



Universidad de Valladolid



**ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES**

UNIVERSIDAD DE VALLADOLID

ESCUELA DE INGENIERÍAS INDUSTRIALES

Grado en Ingeniería en Electrónica Industrial y Automática

Diseño en Matlab de un convertidor

P.W.M.

Autor:

Medina Gilsanz, Jorge

Tutor:

**Lobo Salgado, Juan Ignacio
Departamento Tecnología
Electrónica**

Valladolid, Julio, 2018

RESUMEN

En este trabajo diseñaremos y analizaremos un convertidor CC/CA trifásico controlado por PWM (*Pulse Width Modulation*, Modulación por Ancho de Pulso). Usaremos la herramienta de simulación Simulink de Matlab. Nos ayudaremos de la librería Simscape Power System.

Previamente se estudiarán los semiconductores de potencia y los inversores, así como el control PWM.

Posteriormente diseñaremos el modelo para la simulación. Emplearemos dos modelos de simulación. Analizaremos y compararemos dos técnicas de PWM: SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*, Modulación por Ancho de Pulso Senoidal) y SVPWM (*Space-Vector Pulse Width Modulation*, Modulación por Ancho de Pulso de Vectores Espaciales). Bajos unas mismas condiciones analizaremos las tensiones y corrientes, así como la distorsión armónica.

PALABRAS CLAVE

Semiconductores de potencia, Convertidor CC/CA, PWM, Matlab, Electrónica de Potencia.

ABSTRAC

In this work we will design and analyze a three-phase DC/AC converter controlled by PWM (Pulse Width Modulation). We will use the Simulink simulation tool from Matlab. We will help with the Simscape Power System library.

Previously, power semiconductors and inverters will be studied, as well as PWM control.

Later we will design the model for the simulation. We will use two simulation models. We will analyze and compare two PWM techniques: SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation) and SVPWM (Space-Vector Pulse Width Modulation). Under the same conditions we will analyze the tensions and currents, as well as the harmonic distortion.

KEYWORDS

Power semiconductors, DC/AC Converter, PWM, Matlab, Power Electronics.

AGRADECIMIENTOS

Antes de empezar el desarrollo de este trabajo de Fin de Grado, quisiera detenerme un momento, para hacer una pequeña mención a todas las personas que han contribuido ya sea directa o indirectamente a lo largo de esta etapa académica.

Lo primero mencionar al tutor de este trabajo, Juan Ignacio, quien me ha guiado y ayudado en la realización del mismo. También hacer mención a todos aquellos profesores de la Universidad de Valladolid que me han ayudado a formarme como Ingeniero y como persona.

Lo segundo mencionar a mis amigos y familiares que me han acompañado a lo largo de mi vida y mi formación. Recordar también a aquellos que hoy ya no pueden estar. Todos ellos han contribuido a ser la persona que soy.

Por último, hacer mención especial a las personas más cercanas, ya que son estas las que comparten mi día a día, que están ahí tanto para lo bueno como para lo malo y las que mayor confianza depositan en mí. Mencionar a mi novia, Lucia, a mis hermanos, Alberto y Pablo, y por último a mis padres, Miguel Ángel y Alicia. Se que, aunque mi padre ya no pueda estar con nosotros, estaría muy orgulloso, al igual que lo están mi madre, hermanos y novia. Ellos nunca han puesto oposición a mis decisiones, sino que al contrario me han apoyado en todo momento.

Por todo esto y para finalizar quisiera dar a todas estas personas un profundo y sincero.

GRACIAS

*“Defiende tu derecho
a pensar, porque incluso
pensar de manera errónea
es mejor que no pensar”*

HIPATIA

ÍNDICE

1.	INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS.....	1
2.	SEMICONDUCTORES DE POTENCIA.....	3
2.1.	TIRISTOR.....	8
2.1.1.	FUNCIONAMIENTO DEL TIRISTOR.....	10
2.1.2.	ESTRUCTURA DEL TIRISTOR.....	11
2.1.3.	CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DEL TIRISTOR.....	11
2.1.4.	ENCENDIDO DEL TIRISTOR.....	13
2.1.5.	APAGADO DEL TIRISTOR.....	17
2.1.6.	DISIPACIÓN DE POTENCIA.....	18
2.2.	GTO.....	19
2.2.1.	ESTRUCTURA Y FUNCIONAMIENTO.....	19
2.3.	TRIAC.....	21
2.4.	IGBT.....	23
2.4.1.	ESTRUCTURA.....	24
2.4.2.	CARACTERÍSTICAS EN ESTADO PERMANENTE.....	26
2.4.3.	CARACTERÍSTICAS DE CONMUTACIÓN.....	28
2.4.4.	DISIPACIÓN DE POTENCIA.....	29
2.5.	MOSFET.....	31
2.5.1.	ESTRUCTURA.....	33
2.5.2.	CARACTERÍSTICAS EN ESTADO PERMANENTE.....	35
2.5.3.	CARACTERÍSTICAS DE CONMUTACIÓN.....	37
2.5.4.	DISIPACIÓN DE POTENCIA.....	39
2.6.	DISPARO Y PROTECCIÓN.....	41
2.6.1.	DISPARO DE MOSFET E IGBT.....	41
2.6.2.	DISPARO DEL TIRISTOR.....	43
2.6.3.	PROTECCIÓN FRENTE A SOBRETENSIÓN.....	44
2.6.4.	PROTECCIÓN FRENTE A SOBRECORRIENTE.....	45
2.6.5.	PROTECCIÓN FRENTE A EMI.....	47
2.7.	RÉGIMEN TÉRMICO.....	48
2.7.1.	RÉGIMEN TÉRMICO PERMANENTE.....	49

2.7.2.	RÉGIMEN TÉRMICO TRANSITORIO	50
3.	INVERSORES.....	53
3.1.	ESTRUCTURA DE UN INVERSOR.....	56
3.2.	TIPO DE INVERSORES	56
3.3.	FUNCIÓN EXISTENCIAL.....	58
3.3.1.	FUNCIÓN EXISTENCIAL EN CC/CA.....	59
3.4.	INVERSORES CC/CA: TOPOLOGÍAS CLÁSICAS.....	59
3.4.1.	MONOFÁSICA EN SEMIPUENTE	59
3.4.2.	MONOFÁSICA EN PUENTE.....	61
3.4.3.	PUSH-PULL.....	62
3.4.4.	TRIFÁSICA.....	65
3.5.	MÉTODOS DE SÍNTESIS DE LA TENSIÓN DE SALIDA	67
3.5.1.	PULSO ÚNICO POR SEMICICLO: INVERSOR TRIFÁSICO	67
3.5.2.	PULSO MÚLTIPLE POR SEMICICLO: INVERSOR TRIFÁSICO	68
3.6.	FILTRO DE SALIDA.....	69
4.	P.W.M.....	73
4.1.	INTRODUCCIÓN	73
4.2.	MODULACIÓN PWM BASADA EN PORTADORA	75
4.2.1.	LA SEÑAL PORTADORA.....	75
4.2.2.	LA SEÑAL MODULADORA.....	75
4.2.3.	EL ÍNDICE DE MODULACIÓN DE FRECUENCIAS	76
4.2.4.	COMPARACIÓN ENTRE PORTADORA Y MODULADORA.....	76
4.2.5.	EL PRINCIPIO DE EQUILIBRIO VOLTIO – SEGUNDO.....	77
4.2.6.	EL ÍNDICE DE MODULACIÓN DE AMPLITUD.....	77
4.2.7.	LA MODULACIÓN PWM SINUSOIDAL (SPWM).....	79
4.2.8.	LA MODULACIÓN PWM CON INYECCIÓN DE SEÑALES DE SECUENCIA CERO.	80
4.3.	MODULACIÓN PWM EN VECTORES ESPACIALES (SVPWM).....	84
4.3.1.	EL VECTOR ESPACIAL DE REFERENCIA.....	84
4.3.2.	REPRESENTACIÓN VECTORIAL DE LOS ESTADOS DEL INVERSOR	85
4.3.3.	PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL SVPWM.....	86
4.3.4.	RANGO DE OPERACIÓN LINEAL	87
4.3.5.	SECUENCIAS DE CONMUTACIÓN.....	88

5.	IMPLEMENTACIÓN.....	91
5.1.	LIBRERÍA SIMSCAPE POWER SYSTEM.....	91
5.1.1.	POWER GENERATION.....	91
5.1.2.	POWER TRANSMISION.....	92
5.1.3.	POWER CONSUMPTION.....	92
5.1.4.	SIMULATION AND ANALYSIS.....	93
5.1.5.	SIMSCAPE PLATFORM.....	94
5.1.6.	CONVERTING TO C CODE.....	94
5.1.7.	SHARING MODELS.....	95
5.1.8.	SPECIALIZED TECHNOLOGY.....	95
5.2.	ESQUEMA ELÉCTRICO.....	96
5.2.1.	CARGA.....	97
5.2.2.	INVERSOR TRIFÁSICO.....	97
5.2.3.	CONTROL.....	99
5.2.4.	FILTRO LC.....	100
5.2.5.	RESULTADOS.....	101
6.	SIMULACIÓN Y RESULTADOS.....	103
6.1.	INVERSOR TRIFÁSICO CON SPWM.....	103
6.1.1.	ETAPA DE CONTROL.....	103
6.1.2.	ETAPA INVERSOR.....	105
6.1.3.	ETAPA DEL FILTRO.....	109
6.1.4.	ESTUDIO ARMÓNICO.....	111
6.2.	INVERSOR TRIFÁSICO CON SVPWM.....	121
6.2.1.	ETAPA DE CONTROL.....	121
6.2.2.	ETAPA INVERSOR.....	121
6.2.3.	ETAPA DEL FILTRO.....	125
6.2.4.	ESTUDIO ARMÓNICO.....	127
7.	ESTUDIO ECONÓMICO.....	137
7.1.	ETAPAS DEL PROYECTO.....	137
7.1.1.	ANÁLISIS PREVIO.....	137
7.1.2.	PLANIFICACIÓN.....	137
7.1.3.	ANÁLISIS / RECOPIACIÓN.....	138
7.1.4.	REALIZACIÓN DEL MODELO.....	138

7.1.5.	EXPERIMENTACIÓN Y TOMA DE DATOS	138
7.1.6.	CONCLUSIONES.....	138
7.1.7.	REDACCIÓN.....	138
7.1.8.	PRESENTACIÓN	138
7.2.	EQUIPO DE TRABAJO	138
7.3.	RECURSOS.....	139
7.4.	COSTES	139
7.4.1.	COSTES DIRECTOS	140
7.4.2.	COSTES INDIRECTOS	142
7.4.3.	COSTE DEL PROYECTO.....	142
8.	CONCLUSIONES.....	145
9.	REFERENCIAS.....	149
10.	ANEXOS.....	151
10.1.	invtrifIGBTspwm.slx.....	151
10.2.	invtrifIGBTsvpwm.slx	152

ÍNDICE FIGURAS

FIG. 1	CARACTERÍSTICA TENSIÓN – CORRIENTE. [1]	3
FIG. 2	CARACTERÍSTICA POTENCIA – FRECUENCIA PARA APLICACIONES DE LOS SEMICONDUCTORES. [2].....	4
FIG. 3	FORMAS DE ONDA DE TENSIÓN, CORRIENTE Y POTENCIA DE UN INTERRUPTOR IDEAL. [3]	5
FIG. 4	FORMAS DE ONDA DE TENSIÓN, CORRIENTE Y POTENCIA DE UN INTERRUPTOR PRACTICO. [3]	7
FIG. 5	TIRISTOR DE BAJA POTENCIA. [1]	8
FIG. 6	TIRISTOR DE ALTA POTENCIA. [1]	8
FIG. 7	MODULO DE POTENCIA INTERMEDIA. [1].....	9
FIG. 8	IZQ. CONFIGURACIÓN SKKT, DCHA. CONFIGURACIÓN SKKH. [3]	9
FIG. 9	PROCESO DE ENCENDIDO Y APAGADO DE UN TIRISTOR. [1].....	10

FIG. 10 TIRISTOR: SÍMBOLO, ESTRUCTURA, POLARIZACIÓN DIRECTA Y POLARIZACIÓN INVERSA. [1].....	11
FIG. 11 CARACTERÍSTICA V - I DEL TIRISTOR. [4]	12
FIG. 12 DEFINICIÓN DE LAS CORRIENTES DE CEBADO I_L Y DE MANTENIMIENTO I_H . [1].....	13
FIG. 13 EQUIVALENTE TIRISTOR FORMADO CON DOS TRANSISTORES (PNP Y NPN). [4]	14
FIG. 14 ESQUEMA ELÉCTRICO CIRCUITO EQUIVALENTE AL TIRISTOR. [4].....	14
FIG. 15 VARIACIÓN DE LA GANANCIA A DE UN TRANSISTOR EN FUNCIÓN DE LA CORRIENTE DE EMISOR I_E . [4].....	16
FIG. 16 CARACTERÍSTICA V - I. EL VOLTAJE DE TRANSICIÓN SE REDUCE AL AUMENTAR LA CORRIENTE DE PUERTA. [4]	16
FIG. 17 EXTINCIÓN DEL TIRISTOR: TIEMPO DE RECUPERACIÓN EN INVERSA Y TIEMPO DE APAGADO. [4]	18
FIG. 18 APROXIMACIÓN LINEAL DE LA CURVA V - I DEL TIRISTOR EN POLARIZACIÓN DIRECTA. [1]	18
FIG. 19 SÍMBOLO GTO. [4]	19
FIG. 20 GTO EN MODO:(A) SIN FUNCIONAMIENTO INVERSO, (B) BLOQUEO INVERSO, (C) CONDUCCIÓN INVERSA. [1]	19
FIG. 21 ESTRUCTURA GTO; (A) SIMÉTRICO Y (B) ASIMÉTRICO. [2].....	20
FIG. 22 MODO OPERACIÓN GTO:(A) ENCENDIDO Y (B) APAGADO. [3].....	20
FIG. 23 SÍMBOLO TRIAC. [4]	21
FIG. 24 CUATRO POSIBLES CASO DE DISPARO DE UN TRIAC. [5]	22
FIG. 25 CARACTERÍSTICA V-I DEL TRIAC CON PUERTA ABIERTA. [5]	22
FIG. 26 IGBT DISCRETO. [1].....	23
FIG. 27 IGBT PUENTE TRIFÁSICO. [1].....	24
FIG. 28 SÍMBOLO EMPLEADOS PARA EL IGBT. [3].....	24
FIG. 29 ESTRUCTURA INTERNA DE UN IGBT. [1]	25
FIG. 30 ESTRUCTURA INTERNA DEL IGBT, INCLUYENDO EL ESQUEMA DE LOS DIFERENTES TRANSISTORES QUE FORMAN LAS CAPAS SEMICONDUCTORAS. [1]	25
FIG. 31 CIRCUITO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO DEL IGBT, SIN INCLUIR EL EFECTO TIRISTOR. [1]	26
FIG. 32 CURVAS V - I DE SALIDA DEL IGBT. [1]	27
FIG. 33 CARACTERÍSTICA DE TRANSFERENCIA ENTRADA-SALIDA DEL IGBT. [1]	27

FIG. 34 ESQUEMA DE POLARIZACIÓN DEL IGBT, Y PUNTO DE TRABAJO DEL IGBT SITUADO EN LA ZONA LINEAL. [1].....	28
FIG. 35 PUNTO DE TRABAJO EN CONMUTACIÓN: (A) ESTADO DE CONDUCCIÓN (O SATURACIÓN), (B) ESTADO DE CORTE. [1]	28
FIG. 36 CIRCUITO DE POLARIZACIÓN, CURVAS DE SALIDA Y DEFINICIÓN DE LOS TIEMPOS DE CONMUTACIÓN IGBT. [1]	29
FIG. 37 TENSIÓN Y CORRIENTE DEL IGBT DURANTE LOS ESTADOS DE CONDUCCIÓN Y CORTE. [1]	30
FIG. 38 TENSIÓN, CORRIENTE Y POTENCIA DISIPADA EN EL IGBT DURANTE LAS CONMUTACIONES A ON Y A OFF. [1]	31
FIG. 39 MOSFET DE POTENCIA MEDIA-BAJA. [1]	32
FIG. 40 MOSFET DE POTENCIA ELEVADA. [1].....	32
FIG. 41 IGBT O MOSFET FORMANDO PARTE DE UN INTERRUPTOR AISLADO. [1].....	32
FIG. 42 IGBT O MOSFET FORMANDO PARTE DE DOS RAMAS DE UN INVERSOR. [1].....	33
FIG. 43 ESTRUCTURA Y SÍMBOLO DE UN MOSFET DECREMENTAL DE CANAL N. [6].....	34
FIG. 44 ESTRUCTURA Y SÍMBOLO DE UN MOSFET DECREMENTAL DE CANAL P. [6]	34
FIG. 45 ESTRUCTURA Y SÍMBOLO DE UN MOSFET INCREMENTAL DE CANAL N. [6].....	34
FIG. 46 ESTRUCTURA Y SÍMBOLO DE UN MOSFET INCREMENTAL DE CANAL P. [6].....	35
FIG. 47 CARACTERÍSTICAS DE SALIDA DE UN MOSFET INCREMENTAL DE CANAL N. [3].....	36
FIG. 48 CARACTERÍSTICAS DE TRANSFERENCIA DE LOS DIFERENTES TIPOS DE MOSFET. [6]	36
FIG. 49 PUNTO DE TRABAJO SITUADO EN ZONA DE SATURACIÓN. [1]	37
FIG. 50 PUNTO DE TRABAJO SITUADO EN: (A) ZONA ÓHMICA, (B) ZONA DE CORTE. [1].....	37
FIG. 51 CIRCUITO DE POLARIZACIÓN, CURVAS DE SALIDA Y DEFINICIÓN DE LOS TIEMPOS DE CONMUTACIÓN DEL MOSFET. [1].....	38
FIG. 52 TENSIÓN Y CORRIENTE DEL MOSFET DURANTE LOS ESTADOS DE CONDUCCIÓN Y CORTE. [1]	39
FIG. 53 TENSIÓN, CORRIENTE Y POTENCIA DISIPADA EN EL MOSFET DURANTE LAS CONMUTACIONES A ON Y A OFF. [1].....	40
FIG. 54 CIRCUITO PARA EL DISPARO DE MOSFET E IGBT. [1].....	41
FIG. 55 SISTEMA COMPLETO DE DISPARO DE UN INVERSOR TRIFÁSICO. [1]	42
FIG. 56 AISLAMIENTO DE LOS CIRCUITOS DE CONTROL Y POTENCIA MEDIANTE TRANSFORMADOR. [1]	43

FIG. 57 AISLAMIENTO DE LOS CIRCUITOS DE CONTROL Y POTENCIA MEDIANTE OPTOACOPLADOR. [1].....	43
FIG. 58 CIRCUITO DE DISPARO PARA UN TIRISTOR: (A) CON ACOPLAMIENTO MAGNÉTICO Y (B) RC SIMPLE. [4].....	44
FIG. 59 CARACTERÍSTICA V - I Y SÍMBOLO DE UN DIODO DE SELENIO. [1].....	44
FIG. 60 DIODO DE SELENIO IMPLEMENTANDO DISTINTOS TIPOS DE PROTECCIÓN. [1].....	45
FIG. 61 SÍMBOLO Y CARACTERÍSTICA V-I DE UN VARISTOR. [2].....	45
FIG. 62 PROTECCIÓN FRENTE A SOBRECORRIENTES MEDIANTE FUSIBLES CONECTADOS EN SERIE CON EL SEMICONDUCTOR. [1]	46
FIG. 63 COMPORTAMIENTO DE UN FUSIBLE FRENTE A UNA SOBRECORRIENTE Y DEFINICIÓN DE LOS TIEMPOS ASOCIADOS. [1]	46
FIG. 64 PROTECCIÓN DE SEMICONDUCTORES: (A) PROTECCIÓN COMPLETA MEDIANTE FUSIBLE, (B) PROTECCIÓN POR FUSIBLE SOLO FRENTE A CORTOCIRCUITO. [4]	47
FIG. 65 MONTAJE DE REFRIGERACIÓN DE UN SEMICONDUCTOR DE POTENCIA SOBRE DISIPADOR AL AIRE Y ESQUEMA ELÉCTRICO EN RÉGIMEN PERMANENTE. [2]	49
FIG. 66 EVOLUCIÓN DEL INCREMENTO DE LA DIFERENCIA DE TEMPERATURA ENTRE LA UNIÓN Y LA CAPSULA DE UN SEMICONDUCTOR ANTE UN ESCALÓN DE POTENCIA. [2]	51
FIG. 67 EVOLUCIÓN DEL INCREMENTO DE LA DIFERENCIA DE TEMPERATURA ENTRE LA UNIÓN Y LA CAPSULA DE UN SEMICONDUCTOR ANTE UN IMPULSO DE POTENCIA. [2].....	52
FIG. 68 SIMBOLOGÍA INVERSOR: (A) MONOFÁSICO, (B) TRIFÁSICO. [1].....	53
FIG. 69 FUNCIONAMIENTO DEL CICLO CONVERTIDOR. [2] [7]	53
FIG. 70 ALIMENTACIÓN DE VELOCIDAD VARIABLE Y FRECUENCIA CONSTANTE. [8]	55
FIG. 71 FUENTE DE ALIMENTACIÓN INTERRUMPIBLE O EN ESPERA. [8]	55
FIG. 72 SISTEMA DE TRANSMISIÓN DE ALTA TENSIÓN CC. [8]	55
FIG. 73 ESQUEMA ESTRUCTURA DE UN CONVERTIDOR CC/CA. [7]	56
FIG. 74 SÍMBOLO INVERSOR EN FUENTE DE TENSIÓN. [3].....	57
FIG. 75 SÍMBOLO INVERSOR EN FUENTE DE CORRIENTE. [3]	57
FIG. 76 SÍMBOLO INVERSOR ALIMENTADO CON FUENTE DE TENSIÓN VARIABLE. [3]	57
FIG. 77 INVERSOR MONOFASICO EN SEMIPUENTE. [2].....	60
FIG. 78 PULSOS EN CADA SEMICONDUCTOR. TENSIÓN E INTENSIDAD EN LA CARGA. CARGA RLC, $\varphi = 60^\circ$. [2]	60
FIG. 79 INVERSOR MONOFASICO EN PUENTE. [2].....	61

FIG. 80 PULSOS EN CADA RAMA INVERSORA. TENSIÓN E INTENSIDAD EN LA CARGA. CARGA REACTIVA, $\varphi = 90^\circ$. [2].....	62
FIG. 81 INVERSOR MONOFASICO CON TRANSFORMADOR DE TOMA MEDIA. CARGA RESISTIVA. [2]	63
FIG. 82 PULSOS EN CADA SEMICONDUCTOR. TENSIÓN EN CADA UNO DE LOS EXTREMOS. TENSIÓN E INTENSIDAD EN LA CARGA. CARGA RESISTIVA. [2]	64
FIG. 83 INVERSOR EN PUENTE TRIFASICO DE TRES RAMAS. [2]	65
FIG. 84 PULSOS EN CADA RAMA INVERSORA. TENSIONES DE LÍNEA E INTENSIDAD DE CADA FASE. CARGA RLC, $\varphi = 0^\circ$. FASOR DE TENSION. FASOR DE INTENSIDAD. [2].....	66
FIG. 85 FILTRO DE SALIDA. CONFIGURACIÓN EN L GENERALIZADA. [2]	70
FIG. 86 DIVERSOS TIPOS DE FILTRO CA EN CONFIGURACIÓN L. [2].....	71
FIG. 87 INVERSOR TRIFÁSICO. [3]	74
FIG. 88 ESQUEMA DE MODULACIÓN TRIFÁSICO PWM BASADO EN PORTADORA. [9]	75
FIG. 89 PRINCIPIO VOLTIO - SEGUNDO (PARA UNA FASE CUALQUIERA EN UN PERIODO T_s). [9]	77
FIG. 90 VARIACIÓN DEL VALOR NORMALIZADO DEL ARMÓNICO FUNDAMENTAL m_a . [2]	78
FIG. 91 FORMAS DE ONDA IDEALES PARA EL SPWM ($m_a = 0.8$, $m_f = 9$): (A) PORTADORA Y SEÑALES DE MODULACIÓN; (B) CONMUTACIÓN DE ESTADO S1; (C) CONMUTACIÓN DE ESTADO S3; (D) VOLTAJE DE SALIDA DE CA; (E) ESPECTRO DE VOLTAJE DE SALIDA DE CA; (F) CORRIENTE DE SALIDA DE CA; (G) CORRIENTE CONTINUA; (H) ESPECTRO DE CORRIENTE CONTINUA; (I) CORRIENTE EN EL INTERRUPTOR S1; Y (J) CORRIENTE DE DIODO D1. [3] 79	
FIG. 92 REPRESENTACIÓN DEL ESPACIO VECTOR. [3]	84
FIG. 93 ESTADOS POSIBLES DE UN INVERSOR TRIFÁSICO. [9].....	85
FIG. 94 HEXÁGONO DE TENSIONES DE FASE DEL INVERSOR. [9]	86
FIG. 95 FORMAS DE ONDA IDEALES PARA LA MODULACIÓN SV ($v_c = 0.8$, $f_{SN} = 18$): (A) SEÑALES DE MODULACIÓN; (B) CONMUTACIÓN DEL ESTADO S1; (C) CONMUTACIÓN DEL ESTADO S3; (D) VOLTAJE DE SALIDA DE CA; (E) ESPECTRO DE VOLTAJE DE SALIDA DE CA; (F) CORRIENTE DE SALIDA DE CA; (G) CORRIENTE CC; (H) ESPECTRO DE CC; (I) CORRIENTE DE S1 EN CONMUTACIÓN ; Y (J) CORRIENTE DE DIODO D1. [3].....	87
FIG. 96 AMPLITUD MÁXIMA DEL VECTOR DE REFERENCIA. [9]	88
FIG. 97 ESQUEMA DE SIMULACIÓN DE UN INVERSOR TRIFÁSICO CONTROLADO POR SPWM. 96	
FIG. 98 ESQUEMA DE SIMULACIÓN DE UN INVERSOR TRIFÁSICO CONTROLADO POR SPWM. 97	
FIG. 99 CARGA PURAMENTE RESISTIVA TRIFÁSICA.	97

FIG. 100 ESQUEMA INVERSOR TRIFÁSICO.	98
FIG. 101 ESQUEMA CONTROL SPWM.	99
FIG. 102 ESQUEMA CONTROL SVPWM.	100
FIG. 103 FILTRO LC.	100
FIG. 104 ESQUEMA RESULTADOS.	101
FIG. 105 SEÑAL PORTADORA Y SEÑALES DE REFERENCIA.	103
FIG. 106 FRECUENCIA SEÑAL PORTADORA.	104
FIG. 107 FRECUENCIA SEÑAL DE REFERENCIA.	104
FIG. 108 PULSO DE CONTROL DE LOS POLOS S1 Y S2.	105
FIG. 109 TENSIÓN POLO S1 Y S2.	106
FIG. 110 CORRIENTE POLO S1 Y S2.	106
FIG. 111 FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN DEL POLO S2.	107
FIG. 112 TENSIONES FASE A FASE.	107
FIG. 113 TENSIÓN PRIMERA FASE.	108
FIG. 114 TENSIÓN DE FASE A FASE 1-2.	108
FIG. 115 TENSIÓN FASE A CARGA.	108
FIG. 116 CORRIENTE PRIMERA FASE SIN FILTRAR.	109
FIG. 117 TENSIONES FASE A FASE	109
FIG. 118 TENSIÓN PRIMERA FASE.	109
FIG. 119 TENSIÓN FASE A FASE.	110
FIG. 120 CORRIENTE PRIMERA FASE TRAS EL FILTRO.	110
FIG. 121 FRECUENCIA DE LA TENSIÓN DE SALIDA V12.	110
FIG. 122 THD PARA LA TENSIÓN V1 SIN FILTRAR.	111
FIG. 123 THD PARA LA TENSIÓN V12 SIN FILTRAR.	113
FIG. 124 THD PARA LA TENSIÓN V1X SIN FILTRAR.	115
FIG. 125 THD PARA LA TENSIÓN V12 FILTRADA.	117
FIG. 126 THD PARA LA CORRIENTE I1 SIN FILTRAR.	118
FIG. 127 THD PARA LA CORRIENTE I1 FILTRADA.	120
FIG. 128 PULSO DE CONTROL DE LOS POLOS S1 Y S2.	121
FIG. 129 TENSIÓN POLO S1 Y S2.	122
FIG. 130 CORRIENTE POLO S1 Y S2.	122
FIG. 131 FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN DEL POLO S2.	123
FIG. 132 TENSIONES FASE A FASE.	123

FIG. 133 TENSIÓN PRIMERA FASE.	124
FIG. 134 TENSIÓN FASE A FASE 1-2.	124
FIG. 135 TENSIÓN FASE A CARGA.	124
FIG. 136 CORRIENTE PRIMERA FASE SIN FILTRAR.	125
FIG. 137 TENSIONES FASE A FASE.	125
FIG. 138 TENSIÓN PRIMERA FASE.	125
FIG. 139 TENSIÓN FASE A FASE.	126
FIG. 140 CORRIENTE PRIMERA FASE TRAS EL FILTRO.	126
FIG. 141 FRECUENCIA DE LA TENSIÓN DE SALIDA V12.	126
FIG. 142 THD PARA LA TENSIÓN V1 SIN FILTRAR.	127
FIG. 143 THD PARA LA TENSIÓN V12 SIN FILTRAR.	129
FIG. 144 THD PARA LA TENSIÓN V1X SIN FILTRAR.	131
FIG. 145 THD PARA LA TENSIÓN V12 FILTRADA.	133
FIG. 146 THD PARA LA CORRIENTE I1 SIN FILTRAR.	134
FIG. 147 THD PARA LA CORRIENTE I1 FILTRADA.	136

ÍNDICE TABLAS

TABLA 1 RESULTADOS GRÁFICA THD DE LA TENSIÓN V1 ANTES DEL FILTRADO.	112
TABLA 2 RESULTADOS GRÁFICA THD DE LA TENSIÓN V12 ANTES DEL FILTRADO.	114
TABLA 3 RESULTADOS GRÁFICA THD DE LA TENSIÓN V1X ANTES DEL FILTRADO.	116
TABLA 4 RESULTADOS GRÁFICA THD DE LA TENSIÓN V12 FILTRADA.	117
TABLA 5 RESULTADOS GRÁFICA THD DE LA CORRIENTE I1 ANTES DEL FILTRADO.	119
TABLA 6 RESULTADOS GRÁFICA THD DE LA CORRIENTE I1 TRAS EL FILTRO.	120
TABLA 7 RESULTADOS GRÁFICA THD DE LA TENSIÓN V1 ANTES DEL FILTRADO.	129
TABLA 8 RESULTADOS GRÁFICA THD DE LA TENSIÓN V12 ANTES DEL FILTRADO.	130
TABLA 9 RESULTADOS GRÁFICA THD DE LA TENSIÓN V1X ANTES DEL FILTRADO.	132
TABLA 10 RESULTADOS GRÁFICA THD DE LA TENSIÓN V12 FILTRADA.	133
TABLA 11 RESULTADOS GRÁFICA THD DE LA CORRIENTE I1 ANTES DEL FILTRADO.	135
TABLA 12 RESULTADOS GRÁFICA THD DE LA CORRIENTE I1 TRAS EL FILTRO.	136
TABLA 13 COSTES Y HORAS EMPLEADAS POR CADA PERSONA DEL EQUIPO DE TRABAJO.	141
TABLA 14 COSTES AMORTIZABLES.	142



1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

El objetivo del proyecto es analizar y diseñar un inversor trifásico controlado por PWM con la herramienta software Matlab, siendo más específicos con la librería Simscape Power System de la herramienta Simulink que integra Matlab. Para ello es necesario estudiar en que consiste un inversor trifásico y como es su funcionamiento.

En primer lugar, analizaremos y estudiaremos los semiconductores de potencia, elemento fundamental en la estructura de un inversor. Analizaremos los diferentes tipos que existen, así como su funcionamiento. Veremos cómo es su disparo para ponerlo en conducción, cual es la disipación de potencia de cada semiconductor, cuáles son las protecciones necesarias.

Veremos cuál es el que mejor se ajusta a nuestro proyecto, y de acuerdo con esto elegiremos uno para nuestra implementación posterior

Una vez que estudiemos los semiconductores de potencia, pasaremos a estudiar los inversores. Empezaremos viendo su finalidad, como es su funcionamiento, que aplicaciones tiene, como los podemos clasificar de acuerdo con diferentes criterios.

Veremos algunos inversores en concreto, su estructura, sus formas de onda características. Dentro de los inversores nos centraremos en tratar los inversores trifásicos, el principal objeto de nuestro trabajo, y que nos llevara a hablar de su control. Lo analizaremos de acuerdo con la tensión de salida y el tipo de pulso.

A la hora de hablar de control hablaremos del PWM, ya que es el control elegido para este proyecto y es objeto de este trabajo el análisis de ese control.

