se obtienen los valores mostrados en las tablas que a continuación se muestran:

FS25R12KT3

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	22,2	2,2	1,5	41,3	41,7	43,9	44,5
Calculada	24,6	2,40	1,7	42,75	43,24	45,31	45,88
%	10,8	9,1	13,3	3,5	3,7	3,2	3,1

Tabla 5.31 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo FS25R12KT3.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	100,8	12	4,8	55,7	58,1	70,4	65,8
Calculada	122,82	14,17	6,3	63,51	65,97	78,15	75,42
%	21,8	18,1	31,3	14,0	13,5	11,0	14,6

Tabla 5.32 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo FS25R12KT3.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	138	17	6	67,5	70,7	87,9	78,5
Calculada	164,76	19,53	7,93	78,12	81,41	98,2	93,3
%	19,4	14,9	32,2	15,7	15,1	11,7	18,9

Tabla 5.33 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo FS25R12KT3.

En la Tabla 5.31 se muestran unos márgenes de error muy parecidos a los mostrados en la Tabla 5.32 y en la Tabla 5.33. Dichos márgenes son reducidos, lo que implica una buena programación de la hoja de cálculo.

FS35R12KT3

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	22,8	2,1	1,7	41,3	41,8	43,2	43,7
Calculada	24,36	2,12	1,94	42,68	45,59	46,86	47,43
%	6,8	1,0	14,1	3,3	9,1	8,5	8,5

Tabla 5.34 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo FS35R12KT3.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	96	11	5	55,5	57,7	65,7	62,6
Calculada	106,74	11,4	6,39	61,74	74,55	81,39	80,62
%	11,2	3,6	27,8	11,2	29,2	23,9	28,8

Tabla 5.35 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo FS35R12KT3.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	129,6	16	5,6	62,7	70,4	81,5	75,3
Calculada	148,26	15,92	8,79	76,31	94,1	103,65	102,46
%	14,4	-0,5	57,0	21,7	33,7	27,2	36,1

Tabla 5.36 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo FS35R12KT3.

FS75R12KT3

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	28,8	2	2,8	41,6	41,9	42,7	44,1
Calculada	28,98	1,96	2,87	43,17	46,63	47,31	48,3
%	0,6	-2,0	2,5	3,8	11,3	10,8	9,5

Tabla 5.37 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo FS75R12KT3.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	111	11	7,5	56,1	57,5	61,8	62,8
Calculada	111,96	9,79	8,87	62,32	75,75	79,18	80,62
%	0,9	-11,0	18,3	11,1	31,7	28,1	28,4

Tabla 5.38 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo FS75R12KT3.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	133,8	14	8,3	67,4	70	75,6	75,6
Calculada	161,82	13,72	13,25	77,8	97,21	102,01	104,89
%	20,9	-2,0	59,6	15,4	38,9	34,9	38,7

Tabla 5.39 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo FS75R12KT3.

BSM25GD120DLC

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	27,6	3	1,6	41,5	42,1	44,2	44
Calculada	28,5	2,95	1,8	43,13	43,7	45,47	45,5
%	3,3	-1,7	12,5	3,9	3,8	2,9	3,4

Tabla 5.40 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo BSM25GD120DLC.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	120	15	5	57	59,9	65,9	64,8
Calculada	128,52	15,14	6,28	64,14	66,71	75,79	72,99
%	7,1	0,9	25,6	12,5	11,4	15,0	12,6

Tabla 5.41 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo BSM25GD120DLC.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	159,6	21	5,6	69,1	73,1	87,7	77,3
Calculada	174,6	20,81	8,29	79,2	82,69	95,18	90,98
%	9,4	-0,9	48,0	14,6	13,1	8,5	17,7

Tabla 5.42 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo BSM25GD120DLC.

BSM35GD120DLC

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	27,6	2,9	1,7	41,5	42	43,3	43,4
Calculada	29,7	2,86	2,09	43,27	43,86	45,12	45,53
%	7,6	-1,4	22,9	4,3	4,4	4,2	4,9

Tabla 5.43 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo BSM35GD120DLC.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	115,2	14	5,2	56,8	59,4	66,7	63,4
Calculada	127,74	14,28	7,01	64,05	66,61	72,89	72,22
%	10,9	2,0	34,8	12,8	12,1	9,3	13,9

Tabla 5.44 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo BSM35GD120DLC.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	155,4	20	5,9	68,8	72,5	82,6	76,3
Calculada	176,64	19,71	9,73	79,43	82,97	91,64	90,75
%	13,7	-1,5	64,9	15,5	14,4	10,9	18,9

Tabla 5.45 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo BSM35GD120DLC.

BSM50GD120DLC

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	29,4	2,8	2,1	41,6	42,1	43,3	44,1
Calculada	31,86	2,80	2,51	43,51	44,14	45,12	45,9
%	8,4	0,0	19,5	4,6	4,8	4,2	4,1

Tabla 5.46 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo BSM50GD120DLC.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	119,4	14	5,9	56,6	59,1	64,7	63,5
Calculada	130,5	13,64	8,11	64,36	66,97	71,74	72,65
%	9,3	-2,6	37,5	13,7	13,3	10,9	14,4

Tabla 5.47 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo BSM50GD120DLC.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	156	19	7	68,7	72,1	79,9	77
Calculada	184,02	18,88	11,79	80,24	83,92	90,53	92,17
%	18,0	-0,6	68,4	16,8	16,4	13,3	19,7

Tabla 5.48 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo BSM50GD120DLC.

BSM75GD120DLC

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	32,4	2,7	2,7	41,8	42	42,7	44
Calculada	35,88	2,63	3,35	43,85	44,27	44,93	46,11
%	10,7	-2,6	24,1	4,9	5,4	5,2	4,8

Tabla 5.49 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo BSM75GD120DLC.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	116,4	12	7,4	56,6	57,5	61,1	62,5
Calculada	136,92	12,33	10,49	65,06	66,29	69,37	72,05
%	17,6	2,8	41,8	14,9	15,3	13,5	15,3

Tabla 5.50 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo BSM75GD120DLC.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	157,2	17	9,2	68,7	70	75	76,2
Calculada	197,4	16,96	15,94	81,71	83,49	87,73	92,26
%	25,6	-0,2	73,3	18,9	19,3	17,0	21,1

Tabla 5.51 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo BSM75GD120DLC.

BSM100GD120DLC

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	37,2	2,6	3,6	42	42,2	42,8	44,1
Calculada	40,44	2,60	4,14	44,45	44,82	45,31	46,31
%	8,7	0,0	15,0	5,8	6,2	5,9	5,0

Tabla 5.52 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo BSM100GD120DLC.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	127,8	12	9,3	57,1	58,1	60,8	62,5
Calculada	148,56	12,04	12,72	66,34	67,68	69,96	72,25
%	16,2	0,3	36,8	16,2	16,5	15,1	15,6

Tabla 5.53 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo BSM100GD120DLC.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	174	17	12	69,6	70,9	74,6	76,6
Calculada	218,4	16,58	19,82	84,03	85,99	89,14	93,13
%	25,5	-2,5	65,2	20,7	21,3	19,5	21,6

Tabla 5.54 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo BSM100GD120DLC.