Dentro del PWM analizaremos como es la generación de la señal de control y veremos algunas de las diferentes técnicas existentes. Centrándonos en el PWM sinusoidal (SPWM) y PWM del vector espacial (SVPWM) y que analizaremos en cada uno de los modelos que implantaremos en Matlab.

Nos informaremos acerca de la herramienta de trabajo de simulación Matlab y más concretamente la librería Simscape Power System que emplearemos en nuestros dos modelos de simulación, aparte de la librería común de la herramienta de simulación Simulink de Matlab.



Crearemos dos modelos y analizaremos como son las formas de onda de los pulsos de control, la tensión y corriente por los semiconductores de potencia, como es la tensión y corriente a la salida del inversor y después de pasar por un filtro.

Haremos un estudio armónico de las tensiones de salida para comparar ambas técnicas de control y ver con cual obtenemos una mejor respuesta.

También analizaremos otros parámetros como el tiempo de computacional, ya que es un parámetro fundamental en la industria, a la hora de calcular los costes de una aplicación.



2. SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

Los semiconductores de potencia se emplean como interruptores con dos posibles estados: conducción y no conducción. Tienen tres parámetros fundamentales: la máxima corriente en estado de conducción, la máxima tensión que pueden bloquear en estado de no conducción y la frecuencia a la que pueden conmutar (o los tiempos de conmutación).

En inversores el semiconductor más utilizado es el IGBT; cuando la potencia es pequeña se puede emplear el MOSFET; si la potencia es muy elevada se puede utilizar el GTO y, en algunos casos el tiristor.

Se pueden ordenar los semiconductores de potencia en función de la magnitud de las tensiones y corrientes que son capaces de manejar (ver Fig. 1).

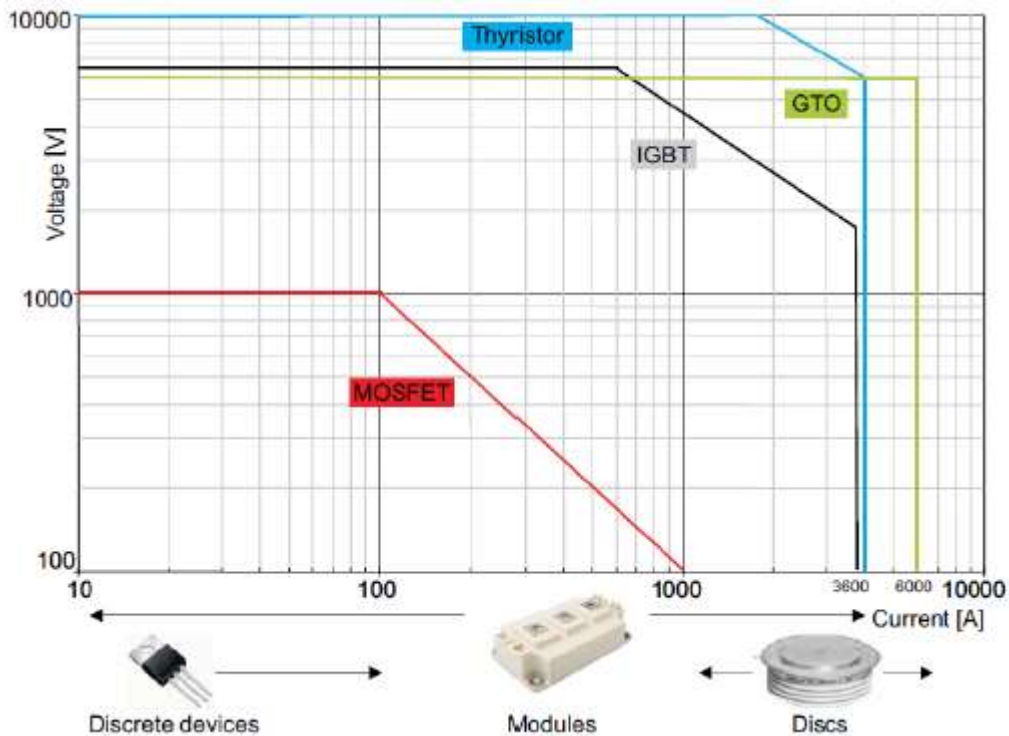


Fig. 1 Característica Tensión - Corriente. [1]

El tipo de encapsulado depende de la potencia que maneja el semiconductor. Los semiconductores de gran potencia son capaces de conmutar a bajas frecuencias, mientras que los de alta frecuencia pueden manejar potencias pequeñas. Según va bajando la potencia de los semiconductores, la frecuencia va aumentando (ver Fig. 2).

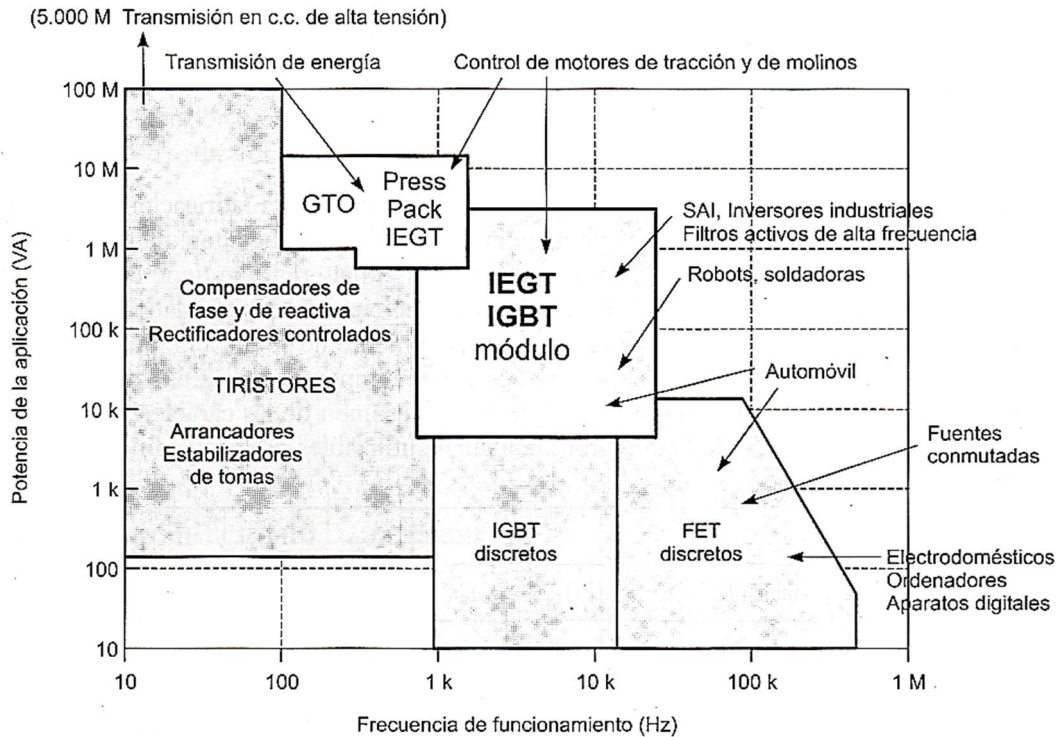


Fig. 2 Característica Potencia - Frecuencia para aplicaciones de los semiconductores. [2]

En la actualidad, los semiconductores de potencia se fabrican con increíbles capacidades de manejo de potencia y velocidades de conmutación. La disponibilidad de diferentes dispositivos con diferente velocidad de conmutación, capacidades de manejo de potencia, tamaño, coste, ...etc. Hacen posible cubrir muchas aplicaciones de electrónica de potencia.

No hay que usar semiconductores de potencia como interruptores para realizar la conversión de electrónica de potencia de la fuente a la carga, ya que hay muchos circuitos que pueden realizar la conversión de energía sin interruptores, como reguladores lineales y amplificadores de potencia. Sin embargo, la necesidad de usar dispositivos semiconductores para realizar funciones de conmutación está muy relacionada con la eficiencia del convertidor. Los semiconductores de potencia tienen una gran capacidad para controlar y manipular grandes cantidades de potencia desde la entrada hasta la salida con una disipación de potencia relativamente muy baja en el dispositivo de conmutación.

Debemos tener en cuenta que, debido a su naturaleza de las corrientes y los voltajes del interruptor, normalmente se generan armónicos de orden superior en el sistema. Para reducir estos armónicos, normalmente se agregan filtros de entrada y salida adicionales al sistema. Además, dependiendo del tipo de dispositivo y la topología del circuito electrónico de potencia utilizada, el control y protección del circuito pueden aumentar significativamente la complejidad del sistema y su costo.



Para que un semiconductor de potencia funcione como un interruptor ideal, debe poseer las siguientes características:

- No hay límite en la cantidad de corriente que el dispositivo puede transportar cuando está en el estado de conducción.
- Sin límite en la cantidad de voltaje del dispositivo cuando está en el estado de no conducción.
- No hay caída de voltaje cuando está en estado de conducción.
- Resistencia infinita en estado de no conducción, es decir corriente de fuga igual a cero.
- Sin límite en la velocidad de funcionamiento del dispositivo cuando cambia el estado, es decir, tiempo de subida y bajada cero.

Podemos ver las formas de onda para un interruptor ideal en la Fig. 3.

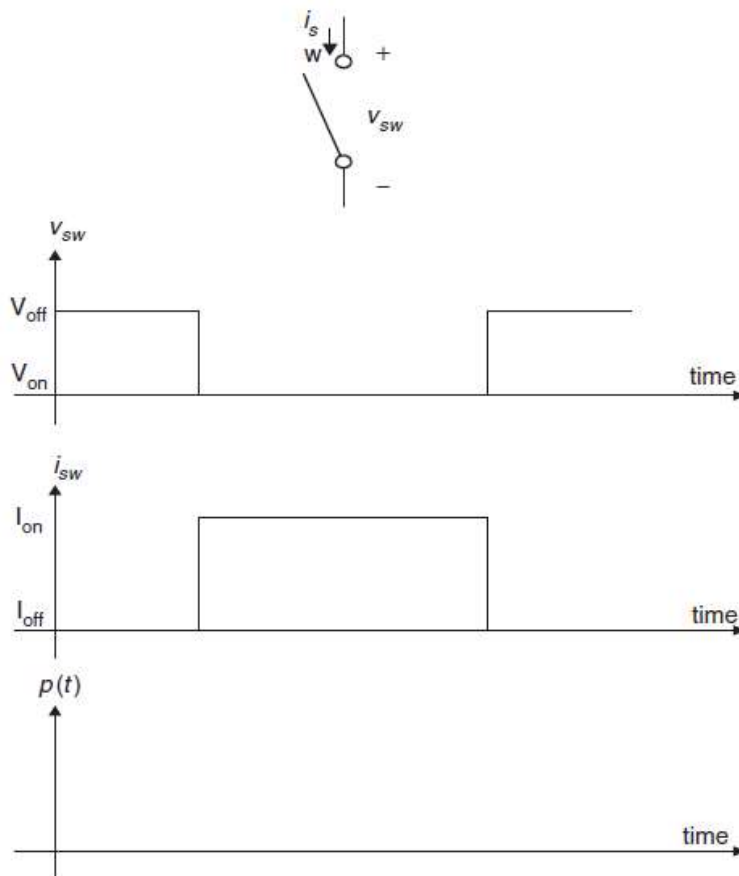


Fig. 3 Formas de onda de tensión, corriente y potencia de un interruptor ideal. [3]

Esto sería en el caso de no haber ninguna pérdida, pero esto no es así, a continuación, las características de un semiconductor de potencia funcionando como un interruptor práctico:



- Capacidad de manejo de potencia limitada, es decir, corriente de conducción limitada cuando el interruptor está en estado de conducción y voltaje de bloqueo limitado cuando el interruptor está en estado de no conducción.
- Velocidad de conmutación limitada causada por los tiempos finitos de encendido y pagado. Esto limita la frecuencia operativa máxima del dispositivo.
- Resistencia finita en conducción y no conducción, es decir, existe caída de voltaje directo cuando hay flujo de corriente en el estado de conducción e inverso cuando está en estado de no conducción.
- Debido a las características anteriores existe pérdida de potencia en los estados de conducción y no conducción (perdidas de conducción) y durante las transiciones (perdidas de conmutación).

Podemos ver las formas de onda para un interruptor practico en la Fig. 4. debemos señalar que las formas de onda de un interruptor practico varían de un semiconductor a otro.

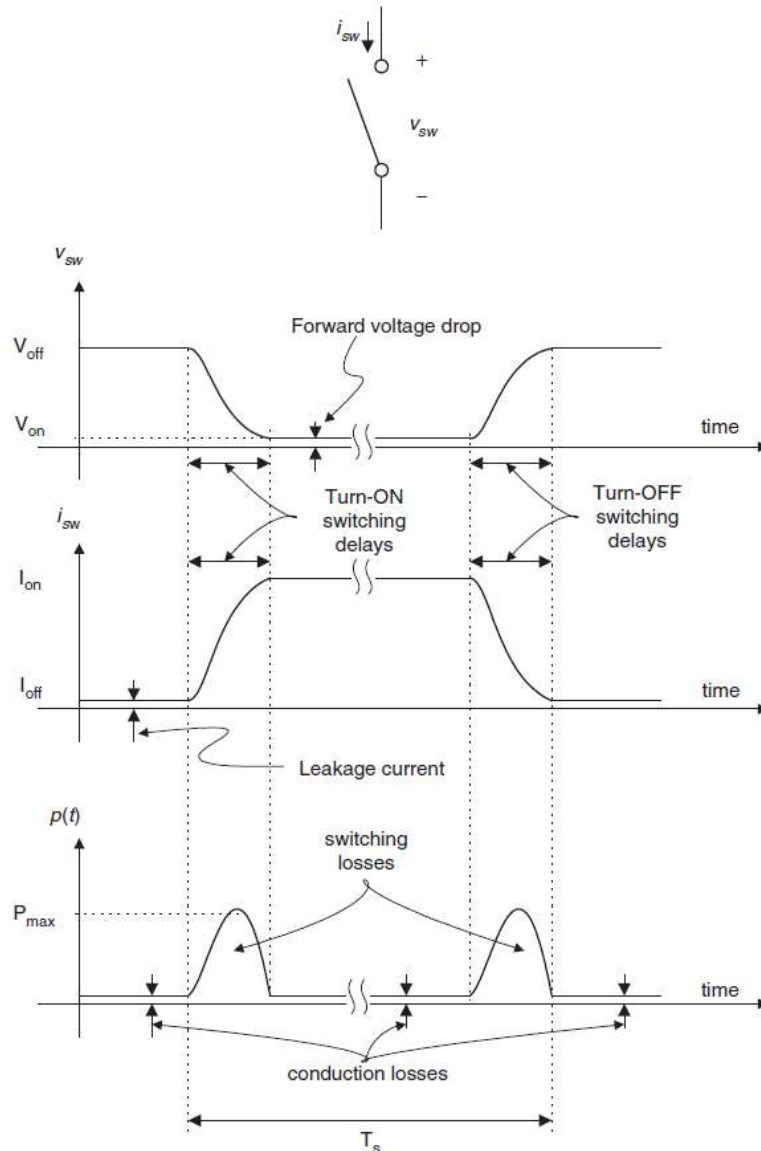


Fig. 4 Formas de onda de tensión, corriente y potencia de un interruptor práctico. [3]

Por otro lado, se deben considerar otros problemas como la dependencia de la temperatura, la ganancia de potencia y la capacidad de sobretensión deben ser considerados al abordar dispositivos específicos para aplicaciones.

La evolución de los semiconductores depende en primer lugar de factores económicos que son esencialmente las necesidades del mercado y los factores técnicos. Los usuarios solicitan todavía mejoras y los fabricantes luchan para ello contra sus propios límites. Si son de naturaleza tecnológica, estos límites serán franqueados un día u otro. Pero si la limitación procede de un principio físico, nunca podrá superarse.

Que se requiere de un semiconductor de potencia:

- Mantenga una tensión lo más elevada posible
- Deje pasar una corriente lo más elevada posible
- Fácil de controlar
- Fácil de montar
- Funcione con rapidez y sin desgaste
- Sea barato

2.1. TIRISTOR

El tiristor es un semiconductor de potencia que tiene tres terminales, dos de potencia (ánodo y cátodo) y uno de control (puerta). Entra en conducción cuando la tensión entre ánodo y cátodo es positiva y, además, se introduce un pulso de corriente por la puerta. Pasa a no conducción cuando la tensión entre ánodo y cátodo es negativa. La mayoría de los tiristores tienen una propiedad llamada “enclavamiento”, una vez que pasan del bloqueo a conducción se mantienen en ese estado o viceversa, a pesar de eliminar la señal de la puerta. Los tiristores pueden soportar altas corrientes y altas tensiones de bloqueo, pero las frecuencias de conmutación están limitadas.

El encapsulado del semiconductor depende de la corriente que circula y de la potencia que tienen que disipar. Cuando el tiristor es pequeño (la corriente y la potencia son pequeñas), el semiconductor es pequeño y sus terminales tienen poca sección (ver Fig. 5). Cuando la corriente y la potencia son elevadas, se necesita una gran sección para que pueda circular la corriente, y el encapsulado suele ser de tipo disco (ver Fig. 6). Cuando la potencia es intermedia suele ser de tipo modulo (ver Fig. 7).



Fig. 5 Tiristor de baja potencia. [1]



Fig. 6 Tiristor de alta potencia. [1]



Fig. 7 Modulo de potencia intermedia. [1]

Los tiristores en particular y los semiconductores de potencia en general, se fabrican como componentes únicos (discretos) o formando agrupaciones. Cuando se encuentran en modulo, existen dos configuraciones: SKKT (dos tiristores en serie) y SKKH (un tiristor y un diodo en serie). Ver Fig. 8.

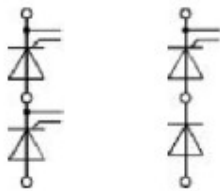


Fig. 8 Izq. Configuración SKKT, Dcha. Configuración SKKH. [3]

Los tiristores son una familia de dispositivos semiconductores de cuatro o más capas que se emplean para controlar el flujo de circulación de corriente por una carga. Dentro de la familia de los tiristores los dispositivos más significativos son:

- SCR (Silicon Controlled Rectifier): Interruptor unidireccional controlado por corriente de puerta. Este dispositivo es el que normalmente se denomina "Tiristor".
- GTO (Gate Turn-Off thyristor): Interruptor unidireccional con apagado por puerta.
- TRIAC (TRIode AC): Interruptor bidireccional con encendido por puerta.
- LASCR (Light Activated SCR): SCR activado por luz.
- DIAC (DIode AC): Interruptor bidireccional con encendido por tensión. Realmente no es un componente de potencia, sino que se emplea para el disparo de TRIAC, al igual que el UJT (Transistor mono unión).
- MCT (Most Controlled Thyristor). Es un GTO integrado en una pastilla junto con dos MOSFET uno para su activación y otro para su bloqueo. Dispositivo controlado por tensión. Este dispositivo puede trabajar a frecuencias del orden de KHz. Baja capacidad de bloque inverso.

La mayoría de los circuitos de potencia que incorporan tiristores utilizan SCR, GTO y TRIAC, por lo que a la hora de explicar los tiristores nos centraremos en los SCR y más adelante daremos algún detalle de los GTO y TRIAC.

2.1.1. FUNCIONAMIENTO DEL TIRISTOR

Vamos a observar el proceso de encendido y apagado del tiristor en la Fig. 9. En el circuito de la imagen tenemos una fuente de tensión senoidal que alimenta un tiristor conectado en serie con una resistencia. Para que el tiristor entre en conducción necesita tanto que la tensión ánodo - cátodo (v_{T1}) sea positiva, como que exista un pulso de corriente I_p por la puerta. En el periodo de tiempo desde $\omega t = 0$ hasta $\omega t = \alpha$, el tiristor no conduce porque, la tensión v_{T1} es positiva pero la corriente de la puerta es cero. En el instante $\omega t = \alpha$, en que se introduce un pulso de corriente de puerta I_p , el tiristor entra en conducción. Una vez que el tiristor entra en conducción, se comporta aproximadamente como un interruptor cerrado, por ello la tensión en el tiristor $v_{T1} \approx 0$, y la corriente de salida i_o tiene forma senoidal. Una vez que el dispositivo ha entrado en conducción, la señal I_p deja de ser necesaria para mantener la corriente de ánodo. Continuará en conducción mientras la corriente de ánodo sea positiva y este por encima de un nivel mínimo, denominado nivel de mantenimiento. El tiristor empieza a dejar de conducir cuando su corriente de ánodo se anula, a partir de $\omega t = \pi$. Entonces, el tiristor se comporta como un interruptor abierto, la corriente i_o se anula y la tensión en el tiristor v_{T1} se hace igual a la tensión de entrada v_s .

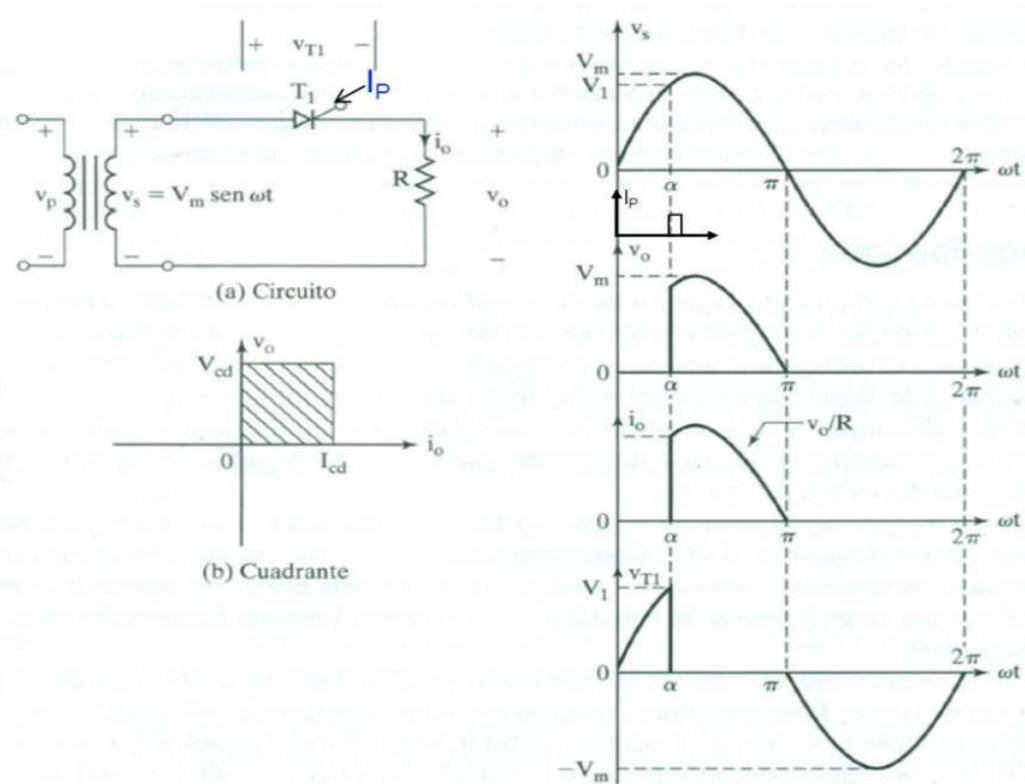


Fig. 9 Proceso de encendido y apagado de un tiristor. [1]



2.1.2. ESTRUCTURA DEL TIRISTOR

Está formado por cuatro capas semiconductoras P-N-P-N con la disposición que se observa en la Fig. 10, y tres uniones semiconductoras, denominadas unión de ánodo J_a , unión media J_m y unión de cátodo J_c .

Cuando la polarización es directa, la unión media J_m esta polarizada inversamente y las uniones de ánodo J_a y de cátodo J_c esta polarizadas directamente, por ello la tensión ánodo - cátodo externa se aplica sobre la unión media J_m (ver Fig. 10). Cuando se aplica tensión ánodo- cátodo negativa, la unión media J_m se polariza en directa y las uniones de ánodo J_a y de cátodo J_c se polarizan en inversa; la tensión externa se aplica, en este caso, sobre las uniones de ánodo J_a y de cátodo J_c (ver Fig. 10).

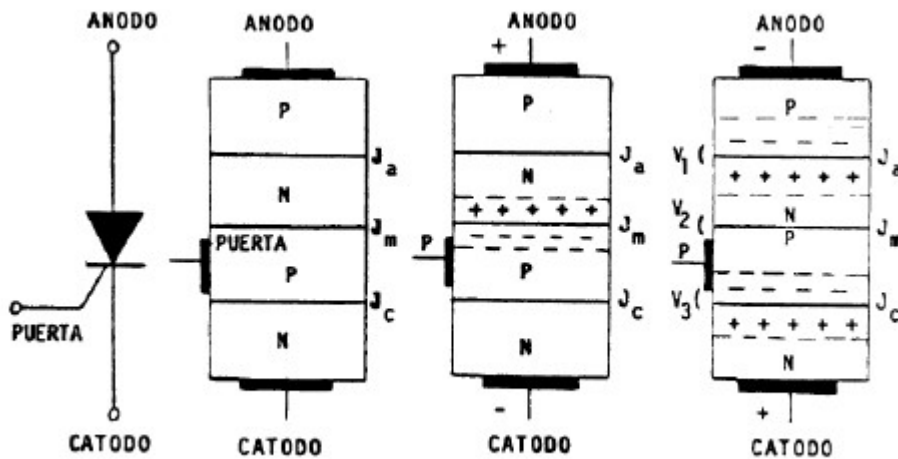


Fig. 10 Tiristor: símbolo, estructura, polarización directa y polarización inversa. [1]

Cuanto mayor es la capacidad de voltaje de bloqueo, mayor es la región n base. Sin embargo, aumentar el grosor de esta capa hace que haya una mayor resistividad, y, por lo tanto, un encendido y apagado más lento. Una vida útil reducida de los portadores acorta los tiempos de conmutación (en particular, el tiempo de apagado o recuperación) a expensas de aumentar la caída de la conducción directa.

2.1.3. CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DEL TIRISTOR

Se denomina característica estática del tiristor a la curva $V - I$ cuando las variaciones de estas variables son lentas. Cuando el voltaje del tiristor es negativo (polarización inversa) el tiristor no conduce y su corriente es muy pequeña, corriente de fuga en sentido inverso (ver Fig. 11). Si la corriente inversa de fuga alcanza una tensión máxima inversa y se sobrepasa, se llega a la destrucción del dispositivo.

Cuando el voltaje del tiristor es positivo y no se introduce un pulso de corriente de puerta ($I_p = 0$), la corriente del tiristor es prácticamente nula (corriente de fuga en sentido directo). Con $I_p = 0$ el voltaje ánodo - cátodo puede aumentar hasta el voltaje de transición en sentido directo, donde el tiristor entra en conducción debido a que la unión media alcanza su voltaje de ruptura. Cuando el tiristor entra en conducción, tiene una característica $V - I$ similar a la de un diodo, con una muy pequeña caída de tensión directa a pesar de que la corriente aumente hasta cientos o miles de amperios. Si se introduce una pequeña corriente de puerta, el voltaje de transición en sentido directo se reduce (línea de trazos). Si la corriente de puerta es suficientemente elevada, el tiristor entra en conducción sin necesidad que haya que superar ningún voltaje de transición en sentido directo.

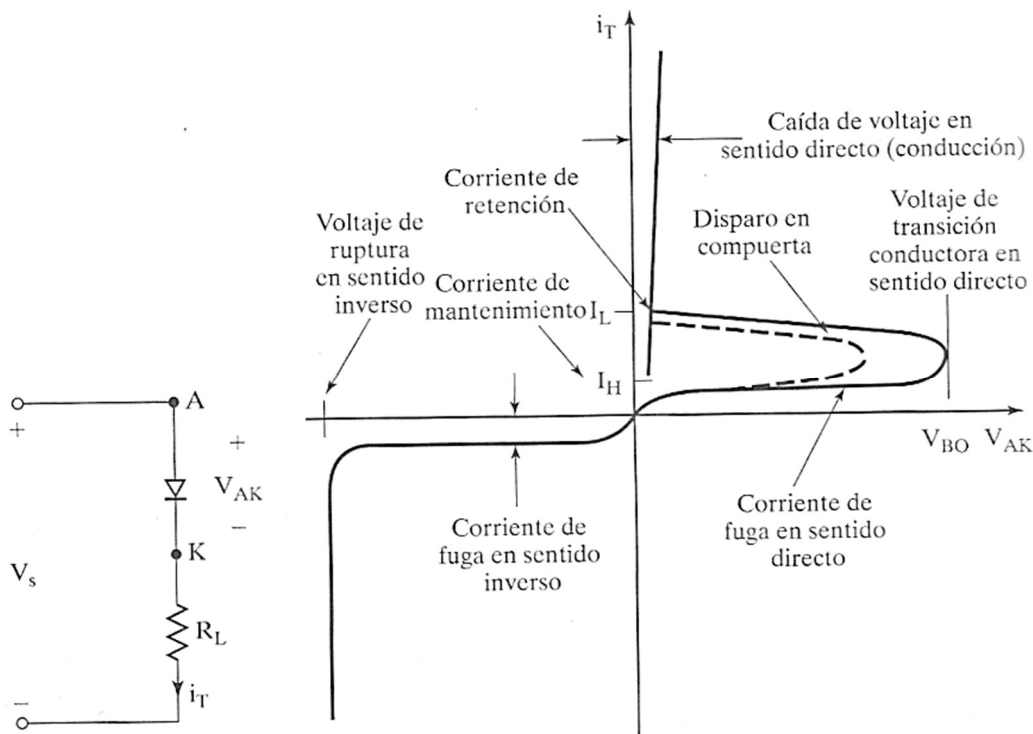


Fig. 11 Característica $V - I$ del tiristor. [4]

Cuando el tiristor entra en conducción, la corriente que se establece debe ser mayor que la corriente de cebado o retención I_L , en caso contrario la corriente se extingue y el tiristor no entra en conducción (no se acaba de completar el proceso de disparo). Cuando el tiristor se encuentra en conducción y la corriente se reduce, se llega a un valor mínimo de corriente denominado corriente de mantenimiento I_H se puede observar con mayor claridad en la Fig. 12, donde se ha representado la corriente del tiristor i_T , el voltaje ánodo - cátodo V_{AK} y la corriente de puerta i_P cuando la tensión de entrada V_s del circuito de la Fig. 11 es senoidal. Aunque se ha aplicado una corriente de puerta i_P (ver Fig. 12), la corriente del tiristor i_T no se establece hasta que es mayor que la



corriente de cebado I_L . Cuando la corriente del tiristor i_T se reduce por debajo de la corriente de mantenimiento I_H , el tiristor se apaga.

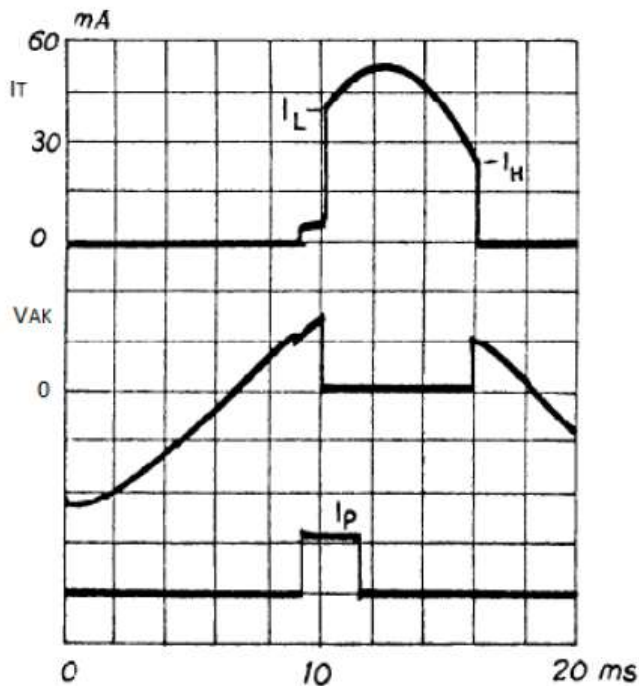


Fig. 12 Definición de las corrientes de cebado I_L y de mantenimiento I_H . [1]

2.1.4. ENCENDIDO DEL TIRISTOR

Para explicar el proceso de encendido del tiristor es más fácil de comprender si se le compara con un montaje que es equivalente, el de dos transistores PNP y NPN (ver Fig. 13). Están conectados de manera que puede darse un bucle de realimentación (positivo). La capa P del ánodo pertenecería solo al transistor PNP. La capa N siguiente sería común a la capa N del transistor NPN. El emisor del transistor PNP y la base del transistor NPN son comunes. La capa N del cátodo solo pertenecería al emisor del transistor NPN. De esta forma se compone el esquema eléctrico de la Fig. 14, equivalente al tiristor y que permite comprender más fácilmente el proceso de encendido.