BSM50GD120DN2E3226

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	30,6	3,5	1,6	41,7	42,3	43,7	43,6
Calculada	32,82	3,37	2,1	43,65	47,63	48,81	49,14
%	7,3	-3,7	31,3	4,7	12,6	11,7	12,7

Tabla 5.55 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo BSM50GD120DN2E3226.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	123	16	4,5	56,9	59,8	66,5	62,5
Calculada	131,88	15,13	6,85	64,51	80,33	85,63	85,13
%	7,2	-5,4	52,2	13,4	34,3	28,8	36,2

Tabla 5.56 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo BSM50GD120DN2E3226.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	156	19	7	68,7	72,1	79,9	77
Calculada	180,9	20,65	9,5	79,9	101,61	108,83	108,98
%	16,0	8,7	35,7	16,3	40,9	36,2	41,5

Tabla 5.57 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo BSM50GD120DN2E3226.

BSM35GD120DN2E6334

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	31,2	3,8	1,4	41,7	42,4	44,3	43,5
Calculada	32,94	3,76	1,73	43,62	47,57	49,23	48,95
%	5,6	-1,1	23,6	4,6	12,2	11,1	12,5

Tabla 5.58 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo BSM35GD120DN2E6334.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	132	18	4	57,3	60,6	69,9	62,5
Calculada	140,88	17,87	5,61	65,5	82,4	90,27	86,89
%	6,7	-0,7	40,3	14,3	36,0	29,1	39,0

Tabla 5.59 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo BSM35GD120DN2E6334.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
Iposim	168,6	24	4,1	69,4	74	86,5	74,6
Calculada	188,34	24,29	7,1	80,71	103,31	113,99	108,98
%	11,7	1,2	73,2	16,3	39,6	31,8	46,1

Tabla 5.60 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo BSM35GD120DN2E6334.

Como se puede apreciar, a lo largo de los diferentes casos en los que se ha comparado la aplicación informática Iposim con el método de cálculo descrito por Eupec, en sus notas de aplicaciones técnicas, se concluye que los valores obtenidos no se terminan de ajustar perfectamente, sobre todo en lo que a temperaturas se refiere.

Este mismo proceso se repite para los 10 módulos de SeMikRoN, para cada una de las tres situaciones planteadas, con lo que se obtienen las siguientes tablas:

SKM22GD123D

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	27	3	1	43	44	47	46
Calculada	31,46	4,15	1,09	43,46	45,03	48,61	46,67
%	16,5	38,3	9,0	1,1	2,3	3,4	1,5

Tabla 5.61 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo SKM22GD123D.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	144	20	4	66	73	90	80
Calculada	160,74	22,13	4,66	67,68	75,72	94,75	82,71
%	11,6	10,7	16,5	2,5	3,7	5,3	3,4

Tabla 5.62 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo SKM22GD123D.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	195	28	4	81	91	116	97
Calculada	206,82	29,56	4,91	82,75	93,09	118,51	100,46
%	6,1	5,6	22,8	2,2	2,3	2,2	3,6

Tabla 5.63 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo SKM22GD123D.

SKM40GD123D

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	25	3	1	43	44	47	46
Calculada	27,01	3,51	0,99	42,97	44,32	46,29	45,31
%	8,0	17,0	-1,0	-0,1	0,7	-1,5	-1,5

Tabla 5.64 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo SKM40GD123D.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	118	16	4	63	69	78	73
Calculada	128,65	17,5	3,94	64,15	70,58	80,38	74,53
%	9,0	9,4	-1,5	1,8	2,3	3,1	2,1

Tabla 5.65 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo SKM40GD123D.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	159	23	4	78	86	98	89
Calculada	167,8	23,71	4,25	78,46	86,85	100,13	91,1
%	5,5	3,1	6,3	0,6	1,0	2,2	2,4

Tabla 5.66 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo SKM40GD123D.

SKM75GD123D

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	23	3	1	43	44	45	44
Calculada	25,27	3,27	0,84	42,78	44,04	45,12	44,55
%	9,9	9,0	-16,0	-0,5	0,1	0,3	1,3

Tabla 5.67 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo SKM75GD123D.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	105	14	3	62	67	71	69
Calculada	114,49	16,02	3,07	62,59	68,32	73,44	70,16
%	9,0	14,4	2,3	1,0	2,0	3,4	1,7

Tabla 5.68 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo SKM75GD123D.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	144	21	3	76	83	90	85
Calculada	150,81	21,88	3,25	76,59	84,13	91,13	86,08
%	4,7	4,2	8,3	0,8	1,4	1,3	1,3

Tabla 5.69 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo SKM75GD123D.

SK25GD126ET

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	20	2	1	42	42	45	44
Calculada	19,51	2,27	0,98	42,11	42,16	44,89	44,03
%	-2,4	13,5	-2,0	0,3	0,4	-0,2	0,1

Tabla 5.70 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo SK25GD126ET.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	102	12	5	61	61	76	70
Calculada	97,5	11,44	4,81	60,73	60,81	74,54	69,96
%	-4,4	-4,7	-3,8	-0,4	-0,3	-1,9	-0,1

Tabla 5.71 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo SK25GD126ET.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	143	19	5	76	76	98	85
Calculada	140,12	16,32	7,03	75,41	75,54	95,12	88,91
%	-2,0	-14,1	40,6	-0,8	-0,6	-2,9	4,6

Tabla 5.72 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo SK25GD126ET.

SK30GD123

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	24	3	1	43	43	46	45
Calculada	28,03	3,56	1,11	43,08	43,11	46,67	45
%	16,8	18,7	11,0	0,2	0,3	1,5	0,0

Tabla 5.73 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo SK30GD123.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	125	16	4	64	64	80	71
Calculada	139,89	18,53	4,78	65,39	65,51	84,05	73,64
%	11,9	15,8	19,5	2,2	2,4	5,1	3,7

Tabla 5.74 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo SK30GD123.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	171	25	4	79	79	103	86
Calculada	182,8	25,33	5,13	80,11	80,27	105,61	89
%	6,9	1,3	28,3	1,4	1,6	2,5	3,5

Tabla 5.75 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo SK30GD123.

SK20GD123

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	25	3	1	43	43	47	45
Calculada	28,48	3,51	1,24	43,13	43,16	48,07	45,27
%	13,9	17,0	24,0	0,3	0,4	2,3	0,6

Tabla 5.76 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo SK20GD123.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	142	19	4	66	66	93	73
Calculada	161,16	21	5,8	67,73	67,87	97,27	77,84
%	13,5	10,5	45,0	2,6	2,8	4,6	6,6

Tabla 5.77 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo SK20GD123.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	196	29	4	82	82	122	88
Calculada	213,63	38,5	83,5	83,5	83,69	123,59	95,78
%	9,0	32,8	1987,5	1,8	2,1	1,3	8,8

Tabla 5.78 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo SK20GD123.

SK35GD126ET

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	20	2	1	42	42	44	44
Calculada	21,31	2,47	1,08	42,34	42,36	44,95	44,2
%	6,6	23,5	8,0	0,8	0,9	2,2	0,5

Tabla 5.79 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo SK35GD126ET.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	94	12	4	60	60	73	67
Calculada	113,37	13,36	5,53	62,47	62,57	76,61	71,97
%	20,6	11,3	38,3	4,1	4,3	4,9	7,4

Tabla 5.80 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo SK35GD126ET.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	132	17	5	75	75	93	82
Calculada	158,25	18,83	7,54	77,41	77,55	97,32	90,38
%	19,9	10,8	50,8	3,2	3,4	4,6	10,2

Tabla 5.81 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo SK35GD126ET.