En primer lugar, se va explicar de forma intuitiva el disparo del tiristor, mediante el esquema de la Fig. 13. Posteriormente se explicará el disparo de forma analítica. Cuando la tensión ánodo-cátodo v_{AK} es positiva y la corriente de puerta I_G es nula, no conduce ninguno de los dos transistores (Q_1 y Q_2). Cuando se aplica una corriente de puerta I_G , esta se convierte en corriente de base I_{B2} del transistor Q_2 y lo pone en conducción. La corriente de colector I_{C2} del transistor Q_2 es la corriente de base I_{B1} del transistor Q_1 , y el transistor Q_1 entra también en conducción. Una vez que Q_1 ha entrado en conducción, la corriente de colector I_{C1} del transistor Q_1 se convierte en la corriente de base I_{B2} del

transistor Q_2 , y se puede eliminar la corriente de puerta I_G sin que el tiristor se apague. Entonces, el proceso se mantiene sin necesidad de corriente de puerta.

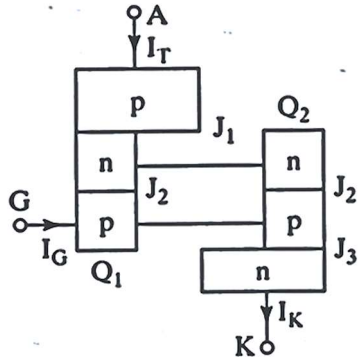


Fig. 13 equivalente tiristor formado con dos transistores (PNP y NPN). [4]

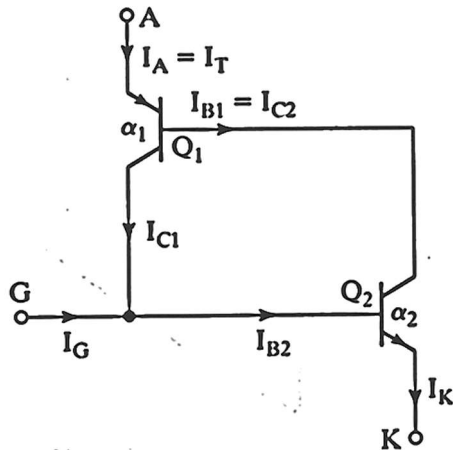


Fig. 14 Esquema eléctrico circuito equivalente al tiristor. [4]

A continuación, se va explicar de forma analítica la conducción del tiristor. En un transistor bipolar, la relación entre la corriente de colector I_C , la corriente de emisor I_E y la corriente de saturación o fugas de la unión base-colector I_{CBO} es:

$$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CBO}$$

Ecuación 1. [1]

Aplicando la Ecuación 1 a los transistores PNP (Q_1) y NPN (Q_2), respectivamente, se obtiene:

$$I_{C1} = \alpha_1 \cdot I_A + I_{CBO1}$$

Ecuación 2. [1]



$$I_{C2} = \alpha_2 \cdot I_K + I_{CBO2}$$

Ecuación 3. [1]

Teniendo en cuenta que la corriente del ánodo I_A es la suma de las dos corrientes de los colectores de los dos transistores se obtiene:

$$I_A = I_{C1} + I_{C2} = \alpha_1 \cdot I_A + I_{CBO1} + \alpha_2 \cdot I_K + I_{CBO2}$$

Ecuación 4. [1]

Considerando que la corriente del cátodo I_K es la suma de la corriente del ánodo I_A y la corriente de la puerta I_G , a partir de la Ecuación 4 se obtiene:

$$I_A = \alpha_1 \cdot I_A + I_{CBO1} + \alpha_2 \cdot (I_A + I_G) + I_{CBO2}$$

Ecuación 5. [1]

Despejando I_A :

$$I_A = \frac{\alpha_2 \cdot I_G + I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

Ecuación 6. [1]

A partir de la Ecuación 6 se explica claramente el proceso de encendido de un tiristor. Hay que tener en cuenta que la ganancia α de un transistor depende de la corriente de dicho transistor (ver Fig. 15): es muy pequeña cuando la corriente es pequeña, y aumenta hasta valores muy cercanos a la unidad cuando dicha corriente aumenta también. Cuando la corriente de la puerta I_G es nula, la corriente del tiristor I_A es aproximadamente igual a las corrientes de fugas de los transistores, $I_A \approx 0$, ya que las ganancias α_1 y α_2 tienen valores cercanos a cero. Cuando la corriente de puerta I_G va aumentando, la corriente de los transistores va aumentando también, y, como consecuencia, aumenta la suma de las dos ganancias. Cuando la suma de las dos ganancias llega al valor 1, el denominador de la Ecuación 6 se anula y la corriente del tiristor I_A se hace infinita, lo cual debe interpretarse como que el tiristor deja de bloquear tensión y se hace conductor, permitiendo el paso de corriente y dejando de tener control sobre dicha corriente, que queda determinada por el circuito externo.

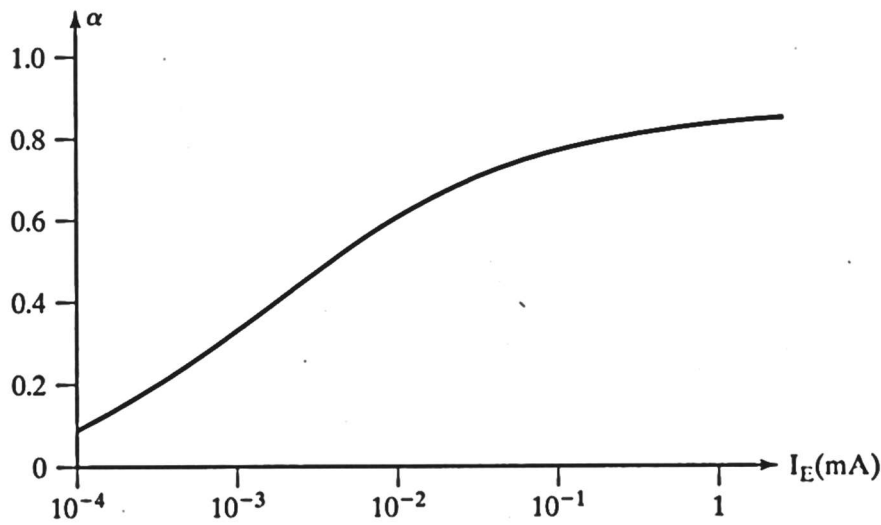


Fig. 15 Variación de la ganancia α de un transistor en función de la corriente de emisor I_E . [4]

El proceso de puesta en conducción puede iniciarse por otras causas diferentes a la aplicación de una corriente de puerta I_G . una de ellas es la aplicación de una tensión ánodo - cátodo V_{AK} elevada y se puede observar en las gráficas de la Fig. 16. Cuando la corriente de puerta I_G es nula y el voltaje ánodo - cátodo V_{AK} alcanza el valor del voltaje de transición V_{BO} , entonces aumenta la corriente del tiristor, lo cual eleva el valor de la suma de las ganancias, y cuando este valor llega a 1, el tiristor se pone en conducción. Si la corriente de puerta tiene un valor I_{G1} , el voltaje de transición V_1 necesario para que la suma de ganancias llegue a 1 es menor. Según va aumentando la corriente de puerta, el voltaje de transición se reduce. Cuando la corriente de puerta es suficientemente elevada, no se necesita ningún voltaje de transición para conseguir que la suma de las ganancias llegue a 1 y el tiristor entre en conducción.

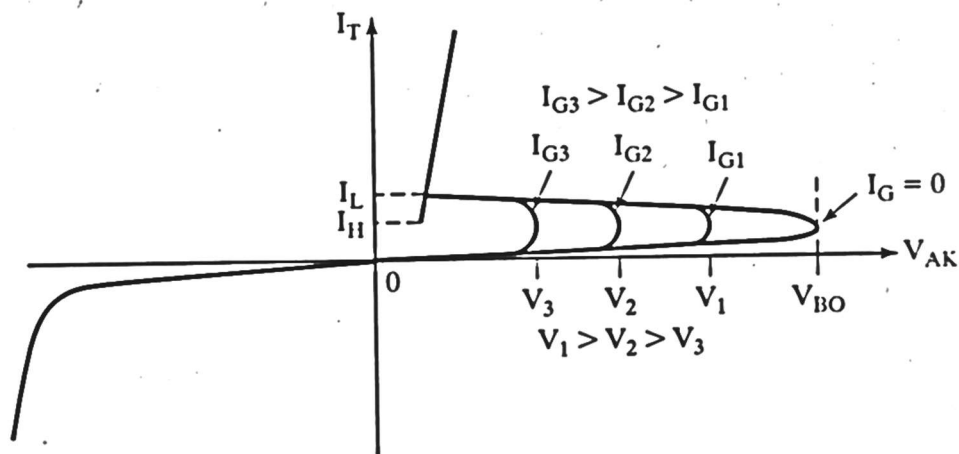


Fig. 16 Característica V - I. El voltaje de transición se reduce al aumentar la corriente de puerta. [4]



Cuando la corriente del tiristor es menor que la corriente de cebado I_L o que la corriente de mantenimiento I_H , el valor de la suma de las ganancias es inferior a 1 y el tiristor se extingue.

Si la densidad de corriente local se vuelve demasiado grande, el auto calentamiento dañara el dispositivo. Se debe permitir un tiempo suficiente para que toda el área del cátodo comience a conducir antes de que las corrientes localizadas sean demasiado altas.

2.1.5. APAGADO DEL TIRISTOR

Se va a explicar el proceso de apagado del tiristor sobre el esquema y gráficas de la Fig. 17. Se aplica un voltaje de entrada v senoidal. En el tiempo $\omega t = \alpha$ se dispara el tiristor. En $\omega t = \pi$ la tensión de entrada v se hace negativa y el tiristor comienza el proceso de apagado. Al finalizar el mismo, las uniones de ánodo y de cátodo deben ser capaces de bloquear la tensión de entrada v , pero inicialmente hay una elevada presencia de portadores en dichas uniones, que impide que la corriente del tiristor i_T se haga cero. Por ello, al principio el tiristor sigue conduciendo, la forma de la corriente la impone el circuito externo y, mientras tanto, la cantidad de portadores de las uniones de ánodo y cátodo se va reduciendo hasta que se obtiene la capacidad de bloqueo de tensión. La duración de este proceso se denomina tiempo de recuperación en inversa t_{rr} . Después, por el tiristor circula sólo la corriente de fuga. Antes de poder reaplicar tensión positiva sobre el tiristor, debe transcurrir un tiempo superior al denominado tiempo de apagado (t_q) para evitar que el tiristor se vuelva a poner en conducción (sin aplicar corriente de puerta) debido a que todavía hay un exceso de carga almacenada que impediría a la unión media bloquear la tensión.

El tiempo típico de apagado de un tiristor suele estar comprendido en el rango de $100 \mu s$ a $250 \mu s$. Si el tiristor trabaja a una frecuencia baja, el tiempo de apagado no tiene importancia, pero si trabaja a una frecuencia elevada, podemos estar cerca del límite en el que tiristor se reencendería antes del disparo por corriente de puerta.

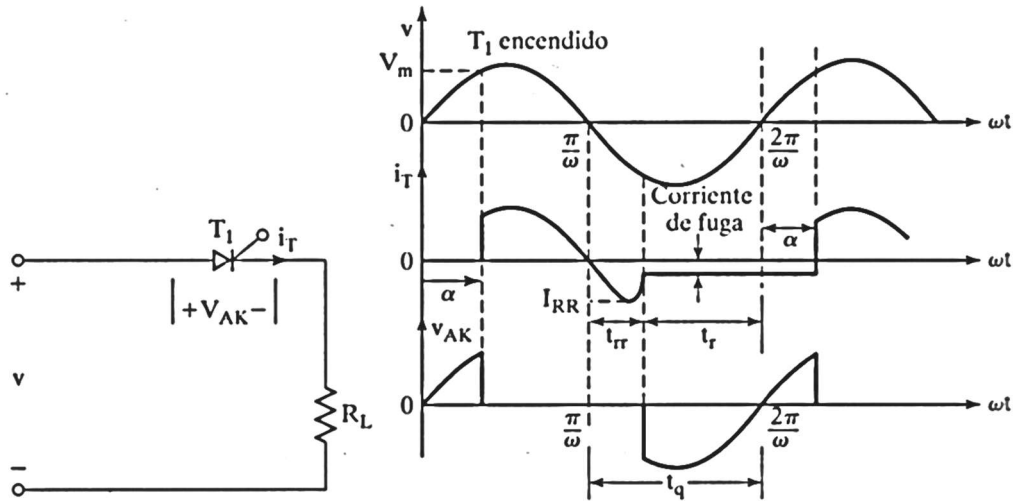


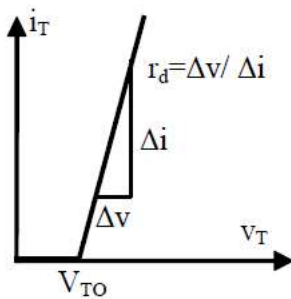
Fig. 17 Extinción del tiristor: tiempo de recuperación en inversa y tiempo de apagado. [4]

2.1.6. DISIPACIÓN DE POTENCIA

Debido al paso de corriente, el tiristor va a disipar potencia que debe evacuarse al ambiente mediante un radiador. Para poder calcular el modelo y tamaño del radiador, se necesita conocer el valor de la potencia media que disipa el tiristor. El tiristor sólo va a disipar potencia instantánea cuando se encuentre conduciendo en polarización directa. La potencia media P_T se obtiene a partir de los valores instantáneos de tensión y corriente del tiristor; empleando la aproximación lineal de la curva en polarización directa (ver Fig. 18), se obtiene:

$$P_T = \frac{1}{T} \int_0^T i_T(t)v_T(t)dt = \frac{1}{T} \int_0^T i_T(t)[r_d i_T(t) + V_{TO}] dt = I_{T,medio}V_{TO} + r_d I_{T,eficaz}^2$$

Ecuación 7. [1]



V_{TO} – tensión umbral
 r_d – resistencia dinámica

Fig. 18 Aproximación lineal de la curva V - I del tiristor en polarización directa. [1]



2.2. GTO

Es un semiconductor biestable con tres uniones destinado al control de corriente unidireccional (ver Fig. 19). Al igual que el SCR, soporta en el bloque tensiones directas elevadas. Funciona a frecuencia de conmutación superiores a 25 KHz

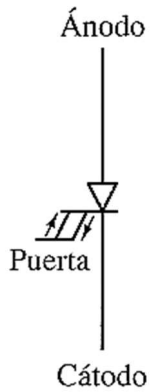


Fig. 19 Símbolo GTO. [4]

Gobernado por una señal de puerta de cierta polaridad, se apaga por media de la anulación de la corriente principal. Pero, al contrario que el SCR, puede ser bloqueado por inversión de la tensión de puerta.

El GTO es un componente de potencia de reciente aparición y en constante evolución, al tiempo que se multiplican sus aplicaciones. Es un dispositivo lento, pensado para aplicaciones de muy alta potencia.

Los GTO son de dos tipos: asimétricos o simétricos. Los GTO asimétricos son el tipo más común en el mercado. Este tipo de GTO se usa normalmente con un diodo antiparalelo, lo que permite una conducción bidireccional, por lo tanto, no hay capacidad de bloqueo inverso. El GTO simétrico tiene la misma capacidad de bloqueo tanto directo como inverso. Si se requiere bloquear una tensión inversa se debe conectar un diodo en serie con el GTO (ver Fig. 20).

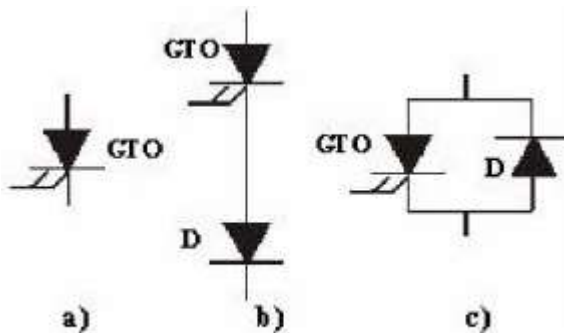


Fig. 20 GTO en modo:(a) sin funcionamiento inverso, (b) bloqueo inverso, (c) conducción inversa. [1]

2.2.1. ESTRUCTURA Y FUNCIONAMIENTO

La estructura básica de un GTO consiste en un dispositivo semiconductor P-N-P-N de cuatro capas, que es muy similar en construcción a un SCR (ver Fig. 21). Tiene varias características de diseño que le permiten encenderse y apagarse invirtiendo la polaridad de la señal de puerta.

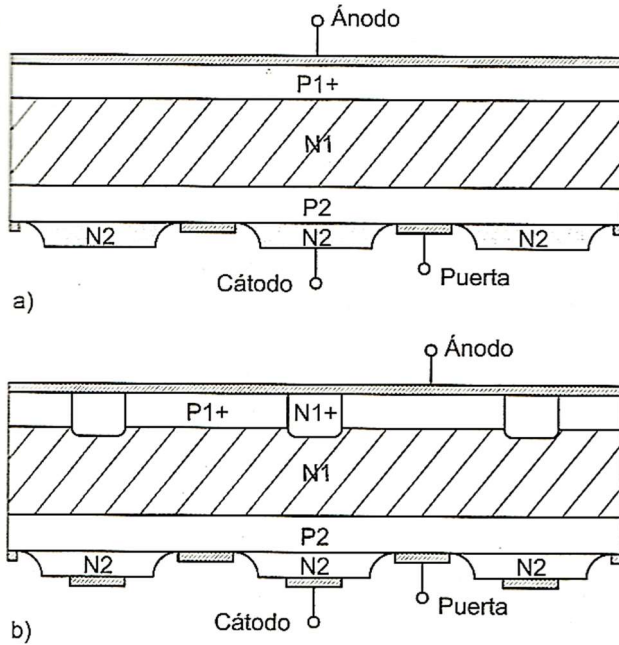


Fig. 21 Estructura GTO; (a) simétrico y (b) asimétrico. [2]

El modo de disparo es similar a un tiristor estándar. Inyección de corriente a través de la puerta en la unión p base del cátodo, causando la emisión de electrones desde el cátodo, que fluyen al ánodo (ver Fig. 22a). Para desactivar el GTO, la puerta se debe polarizar inversamente con respecto al cátodo (ver Fig. 22b).

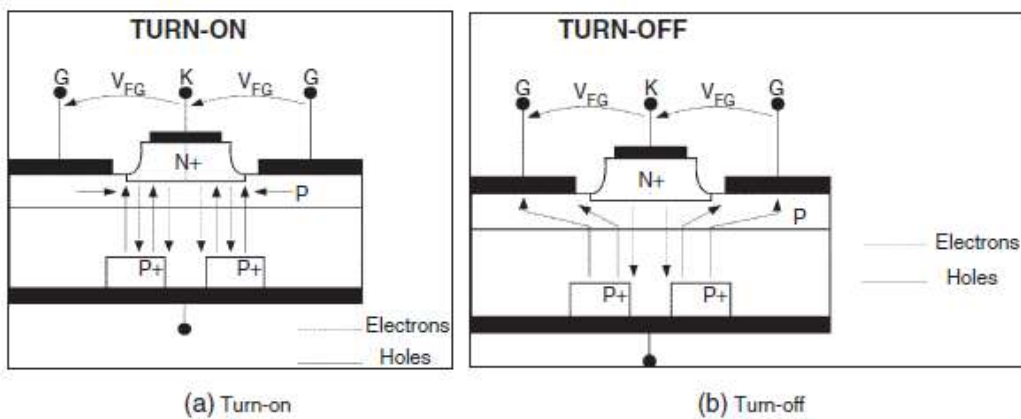


Fig. 22 Modo operación GTO:(a) encendido y (b) apagado. [3]

El proceso de conmutación de un GTO pasa por cuatro fases:



- Encendido: requiere un gran pulso inicial en la puerta.
- Mantenimiento: una vez encendido se requiere que se mantenga la corriente de puerta, pero a valores mucho menores.
- Apagado: las características del circuito de desconexión deben coincidir con los requisitos del GTO. El proceso de desconexión de la puerta implica la extracción de la carga de la puerta, el período de avalancha de la puerta y la descomposición de la corriente del ánodo.
- Periodo fuera de estado: Durante el período de inactividad, que comienza después de la caída de la corriente principal a cero, la puerta idealmente debe permanecer polarizada en reversa. Esta polarización inversa garantiza la máxima capacidad de bloqueo.

2.3. TRIAC

Es un semiconductor de potencia concebido de manera que funcione como un interruptor controlado en una red alterna.

El circuito equivalente de un TRIAC se puede asemejar a dos SCR en antiparalelo. Es un dispositivo bidireccional en corriente. Presenta tres terminales, dos principales (Main Terminal) MT1 y MT2 y otro de control denominado puerta (G) (ver Fig. 23).

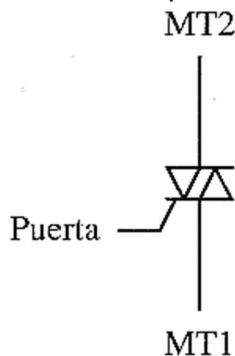


Fig. 23 Símbolo TRIAC. [4]

El TRIAC presenta la capacidad de poder pasar a conducción tanto para tensiones negativas como positivas (ver Fig. 24). Se dispara por pulsos de puerta positivos o negativos.

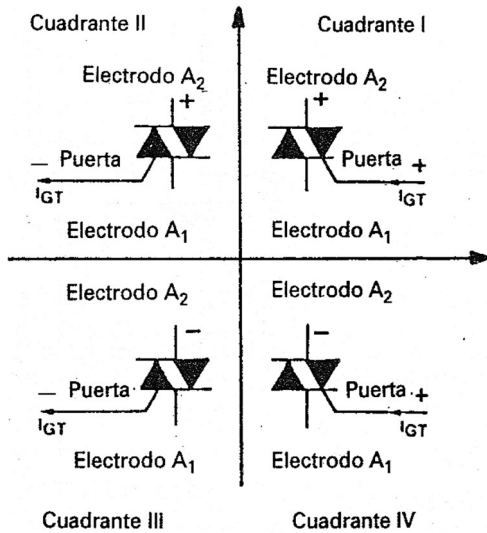


Fig. 24 Cuatro posibles caso de disparo de un TRIAC. [5]

Una vez que el TRIAC entra en conducción, la puerta no controla su estado. Se bloquea cuando la corriente cae por debajo de la corriente de mantenimiento (I_H). Como podemos ver en su característica estática en la Fig. 25. Puede interrumpir su trabajo automáticamente en el cero de corriente después de que se haya suprimido la señal de control.

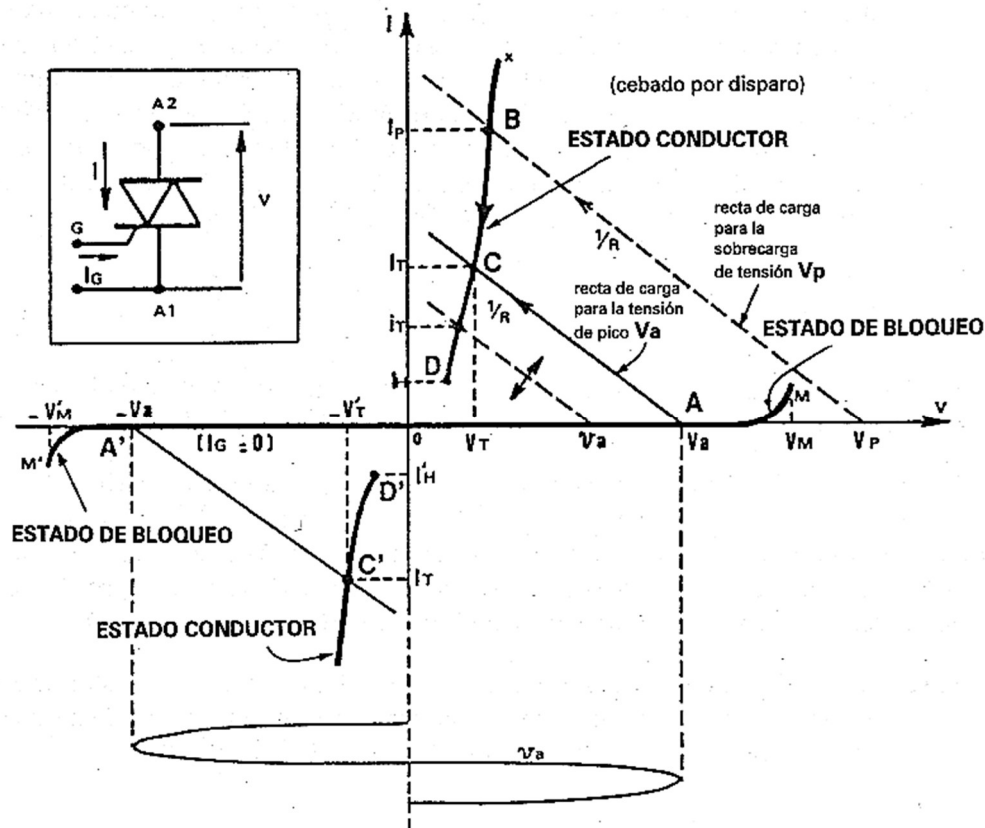


Fig. 25 Característica V-I del TRIAC con puerta abierta. [5]




Tiene parámetros análogos al SCR, aunque es capaz de manejar potencias mucho menores y su límite de frecuencia está en torno a 400 Hz. Es más fácil controlar un TRIAC que dos tiristores en antiparalelo, pero cuando la potencia a manejar es grande para las características del TRIAC, se puede sustituir por dos tiristores en antiparalelo. Es capaz de soportar sin desgaste un número ilimitado de disparos e interrupciones.

2.4. IGBT

El transistor bipolar de puerta aislada (IGBT) es un semiconductor de aparición más reciente que el diodo, tiristor y MOSFET, y que se ha convertido en el componente con el que se realizan casi todos los convertidores CC/CA. Tienen una buena velocidad de conmutación y una excelente área de operación segura. Aunque exhiben un encendido rápido, su apagado es más lento que un MOSFET. Los IGBT también son conocidos como FET con conductividad modulada (COMFET), transistor de puerta aislada (IGT) y MOSFET de modo bipolar.

Los IGBT se pueden encontrar encapsulados de uno en uno (ver Fig. 26), denominándose semiconductores discretos, pero también es habitual encontrarlos formando esquemas como puede ser un puente trifásico (ver Fig. 27). El componente tiene 4 terminales roscados, dos de ellos más grandes para los terminales de potencia y dos más pequeños para los terminales de control.



Absolute Maximum Ratings				
Symbol	Conditions		Values	Unit
IGBT				
V_{CES}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		1200	V
I_C	$T_J = 175\text{ }^\circ\text{C}$	$T_c = 25\text{ }^\circ\text{C}$	1305	A
		$T_c = 80\text{ }^\circ\text{C}$	1003	A
I_{Cnom}			900	A
I_{CRM}	$I_{CRM} = 3 \times I_{Cnom}$		2700	A

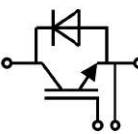


Fig. 24 IGBT de elevada potencia: encapsulado, valores máximos de tensión y corriente, y esquema del semiconductor discreto incluido en el módulo.

Fig. 26 IGBT discreto. [1]

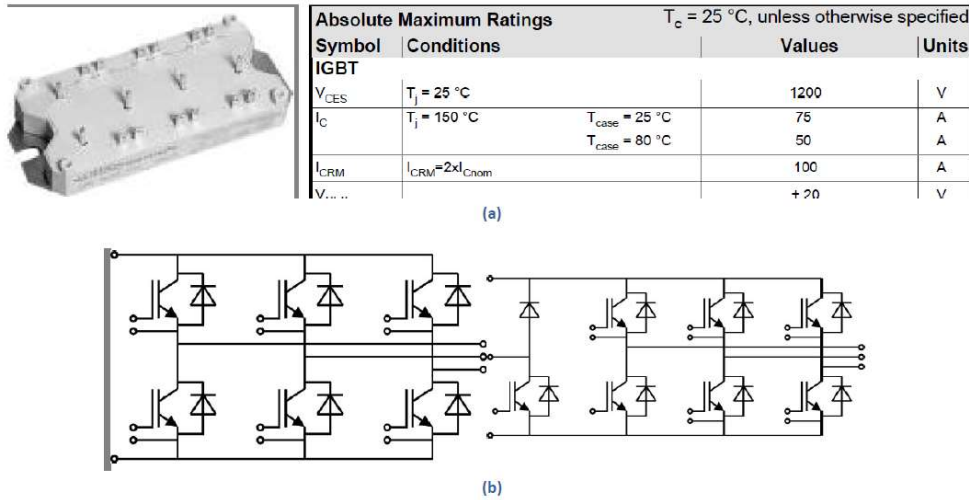


Fig. 27 IGBT puente trifásico. [1]

2.4.1. ESTRUCTURA

El símbolo habitualmente empleado es el que aparece en la parte derecha de la Fig. 28, aunque en ocasiones se puede encontrar el símbolo de la izquierda. El terminal de control se denomina puerta. Los terminales de potencia normalmente se llaman emisor y colector, aunque ocasionalmente se pueden encontrar la denominación drenador y surtidor. En comparación con los MOSFET, ausencia del diodo interno, se puede usar un diodo de recuperación rápida externo o un diodo incorporado en el encapsulado para una aplicación específica.

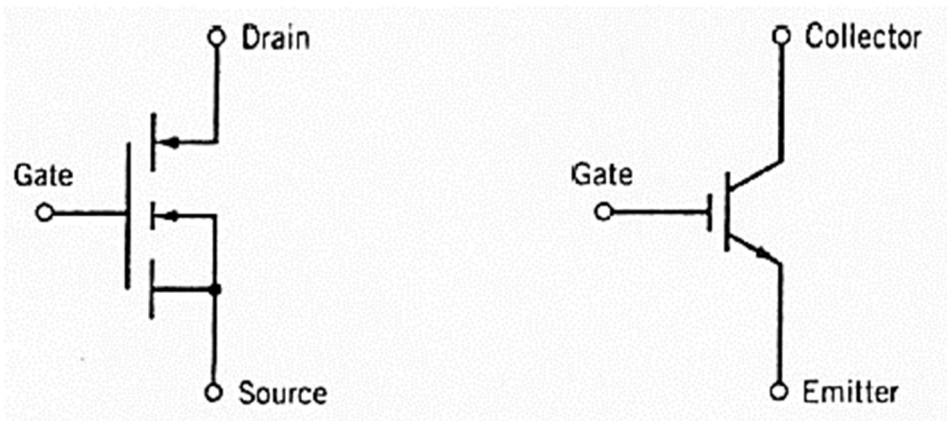


Fig. 28 Símbolo empleados para el IGBT. [3]

La estructura interna de capas semiconductoras del IGBT se incluye en la Fig. 29. La puerta está aislada del semiconductor, por ello por la puerta no va a circular corriente en estado estacionario, sólo hay corriente transitoriamente durante los procesos de encendido y apagado del IGBT. El drenador está conectado a una capa P, después hay dos capas N (N⁺ y N⁻) que a efectos de



comportamiento fundamental se comporta como una única capa N, que está en contacto con el aislante de la puerta. Después hay una capa P en contacto con el aislante de la puerta y con el surtidor. Finalmente hay dos capas N que conectan el surtidor y el aislante de la puerta. Las capas semiconductoras forman tres uniones PN: J_1 , J_2 y J_3 .

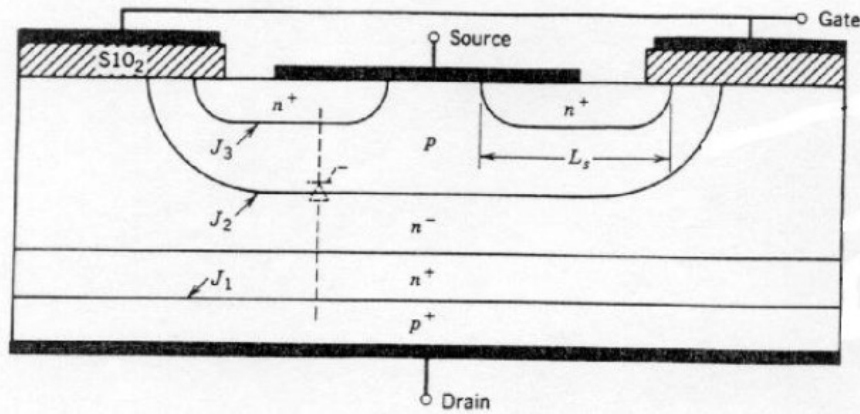


Fig. 29 Estructura interna de un IGBT. [1]

Para analizar el funcionamiento del IGBT, suelen incluirse los transistores equivalentes que forman sus capas semiconductoras (ver Fig. 30), un MOSFET, un transistor PNP y un transistor NPN. El funcionamiento del IGBT viene determinado por el MOSFET y el transistor PNP; el transistor NPN no entra en funcionamiento durante la operación normal sino durante un tipo de funcionamiento defectuoso (denominado efecto tiristor) en el que se pierde el control del IGBT, por ello no se va a incluir en la explicación del funcionamiento.