SKiM200GD128D

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	18	2	1	42	42	42	42
Calculada	19,01	2,05	1,12	42,09	42,1	42,6	42,52
%	5,6	2,5	12,0	0,2	0,2	1,4	1,2

Tabla 5.82 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo SKiM200GD128D.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	74	9	3	58	58	60	58
Calculada	87,4	9,94	4,6	59,61	59,69	62,08	61,4
%	18,1	10,4	53,3	2,8	2,9	3,5	5,9

Tabla 5.83 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo SKiM200GD128D.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	100	13	4	71	71	74	71
Calculada	119,79	13,92	6,04	73,18	76,28	76,63	75,52
%	19,8	7,1	51,0	3,1	7,4	3,6	6,4

Tabla 5.84 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo SKiM200GD128D.

SKiM400GD128D

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	20	2	1	42	42	42	42
Calculada	19,79	2,19	1,11	42,18	42,19	42,48	42,41
%	-1,1	9,5	11,0	0,4	0,5	1,1	1,0

Tabla 5.85 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo SKiM400GD128D.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	84	9	5	59	59	60	60
Calculada	92,63	10,84	4,59	60,19	60,27	61,68	61,55
%	10,3	20,4	-8,2	2,0	2,2	2,8	2,6

Tabla 5.86 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo SKiM400GD128D.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	117	13	6	73	73	75	74
Calculada	128,72	15,39	6,06	74,16	74,27	76,28	75,43
%	10,0	18,4	1,0	1,6	1,7	1,7	1,9

Tabla 5.87 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo SKiM400GD128D.

SKiM500GD128DM

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	20	2	1	42	42	42	42
Calculada	18,39	2,01	1,06	42,02	42,04	42,22	42,17
%	-8,1	0,5	6,0	0,0	0,1	0,5	0,4

Tabla 5.88 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo SKiM500GD128D.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	84	9	5	59	59	60	60
Calculada	82,14	9,56	4,13	59,04	59,11	59,97	59,63
%	-2,2	6,2	-17,4	0,1	0,2	0,0	-0,6

Tabla 5.89 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo SKiM500GD128D.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	118	14	6	73	73	74	74
Calculada	111,66	13,39	5,22	72,28	72,38	73,59	73,03
%	-5,4	-4,4	-13,0	-1,0	-0,8	-0,6	-1,3

Tabla 5.90 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo SKiM500GD128D.

Sin embargo, los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas con Semisel y con los procedimientos utilizados por Semikron, si se ajustan, por lo que los métodos utilizados en este apartado son realmente los que el fabricante ha utilizado para elaborar su programa de selección de componentes.

5.3.2 Comparación entre Iposim y Semisel.

En esta apartado, se realiza la comparación de los dos programas sometidos a estudio, mediante las hojas de cálculo realizadas para cada uno, ya que de lo contrario no se podía introducir un mismo módulo de potencia en ambas aplicaciones.

Se ha escogido un módulo cualquiera de la base de datos, en concreto el SKM22GD123D del fabricante Semikron, al que se le han aplicado tres situaciones distintas y se han observado los resultados mostrados en la Tabla 5.91, Tabla 5.92 Y Tabla 5.93.

SKM22GD123D

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	31,46	4,15	1,09	43,46	45,03	48,61	46,67
Iposim	32,19	4,15	1,21	43,54	45,15	48,72	46,97
%	2,3	0,0	11,0	0,2	0,3	0,2	0,6

Tabla 5.91 Datos de la primera simulación obtenida con el módulo SKM22GD123D.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	160,74	22,13	4,66	67,68	75,72	94,75	82,71
Iposim	159,52	22,13	4,46	67,55	75,52	94,56	82,21
%	-0,8	0,0	-4,3	-0,2	-0,3	-0,2	-0,6

Tabla 5.92 Datos de la segunda simulación obtenida con el módulo SKM22GD123D.

	$P_{tot/M}$	$P_{tot/T}$	$P_{tot/D}$	T_h	T_c	$T_{j/T}$	$T_{j/D}$
SemiSel	206,82	29,56	4,91	82,75	93,09	118,51	100,46
Iposim	204,17	29,56	4,47	82,46	92,67	118,09	99,37
%	-1,3	0,0	-9,0	-0,4	-0,5	-0,4	-1,1

Tabla 5.93 Datos de la tercera simulación obtenida con el módulo SKM22GD123D.

Debido a que ambos programas comparten el método de cálculo para las pérdidas del transistor, los valores son idénticos [8], mientras que para el cálculo de las pérdidas en el diodo, son distintas con lo que la potencia total de pérdidas varía uno de otro no más de un 2,3% en el primero de los casos. A lo que hay que añadir, que debido a la falta de información otorgada por Semikron, en lo que se refiere al cálculo de la energía disipada por el diodo antiparalelo en la recuperación inversa (E_{rr}), se ha tenido que calcular este parámetro como se muestra en el capítulo 3.3.4.2 del presente documento. Este dato, es una clara diferencia entre los dos programas.

Que varíe la potencia total de pérdidas implica que todas las temperaturas varíen, aunque si bien es cierto, que en una cantidad muy pequeña, por lo que en ninguno de los casos estudiados se ha rebasado el 1,1% de error.

Como conclusión obtenida en esta comparación se obtiene que estos fabricantes emplean métodos parecidos pero no iguales, con lo que queda desmotrada una de las premisas de este proyecto, en la cual se dice que existen multitud de simplificaciones en los cálculos y que cada fabricante ha adaptado a sus componentes estas expresiones. Obteniéndose también que el programa Semisel es más conservador para potencias grandes y al contrario para potencias inferiores.

6. Conclusiones y trabajos futuros.

6 Conclusiones y trabajos futuros.

En el presente proyecto de final de carrera, se ha diseñado un programa de simulación de inversores-rectificadores trifásicos, capaz de calcular las pérdidas y la distribución de temperaturas de los diferentes componentes que forman dicha estructura. Con el fin de emplearlo en entornos didácticos e industriales, debido a la escasez que hay en el mercado de un programa capaz de englobar todos los métodos necesarios para el cálculo de las diferentes partes que consta un rectificador-inversor.

Además gracias a la realización de esta hoja de cálculo, se ha podido comparar dos de los programas diseñados por dos de las más prestigiosas marcas de fabricantes de componentes de semiconductores de potencia, como es el caso de Semikron y Eupec. Con el fin, de obtener mayor información a la hora de realizar los cálculos necesarios para llevar a cabo la programación de aplicación sometida a estudio.

Como se ha explicado en el quinto apartado del presente documento, correspondiente a la validación del programa, debido a la multitud de procedimientos en el cálculo de rectificadores-inversores trifásicos y debido a que cada fabricante ha adecuado estos cálculos a sus propios productos, la diferencia obtenida en las diferentes comparaciones han sido mayores de lo que cabía esperar, así también se demuestra las diferencias existentes entre las aplicaciones realizadas por los fabricantes de los propios componentes. Estas diferencias son debidas fundamentalmente a las simplificaciones, como las mostradas en los epígrafes cuarto y quinto, que llevan acabo para obtener los resultados de una forma más sencilla y rápida, pero menos exacta.

Como conclusión principal al presente proyecto, se ha obtenido que debido a la complejidad y falta de datos facilitados por el fabricante resulte muy complicado realizar un análisis completo y exacto de los circuitos estudiados, por ello debido a las simplificaciones adoptadas en los cálculos no se obtienen unos resultados precisos. Los numerosos métodos que se pueden emplear, a la hora de calcular estos circuitos electrónicos, genera que cada fabricante adopte la simplificación que más beneficio le genere, con la consecuente conclusión, unos resultados distintos a la hora de estudiar los mismos componentes con unos programas u otros.

En el programa diseñado se ha pretendido, que mediante unos sencillos pasos e introducción de parámetros de los elementos electrónicos a estudiar, se obtenga una rápida selección de los componentes necesarios para crear un rectificador-inversor trifásico.

TRABAJOS FUTUROS

Los programas desarrollados por los principales fabricantes de componentes electrónicos de potencia, se centran en el cálculo de la parte del inversor trifásico, a excepción del programa de Semikron, Semisel, que también tiene la opción del cálculo del rectificador, por lo que las futuras aplicaciones que se diseñen deberían introducir todas las etapas de los principales y más usados circuitos de potencia, incluyendo convertidores de corriente alterna a corriente alterna, puesto que la utilidad que se obtendría es mucho mayor, que la que en la actualidad se posee.

Así todos los programas encontrados han sido para estructuras trifásicas, incluido la hoja de cálculo diseñada en este proyecto, por lo que aplicaciones capaces de simular ambas situaciones, tendrían una gran aceptación dentro del mercado.

Como trabajos futuros relacionados con el presente proyecto, cabe destacar un interfaz programa-usuario mucho más atractivo mediante software's de programación, como puede ser C++, que sean muy fáciles de utilizar y con ayudas sobre el manejo del mismo.

Un punto muy interesante a mejorar en este tipo de programas, sería una base de datos actualizable mediante los diferentes fabricantes y con la posibilidad de introducir nuevos componentes según vayan apareciendo en el mercado. Para ello cada fabricante dispondría en su página web en el apartado de descargas, de un enlace para descargar sus productos en forma de archivo de Excel o similar, que ayudase a su rápida incorporación al programa.

Como resultado de la comparación entre ambos programas, Semisel y Semikron, se obtiene que cada fabricante emplea sus propias simplificaciones, por lo que se debería acuñar un método de cálculo preciso para que se hiciera de él un uso generalizado por todos los interesados.

7. Estudio económico.

7 Estudio económico.

En el presente capítulo se incluye la estimación de los costes del presente proyecto. Habitualmente, los costes de un proyecto comprenden tanto los costes de desarrollo como los costes de los materiales a emplear. Por tratarse del diseño de un software para la selección rápida de componentes, los únicos costes que se van a tener en cuenta serán los de desarrollo.

7.1 Costes de desarrollo.

Los costes de desarrollo comprenden el análisis, diseño y documentación del presente proyecto. Para ello se estima un coste de 40€/h y de 20€/h en concepto de trabajo de ingeniería y de documentación, respectivamente.

ACTIVIDAD	€/hora	Nº horas	COSTE
Desarrollo de ingeniería	40	400	16.000€
Documentación	20	150	3.000€
TOTAL			18.000€

7.2 Presupuesto del proyecto.

Una vez evaluados los costes de desarrollo, el presupuesto final es el siguiente.

TIPO DE COSTE	COSTE
Coste de desarrollo	19.500€
I.V.A. (16%)	2.880€

COSTE TOTAL PROYECTO	20.880€
-----------------------------	----------------

El coste total del proyecto asciende a veinte mil ochocientos ochenta euros, con IVA incluido.

8 BIBLIOGRAFIA [9]

[1] NICHICON CORPORATION. *General descripción of aluminium electrolytic capacitors*. Ed. NICHICON. Notas técnicas CAT.8101E. 28 páginas.

[2] Fco. J. Gimeno Sale; Salvador Seguí Chilet; Salvador Orts Grau. *Convertidores electrónicos: energía solar fotovoltaica, aplicaciones y diseño*. Ed. Universidad Politécnica de Valencia. Valencia. 1ª Edición. ISBN: 84-9705-177-7. 337 páginas.

[3] Norma UNE. Compatibilidad electromagnética; entorno; niveles de compatibilidad para las perturbaciones conducidas de baja frecuencia y la transmisión de señales en las redes públicas de alimentación en B.T. ENV 6100, 2-2. Madrid. 1994.

[4] SEMIKRON Internacional GmGH. *Power electronics*. Ed. SEMIKRON. Mayo 2005. Alemania. 1826 páginas.

[5] Daniel W. Hart; Vuelapluma (trad.); Andrés Barrado Bautista (rev.téc.); Antonio Lázaro Blanco (rev.téc.); et al. *Electrónica de potencia*. Ed. Prentice Hall. 450 páginas.

[6] Gualda Gil Juan, Andrés; Martínez García, Salvador; Martínez Martínez, Pedro Manuel. *Electrónica industrial: técnicas de potencia*. Ed. Marcombo. Barcelona. 2ª Edición. ISBN: 84-267-0843-9. 477 páginas.

[7] SEMIKRON Internacional GmGH. *Semisel, the semiconductor selection program of Semikron*. Ed. SEMIKRON. Abril 2005. Alemania. 30 páginas.

[8] EUPEC. *Dimensioning program IPOSIM for loss and thermal calculation of eupec IGBT modules*. Ed. Power electronics in motion Eupec. 2005. Alemania. 18 páginas.

[9] Universidad Carlos III de Madrid. *¿Cómo citar bibliografía?* Ed. UC3M. Madrid. 1ª Edición. 9 páginas.

Páginas web visitadas para la elaboración del presente documento:

- www.semikron.es
- www.semikron.com
- www.eupec.com
- www.mitsubishi.com
- www.ixys.com
- www.nichicon.com
- www.uc3m.es
- www.mitsubishichips.com

9 ANEXOS

9.1 ANEXO 1

Ejemplo de aplicación del programa desarrollado.

En este apartado del proyecto se realizan dos posibles situaciones para las cuales se puede emplear el programa desarrollado.

En primer lugar se comparan como se comportan desde el punto de vista del rendimiento dos módulos de IGBT's de diferentes tensiones para una misma situación de prueba, en la cual se utilizará un módulo que alcance la tensión de la prueba y posteriormente se pondrán dos en serie de menor tensión para alcanzar dicha tensión, tal y como se muestra en la Figura 9.1.