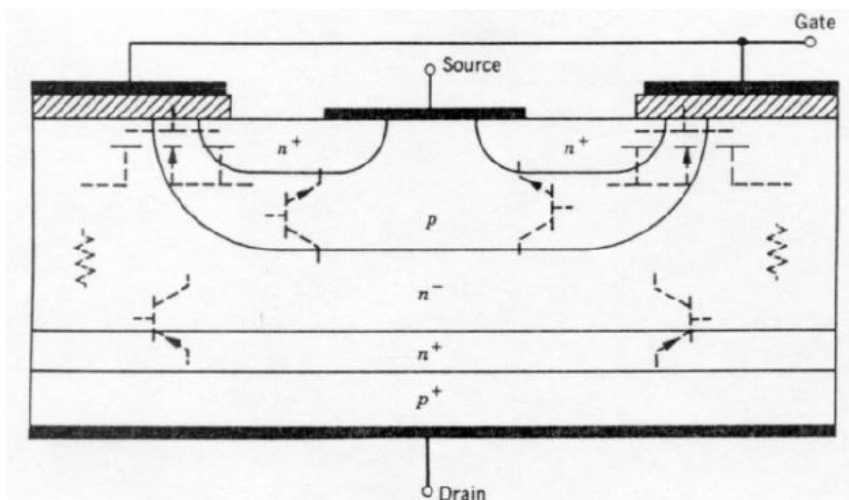


Fig. 30 Estructura interna del IGBT, incluyendo el esquema de los diferentes transistores que forman las capas semiconductoras. [1]

A partir del MOSFET y del transistor PNP de la Fig. 30, se obtiene el circuito equivalente del IGBT de la Fig. 31. Se ha incluido una resistencia para tener en

cuenta la caída de tensión que provoca la corriente que circula entre el drenador del MOSFET y la base del transistor PNP. El MOSFET es de tipo acumulación (incremental) de canal n; la puerta es la misma que la del IGBT, la fuente es la capa N unida a la fuente del IGBT, y el drenador es la capa N intermedia del IGBT. El emisor del transistor PNP es el drenador del IGBT, la base es la capa N intermedia del IGBT y está unida al drenador del MOSFET, y el colector es la capa P del IGBT unida al surtidor del IGBT.

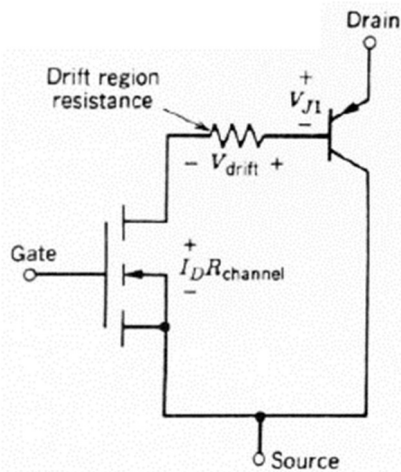


Fig. 31 Circuito equivalente simplificado del IGBT, sin incluir el efecto tiristor. [1]

El funcionamiento del IGBT se basa en que el MOSFET controla la corriente de base del transistor PNP. La corriente principal del IGBT circula por el transistor bipolar PNP.

2.4.2. CARACTERÍSTICAS EN ESTADO PERMANENTE

El control del IGBT se realiza mediante la tensión puerta-fuente, debido a que esta tensión es, a su vez, la tensión puerta-fuente del MOSFET interno. Cuando no se aplica una tensión puerta-fuente v_{GS} suficientemente elevada para que el IGBT entre en conducción, la aplicación de una tensión drenador - surtidor v_{DS} no provoca la aparición de una corriente de drenador i_D , sino que la tensión v_{DS} es bloqueada por la unión J_2 o por la unión J_1 (ver Fig. 29), según la tensión v_{DS} sea positiva o negativa, respectivamente.

La característica $V - I$ de salida del IGBT (Fig. 32) representa la corriente de drenador i_D , en función de la tensión drenador - surtidor v_{DS} , considerando la tensión puerta - fuente v_{GS} como parámetro. Se observa que la corriente i_D aumenta cuando la tensión v_{GS} aumenta. Respecto de la tensión v_{DS} , la corriente i_D permanece constante durante la mayor parte del rango de la tensión v_{DS} . Cuando la tensión v_{DS} es muy pequeña, la corriente i_D aumenta de forma proporcional a la tensión v_{DS} ; a esta zona de funcionamiento se la



denomina zona de saturación, y a la tensión v_{DS} en esta zona se la denomina tensión de saturación $v_{DS(sat)}$.

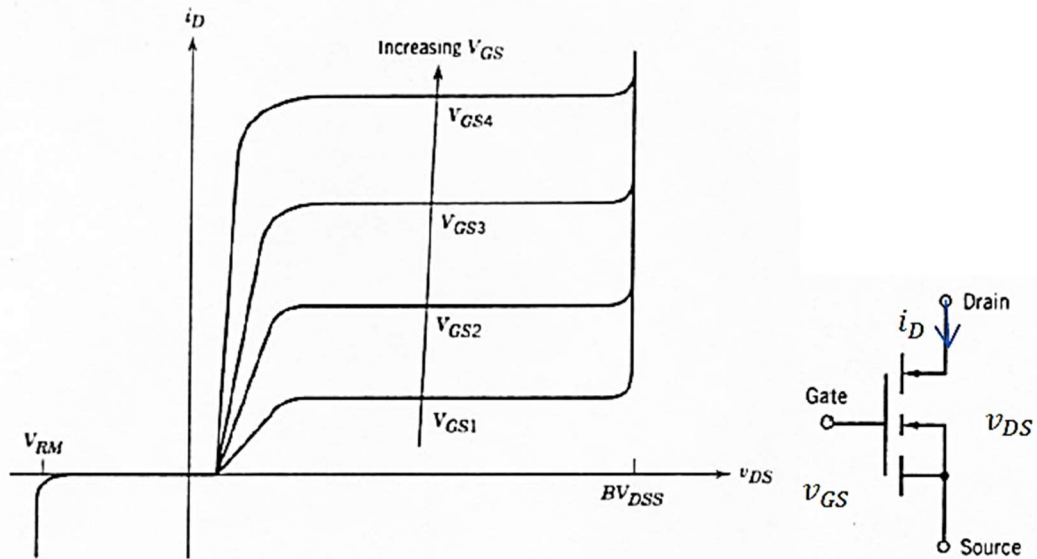


Fig. 32 Curvas V - I de salida del IGBT. [1]

La característica de transferencia (ver Fig. 33) representa la corriente en función de la tensión v_{GS} para un valor de la tensión v_{DS} elevado y constante, es decir, en la zona en que la corriente i_D permanece aproximadamente constante frente a las variaciones de v_{DS} . En ella se observa que la corriente del IGBT es nula cuando la tensión puerta - fuente v_{GS} es menor que la tensión umbral $v_{GS(th)}$, que se corresponde con la tensión umbral del MOSFET de entrada. En la Fig. 33 se observa también cómo la corriente i_D aumenta con la tensión v_{GS} .

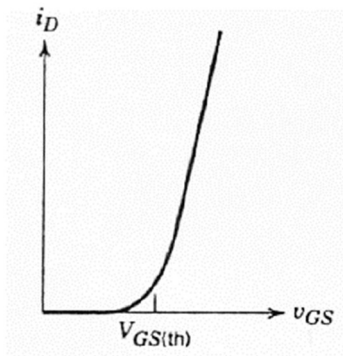


Fig. 33 Característica de transferencia entrada-salida del IGBT. [1]

El punto de trabajo en estado permanente del IGBT se calcula mediante la intersección de la recta de carga y la curva de tensión puerta - fuente v_{GS} constante (ver Fig. 34 y Fig. 35). Aunque el IGBT puede funcionar en la zona lineal (Fig. 34), lo habitual es que trabaje en conmutación, conmutando entre los estados de conducción (ver Fig. 35a) y de corte (ver Fig. 35b). Si trabaja en

En la zona lineal, la disipación de potencia en este punto de trabajo Q es grande debido a que la tensión y la corriente son altas simultáneamente. Cuando trabaja en conmutación, en conducción (o saturación) la potencia disipada es pequeña porque la tensión es baja ($v_{DS(sat)}$, tensión drenador - surtidor en saturación), mientras que en corte la potencia es nula porque la corriente es cero.

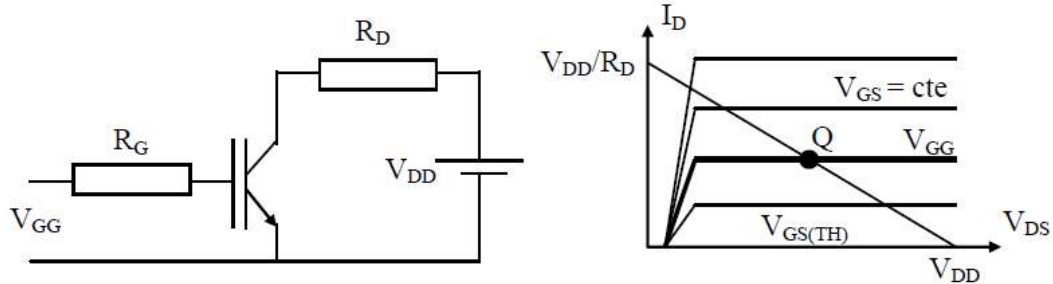


Fig. 34 Esquema de polarización del IGBT, y punto de trabajo del IGBT situado en la zona lineal. [1]

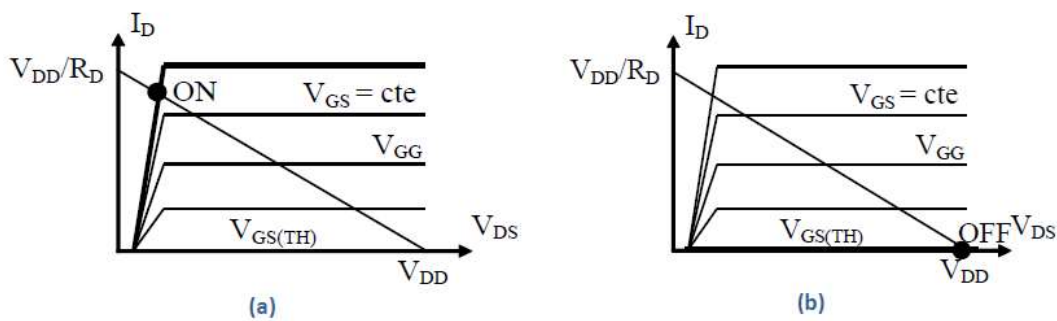


Fig. 35 Punto de trabajo en conmutación: (a) estado de conducción (o saturación), (b) estado de corte. [1]

2.4.3. CARACTERÍSTICAS DE CONMUTACIÓN

En las aplicaciones de electrónica de potencia los IGBT trabajan en conmutación, pasando del estado de corte a conducción y viceversa muchas veces por segundo. Estas transiciones no se producen de forma instantánea, sino que necesitan unos pequeños tiempos de conmutación, que se van a explicar sobre el ejemplo de la Fig. 36. La recta de carga queda determinada por el circuito formado por la resistencia R_D y la fuente de tensión V_{DD} . El estado de corte se produce cuando la tensión puerta-fuente v_{GS} es menor que su valor umbral $v_{GS(th)}$; en el caso de la Fig. 36 se aplica una tensión de -15 V , bastante inferior a $v_{GS(th)}$. Para la recta de carga de la Fig. 36, el estado de saturación se produce cuando la tensión v_{GS} es mayor que v_{GS1} .

Los tiempos de conmutación se denominan:

- $t_{d(on)}$: tiempo de retardo en el encendido



- t_r : tiempo de subida
- $t_{d(off)}$: tiempo de retardo en el apagado
- t_f : tiempo de caída

Cuando la tensión $v_{GS} = -15$ V, el IGBT está en corte, la tensión $v_{DS} = v_{DD}$ y la corriente $i_D = 0$. Cuando la fuente externa v_{GG} pasa de -15 V a $+15$ V, comienza la carga de la capacidad de puerta del IGBT a través de la resistencia R_G ; la velocidad de la carga de dicha capacidad depende de los valores de R_G y de la capacidad de puerta. El tiempo $t_{d(on)}$ es el que transcurre desde se produce la transición de la tensión v_{GG} hasta que la tensión v_{GS} alcanza el valor umbral $v_{GS(th)}$. El tiempo t_r es el que necesita el punto de trabajo para pasar desde la curva de $v_{GS} = v_{GS(th)}$ hasta la curva de $v_{GS} = v_{GS1}$, durante el cual la corriente del IGBT aumenta, la tensión v_{DS} se reduce y la capacidad de puerta se carga hasta $v_{GS} = v_{GS1}$.

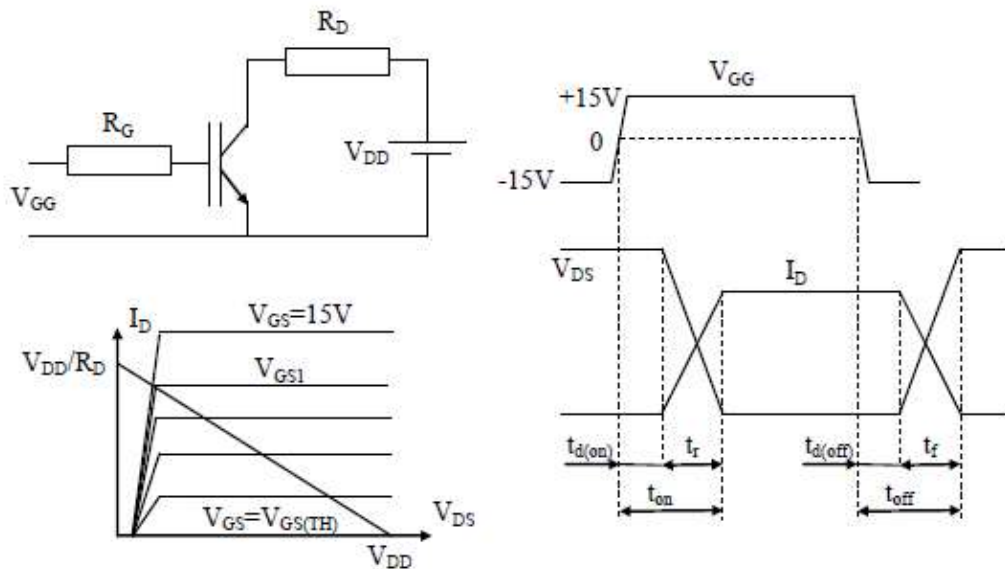


Fig. 36 Circuito de polarización, curvas de salida y definición de los tiempos de conmutación IGBT. [1]

En el estado de conducción, la corriente i_D queda determinada por el circuito externo y la tensión $v_{DS} = v_{DS(sat)}$. Cuando la tensión v_{GG} de $+15$ V a -15 V, se inicia el proceso de paso a estado de corte. Durante $t_{d(off)}$ se descarga el condensador de puerta desde la tensión $v_{GS} = +15$ V hasta $v_{GS} = v_{GS1}$. Después, durante t_f , se reduce la corriente i_D hasta cero, aumenta la tensión v_{DS} hasta v_{DD} y se descarga el condensador de puerta hasta $v_{GS} = v_{GS(th)}$.

2.4.4. DISIPACIÓN DE POTENCIA

El IGBT disipa potencia cuando está en estado de conducción y durante las conmutaciones; durante el estado de corte no disipa potencia porque su corriente es cero. Como la frecuencia de conmutación de los convertidores con IGBT es elevada, las pérdidas de conmutación son elevadas y comparables a

las de conducción. Se va a establecer un procedimiento para calcular estas pérdidas en el ejemplo del circuito de la Fig. 36; en primer lugar, se calcularán las pérdidas en estado de conducción, después las de conmutación, y finalmente se sumarán ambas.

Se supone que el IGBT va a estar en estado de conducción durante un tiempo t_1 y en estado de corte durante un tiempo t_2 , siendo T el periodo. Los valores de tensión y corriente en cada uno de estos tiempos se pueden ver en la Fig. 37. La potencia instantánea disipada durante la conducción es:

$$p(t) = i_D(t)v_{DS}(t) = I_D V_{DS(sat)}$$

Ecuación 8. [1]

La potencia media disipada debido a la conducción es:

$$P_{conduccion} = I_D V_{DS(sat)} \frac{t_1}{T}$$

Ecuación 9. [1]

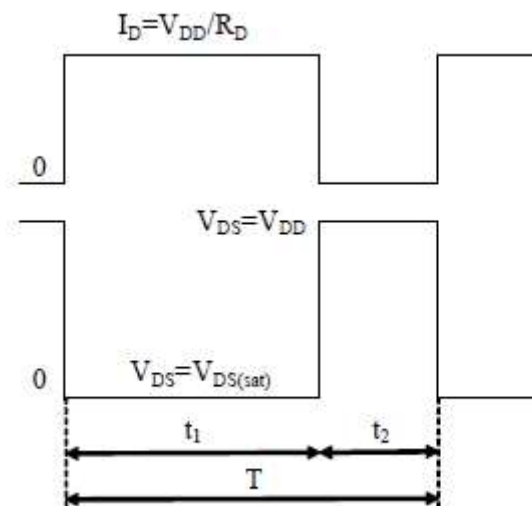


Fig. 37 Tensión y corriente del IGBT durante los estados de conducción y corte. [1]

Durante la conmutación, se producen simultáneamente valores elevados de tensión y corriente en el semiconductor, por lo que la potencia instantánea (P_{on} y P_{off} en la Fig. 38) toma valores muy elevados. Como los tiempos de conmutación t_r y t_f son muy pequeños, estos valores tan elevados de potencia instantánea se convierten en valores moderados de potencia media. Cada vez que hay una conmutación de OFF a ON, se produce la disipación de una energía denominada E_{on} , que se calcula de la siguiente forma:



$$E_{on} = \int_0^{t_r} p_{on}(t) dt = \int_0^{t_r} v_{DS}(t) i_D(t) dt = \int_0^{t_r} \left(v_{DD} - \frac{v_{DD}}{t_r} t \right) \left(\frac{v_{DD}}{R} \frac{t}{t_r} \right) dt = \frac{v_{DD}^2 t_r}{6R}$$

Ecuación 10. [1]

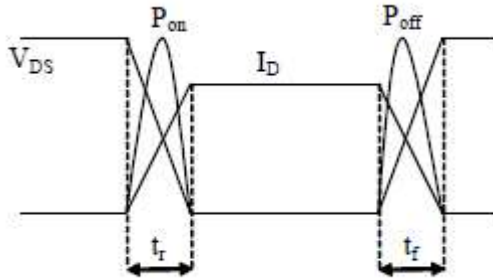


Fig. 38 Tensión, corriente y potencia disipada en el IGBT durante las conmutaciones a ON y a OFF. [1]

De la misma forma se calcula E_{off} .

$$E_{off} = \int_0^{t_f} p_{off}(t) dt = \frac{v_{DD}^2 t_f}{6R}$$

Ecuación 11. [1]

Si el semiconductor conmuta con una frecuencia f , la potencia media disipada debido a la conmutación será:

$$P_{conmutacion} = (E_{on} + E_{off})f$$

Ecuación 12. [1]

La potencia total disipada por el IGBT es la suma de la potencia de conducción y de conmutación.

2.5. MOSFET

Al igual que en el caso de los IGBT, el estado de conducción o corte de los MOSFET se controla mediante la tensión puerta - fuente. Su velocidad de conmutación es muy elevada, por lo que las pérdidas de potencia en conmutación son bajas, y se pueden emplear en convertidores de alta frecuencia. Las pérdidas de potencia en conducción son elevadas, por lo que no se emplean en convertidores de elevada potencia.

Los MOSFET son los semiconductores más empleados en la realización de convertidores continua - continua y fuentes conmutadas. Se emplean también en inversores de alta frecuencia y pequeña potencia.

Se pueden encontrar con encapsulados de distinto tipo, en función de la corriente nominal. Dentro del encapsulado puede haber una agrupación de semiconductores (ver Fig. 39), o un único semiconductor (ver Fig. 40).

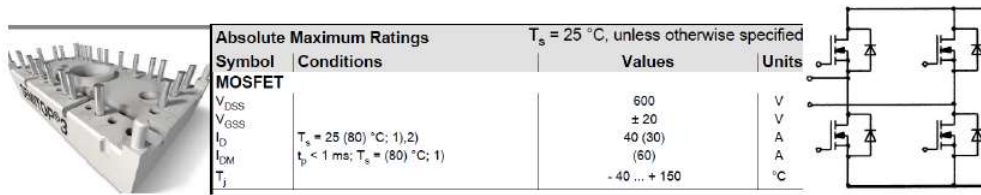


Fig. 39 MOSFET de potencia media-baja. [1]

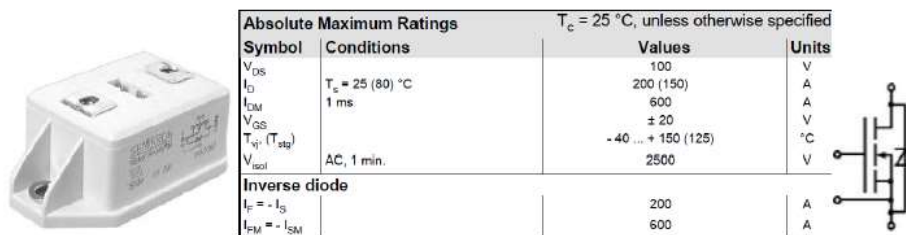


Fig. 40 MOSFET de potencia elevada. [1]

Tanto los IGBT como los MOSFET se encuentran normalmente formando parte de dos tipos de circuitos: interruptores aislados y ramas de inversores. Como interruptores aislados (ver Fig. 41) se encuentran normalmente formando parte de convertidores CC/CC o de fuentes de alimentación, y se activan mediante la tensión puerta-fuente v_{GS} . Las ramas de un inversor están formadas por dos IGBT o dos MOSFET. Los diodos en antiparalelo de cada MOSFET (ver Fig. 42) se emplean para conducir la corriente reactiva que aparece cuando la carga no es resistiva pura, es decir, proporciona una dirección inversa para la corriente de drenaje.

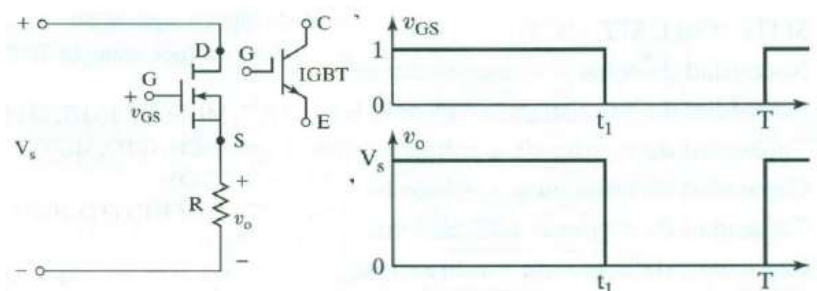


Fig. 41 IGBT o MOSFET formando parte de un interruptor aislado. [1]

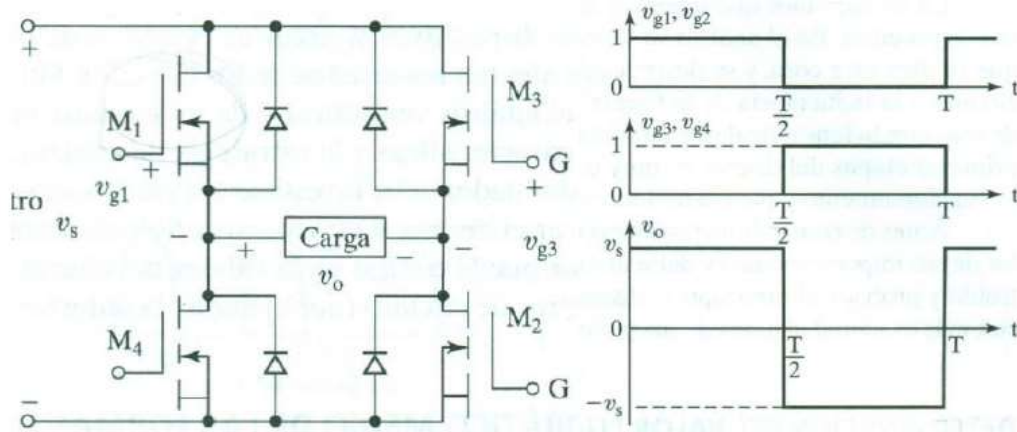


Fig. 42 IGBT o MOSFET formando parte de dos ramas de un inversor. [1]

2.5.1. ESTRUCTURA

Hay dos tipos de MOSFET, el decremental y el incremental, según el canal esté inicialmente creado o deba ser creado. En el MOSFET decremental tipo n (ver Fig. 43), el canal tipo n se ha creado durante la fabricación para conectar el drenador y el surtidor. La corriente se puede controlar mediante la tensión puerta-fuente como se puede ver en la característica de transferencia; si la tensión puerta - fuente aumenta, la anchura del canal aumenta y, como consecuencia, la corriente de drenador aumenta también. Cuando la tensión puerta-fuente es inferior a V_p el canal desaparece y la corriente de drenador se hace cero.

Si el MOSFET es decremental de tipo p (ver Fig. 44), el canal p ha sido creado durante la fabricación, y conecta el drenador y la fuente, ambas de tipo p también. La característica de transferencia es igual que en el caso de canal n, pero de signo contrario tanto en la tensión como en la corriente.

En el MOSFET incremental no existe canal creado durante la fabricación, sino que éste se crea mediante el voltaje puerta-surtidor aplicado. En el MOSFET incremental tipo n (ver Fig. 45), el drenador y el surtidor son de tipo n, por ello el canal a crear es de tipo n también. Dicho canal se crea cuando la tensión puerta - fuente es mayor que V_T . En la característica de transferencia se observa que cuando el voltaje puerta - fuente aumenta, la corriente de drenador aumenta también, debido a que la anchura del canal aumenta. Cuando el MOSFET es incremental de canal p (ver Fig. 46), todas las variables cambian de signo.

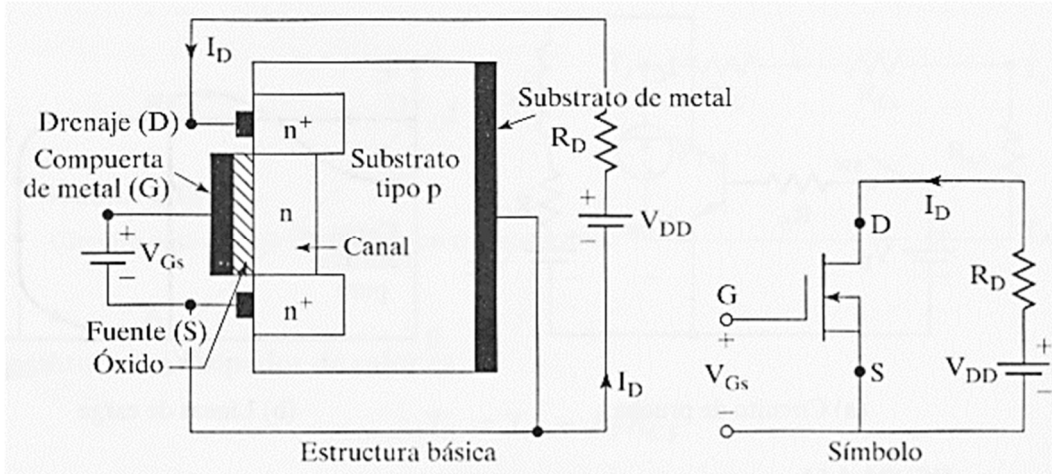


Fig. 43 Estructura y símbolo de un MOSFET decremental de canal n. [6]

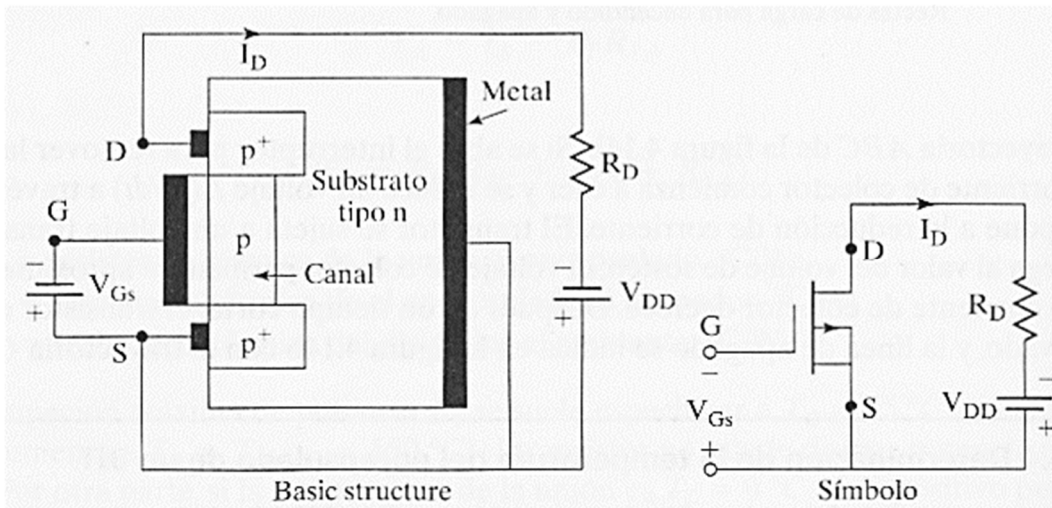


Fig. 44 Estructura y símbolo de un MOSFET decremental de canal p. [6]

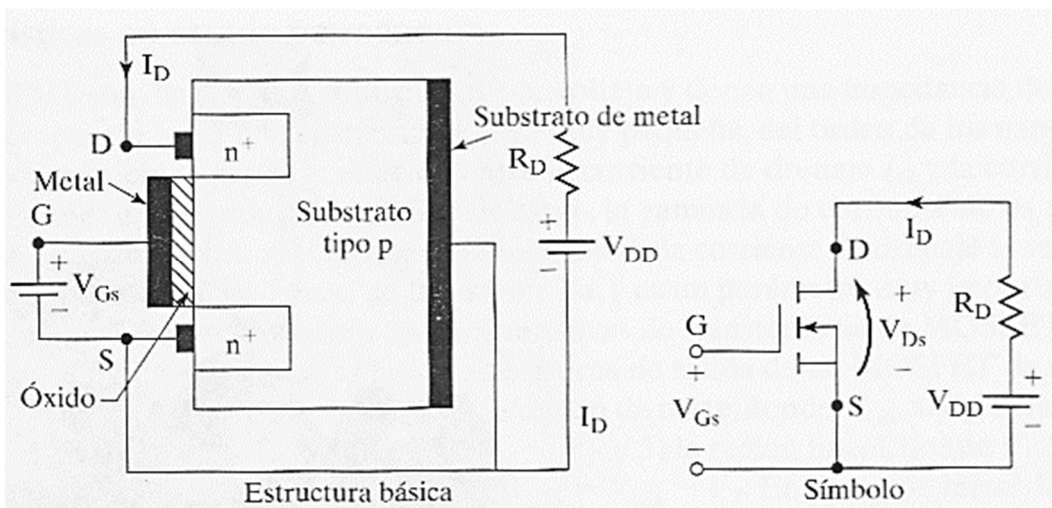


Fig. 45 Estructura y símbolo de un MOSFET incremental de canal n. [6]

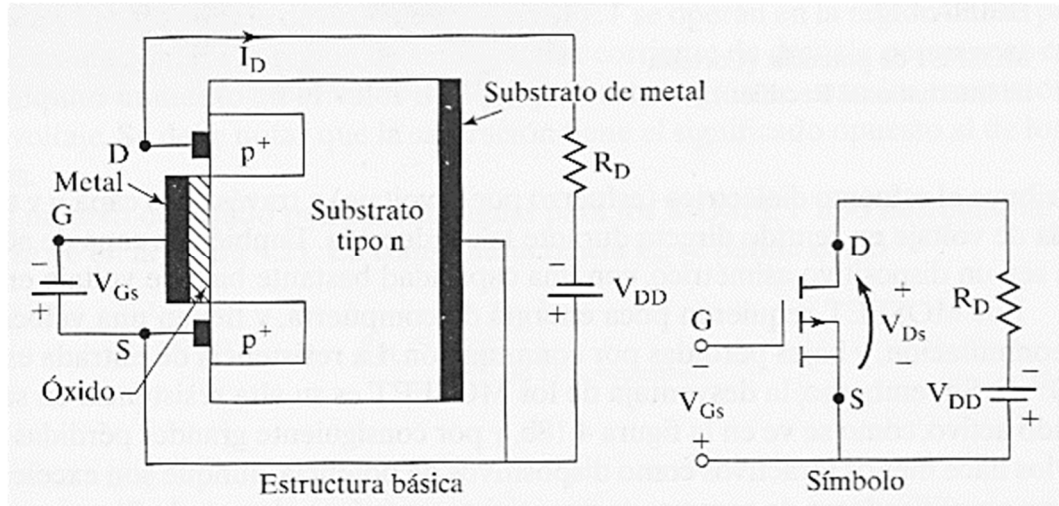


Fig. 46 Estructura y símbolo de un MOSFET incremental de canal p. [6]

2.5.2. CARACTERÍSTICAS EN ESTADO PERMANENTE

El MOSFET más habitualmente empleado en electrónica de potencia es el incremental de canal n. Sus características de salida (ver Fig. 47) representan la corriente de drenador en función de la tensión drenador - surtidor, con el voltaje puerta - fuente como parámetro. Cuando el voltaje puerta - fuente es menor a V_T , la corriente de drenador es cero ya que no hay canal creado. Se definen dos zonas de funcionamiento, la región lineal (o zona óhmica) y la región de estrechamiento (del canal) o de saturación. El límite entre ambas zonas se define por un voltaje drenador - surtidor, $V_{DS} = V_{GS} - V_T$. En la zona lineal se puede decir que la relación entre la corriente de drenador y la tensión drenador - surtidor es aproximadamente lineal, para un voltaje puerta - fuente constante. En la zona de saturación, se puede considerar que la corriente de drenador es aproximadamente constante, independientemente del valor del voltaje drenador - surtidor, para una curva de voltaje puerta - fuente constante.

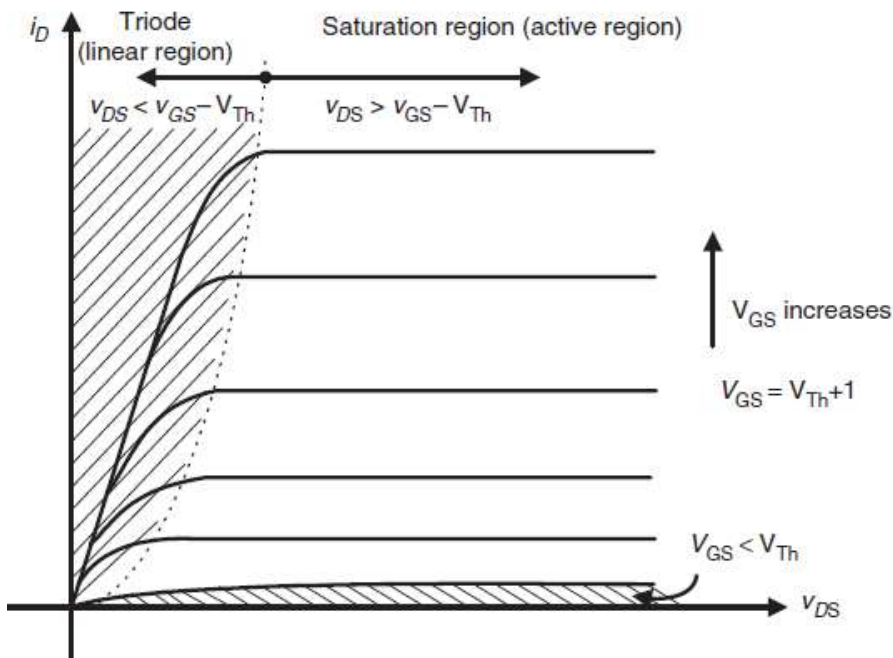


Fig. 47 Características de salida de un MOSFET incremental de canal n. [3]

La característica de transferencia del MOSFET (ver Fig. 48) representa la corriente de drenador en función de la tensión puerta - fuente cuando la tensión drenador - surtidor es constante y el punto de trabajo se encuentra en la zona de saturación.

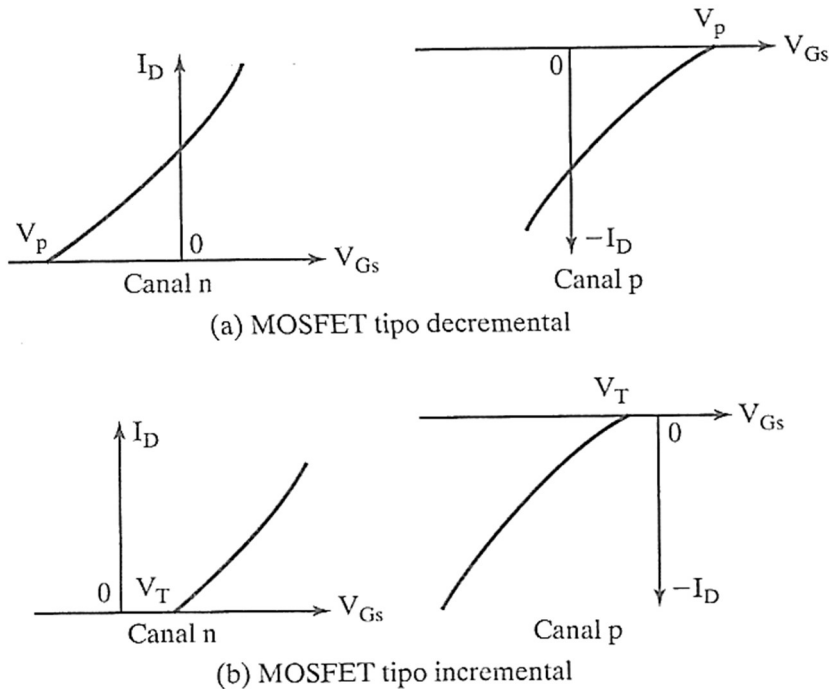


Fig. 48 Características de transferencia de los diferentes tipos de MOSFET. [6]



El punto de trabajo del MOSFET está determinado por la intersección de la recta de carga y las curvas de salida. Si el circuito de salida (ver Fig. 49) está formado por una resistencia R_D y una fuente de tensión V_{DD} , la recta de carga corta al eje vertical en el punto $I_D = V_{DD}/R_D$ y al eje horizontal en $V_{DS} = V_{DD}$. La curva de voltaje puerta - fuente constante viene determinada por el valor de V_{GG} .

El MOSFET se polariza en la zona de saturación (ver Fig. 49) para aplicaciones de amplificación. La disipación de potencia en este punto de trabajo es grande debido a que la tensión drenador - surtidor V_{DS} y la corriente de drenador I_D son altas simultáneamente.

En electrónica de potencia el MOSFET se emplea en conmutación, pasando alternativamente del estado de conducción o zona óhmica (ver Fig. 50a) al estado de no conducción o corte (ver Fig. 50b). En estado de conducción la potencia disipada por el MOSFET es muy pequeña porque la tensión drenador - surtidor es muy baja. En estado de no conducción la potencia disipada es nula porque la corriente de drenador es cero.

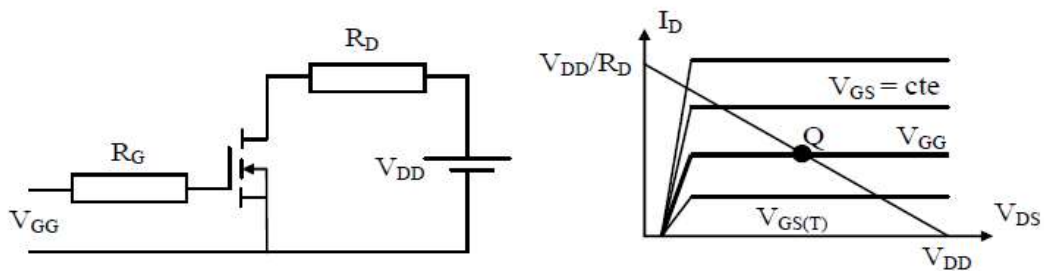


Fig. 49 Punto de trabajo situado en zona de saturación. [1]

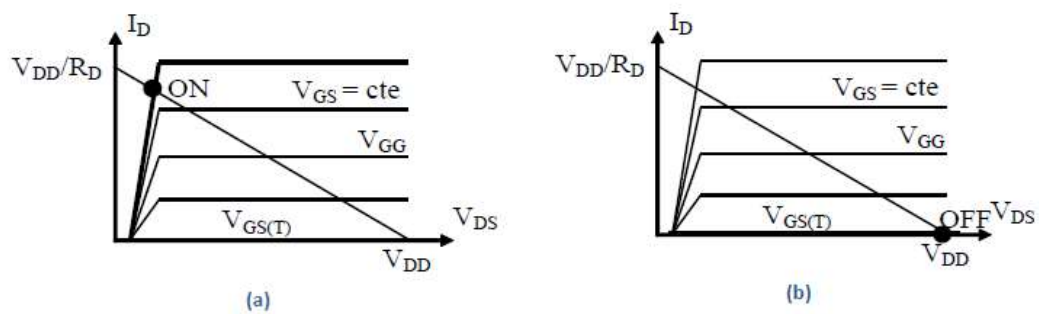


Fig. 50 Punto de trabajo situado en: (a) zona óhmica, (b) zona de corte. [1]

2.5.3. CARACTERÍSTICAS DE CONMUTACIÓN

En las aplicaciones de electrónica de potencia los MOSFET trabajan en conmutación, pasando del estado de corte a conducción y viceversa muchas veces por segundo. Estas transiciones no se producen de forma instantánea,

sino que necesitan unos pequeños tiempos de conmutación, que se van a explicar sobre el ejemplo de la Fig. 51. La recta de carga queda determinada por el circuito formado por la resistencia R_D y la fuente de tensión V_{DD} . El estado de corte se produce cuando la tensión puerta – fuente V_{GS} es menor que su valor umbral V_T ; en el caso de la Fig. 51 se aplica una tensión de -15 V, bastante inferior a V_T . Para la recta de carga de la Fig. 51, el estado de conducción se produce cuando la tensión V_{GS} es mayor que V_{GS1} .

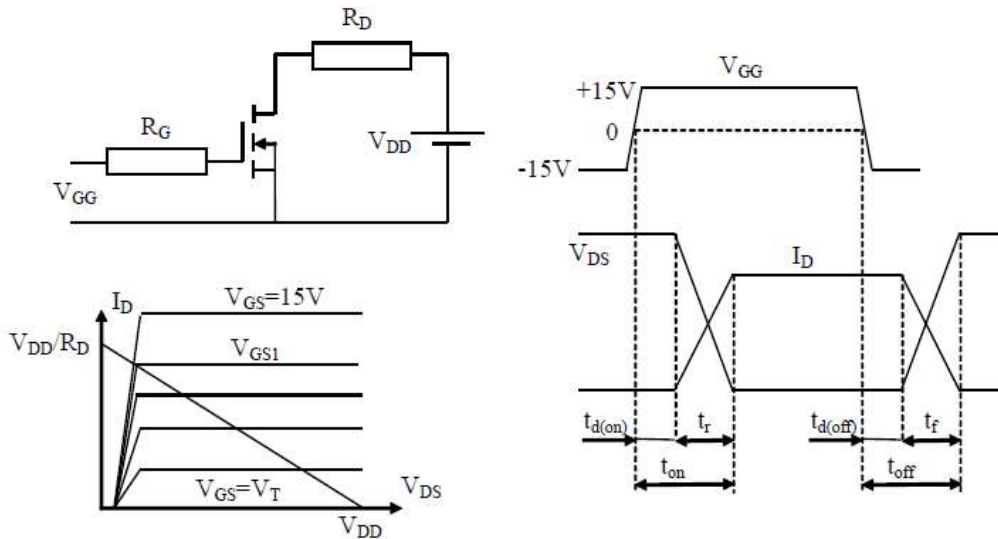


Fig. 51 Circuito de polarización, curvas de salida y definición de los tiempos de conmutación del MOSFET. [1]

Los tiempos de conmutación se denominan:

- $t_{d(on)}$: tiempo de retardo en el encendido
- t_r : tiempo de subida
- $t_{d(off)}$: tiempo de retardo en el apagado
- t_f : tiempo de caída

Cuando la tensión $V_{GS} = -15$ V, el MOSFET está en corte, la tensión $V_{DS} = V_{DD}$ y la corriente $i_D = 0$. Cuando la fuente externa V_{GG} pasa de -15 V a +15 V, comienza la carga de la capacidad de puerta del MOSFET a través de la resistencia R_G ; la velocidad de carga depende de los valores de R_G y de la capacidad de puerta. El tiempo $t_{d(on)}$ es el que transcurre desde se produce la transición de la tensión V_{GG} hasta que la tensión V_{GS} alcanza el valor umbral V_T . El tiempo t_r es el que necesita el punto de trabajo para pasar desde la curva de $V_{GS} = V_T$ hasta la curva de $V_{GS} = V_{GS1}$, durante el cual la corriente del MOSFET aumenta, la tensión V_{DS} se reduce y la capacidad de puerta se carga hasta $V_{GS} = V_{GS1}$.



En el estado de conducción, la corriente i_D queda determinada por el circuito externo y la resistencia drenador - surtidor R_{DS} . Cuando la tensión V_{GG} cambia de +15 V a -15 V, se inicia el paso a estado de corte. Durante $t_{d(off)}$ se descarga el condensador de puerta desde la tensión $V_{GS} = +15$ V hasta $V_{GS} = V_{GS1}$. Después, durante t_f , se reduce la corriente i_D hasta cero, aumenta la tensión V_{DS} hasta V_{DD} y se descarga el condensador de puerta hasta $V_{GS} = V_T$.

2.5.4. DISIPACIÓN DE POTENCIA

El MOSFET disipa potencia cuando está en estado de conducción y durante las conmutaciones; durante el estado de corte no disipa potencia porque su corriente es cero. Como la frecuencia de conmutación de los convertidores con MOSFET es elevada, las pérdidas de conmutación son elevadas y comparables a las de conducción. Se va a establecer un procedimiento para calcular estas pérdidas en el ejemplo del circuito de la Fig. 51; en primer lugar, se calcularán las pérdidas en estado de conducción, después las de conmutación, y finalmente se sumarán ambas.

Se supone que el MOSFET va a estar en estado de conducción durante un tiempo t_1 y en estado de corte durante un tiempo t_2 , siendo T el periodo. Los valores de tensión y corriente en cada uno de estos tiempos se pueden ver en la Fig. 52. La potencia media disipada durante la conducción es:

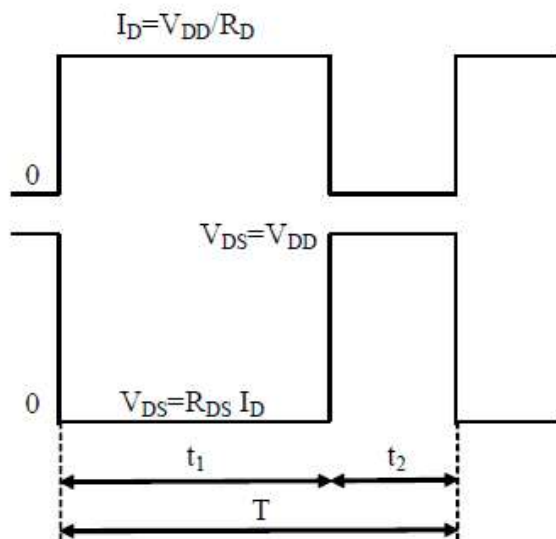


Fig. 52 Tensión y corriente del MOSFET durante los estados de conducción y corte. [1]

$$P_{conduccion} = I_D V_{DS} \frac{t_1}{t_1 + t_2} = I_D^2 R_{DS} \frac{t_1}{T}$$

Ecuación 13. [1]

Durante la conmutación, se producen simultáneamente valores elevados de tensión y corriente en el semiconductor, por lo que la potencia instantánea (P_{on} y P_{off} en la Fig. 53) toma valores muy elevados. Como los tiempos de conmutación t_r y t_f son muy pequeños, estos valores tan elevados de potencia instantánea se convierten en valores moderados de potencia media. Cada vez que hay una conmutación de OFF a ON, se produce la disipación de una energía denominada E_{on} , que se calcula de la siguiente forma:

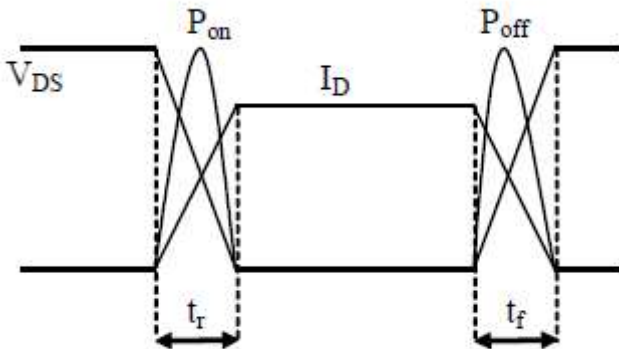


Fig. 53 Tensión, corriente y potencia disipada en el MOSFET durante las conmutaciones a ON y a OFF. [1]

$$E_{on} = \int_0^{t_r} p_{on}(t)dt = \int_0^{t_r} v_{DS}(t)i_D(t)dt = \int_0^{t_r} \left(V_{DD} - \frac{V_{DD}}{t_r}t \right) \left(\frac{V_{DD}}{R} \frac{t}{t_r} \right) dt = \frac{V_{DD}^2 t_r}{6R}$$

Ecuación 14. [1]

De la misma forma se calcula E_{off} ,

$$E_{off} = \int_0^{t_f} p_{off}(t)dt = \frac{V_{DD}^2 t_f}{6R}$$

Ecuación 15. [1]

Si el semiconductor conmuta con una frecuencia f , la potencia media disipada

$$P_{conmutacion} = (E_{on} + E_{off})f$$

Ecuación 16. [1]

Un dato característico de los MOSFET es la vida útil prevista, los fabricantes han indicado que el tiempo medio antes de la falla disminuye aproximadamente un 50 % por cada 10° C que aumenta la temperatura operacional.



2.6. DISPARO Y PROTECCIÓN

2.6.1. DISPARO DE MOSFET E IGBT

Los MOSFET e IGBTs son dispositivos controlados por tensión. Los circuitos excitadores o driver que se encargan de poner a estos semiconductores en estado ON y OFF deben aplicar una tensión en la puerta del semiconductor apropiada para que se ponga en conducción o no conducción. La puerta toma una corriente insignificante en estado de ON o de OFF ya que está aislada. Durante los periodos de paso a conducción o no conducción, el circuito excitador debe suministrar una corriente de puerta relativamente elevada para cargar o descargar el condensador de puerta. Por ejemplo, en el circuito de la Fig. 54, durante el paso de OFF a ON se produce la carga del condensador de puerta a través del transistor NPN; durante el estado de ON el voltaje de puerta es aproximadamente igual a $+V_{cc}$. Durante el paso de ON a OFF, se produce la descarga del condensador de puerta a través del transistor PNP; durante el estado de OFF el voltaje de puerta es aproximadamente igual a 0. El circuito de driver debe de tener una impedancia de salida muy baja durante las transiciones a ON y OFF para que éstas se produzcan lo más rápidamente posible.

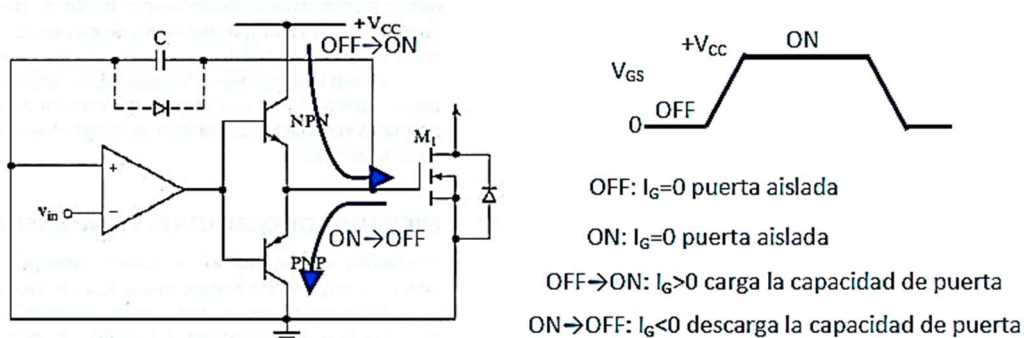


Fig. 54 Circuito para el disparo de MOSFET e IGBT. [1]

Se va a explicar a continuación la problemática de las masas de los circuitos de disparo en un convertidor electrónico de potencia mediante el ejemplo de un inversor trifásico (ver Fig. 55), formado por tres ramas con dos IGBT cada una. Las señales de disparo de los IGBT procedentes del controlador (D1 - D6) tienen el mismo común V_{DIG-} y un nivel de tensión V_{DIG+} . Las tensiones de puerta de los IGBT deben tener cuatro comunes (GND1- GND4) aislados entre sí, que provienen de la fuente de alimentación del equipo. Hay un circuito que cambia los niveles de tensión (V_{DIG+}) y de corriente que suministra el circuito de control, a los niveles que necesita la puerta del IGBT. Normalmente los niveles de tensión que maneja el circuito de control son de 5 V ó 3.3 V, mientras que el IGBT necesita habitualmente +15 V para ponerse en ON, y 0 V ó -15 V para ponerse en OFF. Lo mismo se puede decir de los niveles de corriente, valores

habituales de la corriente de salida disponible en el circuito de control son 20 mA, mientras que el IGBT puede necesitar varios amperios de pico durante las transiciones.

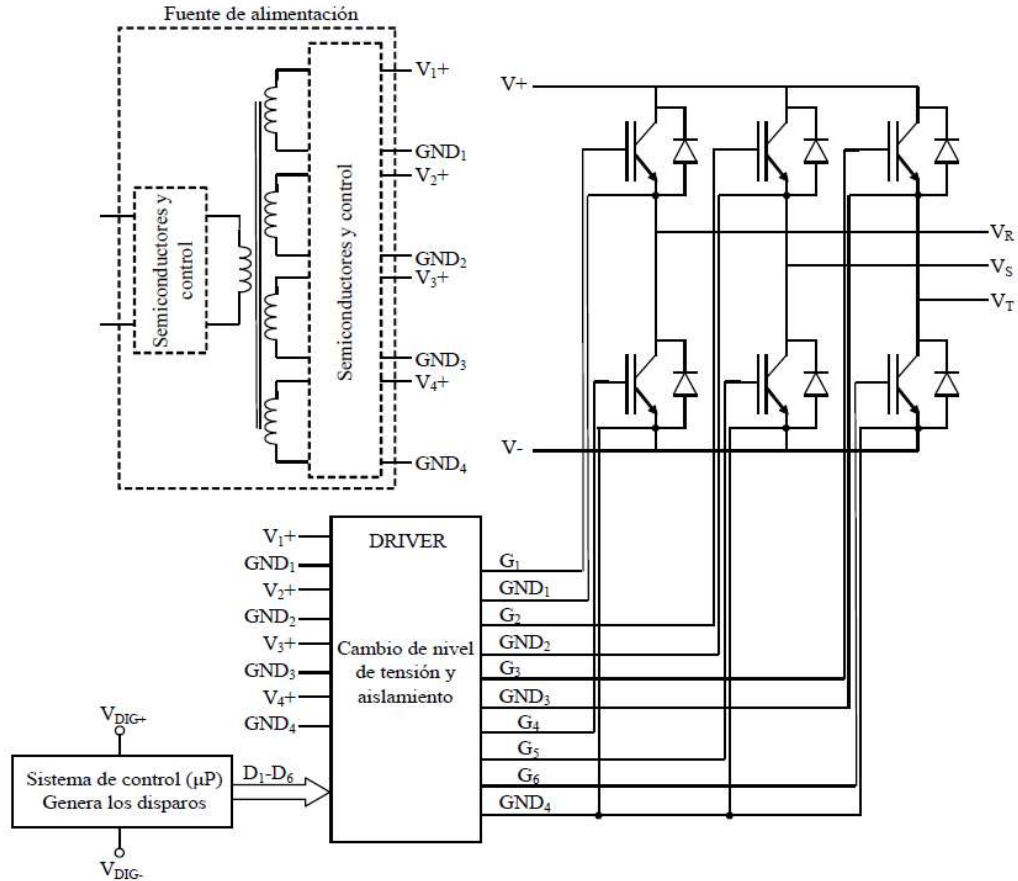


Fig. 55 Sistema completo de disparo de un inversor trifásico. [1]

El circuito de control y el circuito de potencia deben estar aislados eléctricamente, ya que manejan niveles de tensión y de potencia totalmente distintos. Se puede emplear aislamiento mediante transformador (ver Fig. 56) y mediante optoacoplador (ver Fig. 57).

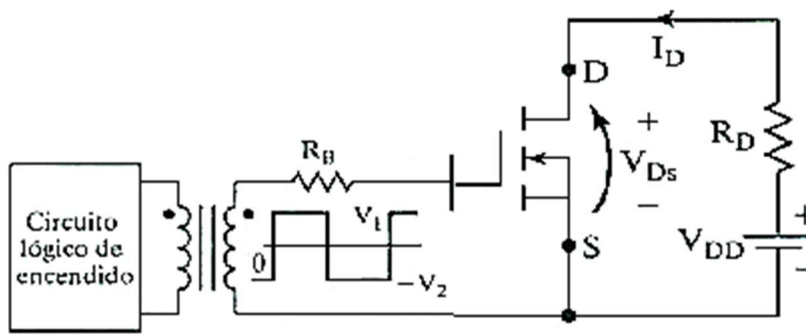


Fig. 56 Aislamiento de los circuitos de control y potencia mediante transformador. [1]

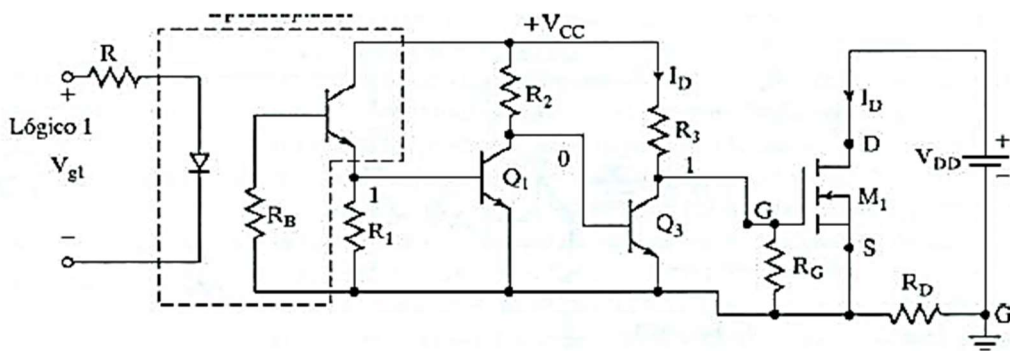


Fig. 57 Aislamiento de los circuitos de control y potencia mediante optoacoplador. [1]

2.6.2. DISPARO DEL TIRISTOR

Para disparar un tiristor se necesita un circuito de excitación o driver que suministre pulsos de un valor elevado de corriente. Asimismo, dicho circuito debe proporcionar aislamiento entre los circuitos de control y de potencia, debido a los niveles de tensión del circuito de potencia que son muy elevados. Este aislamiento eléctrico se consigue mediante acoplamiento magnético u óptico. Para algunas aplicaciones existe un circuito sin aislamiento, ya que no lo requieren. En el circuito de la Fig. 58, observamos los dos casos para disparo de tiristores.

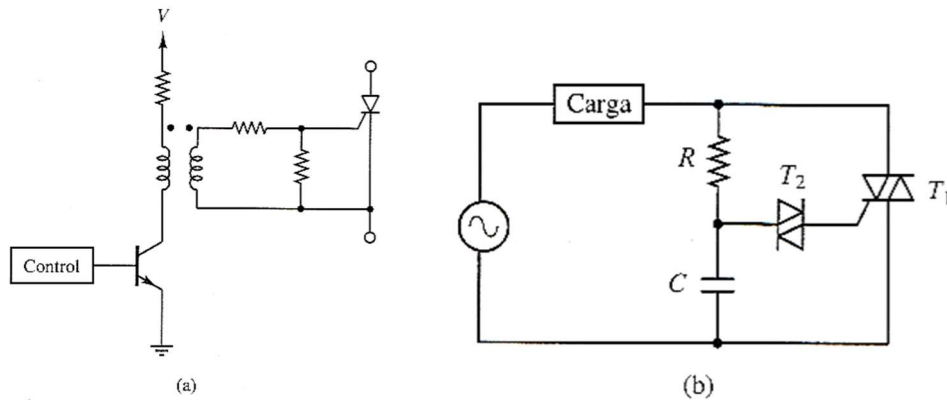


Fig. 58 Circuito de disparo para un tiristor: (a) con acoplamiento magnético y (b) RC simple. [4]

2.6.3. PROTECCIÓN FRENTE A SOBRETENSIÓN

Las sobretensiones originadas dentro de los equipos casi siempre son causadas por derivas de intensidad elevadas circulantes por inductancias discretas o distribuidas. Una forma drástica de eliminar estas sobretensiones es utilizar supresores en paralelo con el componente o equipo a proteger.

Para la protección de circuitos frente a sobretensiones se emplean diodos de selenio, para una protección unipolar, y varistores, para una protección bipolar. Los diodos de selenio se emplean en la zona de tensión negativa (ver Fig. 59). Si la tensión que protegen no supera el valor V_z , el diodo de selenio se comporta como un interruptor abierto, pero si dicha tensión se supera, el diodo de selenio entra en conducción y fija la tensión a un valor V_z , protegiendo el circuito que tiene en paralelo. En la Fig. 60a se emplea un diodo de selenio para proteger un IGBT frente a un valor excesivo de la tensión colector - emisor; se trata de una protección unipolar. En la Fig. 60b se han colocado dos diodos de selenio en oposición para implementar una protección bipolar en la tensión alterna de entrada al rectificador. En el caso de la Fig. 60c se ha implementado una protección trifásica, frente a un exceso en cualquiera de las tres tensiones alternas de entrada.

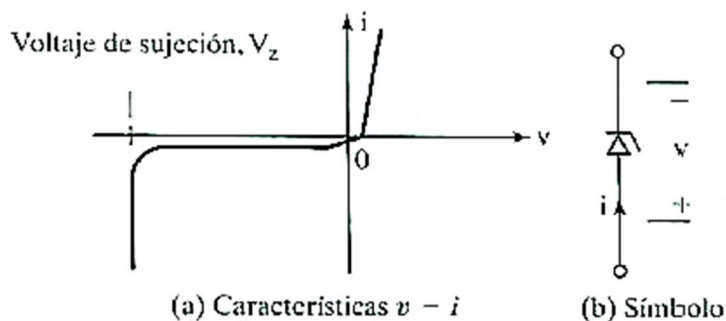


Fig. 59 Característica V - I y símbolo de un diodo de selenio. [1]

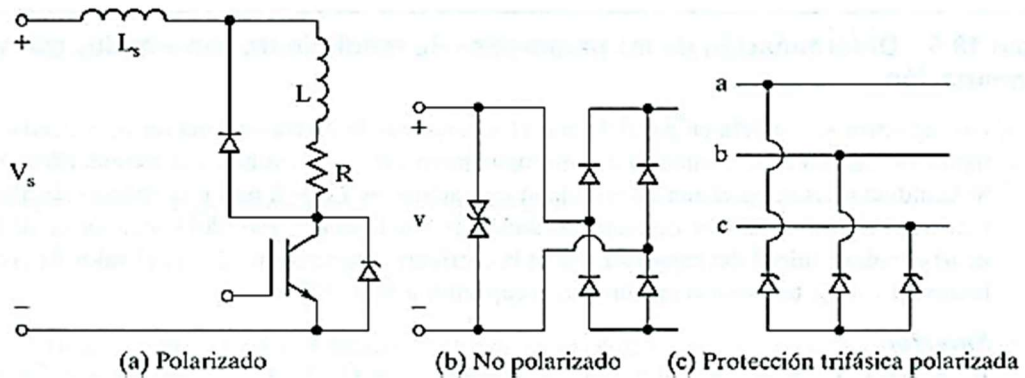


Fig. 60 Diodo de selenio implementando distintos tipos de protección. [1]

Para la protección frente a tensiones positivas y negativas excesivas, normalmente tensiones alternas, se suele emplear un varistor. La curva $V - I$ de un varistor es simétrica respecto del origen; tiene una corriente cero cuando el valor absoluto de la tensión es menor que el nivel de protección, en la Fig. 61 vemos su símbolo y característica.

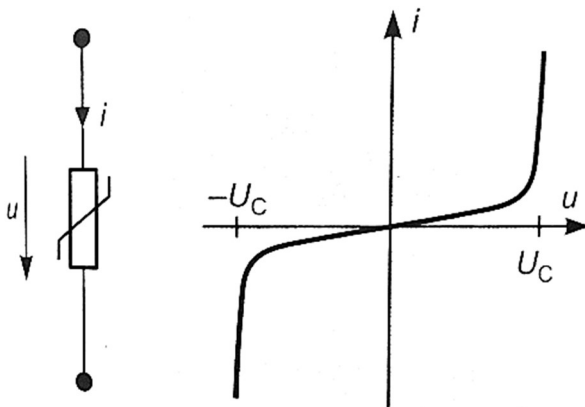


Fig. 61 Símbolo y característica $V-I$ de un varistor. [2]

El varistor limita el voltaje manteniéndolo en una tensión de conducción que aumenta bastante con la corriente que absorbe. Funciona a la manera de un cúmulo de hipotéticos y pequeños diodos Zener bidireccionales asociados en serie y en paralelo. La naturaleza del propio componente impide que sirva para realizar protecciones de tensiones finas, con márgenes de actuación estrechos.

2.6.4. PROTECCIÓN FRENTE A SOBRECORRIENTE

La limitada capacidad de sobrecarga térmica de los semiconductores obliga a disponer en sus circuitos de ciertos elementos adicionales limitadores de intensidad, los cuales pueden ser tan solo de limitación (generalmente inductancias en serie) o de corte (fusibles).