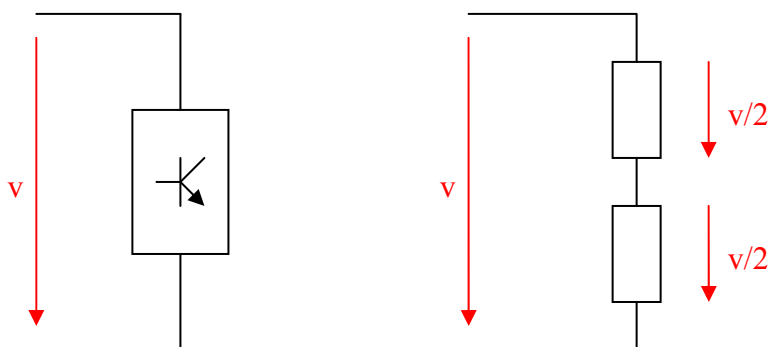


Figura 9.1 Esquema de conexiones de los módulos de IGBT's para el ejemplo 1.

Como segundo ejemplo de aplicación se repetirá el ejemplo pero en este caso lo que varía es la intensidad que son capaces de soportar los módulos de la prueba, como se muestra en la Figura 9.2.

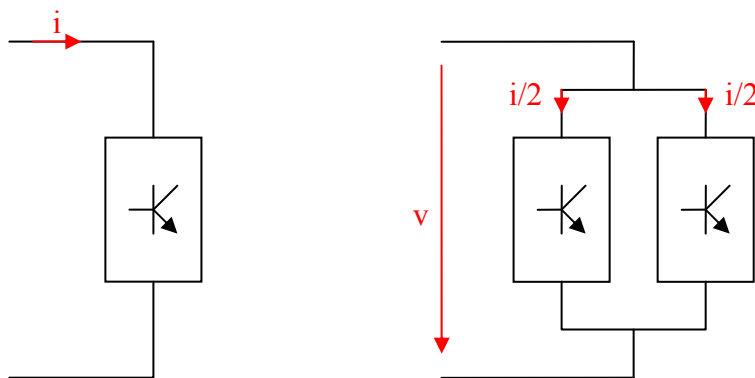


Figura 9.2 Esquema de conexiones de los módulos de IGBT's para el ejemplo 2.

Ejemplo 1:

Para el siguiente ejemplo se han elegido los módulos SKM75GD123D de 1200V y el módulo SKM100GD063DL de 600V, en cuanto a resto de los parámetros de los módulos son muy parecidos, estos han sido introducidos en la base de datos del programa para poder realizar las simulaciones pertinentes.

Los datos para el ejemplo son los mostrados en la Tabla 9.1.

P_i	9000	W
V_{cc}	700	V
$\cos\varphi$	0,9	
m_a	0,9	
f_{sw}	5000	Hz
$R_{th(h-a)}$	0,11	K/W
T_a	60	°C

Tabla 9.1 Parámetros del primer ejemplo.

Microsoft Excel - Programa cálculo de pérdidas con IPOSIM

Archivo Edición Ver Insertar Formato Herramientas Datos Ventana PDF de Adobe

Escritura una pregunta

Arial 12

G24 =B24*H17+E24

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M
1													
2		Cálculo pérdidas en el módulo de IGBT's											
3													
4													
5	P_i	9000	W	m_a	0,9	T_a	60	°C					
6	V_{cc}	700,0	V	f_{sw}	5000	Hz	$R_{th(s-h)}$	0	K/W				
7	$\cos\varphi$	0,9		$R_{th(h-a)}$	0,11	K/W	P_{add}	0	W				
8													
9													
10													
11	Tipo	E_{on} [J]	E_{off} [J]	$V_{ce,ref}$ [V]	I_c ref. [A]	V_{CEsat} [V]	V_{CE0} [V]	r_{CE} [Ω]					
12	SKM75GD123D	0,008	0,005	600	50	3,1	1,6	0,03					
13		V_{FE} [V]	r_F [Ω]	Q_{rr} [C]	$R_{th(c-h)/M}$ [°C/W]	$R_{th(j-c)/T}$ [°C/W]	$R_{th(j-c)/D}$ [°C/W]						
14		0,9	0,018	3,33E-06	0,05	0,32	0,6						
15													
16													
17													
18													
19	I_c [A]	I_a [A]	V_o [V]	$P_{fw/T}$ [W]	$P_{fw/D}$ [W]	$E_{on/T(0)}$ [J]	$E_{off/T(0)}$ [J]	$P_{on/off/T}$ [W]	$E_{off/D(0)}$ [J]	$E_{off/T}$ [J]	$P_{off/D}$ [W]		
20	14,97	21,18	385,59	11,66	1,42	0,003953	0,002470	10,22	1,152E-03	0,00233	1,8330		
21													
22													
23	$P_{tot/T}$ [W]	$P_{tot/D}$ [W]	$P_{tot/M}$ [W]	T_h [°C]	T_c [°C]	$T_{j/T}$ [°C]	$T_{j/D}$ [°C]						
24	21,88	3,25	150,81	76,59	84,13	91,13	86,08						
25													
26													
27													
28													
29													
30													
31													
32													
33													
34													

Comp.Iposim / Iposim / Semisel / Comp.Semisel / Sem-Ipo / Datos /

Listo

Figura 9.3 Valores y resultados obtenidos al introducir los parámetros de prueba en el programa desarrollado para el módulo SKM75GD123D.

Ahora se realizará el mismo ensayo pero a una tensión de 350V ya que se pondrán dos módulos SKM100GD063GL en serie y se supone que a cada uno de ellos se le aplica la mitad de la tensión.

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M
1													
2		Cálculo pérdidas en el módulo de IGBT's											
3													
4													
5	P_i	9000	W	m_a	0,9		T_a	60	°C				
6	V_{CC}	350,0	V	f_{sw}	5000	Hz	$R_{th(s-h)}$	0	K/W				
7	$\cos\phi$	0,9		$R_{th(h-a)}$	0,11	K/W	P_{add}	0	W				
8													
9													
10													
11	Tipo	E_{on} [J]	E_{off} [J]	$V_{cc,ref}$ [V]	$I_{c,ref}$ [A]	V_{CEsat} [V]	V_{CE0} [V]	r_{CE} [Ω]					
13	SKM100GD063DL	0,004	0,003	300	95	2,4	1	0,014					
15		V_{F0} [V]	r_F [Ω]	Q_{rr} [C]	$R_{th(c-h)/M}$ [°C/W]	$R_{th(j-c)/T}$ [°C/W]	$R_{th(j-c)/D}$ [°C/W]						
17		0,9	0,01	0,000044	0,05	0,27	0,6						
18													
19	I_L [A]	I [A]	V_o [V]	$P_{tw/T}$ [W]	$P_{tw/D}$ [W]	$E_{on/T}$ [J]	$E_{off/T}$ [J]	$P_{onrec/T}$ [W]	$E_{off/D}$ [J]	$E_{off/D}$ [J]	$P_{off/D}$ [W]		
20	29,95	42,35	192,79	16,33	2,91	0,002080	0,001560	5,79	8,010E-03	0,0154	12,7476		
21													
22													
23	$P_{tot/T}$ [W]	$P_{tot/D}$ [W]	$P_{tot/M}$ [W]	T_h [°C]	T_c [°C]	$T_{j/T}$ [°C]	$T_{j/D}$ [°C]						
24	22,12	15,66	226,65	84,93	96,26	102,24	105,66						
25													
26													
27													
28													
29													
30													
31													
32													
33													
34													

Figura 9.4 Valores y resultados obtenidos al introducir los parámetros de prueba en el programa desarrollado para el módulo SKM100GD063D.