La protección habitual frente a sobrecorrientes para diodos y tiristores son los fusibles, que se colocan en serie con el semiconductor a proteger (ver Fig. 62). El fusible debe elegirse para que, en el caso de sobrecorriente, se abra antes de que se queme el semiconductor.

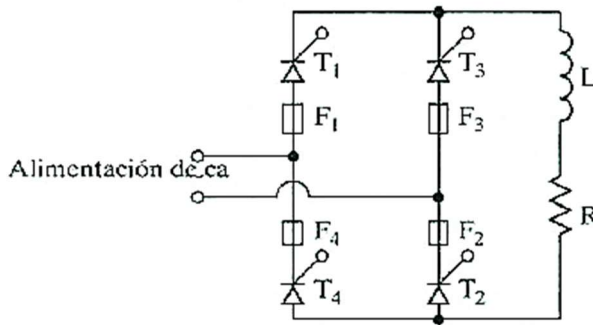


Fig. 62 Protección frente a sobrecorrientes mediante fusibles conectados en serie con el semiconductor. [1]

Cuando un fusible es atravesado por una sobrecorriente, la corriente inicialmente crece de la misma forma que crecería si no hubiera fusible hasta que alcanza el valor de la “corriente pico admitida”, durante un tiempo denominado “tiempo de fusión” (t_m) (ver Fig. 63). En ese instante comienza a producirse el arco eléctrico y la corriente se va reduciendo. El tiempo que transcurre hasta la extinción se denomina “tiempo de arqueo” (t_a). La suma de estos dos tiempos se denomina “tiempo de despeje” (t_c). En la Fig. 63 se puede observar también la “corriente prospectiva de falla”, que es el valor que habría tomado la corriente en caso de no haber fusible.

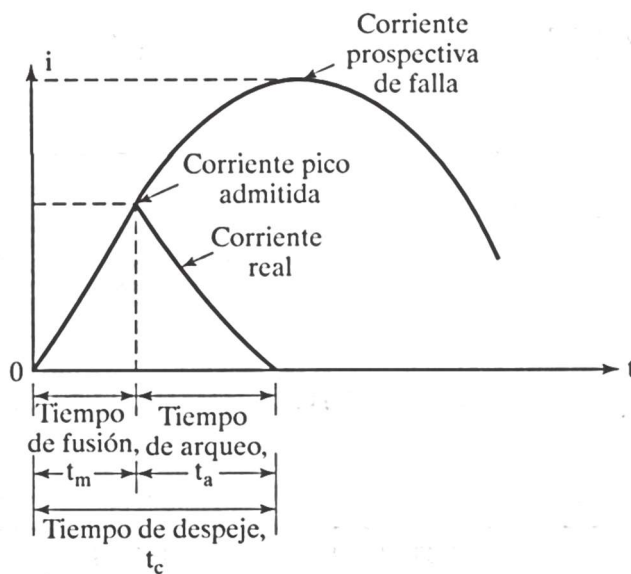


Fig. 63 Comportamiento de un fusible frente a una sobrecorriente y definición de los tiempos asociados. [1]



El parámetro I^2t energía admitida y es responsable de fundir el fusible. El parámetro I^2t del fusible debe ser menor que el parámetro I^2t del dispositivo que se va a proteger, para que el fusible se funda antes que el semiconductor. Es un parámetro útil para predecir el efecto de fuertes y cortas sobrecargas. En los semiconductores es un índice del calor generado durante una sobreintensidad transitoria, mientras que en los fusibles lo es de la energía que dejan pasar durante el proceso de fusión.

Hay dos tipos de sobrecorrientes que pueden destruir un semiconductor, que se pueden denominar de forma genérica cortocircuito y sobrecarga. El cortocircuito es una corriente muy elevada, pero de muy poca duración, mientras que la sobrecarga es una corriente algo superior a la nominal, pero de una duración suficiente para estropear al semiconductor. En los convertidores de pequeña potencia se pueden emplear fusibles que sean capaces de proteger a los semiconductores frente a ambos tipos de sobrecorrientes; en la Fig. 64a se puede ver que el fusible soporta menor corriente que el semiconductor en todo tipo de sobrecorrientes. En los convertidores de gran potencia no se puede resolver el problema de las sobrecorrientes mediante el uso exclusivo de fusibles, ya que su curva de corriente máxima en función de la duración no abarca todo el rango de la curva del semiconductor (ver Fig. 64b). Es necesario el empleo de fusible para proteger frente a cortocircuitos y otro tipo de aparato, como un interruptor automático, para la protección frente a sobrecargas.

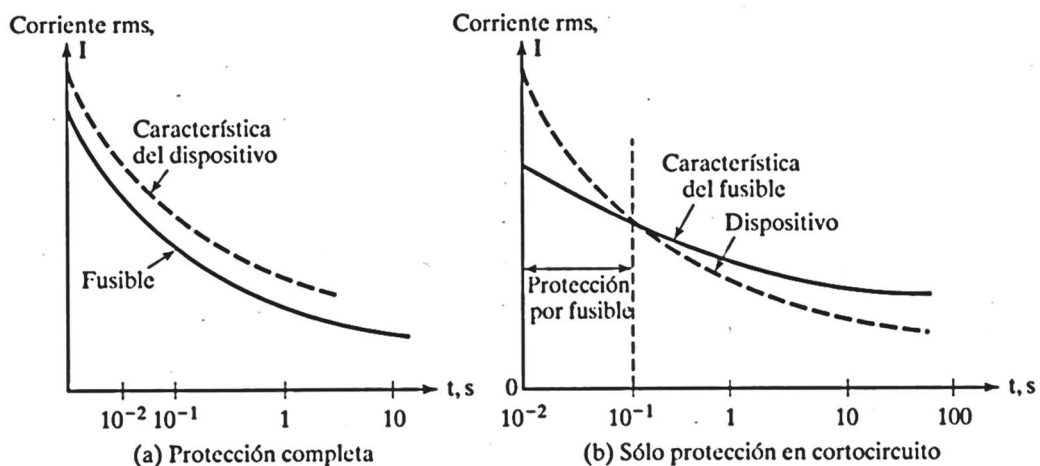


Fig. 64 Protección de semiconductores: (a) protección completa mediante fusible, (b) protección por fusible solo frente a cortocircuito. [4]

2.6.5. PROTECCIÓN FRENTE A EMI

Se denomina EMI a las interferencias electromagnéticas, que pueden ser conducidas o radiadas. La fuente EMI principalmente es cualquier sistema donde la corriente o tensión cambia rápidamente. La EMI puede radiarse a



través del espacio, como ondas electromagnéticas, o conducirse en forma de corriente a través de un cable. La conducción puede ser en forma de corrientes en modo común o modo diferencial. Las emisiones pueden clasificarse en banda ancha o banda estrecha.

En general las fuentes EMI pueden dividirse en dos categorías, naturales y provocadas por el hombre. En la segunda categoría podemos decir que pueden ser intencionadas o no intencionadas.

Se dice que todo sistema que no emita EMI, más allá de cierto nivel, y que no se vea afectado por las EMI, tiene compatibilidad electromagnética (EMC).

Para minimizar la emisión de EMI se emplean condensadores o técnicas de conmutación suave para filtrar ruido conducido, y mallas y cables trenzados para evitar el ruido radiado.

Para conseguir blindaje contra EMI se emplea apantallamiento para el ruido radiado, y filtros para el ruido conducido.

2.7. RÉGIMEN TÉRMICO

Debido al funcionamiento de los semiconductores se producen unas pérdidas de potencia en los mismos, que son responsables de la elevación de la temperatura del semiconductor. Se emplean radiadores para ayudar a disipar la potencia al ambiente para que la temperatura en la unión del semiconductor no supere el valor máximo que provoca su destrucción.

El semiconductor tiene una o dos caras planas para poder ser atornillado al radiador, empleando una pasta térmica para que el contacto térmico sea más efectivo. El calor se puede evacuar mediante convección natural, cuando la potencia disipada es pequeña, o mediante un ventilador cuando la potencia es elevada. Si la potencia es muy grande se pueden emplear radiadores refrigerados mediante agua.

Antes de encender un equipo electrónico, tanto el semiconductor como el radiador se encuentran a la temperatura ambiente. Cuando se conecta, empieza la disipación de potencia y tanto el semiconductor como el radiador se van calentando. Al principio, toda la potencia disipada se emplea en calentar el conjunto semiconductor - radiador. Posteriormente, parte de la potencia se emplea para calentar el conjunto y parte se disipa en el ambiente. Finalmente, las temperaturas del semiconductor y del radiador permanecen constantes y toda la potencia generada se disipa al ambiente. A este último estado se le



denomina régimen térmico permanente, mientras que al anterior régimen térmico transitorio.

2.7.1. RÉGIMEN TÉRMICO PERMANENTE

Al régimen permanente se llega tras un cierto tiempo de funcionamiento, y supone que la potencia generada es constante y que la temperatura de todos los elementos involucrados en la transmisión de calor es constante. El circuito térmico está formado por el semiconductor, que es donde se genera la potencia térmica, la caja o encapsulado del semiconductor, la pasta térmica, el radiador y el ambiente (ver Fig. 65).

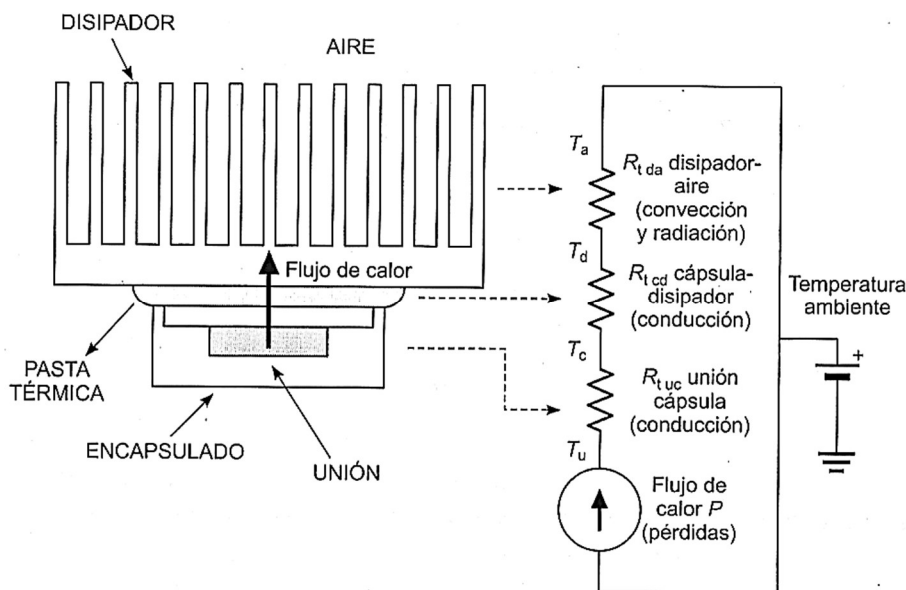


Fig. 65 Montaje de refrigeración de un semiconductor de potencia sobre disipador al aire y esquema eléctrico en régimen permanente. [2]

Las variables involucradas son la temperatura de los distintos elementos y la potencia generada. Están relacionadas mediante un parámetro denominado resistencia térmica. Todos ellos cumplen ecuaciones térmicas similares a las de un esquema eléctrico (ver Fig. 65 derecha) en las que las temperaturas se comportan como potenciales eléctricos, la potencia térmica como una fuente de corriente y las resistencias térmicas como resistencias eléctricas. Dichas ecuaciones son:

$$P = \frac{T_u - T_c}{R_{uc}} = \frac{T_c - T_d}{R_{cd}} = \frac{T_d - T_a}{R_{da}} = \frac{T_u - T_a}{R_{ua}}$$

Ecuación 17. [1]

donde:



- P = potencia disipada
- T_u = temperatura de la unión
- T_c = temperatura de la cápsula
- T_d = temperatura del disipador
- T_a = temperatura ambiente
- R_{uc} = resistencia térmica unión - cápsula
- R_{cd} = resistencia térmica cápsula - disipador
- R_{da} = resistencia térmica disipador - ambiente
- R_{ua} = resistencia térmica unión - ambiente

La resistencia térmica total (unión-ambiente) es la suma de las tres resistencias térmicas:

$$R_{ua} = R_{uc} + R_{cd} + R_{da}$$

Ecuación 18. [1]

2.7.2. RÉGIMEN TÉRMICO TRANSITORIO

El régimen térmico transitorio se produce cuando hay alguna variación de alguna variable: encendido del equipo, variación de la potencia disipada. En este régimen la potencia térmica generada es distinta de la potencia disipada al ambiente, si la primera es mayor entonces se produce un calentamiento, si la primera es menor se produce un enfriamiento. La variación de temperatura del semiconductor es mucho más rápida que la del radiador y la cápsula, debido a la mucha menor masa del primero.

Los cálculos térmicos durante el régimen térmico transitorio se pueden realizar de la misma forma que en el permanente, sin más que sustituir la resistencia térmica unión - ambiente R_{ua} por un nuevo parámetro denominado impedancia térmica unión - ambiente $Z_{ua}(t)$ que es variable con el tiempo. Cuando ha transcurrido un tiempo grande, la impedancia térmica unión-ambiente se convierte en la resistencia térmica unión - ambiente, $Z_{ua}(t \rightarrow \infty) = R_{ua}$. Durante los primeros instantes ($t < 1$ s), toda la variación de la impedancia térmica unión - ambiente es debida a la variación de la impedancia térmica unión - caja, $Z_{ua}(t) \approx Z_{uc}(t)$ debido a que la variación de temperatura se produce casi exclusivamente en el semiconductor por su poca masa. Al final de este tiempo inicial, la impedancia térmica unión - ambiente es aproximadamente igual a la resistencia térmica unión - caja, $Z_{ua}(1s) \approx Z_{uc}(1s) \approx R_{uc}$. A partir de este momento, el aumento de la impedancia térmica se debe al calentamiento de la cápsula y del radiador.



Cuando se aplica un escalón de potencia al conjunto semiconductor - radiador, la temperatura de la unión comienza a aumentar (ver Fig. 66), produciéndose un incremento de temperatura en la unión $\Delta T_u(t)$ que se calcula como el producto de la potencia por la impedancia térmica transitoria:

$$\Delta T_u(t) = P \cdot Z_{ua}(t - t_o)$$

Ecuación 19. [1]

Para calcular la temperatura en la unión hay que sumar la temperatura ambiente,

$$T_u(t) = T_a + \Delta T_u(t) = T_a + P \cdot Z_{ua}(t - t_o)$$

Ecuación 20. [1]

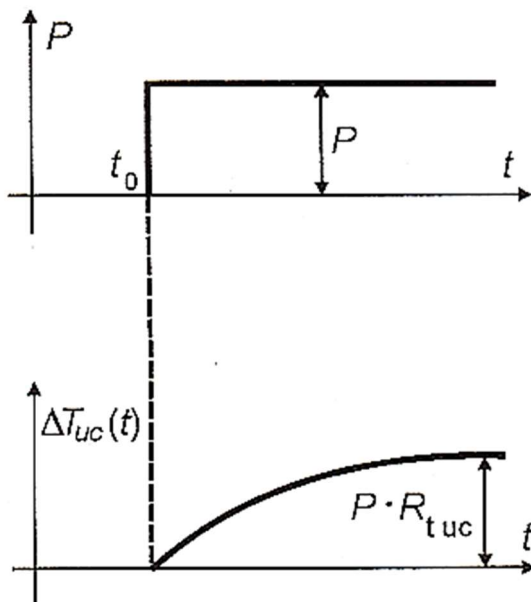


Fig. 66 Evolución del incremento de la diferencia de temperatura entre la unión y la capsula de un semiconductor ante un escalón de potencia. [2]

Cuando se aplica una potencia con forma de pulso, la variación de temperatura se calcula descomponiendo dicho pulso de potencia en dos escalones, uno positivo y otro negativo (ver Fig. 67). El incremento de temperatura en la unión se calcula sumando el efecto de cada uno de los dos escalones de potencia, el primero corresponde a un calentamiento y el segundo a un enfriamiento.

$$\Delta T_u(t) = P[Z_{ua}(t - t_o) - Z_{ua}(t - t_1)]$$

Ecuación 21. [1]

$$T_u(t) = T_a + \Delta T_u(t) = T_a + P[Z_{ua}(t - t_o) - Z_{ua}(t - t_1)]$$

Ecuación 22. [1]

En caso de que las variaciones de potencia tengan una forma más compleja, se deben descomponer en sucesivos escalones de potencia, calcular las variaciones de temperatura que corresponden a cada escalón de potencia y sumarlas para obtener la temperatura de la unión.

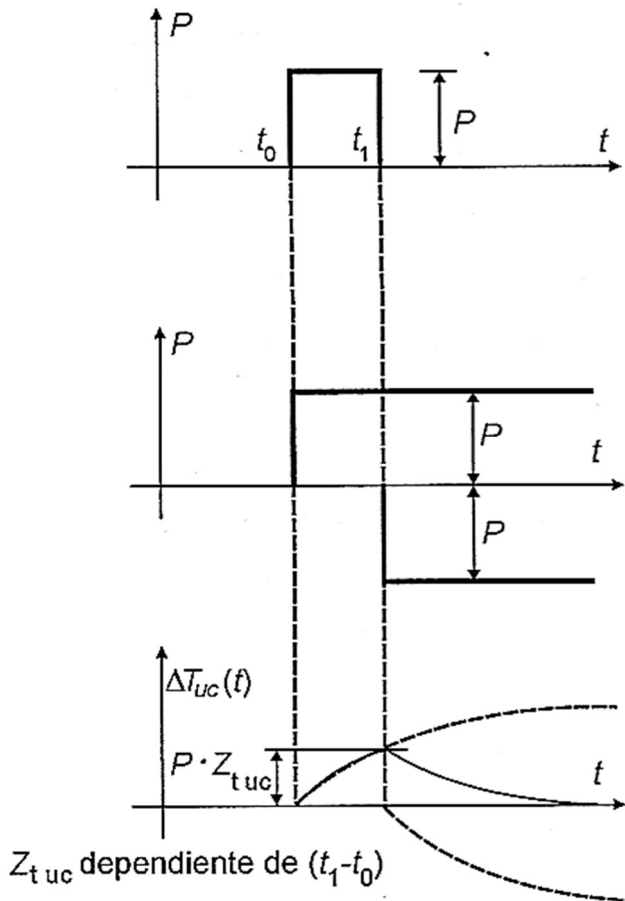


Fig. 67 Evolución del incremento de la diferencia de temperatura entre la unión y la capsula de un semiconductor ante un impulso de potencia. [2]



3. INVERSORES

Los convertidores de potencia CC/CA (Inversores) se encargan, por conmutación del voltaje CC de entrada en una secuencia predeterminada, de generar una tensión CA de salida de magnitud, frecuencia y fase controlable. En la Fig. 68 vemos el símbolo.

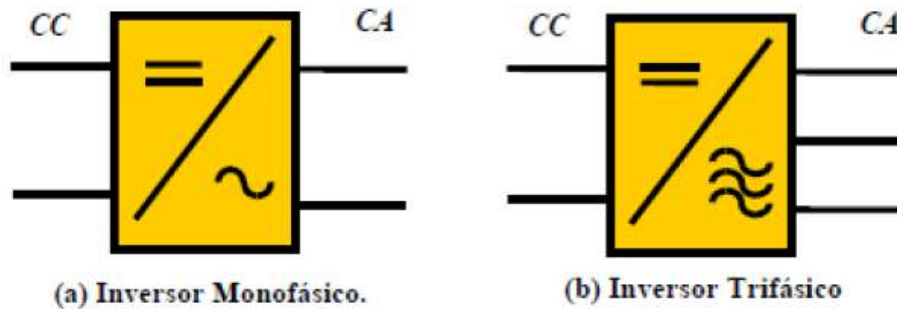


Fig. 68 Simbología inversor: (a) monofásico, (b) trifásico. [1]

El sentido de la tensión y corriente en la carga nos habla de flujo de potencia (ver Fig. 69):

- Cuadrante 1: tensión $V_o > 0$, corriente $i_o > 0$ \rightarrow potencia absorbida $p_o > 0$. (Inversor).
- Cuadrante 2: tensión $V_o < 0$, corriente $i_o > 0$ \rightarrow potencia absorbida $p_o < 0$. (Rectificador).
- Cuadrante 3: tensión $V_o < 0$, corriente $i_o < 0$ \rightarrow potencia absorbida $p_o > 0$. (Inversor).
- Cuadrante 4: tensión $V_o > 0$, corriente $i_o < 0$ \rightarrow potencia absorbida $p_o < 0$. (Rectificador).

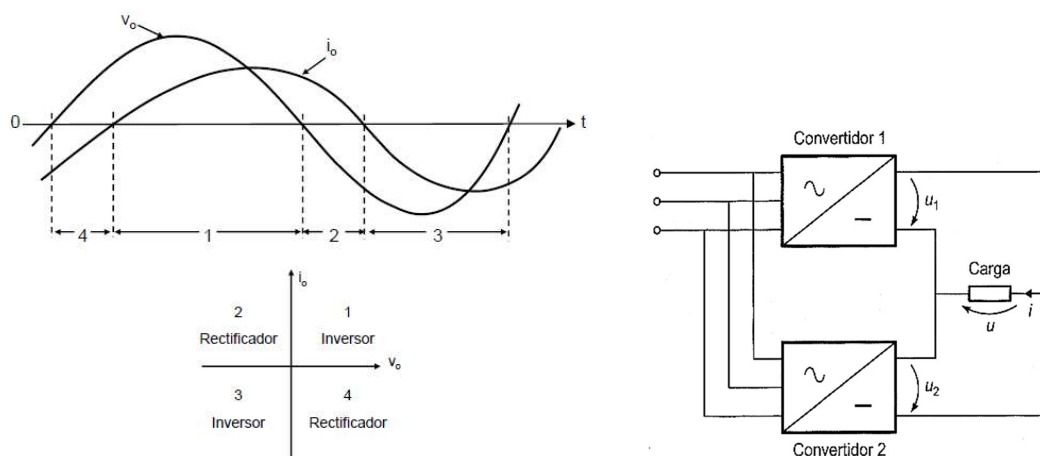


Fig. 69 Funcionamiento del ciclo convertidor. [2] [7]

Las aplicaciones industriales generalmente se caracterizan por un flujo de potencia que va desde el sistema de distribución CA hasta la carga. Significa



que la potencia activa fluye desde el lado de CC al lado CA del inversor. Sin embargo, hay una cantidad importante de aplicaciones en las cuales la carga puede suministrar energía al sistema. Por otra parte, esto podría ser una condición ocasional, así como una condición de funcionamiento normal. Esto se conoce como el modo de operación regenerativa. Para simplificar la notación, Podría decirse que un inversor opera en el modo de motor cuando la potencia fluye desde el lado CC al lado CA, y en el modo de regeneración cuando la potencia fluye desde el lado CA al lado CC.

Los convertidores de potencia estáticos, específicamente los inversores, están contruidos con semiconductores de potencia y, por lo tanto, las formas de onda de salida CA están formadas por valores discretos. Esto lleva a la generación de formas de onda que presentan transiciones rápidas en lugares suaves. Este comportamiento debe garantizarse mediante una técnica de modulación que controle el tiempo y la secuencia utilizada para encender y apagar los interruptores de potencia. Las técnicas de modulación más utilizadas son la técnica basada en portadora (por ejemplo, modulación de ancho de pulso sinusoidal, SPWM), la técnica de vector espacial (SV) y la técnica de eliminación selectiva de armónicos (SHE). La forma discreta de las formas de onda de salida CA generadas por estas topologías impone restricciones básicas a las aplicaciones de los inversores.

Aplicaciones de los inversores:

- Actuadores para motores CA: permiten variar la tensión y la frecuencia de alimentación de los motores. Ver Fig. 70.
 - o Ventiladores industriales
 - o Cintas transportadoras
 - o Bombas hidráulicas
 - o Compresores
 - o Maquinas eléctricas

- Sistemas de alimentación ininterrumpida (SAI): generan una tensión senoidal a partir de una batería con el fin de sustituir a la red cuando se ha producido un fallo de suministro. Ver Fig. 71.
- Generación fotovoltaica: donde el inversor se emplea para adaptar la energía proporcionada por campo fotovoltaico (CC) a las necesidades de la carga (señal cuadrada para autoconsumo, señal senoidal para autoconsumo o inyección a red).
- Generación eólica.
- Transmisión de energía en alta tensión continua (HVDC). Ver Fig. 72.



- Calentamiento por inducción: consiste en el calentamiento de un material conductor a través del campo generado por un inductor.
- Sistemas de aire acondicionado.
- Electrodomésticos.
- Tracción eléctrica.

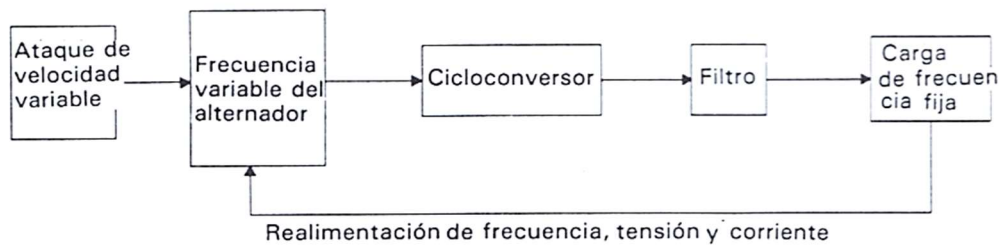


Fig. 70 Alimentación de velocidad variable y frecuencia constante. [8]

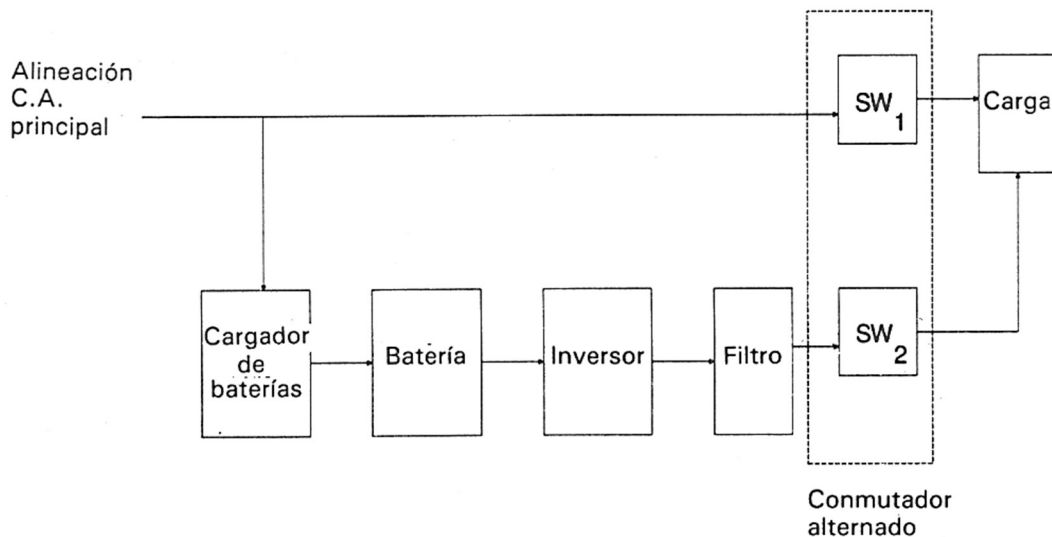


Fig. 71 Fuente de alimentación interrumpible o en espera. [8]

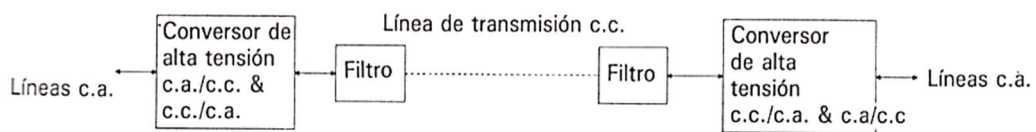


Fig. 72 Sistema de transmisión de alta tensión CC. [8]

Como el objetivo del inversor es utilizar una fuente de tensión continua para alimentar a una carga que requiera corriente alterna, resulta útil describir la calidad de la tensión o corriente de la salida alterna. Esto puede expresarse con el factor de distorsión armónica total (DAT o en siglas inglesas THD) cuya ecuación:

$$\text{DAT} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (V_{n,rms})^2}}{V_{1,rms}} = \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_{1,rms}^2}}{V_{1,rms}}$$

Ecuación 23. [2]

La DAT de la corriente se calcula sustituyendo la corriente por la tensión en la ecuación anterior.

3.1. ESTRUCTURA DE UN INVERSOR

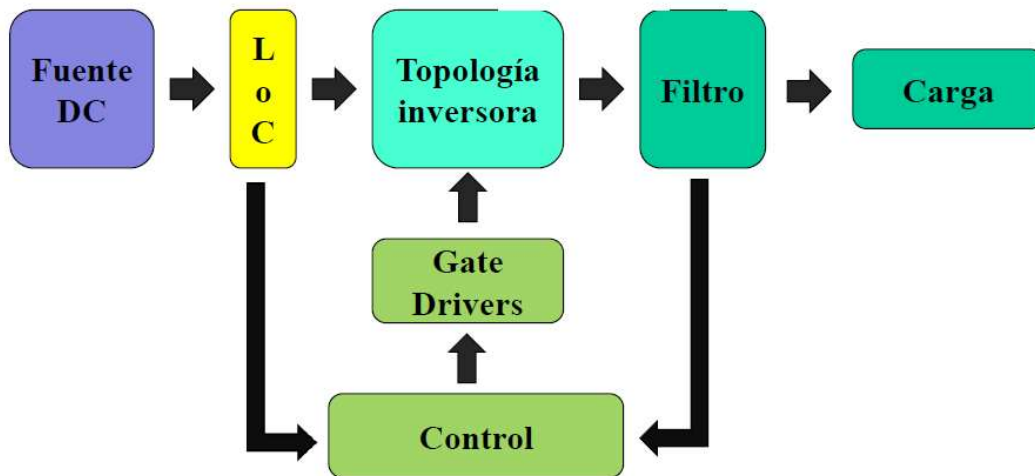


Fig. 73 Esquema estructura de un convertidor CC/CA. [7]

3.2. TIPO DE INVERSORES

Clasificación en función de la necesidad o no de conexión a una fuente CA:

- Inversores no autónomos o guiados: convertidores CA/CC trabajando como inversor. Son convertidores controlados por ángulo de fase. Solo permiten controlar la magnitud de la tensión de salida, no frecuencia.
- Inversores autónomos o conmutados: no requieren la presencia de fuente CA. La tensión de salida es controlable en amplitud, frecuencia y fase. Los polos de potencia necesitan ser forzados al bloqueo.



Clasificación en función de la fuente de entrada al convertidor:

- Inversores en fuente de tensión (VSI): son inversores alimentados por tensión, es decir la tensión de entrada permanece constante. Voltage Source Inverter (VSI). Ver Fig. 74.

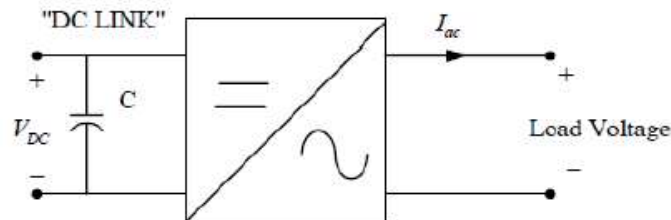


Fig. 74 Símbolo inversor en fuente de tensión. [3]

- Inversores en fuente de corriente (CSI): son inversores alimentados por corriente, es decir la corriente de entrada permanece constante. Current Source Inverter (CSI). Ver Fig. 75.

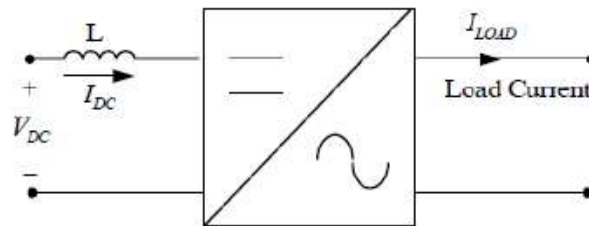


Fig. 75 Símbolo inversor en fuente de corriente. [3]

- Variable DC linked inverter: inversores donde la tensión de entrada es controlable. Ver Fig. 76.

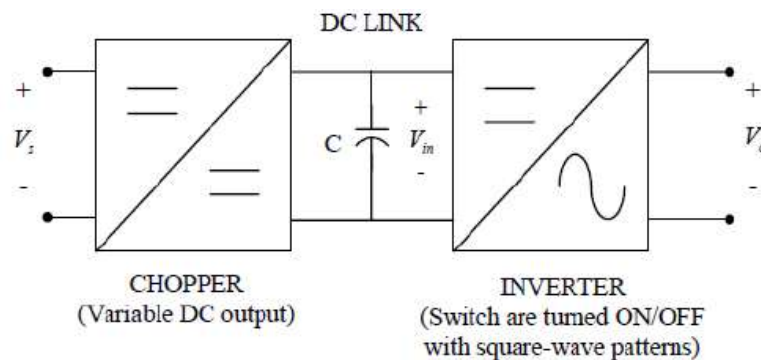


Fig. 76 Símbolo inversor alimentado con fuente de tensión variable. [3]



Clasificación en función del número de niveles en la salida:

- Inversores de dos niveles: genera dos niveles en la tensión de salida (V_{DC} y 0)
- Inversores multinivel: en un inversor multinivel la tensión alterna se obtiene a partir de más de dos niveles de la tensión continua.

Clasificación en función de la topología de la etapa de potencia:

- Inversores en semipunto.
- Inversores en puente.
- Inversores Push-Pull.

Clasificación en función de las fases de salida generadas:

- Monofásicos.
- Trifásicos.

Clasificación en función de la técnica de control empleada:

- Control por pulso único por semiciclo.
- Control por pulso múltiple por semiciclo:
 - o Modulación PWM senoidal.
 - o Modulación SVM.
 - o Modulación Sliding.
 - o Control Predictivo...

3.3. FUNCIÓN EXISTENCIAL

Ecuación que define en cada instante de tiempo el estado de polo de potencia. En la Ecuación 24 vemos la expresión de la función existencial del polo aislado.

$$H(\omega t) = \frac{1}{A} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{n\pi}{A}\right)}{n} \right] \text{cosn}(n\omega t)$$

Ecuación 24. [7]

$$H_{AK}(\omega t) = \frac{1}{A} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{n\pi}{A}\right)}{n} \right] \text{cosn}\left(\omega t - \alpha - \frac{2K\pi}{A}\right)$$

Ecuación 25. [7]



3.3.1. FUNCIÓN EXISTENCIAL EN CC/CA

Control pulso único por semiciclo:

$$H_1 = \frac{1}{A} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{n\pi}{A}\right)}{n} \right] \cos n(\omega t - \alpha)$$

Ecuación 26. [7]

- Mediante un generador de onda cuadrada
- Mediante un generador PWM con un índice de modulación de amplitud elevado.

Control pulso múltiple por semiciclo (PWM):

$$H_1 = \frac{1}{A_o} [1 + x \cos(\omega st)] + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\text{sen}\left(n\pi \frac{1}{A_o} [1 + x \cos(\omega st)]\right)}{n} \right] \cos(n\omega t)$$

Ecuación 27. [7]

- Mediante un generador PWM.

3.4. INVERSORES CC/CA: TOPOLOGÍAS CLÁSICAS

Vamos analizar las diferentes topologías de los inversores en fuente de tensión (VSI), donde la salida CA controlada independientemente es una forma de onda de tensión. Aunque estas mismas topologías se pueden encontrar como inversores de fuente de corriente (CSI), donde la salida CA controlada independientemente es una forma de onda de corriente.

3.4.1. MONOFÁSICA EN SEMIPUENTE

En Fig. 77 observamos esta configuración y en la Fig. 78 las ondas de las variables más interesantes. Un extremo de la carga está conectado permanentemente al punto medio de la batería o fuente CC. El otro extremo se conecta alternativamente a los polos + y - mediante semiconductores de potencia.

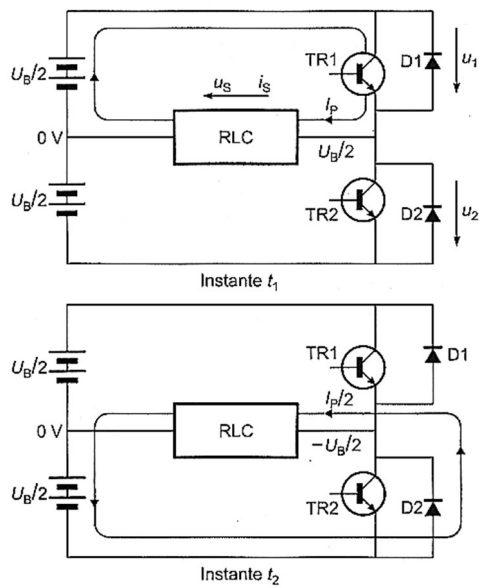


Fig. 77 Inversor monofasico en semipuerta. [2]

Durante los semiperiodos en que TR1 está excitado y saturado, la tensión del extremo derecho de la carga es $+U_B/2$ respecto de la toma media de la batería, salvo caídas de tensión despreciables en el semiconductor. Durante los semiperiodos en que se excita TR2, la tensión de dicho extremo de la carga es $-U_B/2$. La tensión resultante es una onda cuadrada de amplitud $U_B/2$.

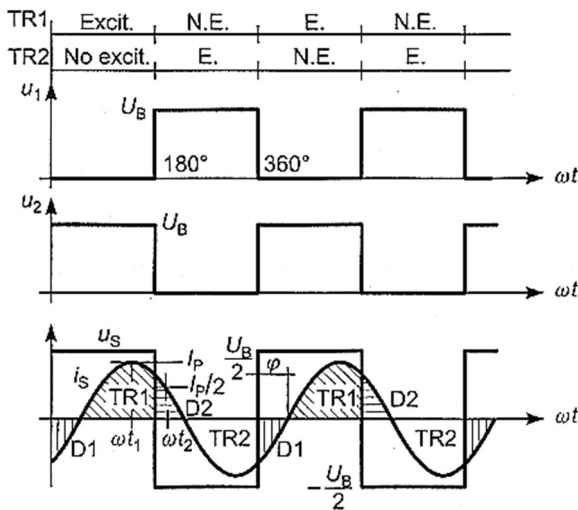


Fig. 78 Pulsos en cada semiconductor. Tensión e intensidad en la carga. Carga RLC, $\varphi = 60^\circ$. [2]

Observando la evolución relativa de u_s e i_s se confirma la necesidad de disponer diodos en antiparalelo con los transistores que permitan la circulación de intensidad reactiva. Durante los intervalos de conducción de los diodos, la carga devuelve potencia a la batería porque esta absorbe intensidad por el terminal positivo de la mitad que opera en cada caso.



Características:

- Tensión máxima que debe soportar los polos: U_B más las sobretensiones que originen los circuitos parásitos.
- Tensión máxima en la carga: $U_B/2$, por tanto, para igualar potencia se tendrán corrientes más elevadas que en el puente completo.
- Topología adecuada para tensión alta en la batería y potencias medias en la carga.
- Necesidad de toma media de batería.

3.4.2. MONOFÁSICA EN PUENTE

Consiste en dos ramas de semiconductores conectadas, como en la configuración en semipuerto, a los extremos de la batería. Entre los puntos medios de las ramas X e Y se conecta la carga. En la Fig. 79 se describe este circuito y en la Fig. 80 las ondas de las variables más interesantes.

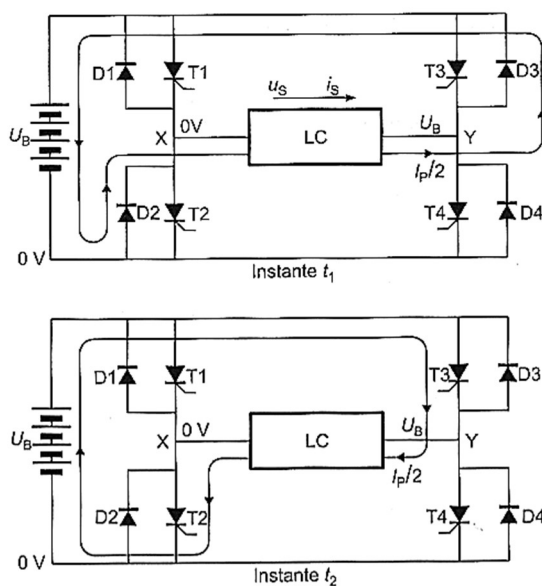


Fig. 79 Inversor monofasico en puente. [2]

Manteniendo excitados T1 y T4, el extremo X de la carga queda conectado al polo positivo de la batería y el Y al polo negativo porque se anulan las tenciones ánodo - cátodo en dichos semiconductores. La tensión de la carga se mantiene igual a U_B . Bloqueando T1 y T4 y excitando T2 y T3, la tensión de la carga se invierte. Haciendo esto de forma alternativa, la carga queda sometida a una tensión de alterna cuadrada de amplitud igual a la tensión de referencia U_B .

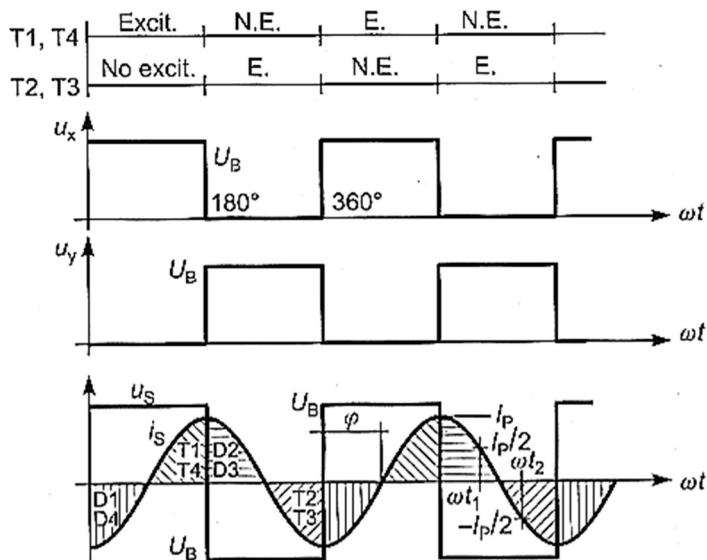


Fig. 80 Pulsos en cada rama inversora. Tensión e intensidad en la carga. Carga reactiva, $\varphi = 90^\circ$. [2]

Características:

- Tensión máxima que debe soportar los polos: U_B más las sobretensiones que originen los circuitos parásitos.
- Tensión máxima en la carga: U_B , por tanto, para igualar potencia se tendrán corrientes más bajas que en el semipunto.
- Topología adecuada para tensión baja en la batería y potencia en la carga alta.
- Doble número de polos de potencia que en el semipunto y que en el push - pull.

3.4.3. PUSH-PULL

Inversor Push - Pull o también llamado inversor monofásico con transformador de toma media. En la Fig. 81 se describe este circuito y en la Fig. 82 las ondas de las variables más interesantes.

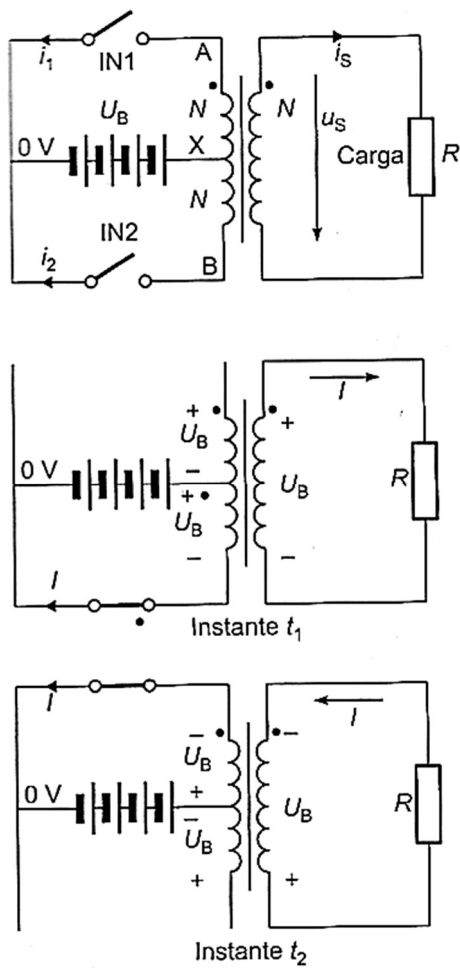


Fig. 81 Inversor monofasico con transformador de toma media. Carga resistiva. [2]

La fuente CC está representada por una batería U_B , el polo positivo a la toma media del primario transformador y el polo negativo, que se toma como referencia de tensiones para el circuito, se conecta alternativamente a los extremos A y B del primario.

En las dos primeras formas de onda vemos la secuencia de los interruptores, y con esta secuencia vemos como es la tensión en cada extremo (A y B) y a la salida.

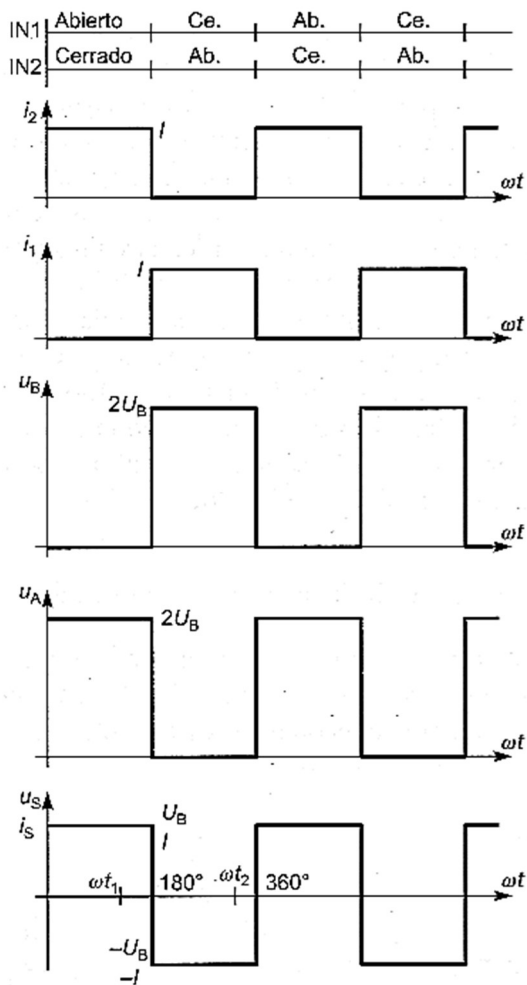


Fig. 82 Pulsos en cada semiconductor. Tensión en cada uno de los extremos. Tensión e intensidad en la carga. Carga resistiva. [2]

Características:

- Tensión máxima que debe soportar los polos: U_B más las sobretensiones que originen los circuitos parásitos, que en este caso serán mayores debido a la inductancia de dispersión del transformador.
- Tensión máxima en la carga: U_B .
- La tensión resultante en la salida es una onda cuadrada de amplitud U_B independientemente de la intensidad para cualquier tipo de carga, cuya frecuencia está determinada por el ritmo de apertura y cierre de los interruptores.
- El transformador de toma media tiene un factor de utilización bajo en el primario y empeora bastante el rendimiento de los circuitos prácticos. No es aconsejable esta topología para potencia de más de 10 KVA.
- Solo utiliza dos interruptores de potencia y ambos están referidos a masa lo que simplifica su gobierno.



3.4.4. TRIFÁSICA

Todas las configuraciones vistas pueden realizarse en versión trifásica. En la Fig. 83 se ve la configuración de un inversor trifásico en puente y en la Fig. 84 vemos las ondas de las variables más interesantes.

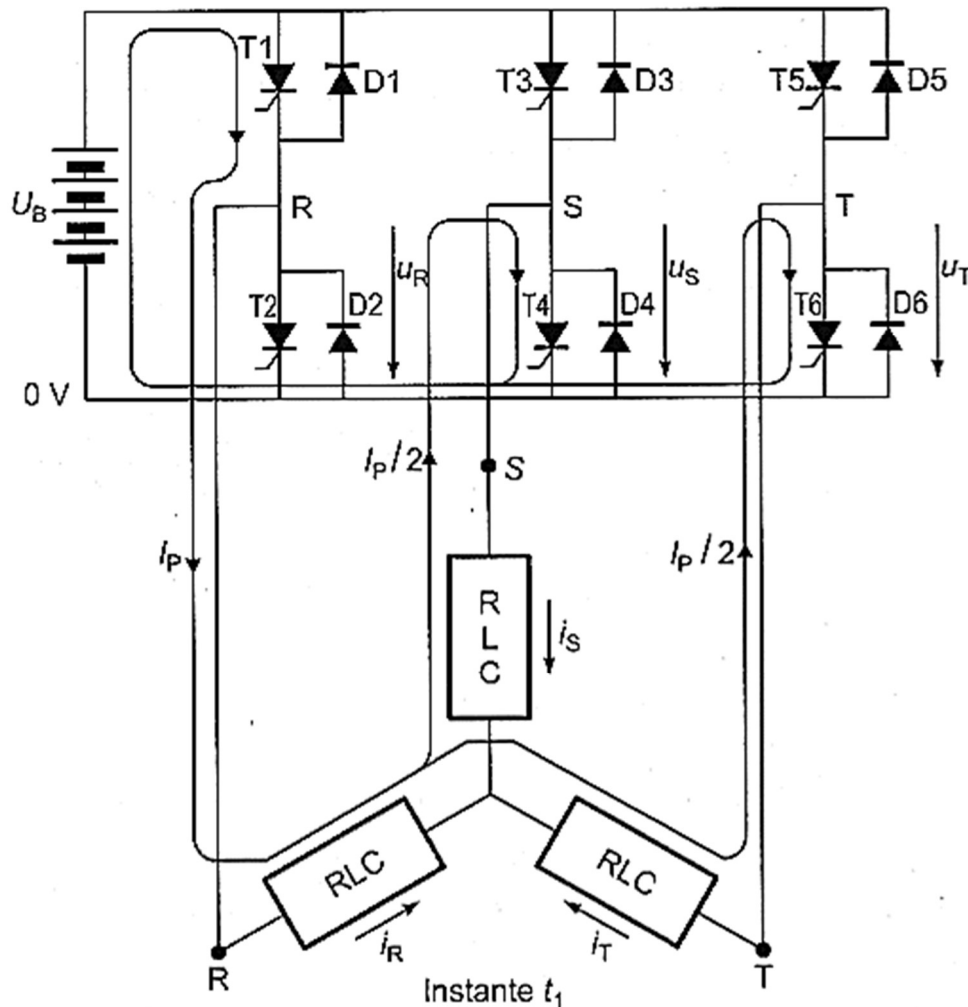


Fig. 83 Inversor en puente trifásico de tres ramas. [2]

La excitación de los semiconductores de una rama está desfasada 120° respecto de otra. Las tensiones de fase u_R , u_S y u_T respecto al negativo de batería son tres ondas cuadradas desfasadas 120° entre sí. Las formas de onda de las tensiones de línea pueden deducirse restando punto a punto las ondas de las tensiones de fase.

Hay que observar que la forma de onda de cada tensión de línea no es cuadrada, sino que presenta intervalos activos de 120° con valor instantáneo de tensión u_B e intervalos de 60° con tensión nula.

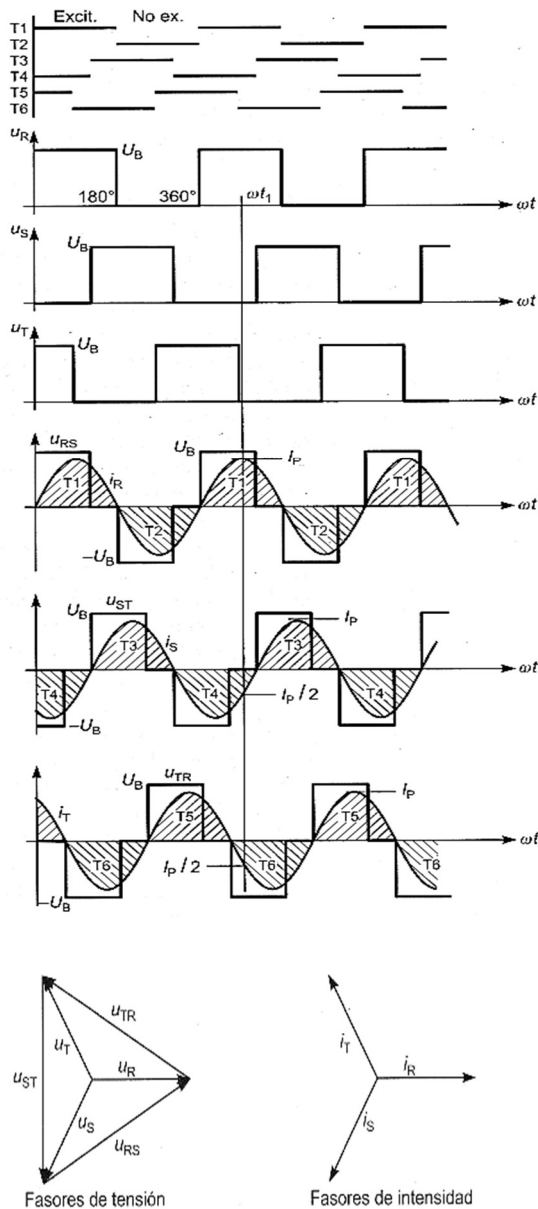


Fig. 84 Pulsos en cada rama inversora. Tensiones de línea e intensidad de cada fase. Carga RLC, $\varphi = 0^\circ$. Fasor de tensión. Fasor de Intensidad. [2]

Se han representado los fasores de las tensiones de línea u_{RS} , u_{ST} y u_{TR} , así como los de las tensiones de fase respecto a un hipotético punto neutro. El ángulo de desfase entre las ondas de tensión y las de intensidad depende del coseno φ de la carga.

También se ha supuesto, por simplificar las ondas de intensidad, que la carga tiene impedancia infinita a los armónicos y se han representado los fasores de las intensidades i_R , i_S e i_T de salida para $\cos\varphi = 1$ en la carga. De la inspección de las posiciones relativas de las ondas de tensión e intensidad se deducen los



intervalos de conducción de cada semiconductor, indicados por las zonas rayadas de las ondas de intensidad.

3.5. MÉTODOS DE SÍNTESIS DE LA TENSIÓN DE SALIDA

3.5.1. PULSO ÚNICO POR SEMICICLO: INVERSOR TRIFÁSICO

Las funciones existenciales de control del circuito de la Fig. 83 vienen dadas por:

$$T_1 = \frac{1}{A} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{n\pi}{A}\right)}{n} \right] \text{cosn}(\omega t)$$

Ecuación 28. [7]

$$T_2 = 1 - T_1$$

Ecuación 29. [7]

$$T_3 = \frac{1}{A} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{n\pi}{A}\right)}{n} \right] \text{cosn}(\omega t - \phi_1)$$

Ecuación 30. [7]

$$T_4 = 1 - T_3$$

Ecuación 31. [7]

$$T_5 = \frac{1}{A} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{n\pi}{A}\right)}{n} \right] \text{cosn}(\omega t - \phi_2)$$

Ecuación 32. [7]

$$T_6 = 1 - T_5$$

Ecuación 33. [7]

Las tensiones de fase vienen dadas por:

$$V_1 = (T_1 - T_2) \cdot \frac{V_{DC}}{2}$$

Ecuación 34. [7]

$$V_2 = (T_3 - T_4) \cdot \frac{V_{DC}}{2}$$



Ecuación 35. [7]

$$V_3 = (T_5 - T_6) \cdot \frac{V_{DC}}{2}$$

Ecuación 36. [7]

Las tensiones de línea son:

$$V_{12} = (T_1 - T_3)V_{DC}$$

Ecuación 37. [7]

$$V_{23} = (T_3 - T_5)V_{DC}$$

Ecuación 38. [7]

$$V_{31} = (T_5 - T_1)V_{DC}$$

Ecuación 39. [7]

Para anular la componente continua $A = 2$ y para un sistema trifásico equilibrado $\phi_1 = 2\pi/3$ y $\phi_2 = 4\pi/3$. No se tiene control ni de amplitud ni de fase. Para controlar la amplitud variar V_{DC} .

3.5.2. PULSO MÚLTIPLE POR SEMICICLO: INVERSOR TRIFÁSICO

Las funciones existenciales de control del circuito de la Fig. 83 vienen dadas por:

$$T_1 = \frac{1}{2}[1 + x\cos(\omega st)] + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\text{sen}\left(n\pi \frac{1}{2}[1 + x\cos(\omega st)]\right)}{n} \right] \cos(n\omega t)$$

Ecuación 40. [7]

$$T_2 = 1 - T_1$$

Ecuación 41. [7]

$$T_3 = \frac{1}{2}[1 + x\cos(\omega st - \frac{2\pi}{3})] + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\text{sen}\left(n\pi \frac{1}{2}[1 + x\cos(\omega st - \frac{2\pi}{3})]\right)}{n} \right] \cos(n\omega t)$$

Ecuación 42. [7]

$$T_4 = 1 - T_3$$

Ecuación 43. [7]



$$T_5 = \frac{1}{2} \left[1 + x \cos\left(\omega st - \frac{4\pi}{3}\right) \right] + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\text{sen}\left(n\pi \frac{1}{2} [1 + x \cos(\omega st - \frac{4\pi}{3})]\right)}{n} \right] \cos(n\omega t)$$

Ecuación 44. [7]

$$T_6 = 1 - T_5$$

Ecuación 45. [7]

Consideramos control PWM unipolar y $\phi_2 = 0$ para desplazar el contenido armónico a $2f$. las tensiones de fase son:

$$V_1 = (T_1 - T_2) \frac{V_{DC}}{2}$$

Ecuación 46. [7]

$$V_2 = (T_3 - T_4) \frac{V_{DC}}{2}$$

Ecuación 47. [7]

$$V_3 = (T_5 - T_6) \frac{V_{DC}}{2}$$

Ecuación 48. [7]

Las tensiones de línea son:

$$V_{12} = (T_1 - T_3)V_{DC}$$

Ecuación 49. [7]

$$V_{23} = (T_3 - T_5)V_{DC}$$

Ecuación 50. [7]

$$V_{31} = (T_5 - T_1)V_{DC}$$

Ecuación 51. [7]

3.6. FILTRO DE SALIDA

Cuando se requiere reducir la distorsión armónica puede disponerse un filtro de salida que permita el paso de la onda fundamental y lo impida a los armónicos. Con esto estaremos ofreciendo a la carga únicamente el primer armónico de la tensión que ha sintetizado el inversor, prescindiendo de los armónicos de orden superior que esta tensión lleva asociados.

Casi todos los filtros con este objetivo tienen configuración en L, que podemos observar en la Fig. 85.

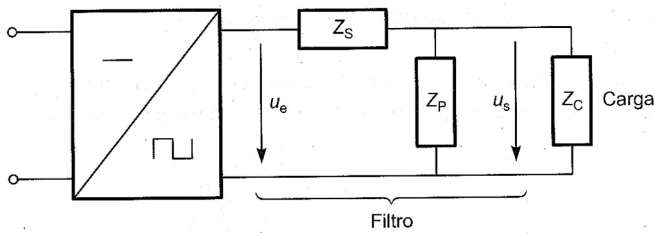


Fig. 85 Filtro de salida. Configuración en L generalizada. [2]

La rama serie debe tener una impedancia baja a la frecuencia de la onda fundamental para que no haya pérdida de tensión y alta a la frecuencia de los armónicos para que absorba la tensión de los armónicos generada por el puente.

La rama paralela debe comportarse de forma opuesta para no cargar al inversor con intensidad de frecuencia fundamental y para cortocircuitar la corriente de los armónicos.

Viendo la Fig. 85 definimos la atenuación del filtro para la frecuencia del armónico de orden n, en la ecuación siguiente:

$$A(n) = \frac{u_s(n)}{u_e(n)} = \frac{|Z_p(n)|}{|(Z_s(n) + Z_p(n))|}$$

Ecuación 52. [2]

Algunos de los filtros en configuración en L podemos verlos en la Fig. 86. Los que tienen en la rama serie una bobina sola tienen el inconveniente de que se pierde en ella tensión de la frecuencia fundamental. Los que disponen en la rama paralelo un condensador solo tienen el inconveniente de que se deriva por él una parte de la intensidad del fundamental.

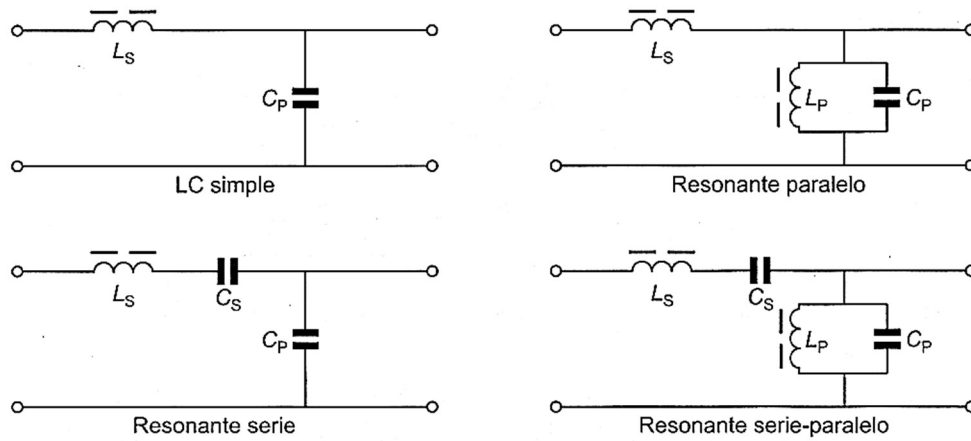


Fig. 86 Diversos tipos de filtro CA en configuración L. [2]

Ambos inconvenientes se pueden eliminar en los inversores de frecuencia fija utilizando ramas resonantes sintonizadas a la frecuencia fundamental.





4. P.W.M

4.1. INTRODUCCIÓN

El PWM (*Pulse Width Modulation*, Modulación por Ancho de Pulso) es una forma muy eficaz de establecer cantidades intermedias de potencia eléctrica entre la máxima potencia y apagado. Una fuente de alimentación con un interruptor de alimentación simple proporciona potencia solo cuando está activado.

Una explicación muy resumida, el PWM consiste básicamente en apagar y encender rápidamente el interruptor que permite el paso de energía. La carga es incapaz de seguir dichas oscilaciones, pero si puede seguir el valor medio de la misma.

La aplicación de la potencia máxima durante cortos periodos de tiempo no causa ningún problema en la práctica. De hecho, el PWM permite que se puedan aplicar potencias máximas superiores a las que se emplean cuando no se hace uso de un PWM, porque la carga a la que se le aplica esa potencia sufre dicho estrés durante pequeños períodos, siempre que el valor medio que sigue la carga sea inferior al permitido por el fabricante.

Se determina ciclo de trabajo al periodo de tiempo en cada intervalo en que el interruptor esta encendido y la energía se está transmitiendo. Un ciclo de trabajo bajo corresponde a poca potencia, porque el interruptor está apagado durante la mayor parte del tiempo. El ciclo de trabajo se expresa en tanto por ciento, el 100% significa que trabajará a máxima potencia.

La variación de ciclo de trabajo de la señal PWM proporciona un voltaje a través de la carga en un patrón específico, que aparecerá a la carga como señal de corriente alterna. Se obtiene una onda sinusoidal pura después de pasar la señal a través de un filtro de paso bajo. El patrón en el que varía el ciclo de servicio de una señal PWM puede implementarse utilizando componentes analógicos simples o un microcontrolador digital. El control PWM encuentra una amplia aplicación en la electrónica moderna. Algunas de estas razones son:

- Pérdida de potencia reducida: los circuitos conmutados tienden a tener un menor consumo de energía porque los dispositivos de conmutación casi siempre están apagados (baja corriente significa baja potencia) o trabajando intensamente (baja caída de tensión significa baja potencia).
- Fácil de generar: las señales PWM son bastante fáciles de generar. Muchos microcontroladores modernos incluyen hardware PWM dentro del chip; El uso de este hardware a menudo requiere poca atención del

microprocesador y puede ejecutarse en segundo plano sin interferir con la ejecución del código.

- Conversión de digital a analógico: el hecho de que el ciclo de trabajo de una señal de PWM pueda controlarse con precisión mediante simples procedimientos de conteo es una de las razones por las que las señales de PWM pueden utilizarse para lograr la conversión de digital a analógico.

La técnica de PWM deseada debe tener las siguientes características:

- La buena utilización del suministro voltaje CC posiblemente una ganancia de alto voltaje.
- Linealidad del control de voltaje.
- Baja amplitud de armónicos de bajo orden de voltaje de salida para minimizar el contenido armónico de las corrientes de salida.
- Pérdidas de conmutación bajas en los semiconductores.
- Tiempo suficiente para el correcto funcionamiento de los semiconductores y el sistema de control.

A la hora de hablar de PWM nosotros nos centraremos en los inversores trifásicos. Las técnicas de modulación PWM se basan en el principio de balance voltio-segundo. Según este principio, el ciclo de trabajo del tren de pulsos generado está determinado por el voltaje con amplitud y frecuencia deseada a la salida del inversor. El PWM sirve para la selección de únicamente los estados validos generados por la activación o no de los interruptores (S1, S2, S3, S4, S5, S6) (ver Fig. 87).