Como resumen de los datos obtenidos se obtiene la Tabla 9.2.

	Ptot/T [W]	Ptot/D [W]	Ptot/M [W]	Th [°C]	Tc [°C]	Tj/T [°C]	Tj/D [°C]
2 x SKM100GD063GL	44,24	17,66	453,30	84,93	96,26	102,24	105,66
SKM75GD123GD	21,88	3,25	150,81	76,59	84,13	91,13	86,08
%	-50,5	-81,6	-66,7	-9,8	-12,6	-10,9	-18,5

Tabla 9.2 Tabla resumen de los resultados obtenidos en el ejemplo 1.

Como se ha comprobado es mejor utilizar un sólo módulo SKM75GD123GD.

Ejemplo 2:

En este ejemplo se han utilizado los módulos SKM40GD123D y SKM75GD123D, que soportan una I_{CC} de 25 y 50A, respectivamente.

Los parámetros utilizados para este ejemplo son los mostrados en la Tabla 9.1, aunque en el ensayo realizado con los dos módulos SKM40GD123D puestos en paralelo, se utiliza una potencia de 4500W, ya que se supone que por cada uno de ellos circula la mitad de la corriente, como se muestra en la Figura 9.2.

Una vez realizadas las simulaciones pertinentes se han obtenido los resultados de la Tabla 9.3.

	P _{tot} /T [W]	P _{tot} /D [W]	P _{tot} /M [W]	T _h [°C]	T _c [°C]	T _J /T [°C]	T _J /D [°C]
2 x SKM40GD123D	21,06	3,97	150,19	68,26	72,01	77,91	74,00
SKM75GD123GD	21,88	3,25	150,81	76,59	84,13	91,13	86,08
%	3,9	-18,0	0,4	12,2	16,8	17,0	16,3

Tabla 9.3 Tabla resumen de los resultados obtenidos en el ejemplo 2.

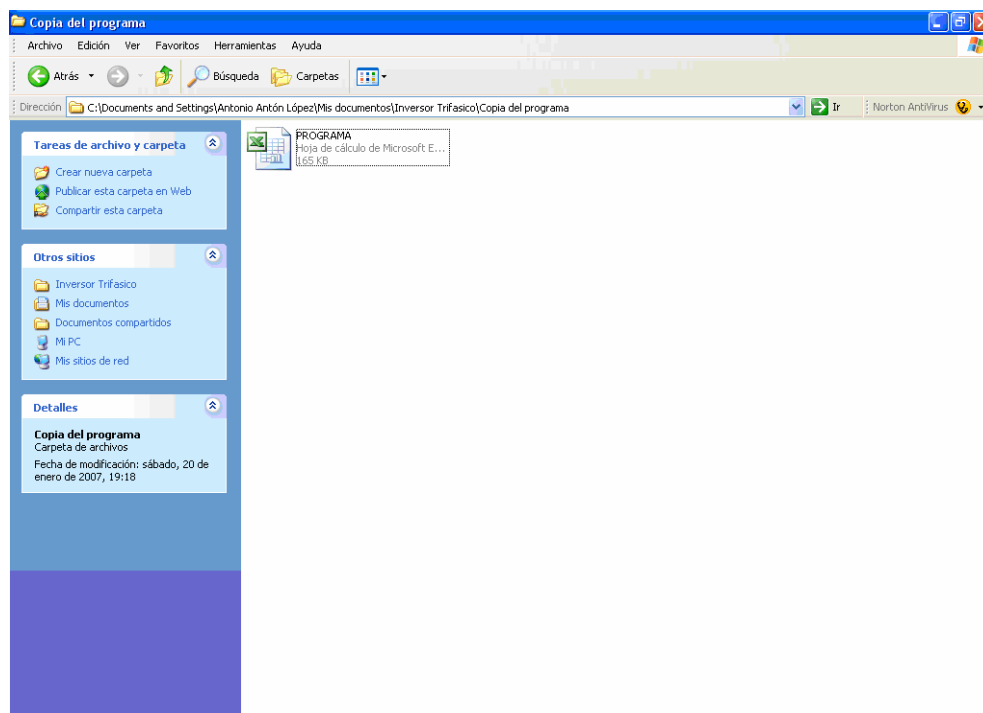
En este ejemplo se obtiene que por un 3,9% es mejor utilizar dos módulos puestos en paralelo.

9.2 ANEXO 2

Guía rápida de uso del programa desarrollado.

En este anexo se describe un breve manual de uso del programa diseñado en el presente proyecto, mediante los pasos más importantes para realizar las simulaciones.

1. Ejecutar el archivo “PROGRAMA.xls”



2. Introducir en la pestaña “Datos” correspondiente a la base de datos los módulos sujetos a estudio.

The screenshot shows the Microsoft Excel - PROGRAMA spreadsheet. The 'Base de datos' tab is active, displaying a table of semiconductor components. The table has columns for various parameters including power, current, voltage, resistance, and manufacturer. The data is organized into two main sections: 'Módulo IGBTs' and 'Módulo DIODOS'.

Módulo IGBTs	$E_{on}[J]$	$E_{off}[J]$	$V_{ce,rest}[V]$	$I_{ce,rest}[A]$	$V_{ce,est}[V]$	$R_{th,jc}[^{\circ}C/W]$	$R_{th,jd}[^{\circ}C/W]$	$R_{th,ja}[^{\circ}C/W]$	$V_{ce0}[V]$	$r_{ce}[^{\circ}C]$	$V_{ce}[V]$	$r_{ce}[^{\circ}C]$	$Q_{rr}[C]$	Fabricante
SKM22GD123D	0,002	0,0014	600	15	3,3	0,86	1,5	0,05	1,8	0,11334	0,98	0,05466	1,50E-06	SEMIKRON
SKM40GD123D	0,0038	0,0023	600	25	3	0,56	1	0,05	1,6	0,056	0,98	0,0328	2,25E-06	SEMIKRON
SKM75GD123D	0,008	0,005	600	50	3,1	0,32	0,6	0,05	1,6	0,03	0,9	0,018	3,33E-06	SEMIKRON
SK25GD126ET	0,0033	0,0031	600	23	2,2	1,2	1,9	0,0009	0,9	0,0044	0,8	0,004	5,00E-06	SEMIKRON
SK30GD123	0,004	0,003	600	25	3,1	1	1,7	0,0009	1,5	0,064	1	0,0533	2,70E-06	SEMIKRON
SK20GD123	0,002	0,0018	600	15	3,1	1,4	1,7	0,0009	1,2	0,126	1	0,053	2,70E-06	SEMIKRON
SK35GD126ET	0,0046	0,0043	600	32	2	1,05	1,7	0,0009	0,9	0,031	0,8	0,031	7,00E-06	SEMIKRON
SKM200GD126D	0,0166	0,0147	600	150	2,1	0,24	0,37	0,0009	0,9	0,008	1,1	0,006	2,50E-05	SEMIKRON
SKM400GD126D	0,032	0,034	600	260	2,3	0,13	0,19	0,0009	0,9	0,0047	1,1	0,0033	4,40E-05	SEMIKRON
SKM500GD126DM	0,032	0,034	600	325	2,3	0,09	0,125	0,0009	0,9	0,0047	1,1	0,0033	4,50E-05	SEMIKRON
FS25R12KT3	0,0025	0,0029	600	25	1,9	0,86	1,5	0,02	0,8	0,07	1	0,044	4,90E-06	EUPEC
FS35R12KT3	0,0035	0,0041	600	35	1,9	0,6	0,95	0,12	0,8	0,0314	1	0,0171	6,80E-06	EUPEC
FS75R12KT3	0,007	0,0081	600	75	1,9	0,35	0,58	0,12	0,8	0,0147	1	0,008	1,35E-05	EUPEC
BSM25GD120DLC	0,0033	0,0029	600	25	2,4	0,44	0,8	0,02	1,25	0,044	1	0,03	5,40E-06	EUPEC
BSM35GD120DLC	0,0045	0,0043	600	35	2,4	0,44	0,8	0,02	1,25	0,031	1	0,022	7,60E-06	EUPEC
BSM50GD120DLC	0,0064	0,0062	600	50	2,4	0,35	0,7	0,02	1,25	0,022	1	0,015	1,07E-05	EUPEC
BSM75GD120DLC	0,0075	0,009	600	75	2,4	0,25	0,55	0,009	1,25	0,015	1	0,011	1,65E-05	EUPEC
BSM100GD120DLC	0,01	0,012	600	100	2,4	0,19	0,36	0,009	1,25	0,011	1	0,008	2,20E-05	EUPEC
BSM50GD120DN2E3	0,0075	0,004	600	45	3,1	0,35	0,7	0,12	1,7	0,013	1,1	0,013	8,00E-06	EUPEC
BSM35GD120DN2E3	0,00575	0,00375	600	35	3,3	0,44	0,8	0,12	1,8	0,039	1,1	0,023	5,00E-06	EUPEC
SKM100GD063DL	0,004	0,003	300	95	2,4	0,27	0,6	0,05	1	0,014	0,9	0,01	4,40E-05	SEMIKRON

The table continues with more rows for different components. At the bottom, there is a section for 'Módulo DIODOS' with columns for $V_{ro,100V}[V]$, $r_{rs,100V}[^{\circ}C]$, $R_{th,jc}[^{\circ}C/W]$, and $I_{c}[A]$. The bottom status bar shows 'Listo' and navigation buttons.

3. Dependiendo si se desea calcular la parte del rectificador trifásico, del condensador, del inversor trifásico o del disipador, seleccionar las pestañas “Rectificador”, “Condensador”, “Inversor” o “Disipador” respectivamente.

Microsoft Excel - PROGRAMA

Archivo Edición Ver Insertar Formato Herramientas Datos Ventana Z PDF de Adobe

Escriba una pregunta

Arial 8

P26 Ptot/M [W]

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	U
1													
2	Cálculo pérdidas en el módulo de IGBT's												
3													
4													
5	P_i	4500	W	m_a	0,9		T_a	60	°C				
6	V_{cc}	700,0	V	f_{sw}	5000	Hz	R_{th(s-h)}	0	K/W				
7	Cosφ	0,9		R_{th(h-a)}	0,11	K/W	P_{add}	0	W				
8													
9													
10													
11	Tipo		E_{on} [J]	E_{off} [J]	V_{cc ref.} [V]	I_{c ref.} [A]	V_{CEsat} [V]	V_{CEO} [V]	r_{CE} [Ω]				
12													
13	SKM40GD123D		0,0038	0,0023	600	25	3	1,6	0,056				
14													
15			V_{F0} [V]	r_F [Ω]	Q_{rr} [C]	R_{th(c-h)/M} [°C/W]	R_{th(j-c)/T} [°C/W]	R_{th(j-c)/D} [°C/W]					
16			0,98	0,0328	2,25E-06	0,05	0,56	1					
17													
18													
19	I_a [A]	I [A]	V_o [V]	P_{fw/T} [W]	P_{fw/D} [W]	E_{on/T(i)} [J]	E_{off/T(i)} [J]	P_{on+off/T} [W]	E_{off/D(i)} [J]	E_{off/D} [J]	P_{off/D} [W]		
20	7,49	10,59	385,59	5,74	0,74	0,001878	0,001136	4,80	7,782E-04	0,00158	1,2385		
21													
22													
23	P_{tot/T} [W]	P_{tot/D} [W]	P_{tot/M} [W]	T_h [°C]	T_c [°C]	T_{j/T} [°C]	T_{j/D} [°C]						
24	10,53	1,98	75,09	68,26	72,01	77,91	74,00						
25													
26													
27													
28													
29													
30													
31													
32													
33													
34													

Rectificador / Condensador / Inversor / Disipador / Datos /

Listo

4. Introducir en las casillas amarillas los datos pertenecientes a las simulaciones que se quieren realizar.

Microsoft Excel - PROGRAMA

Archivo Edición Ver Insertar Formato Herramientas Datos Ventana Z PDF de Adobe

Escriba una pregunta

Arial 10

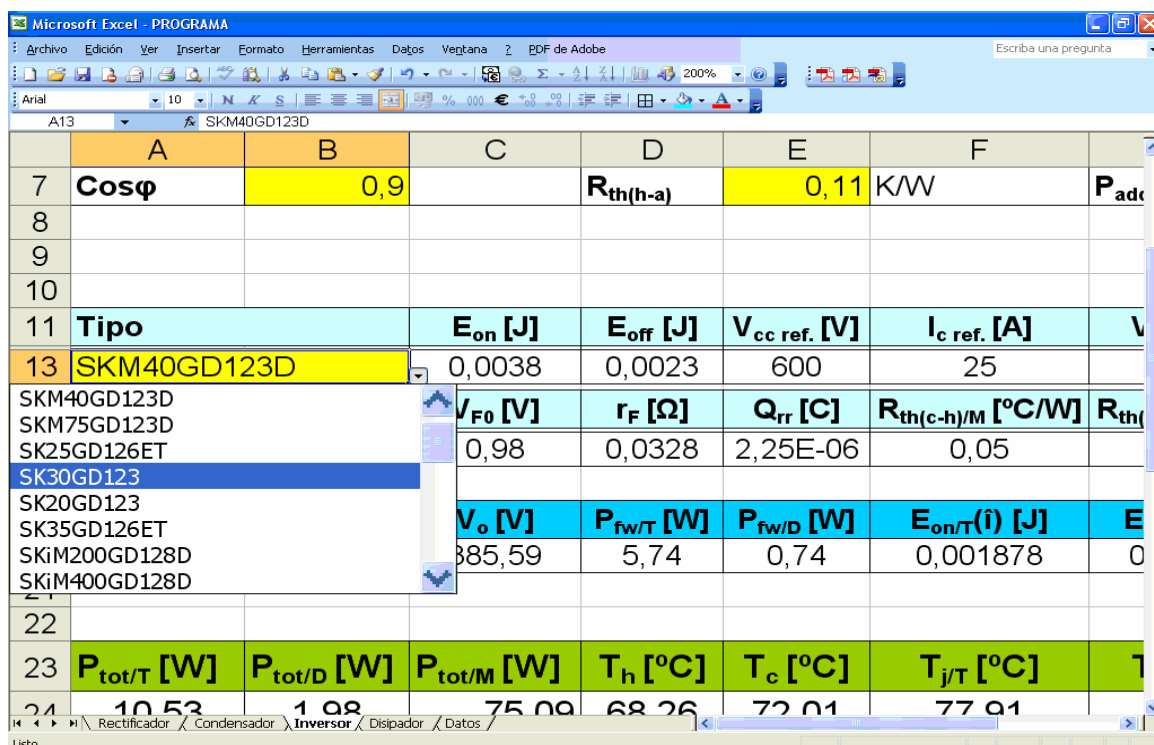
E2

	B	C	D	E	F	G	H	I
1								
2	Cálculo pérdidas en el módulo de IGBT's							
3								
4								
5	4500	W	m_a	0,9		T_a	60	°C
6	700,0	V	f_{sw}	5000	Hz	R_{th(s-h)}	0	K/W
7	0,9		R_{th(h-a)}	0,11	K/W	P_{add}	0	W
8								
9								
10								
11		E_{on} [J]	E_{off} [J]	V_{cc ref.} [V]	I_{c ref.} [A]	V_{CEsat} [V]	V_{CEO} [V]	r_{CE} [Ω]
12								
13	123D	0,0038	0,0023	600	25	3	1,6	0,056
14								
15		V_{F0} [V]	r_F [Ω]	Q_{rr} [C]	R_{th(c-h)/M} [°C/W]	R_{th(j-c)/T} [°C/W]	R_{th(j-c)/D} [°C/W]	
16		0,98	0,0328	2,25E-06	0,05	0,56	1	
17								
18								
19	I [A]	V_o [V]	P_{fw/T} [W]	P_{fw/D} [W]	E_{on/T(i)} [J]	E_{off/T(i)} [J]	P_{on+off/T} [W]	E_{off/D(i)} [J]
20	10,59	385,59	5,74	0,74	0,001878	0,001136	4,80	7,782E-04
21								
22								
23	P_{tot/T} [W]	P_{tot/D} [W]	P_{tot/M} [W]	T_h [°C]	T_c [°C]	T_{j/T} [°C]	T_{j/D} [°C]	
24								

Rectificador / Condensador / Inversor / Disipador / Datos /

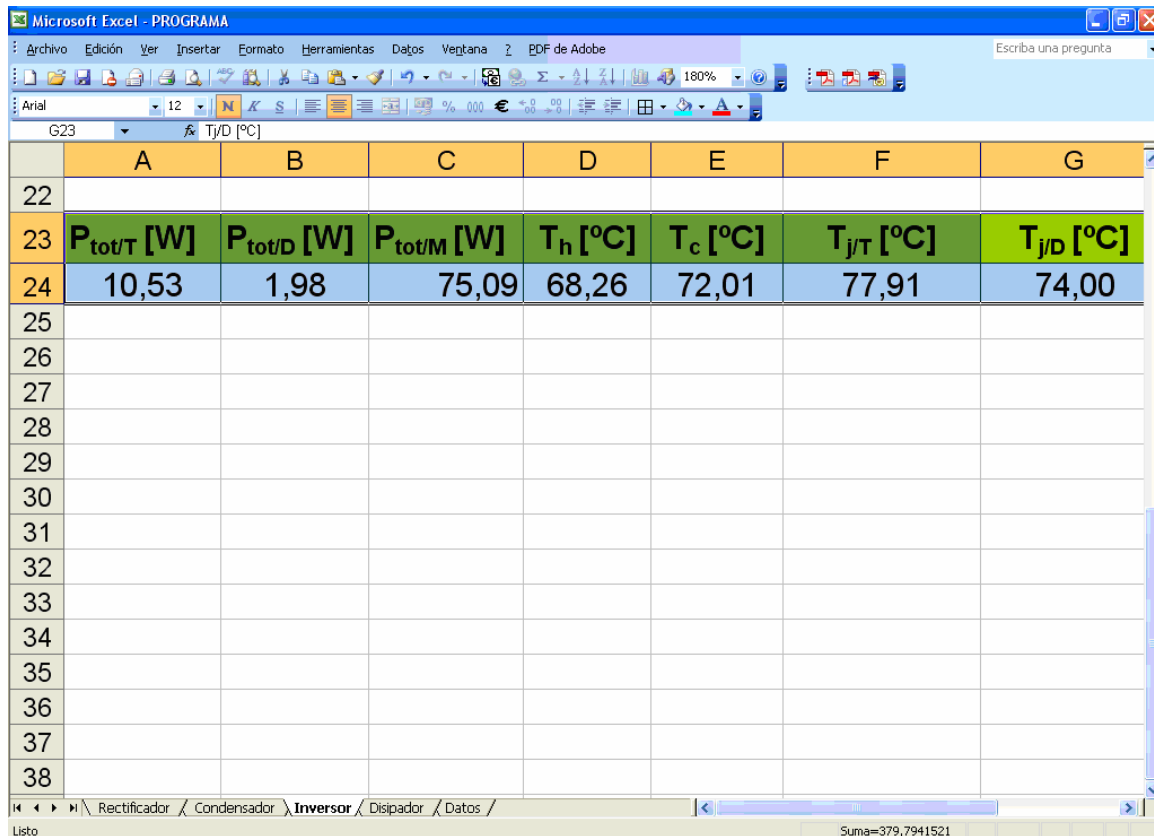
Listo

5. Seleccionar el módulo que se desea estudiar de la lista desplegable.



	A	B	C	D	E	F	
7	Cosφ	0,9		R_{th(h-a)}	0,11	K/W	P_{ad}
8							
9							
10							
11	Tipo		E_{on} [J]	E_{off} [J]	V_{cc ref.} [V]	I_{c ref.} [A]	V
13	SKM40GD123D		0,0038	0,0023	600	25	
	SKM40GD123D		V_{F0} [V]	r_F [Ω]	Q_{rr} [C]	R_{th(c-h)/M} [°C/W]	R_{th}
	SKM75GD123D		0,98	0,0328	2,25E-06	0,05	
	SK25GD126ET						
	SK30GD123		V_o [V]	P_{fw/T} [W]	P_{fw/D} [W]	E_{on/T(i)} [J]	E
	SK20GD123		385,59	5,74	0,74	0,001878	0
	SK35GD126ET						
	SKiM200GD128D						
	SKiM400GD128D						
22							
23	P_{tot/T} [W]	P_{tot/D} [W]	P_{tot/M} [W]	T_h [°C]	T_c [°C]	T_{j/T} [°C]	T
24	10,53	1,98	75,09	68,26	72,01	77,91	

6. Obtener los resultados.



	A	B	C	D	E	F	G
22							
23	P_{tot/T} [W]	P_{tot/D} [W]	P_{tot/M} [W]	T_h [°C]	T_c [°C]	T_{j/T} [°C]	T_{j/D} [°C]
24	10,53	1,98	75,09	68,26	72,01	77,91	74,00
25							
26							
27							
28							
29							
30							
31							
32							
33							
34							
35							
36							
37							
38							

9.3 ANEXO 3

9.3.1 Manual del programa y fichas técnicas de Iposim.

Ver www.eupec.com

9.3.2 Manual del programa y fichas técnicas de Semisel.

Ver www.semikron.com