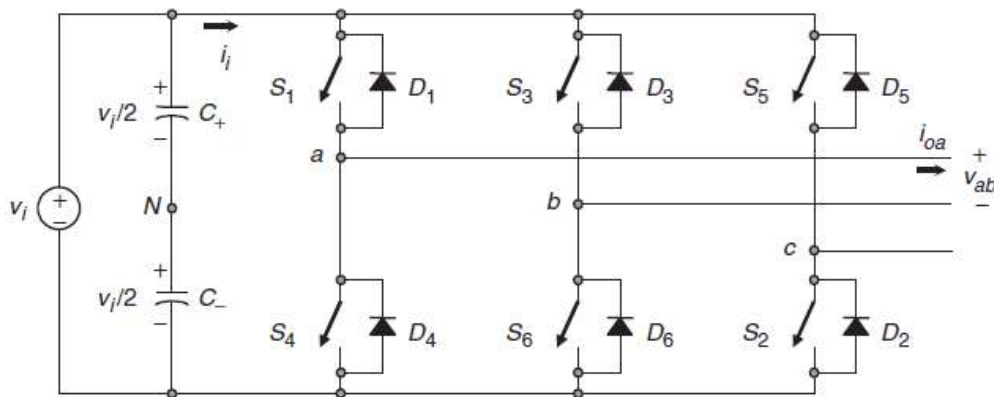


Fig. 87 Inversor Trifásico. [3]

Existen dos enfoques para la implementación de la modulación PWM:

- Modulación PWM basada en portadora (CB-PWM).
- Modulación PWM basada en vectores espaciales(SV-PWM).



4.2. MODULACIÓN PWM BASADA EN PORTADORA

Las señales de activación de los semiconductores se obtienen mediante la comparación entre las amplitudes de una señal de alta frecuencia denominada portadora y una señal de baja frecuencia denominada moduladora o de referencia. Para el cálculo de las señales de cada semiconductor superior e inferior es suficiente un único proceso de comparación puesto que estas son complementarias. Si consideráramos el inversor trifásico, son necesarios 3 procesos de comparación simultáneos, uno para cada rama del inversor de la Fig. 87, como se muestra en la Fig. 88.

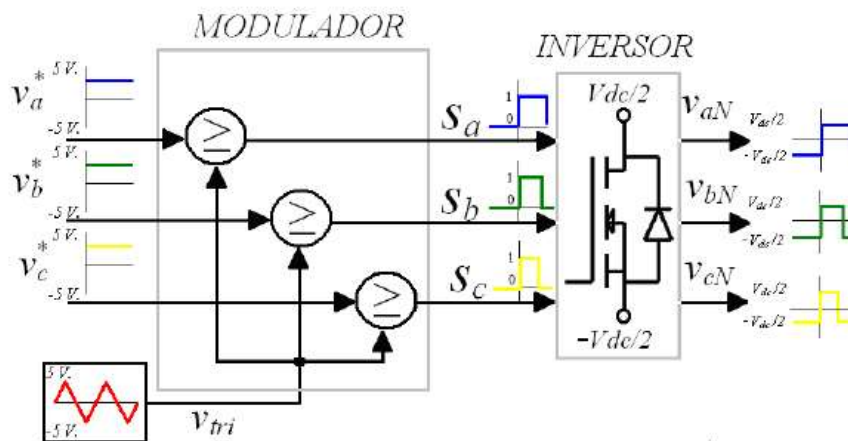


Fig. 88 Esquema de modulación trifásico PWM basado en portadora. [9]

4.2.1. LA SEÑAL PORTADORA.

Esta señal generalmente es periódica y su frecuencia está determinada por diversos criterios, tales como: el nivel de pérdidas por conmutación permitido, la velocidad de conmutación de los dispositivos semiconductores de la etapa de potencia y las regulaciones de compatibilidad electromagnética vigentes, entre otras.

La forma más común de la señal portadora es la triangular, sin embargo, existen otras variantes conocidas como: el diente de sierra con pendiente positiva, el diente de sierra con pendiente negativa y versiones aleatorias que varían entre las anteriores. La forma de la señal portadora define el tipo de control que se hace sobre los flancos de la señal modulada.

4.2.2. LA SEÑAL MODULADORA

La señal moduladora contiene la información de amplitud, frecuencia y fase deseadas y por esta razón se conoce también como señal de referencia. Su forma puede tomar diversos perfiles. Las señales de fase están desfasadas



120° y su amplitud, en el esquema normalizado, varía en el rango $\left[-\frac{V_{DC}}{2} \leq A \leq \frac{V_{DC}}{2}\right]$

4.2.3. EL ÍNDICE DE MODULACIÓN DE FRECUENCIAS

El índice de frecuencias m_f relaciona la frecuencia de la señal portadora f_s con la frecuencia de la señal moduladora f_m :

$$m_f = \frac{f_s}{f_m} = \frac{\omega_s}{\omega_m}$$

Ecuación 53. [9]

Un alto índice de frecuencias permite obtener gran número de pulsos por periodo de la onda fundamental, ubicando a los armónicos indeseables en frecuencias altas y asegurando que su presencia no afecte considerablemente el comportamiento fundamental de la carga; adicionalmente, al ubicar estos armónicos en altas frecuencias se facilita el diseño de los circuitos encargados de filtrarlos.

Por otro lado, un alto índice de frecuencias genera gran cantidad de conmutaciones de los dispositivos semiconductores por periodo fundamental incrementando las pérdidas por conmutación. Por lo tanto, el valor que pueda tomar m_f debe ser seleccionado cuidadosamente de acuerdo con la aplicación específica.

Cuando m_f toma un valor entero se habla de un modulador síncrono, el cual es apropiado para aplicaciones que exigen un bajo índice de frecuencia ($m_f < 21$). Cuando m_f no es entero se habla de un modulador asincrónico, que se caracteriza por generar pulsos de voltaje no periódicos en la salida.

4.2.4. COMPARACIÓN ENTRE PORTADORA Y MODULADORA.

Las señales de activación de los semiconductores se generan en los instantes en que las amplitudes de la señal portadora y la señal de referencia son iguales. Estrictamente, existen dos métodos para obtener el valor de la amplitud de la señal moduladora. De acuerdo con el método empleado, el modulador puede ser clasificado como PWM natural o PWM regular.

En el esquema PWM natural, la conmutación ocurre por la intersección instantánea entre la moduladora y la portadora. Al emplear el PWM natural, los centros de los pulsos generados no quedan alineados con los picos de la señal triangular lo que provoca asimetría en los pulsos resultantes.



En el caso de la PWM uniforme o regular la amplitud de referencia se obtiene a partir del muestreo de la señal de referencia en el instante del pico negativo o positivo de la señal portadora. Cuando el eje de simetría de la triangular coincide con el eje de simetría del pulso generado, este recibe el nombre de PWM regular simétrico (o unipolar). Cuando el muestreo de la señal de referencia se realiza en los instantes de los picos negativos y positivos de la señal portadora (al doble de la frecuencia portadora), los flancos de bajada y los de subida son determinados empleando muestras diferentes de la señal moduladora, en este caso se genera un tren de pulsos asimétrico, por lo tanto, este método recibe el nombre de PWM regular asimétrico (o bipolar).

4.2.5. EL PRINCIPIO DE EQUILIBRIO VOLTIO – SEGUNDO

El objetivo fundamental de la modulación PWM es lograr que la información de amplitud de la señal de referencia esté contenida en el valor medio del tren de pulsos generado (ver Fig. 89).

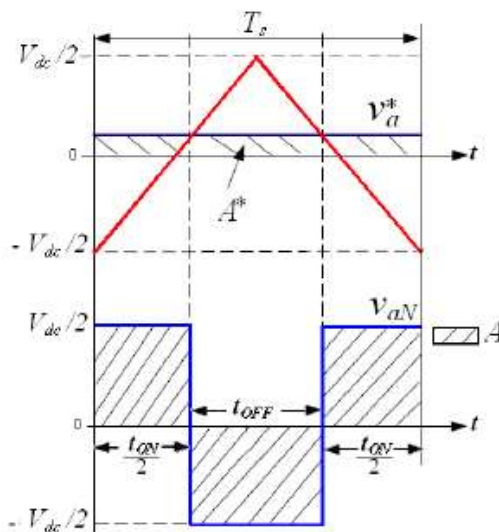


Fig. 89 Principio Voltio - segundo (para una fase cualquiera en un periodo T_s). [9]

4.2.6. EL ÍNDICE DE MODULACIÓN DE AMPLITUD

Una característica importante en la modulación PWM es el nivel de utilización del bus de CC y su indicador más común es el índice de modulación de amplitud (m_a). Se define como la amplitud de la señal de referencia, normalizada con respecto a la amplitud máxima de la portadora:

$$m_a = \frac{V_{m, \text{referencia}}}{V_{m, \text{portadora}}} = \frac{V_{m, \text{seno}}}{V_{m, \text{tri}}}$$

Ecuación 54. [2]

De acuerdo con el valor del índice de modulación de amplitud m_a , se pueden definir dos modos de operación de la modulación PWM: el modo de operación lineal y el modo no lineal.

En el modo de operación lineal, el pico de la señal moduladora es menor o igual al pico de la señal portadora ($m_a \leq 1$). Este se caracteriza porque la relación entre el valor instantáneo de la moduladora y el valor medio de la señal modulada (denominada la ganancia PWM), se aproxima a la unidad ($G \approx 1$).

En el modo no lineal el pico de la señal moduladora es mayor al pico de la señal portadora ($m_a > 1$). Esta condición es conocida como sobremodulación. Se generan relaciones no lineales entre las amplitudes y los ángulos de fase de la señal de referencia y la señal de salida del inversor (ver Fig. 90).

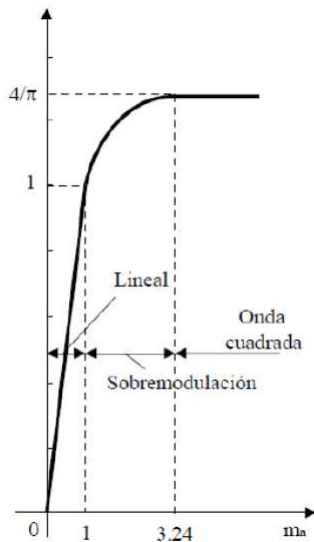


Fig. 90 Variación del valor normalizado del armónico fundamental m_a . [2]

Zona lineal:

- La amplitud del fundamental varia linealmente con el índice de modulación de amplitud.
- Los armónicos de la tensión de salida aparecen en la zona determinada por el índice de modulación de frecuencia.
- Como inconveniente se tiene que la amplitud máxima del fundamental está limitada a $V_{DC}/2$.

Con el objetivo de incrementar la tensión de salida, sobremodulación $x > 1$:

- Logramos incrementar la tensión de salida hasta la obtenida en pulso único por semiciclo.
- Aparecen armónicos a bajas frecuencias.



- La amplitud del fundamental no varía de forma lineal con m_a y además resulta dependiente del valor de m_f .

4.2.7. LA MODULACIÓN PWM SINUSOIDAL (SPWM)

La PWM sinusoidal o SPWM es una técnica simple que garantiza buenos resultados en todas las condiciones de trabajo, incluida la sobremodulación y que presenta un buen desempeño armónico. Este buen desempeño se debe a su frecuencia de conmutación constante, que genera un espectro definido, con componentes en alta frecuencia y con reducción de armónicos de bajo orden. Aunque tiene la limitación en su rango lineal. El rango lineal de modulación se puede expresar mediante el máximo índice de modulación dentro de zona lineal. En la Fig. 91 vemos las formas de onda ideales respecto al circuito visto en la Fig. 87.

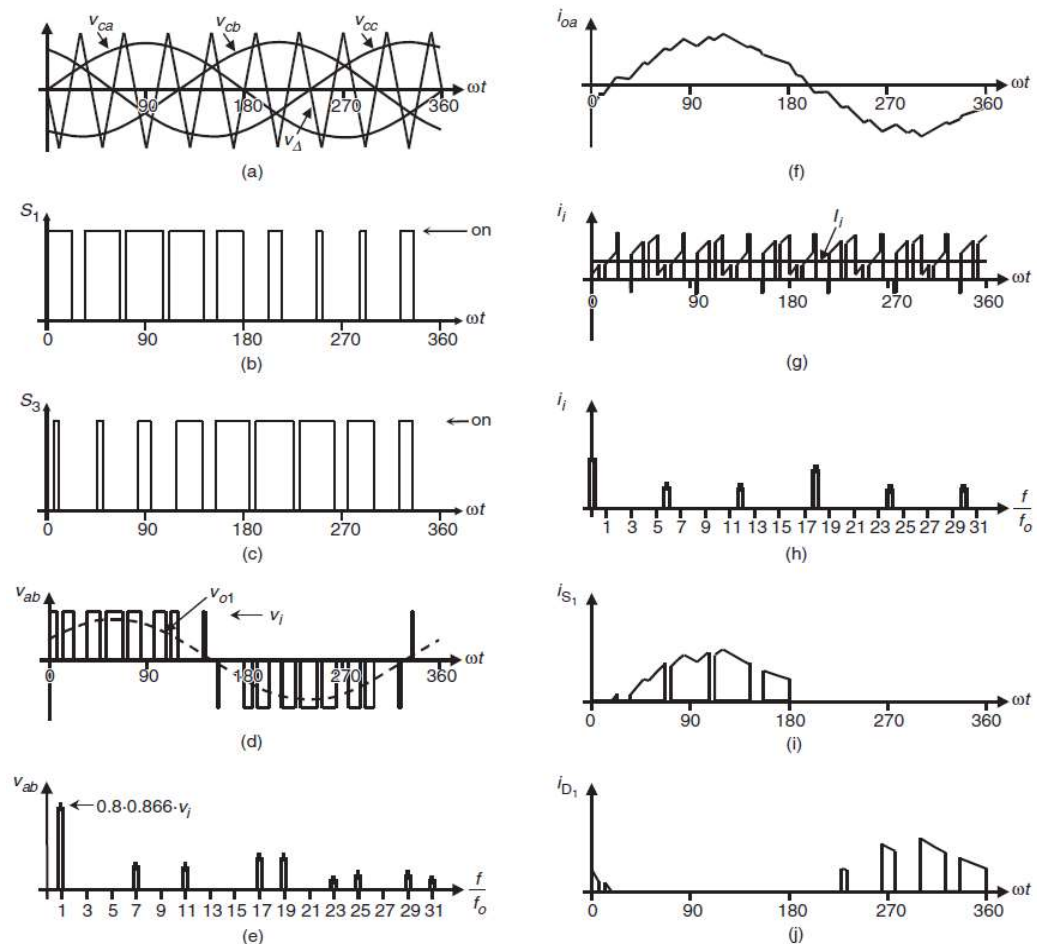


Fig. 91 Formas de onda ideales para el SPWM ($m_a = 0.8$, $m_f = 9$): (a) portadora y señales de modulación; (b) conmutación de estado S1; (c) conmutación de estado S3; (d) voltaje de salida de CA; (e) espectro de voltaje de salida de CA; (f) corriente de salida de CA; (g) corriente continua; (h) espectro de corriente continua; (i) corriente en el interruptor S1; y (j) corriente de diodo D1. [3]



Para esta técnica la frecuencia de la señal portadora normalizada debe ser múltiplo impar de 3. Por lo tanto, todos los voltajes de fase son idénticos, pero a 120° de fase sin armónicos pares. Además, los armónicos a frecuencias, de múltiplo de 3, son idénticos en amplitud y fase. El conjunto de señales moduladoras se define en la Ecuación 55:

$$\begin{aligned}v_a(t) &= A \cdot \sin(\omega_m \cdot t) \\v_b(t) &= A \cdot \sin(\omega_m \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \\v_c(t) &= A \cdot \sin(\omega_m \cdot t - \frac{4\pi}{3}) \\v_a(t) + v_b(t) + v_c(t) &= 0\end{aligned}$$

Ecuación 55. [9]

4.2.8. LA MODULACIÓN PWM CON INYECCIÓN DE SEÑALES DE SECUENCIA CERO.

En aplicaciones equilibradas de accionamientos de motores trifásicos CA, el punto neutro de la carga está aislado con respecto al punto medio del bus CC. Por lo tanto, es posible inyectar cualquier señal entre estos dos puntos sin afectar los voltajes y corrientes línea a línea a la salida del inversor. Sin embargo, desde el punto de vista del inversor, la presencia de esta señal inyectada, denominada señal de secuencia cero (ZSS), modifica las características de desempeño de la modulación, entre ellas: el rango de modulación lineal, las pérdidas por conmutación y el espectro del tren de pulsos modulados.

Teóricamente se pueden establecer infinitas señales de secuencia cero, por lo que existe la posibilidad de desarrollar infinitos algoritmos de modulación, pero debido a las restricciones de desempeño e implementación de inversores prácticos esta posibilidad se reduce a un pequeño número. De este conjunto se destacan algunos desarrollos que pueden ser clasificados en dos grupos: algoritmos PWM continuos y algoritmos PWM Discontinuos. A continuación, se exponen algunas características de linealidad, forma de onda y pérdidas por conmutación de estos dos grupos de moduladores.

4.2.8.1. LOS ALGORITMOS PWM CONTINUOS.

Los denominados algoritmos PWM continuos se caracterizan porque en cada ciclo T_s las señales de referencia y portadora se intersecan por lo menos una vez, originando la conmutación. Hacen parte de esta clasificación la PWM



sinusoidal (SPWM), los algoritmos con inyección del tercer armónico: con amplitud $1/6$ y con amplitud $1/4$, y el algoritmo PWM de vectores espaciales basado en portadora.

- Inyección del tercer armónico (THIPWM): Los algoritmos PWM con inyección del tercer armónico logran incrementar la tensión trifásica de salida de un inversor hasta en un 15% sin salir de zona lineal. Aunque los dos moduladores THIPWM son ventajosos por su buen desempeño teórico con respecto a la generación de contenido armónico e incremento del rango de modulación lineal, presentan complejidad en la implementación ya que el cálculo de la señal de frecuencia involucra altos requerimientos computacionales.
- PWM con vectores espaciales basada en portadora(CB-SVPWM): El esquema de modulación PWM con vectores espaciales basada en portadora, conocido como CB-SVPWM. Para la generación de la señal este modulador compara la magnitud de las tres señales fundamentales, para realizar dos selecciones: primero selecciona la señal con mínima magnitud y luego selecciona la señal de máxima magnitud; posteriormente suma las selecciones hechas y escala el resultado con un factor de -0.5 .

Algunas consideraciones de los algoritmos PWM continuos:

- a) El valor máximo del índice de modulación en la zona lineal difiere en un rango de hasta el 15%, de acuerdo con el algoritmo PWM por lo tanto la eficiencia en el proceso de conversión puede ser mejorada con la selección del algoritmo PWM.
- b) Entre los algoritmos continuos descritos, el SPWM es el de menor eficiencia debido a su limitado rango de modulación lineal.
- c) Los algoritmos THIPWM tienen un buen desempeño armónico. Sin embargo, dicho desempeño es opacado en la práctica por sus requerimientos de implementación.
- d) El algoritmo CB-SVPWM permite la máxima utilización del bus CC y en baja modulación presenta un buen desempeño armónico.
- e) Las pérdidas por conmutación de los moduladores continuos son iguales en los 4 moduladores descritos e independientes del factor de potencia de la carga.

4.2.8.2. LOS ALGORITMOS PWM DISCONTINUOS

Los algoritmos PWM discontinuos, su criterio de optimización son las pérdidas por conmutación asociadas a los interruptores en el inversor y éste se ve plasmado en las reglas de magnitud que emplean para la generación de las señales de secuencia cero. A diferencia de los algoritmos continuos, estos generan conmutaciones solo en 2/3 del ciclo de la señal de referencia. Esto se logra inyectando una señal de secuencia cero que lleva a una de las tres señales fundamentales al nivel del pico positivo o negativo de la portadora triangular. Para elegir la fase que será saturada se aplican reglas de magnitud a las tres señales fundamentales; la fase seleccionada determina la forma de la señal de secuencia cero.

Existen varios algoritmos discontinuos, en general, estos algoritmos presentan un buen desempeño armónico en zona lineal y permiten un rango de modulación lineal máximo del 90.7% del voltaje; a continuación, se realiza una breve descripción de algunos de ellos.

- El algoritmo DPWM1: esta técnica selecciona la señal con mayor valor absoluto de entre las tres fundamentales; la señal seleccionada se lleva hasta el valor máximo positivo o negativo del bus CC durante 1/3 del ciclo de la señal fundamental. Considerando el caso de la fase a se tiene que: La señal de secuencia cero generada se caracteriza por ser periódica con el triple de la frecuencia fundamental y discontinua. La señal moduladora de la fase a (después de haber sido inyectada), tiene dos instantes de saturación, ambos alrededor de los picos de la señal y cada uno con una duración de 60°. El tren de pulsos resultante indica que durante los primeros 60° de saturación, el interruptor inferior de la fase a permanecer abierto y el interruptor superior permanece cerrado en tanto que durante los últimos 60° de saturación los estados se invierten; en consecuencia, la reducción en el número de conmutaciones es igual en los conmutadores inferiores y superiores de cada rama del inversor. En aplicaciones de cargas con factor de potencia cercano a 1, los instantes de saturación coinciden con los instantes en que la amplitud de la corriente a través de los conmutadores del inversor se acerca a su máximo valor. Esta sincronización garantiza una minimización de pérdidas por conmutación de por lo menos un 33% en factores de potencia cercanos a la unidad y por encima del 50% en cargas con factor de potencia igual a 1.
- El algoritmo DPWMMax: este modulador busca saturar la fase de mayor valor instantáneo de entre las tres señales fundamentales. A diferencia de la mayoría de los algoritmos discontinuos, no realiza división de la



zona de saturación. Dicha zona está centrada en el máximo positivo de la señal y tiene una duración de 120° . El efecto de esta saturación se aprecia durante el rango $[30^\circ \leq w_{mt} \leq 150^\circ]$ el conmutador superior de la fase a permanecer cerrado mientras el conmutador inferior permanece abierto; por lo tanto, con este algoritmo se genera una mayor reducción de pérdidas en los conmutadores inferiores. Por sus características, el rango de aplicación de este algoritmo cubre cargas con ángulo de factor de potencia en el rango $[-30^\circ \leq \varphi_{fp} \leq 30^\circ]$.

- El algoritmo GDPWM: permite modificar mediante una variable de control ψ , la localización de la saturación de las señales moduladoras. Al presentar el algoritmo de modulación DPWM1, se dijo que la señal moduladora estaba saturada en medio ciclo de fundamental durante intervalos de 60° . Estos intervalos de saturación están localizados a un determinado ángulo ψ respecto a la posición en que la fundamental presenta su valor máximo. Este algoritmo permite regular este ángulo en el rango $[0^\circ \leq \psi \leq 60^\circ]$ para obtener un conjunto de moduladores discontinuos que minimizan las pérdidas por conmutación, en aplicaciones de cargas con ángulos de factor de potencia con variación entre $[-30^\circ \leq \varphi_{fp} \leq 30^\circ]$. Para generar la señal de secuencia cero, las señales fundamentales son desfasadas un ángulo de $\psi-30^\circ$ y de las 3 nuevas señales la de mayor magnitud absoluta es seleccionada y es saturada.

Algunas consideraciones sobre los algoritmos discontinuos:

- a) El porcentaje de reducción de conmutaciones como consecuencia de la saturación no siempre es igual al porcentaje de reducción de pérdidas, ya que este último depende del factor de potencia de la carga.
- b) Debido a que las pérdidas por conmutación se incrementan con la magnitud de la corriente de fase conmutada de manera aproximadamente lineal, si se produce la saturación de la fase en el momento en que la corriente a través de los conmutadores es máxima, se obtendrá la máxima reducción de pérdidas por conmutación. Adicionalmente, es el factor de potencia de la carga el que determina el instante máximo de la corriente en los conmutadores, por lo tanto, el factor de potencia resulta ser el mejor criterio de selección para los algoritmos discontinuos.
- c) Aun cuando no exista la sincronización entre instantes de saturación y picos de la corriente de la carga, sí existirá una reducción en el nivel de

pérdidas por conmutación y esta será dependiente del factor de potencia de la carga

- d) Entre los algoritmos discontinuos, existe preferencia por aquellos que generan cargas equilibradas en los conmutadores superiores e inferiores ya que estos permiten una partición simétrica del esfuerzo de los conmutadores.

4.3. MODULACIÓN PWM EN VECTORES ESPACIALES (SVPWM).

Actualmente, la modulación SVPWM se ha convertido en una técnica popular para inversores trifásicos, en particular en aplicaciones de control de motores de inducción.

4.3.1. EL VECTOR ESPACIAL DE REFERENCIA

En la modulación PWM basada en vectores espaciales se explota la interacción entre las tres fases y en lugar de usar un modulador para cada fase, se procesa un único modulador para el vector espacial de voltaje del conjunto trifásico.

Cuando las señales moduladoras conforman un sistema equilibrado de señales senoidales, en estado estacionario el vector espacial de referencia se caracteriza por poseer amplitud constante y rotar en el plano $\alpha\beta$ (donde α es la componente real y β la componente imaginaria) trazando una trayectoria circular tal y como se muestra en la Fig. 92.

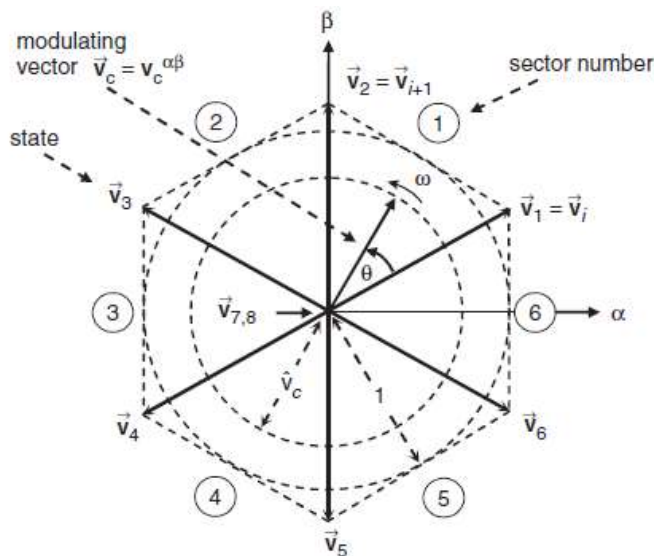


Fig. 92 Representación del espacio vector. [3]



La velocidad de rotación y la amplitud del vector de referencia están determinadas por la frecuencia angular ω_m y la amplitud A de las señales moduladoras respectivamente.

4.3.2. REPRESENTACIÓN VECTORIAL DE LOS ESTADOS DEL INVERSOR

Un vector espacial de voltajes puede ser representado en función de sus voltajes instantáneos de fase.

Existen dos restricciones de operación para el inversor trifásico:

- Nunca se puede cortocircuitar la fuente CC, lo que se traduce en que en una misma rama no pueden conducir los dos conmutadores a la vez.
- Nunca se debe dejar en circuito abierto las inductancias del lado de la carga, lo que se traduce en que siempre debe haber algún semiconductor conduciendo en cada rama.

Teniendo en cuenta estas restricciones, es posible definir una función de conmutación en cada rama del inversor. Esto hace que los estados posibles sean los de la Fig. 93.

Algunas características de estos vectores espaciales son:

- Todos los vectores tienen amplitud constante y orientación fija en el plano $\alpha\beta$.
- El voltaje que los vectores cero aplican a la carga es nulo.
- Los vectores activos poseen igual magnitud y están desfasados mutuamente por un ángulo de $\pi/3$.
- La representación binaria de los estados de cada interruptor correspondientes a los vectores activos adyacentes presenta la particularidad de diferir en tan solo 1 bit.

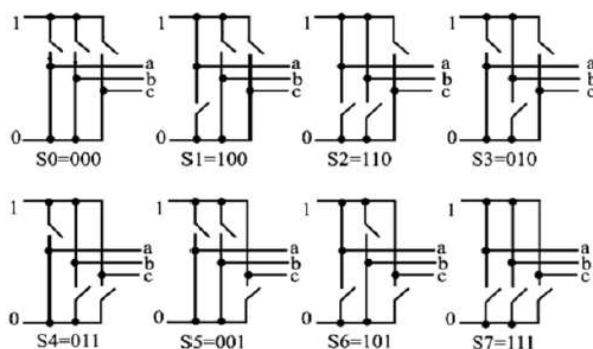


Fig. 93 Estados posibles de un Inversor Trifásico. [9]

Como se muestra en la Fig. 94 los vectores activos dividen el plano $\alpha\beta$ en seis sectores.

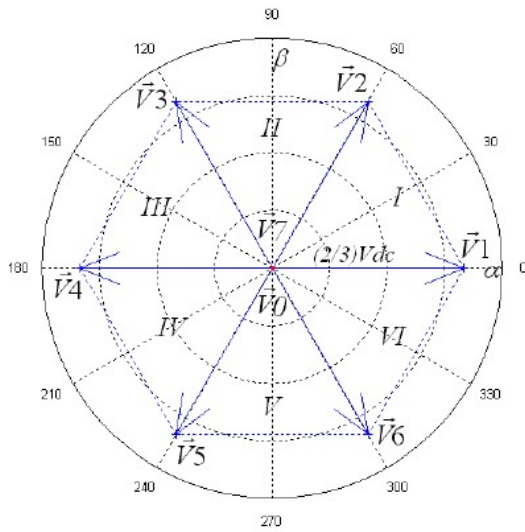


Fig. 94 Hexágono de tensiones de fase del Inversor. [9]

4.3.3. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL SVPWM

El objetivo de la estrategia de modulación SVPWM es aproximar el vector espacial de voltaje de referencia mediante la combinación óptima de los vectores espaciales del inversor. Esta aproximación se logra en un contexto de promedios a lo largo de un periodo de conmutación denominado T_s y su optimización implica 4 requerimientos:

- Mínima desviación instantánea del vector generado.
- Mínimo rizado en las corrientes del inversor.
- Frecuencia de conmutación constante.
- Mínimas pérdidas por conmutación en el inversor.

Con el fin de garantizar mínima desviación instantánea del vector generado, T_s se elige lo suficientemente pequeño con respecto al periodo fundamental y su selección comparte los mismos criterios establecidos para f_s en el apartado de métodos PWM basados en portadora. La aproximación del vector de referencia se facilita al considerar lo siguiente:

- En cualquier instante de tiempo el vector espacial de referencia rotatorio cae en uno de los seis sectores del hexágono del inversor.
- Cualquier vector de voltaje dentro de los límites del hexágono del inversor puede ser aproximado en un ciclo de conmutación T_s , mediante la



descomposición en sus componentes a lo largo de los vectores espaciales del inversor.

Tanto la orientación del vector de referencia como su magnitud determinarán la amplitud media de los vectores componentes y por lo tanto los tiempos en los que estos deben ser aplicados.

En la Fig. 91 vemos las formas de onda ideales respecto al circuito visto en la Fig. 87.

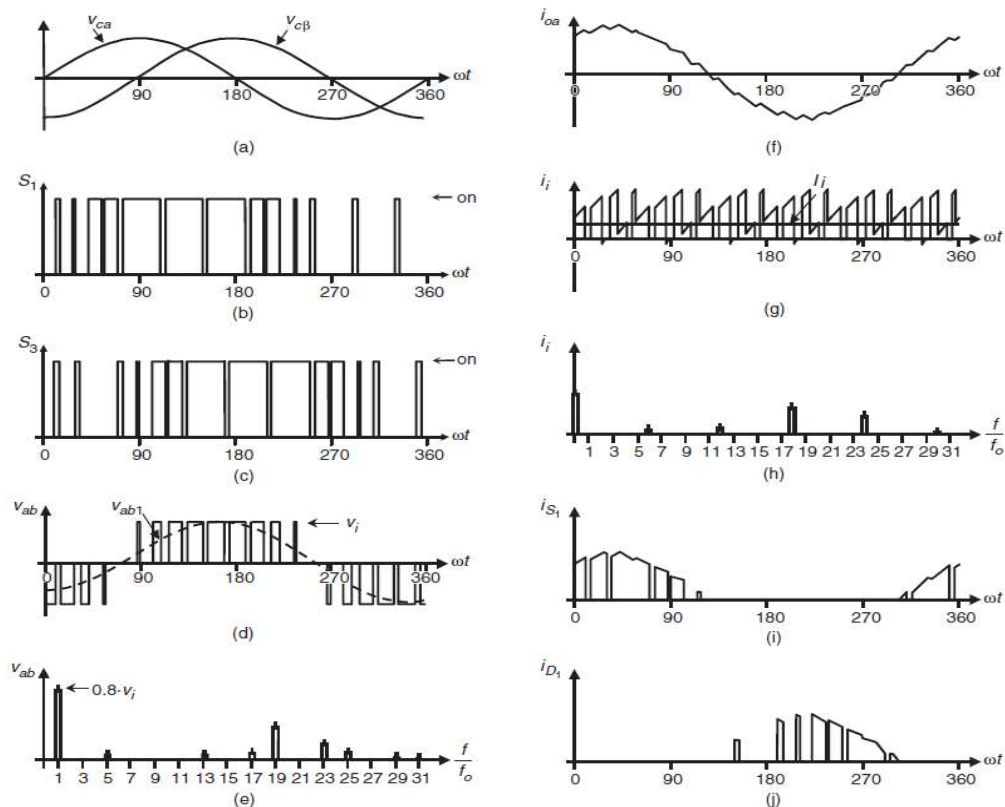


Fig. 95 Formas de onda ideales para la modulación SV ($v_c = 0.8$, $f_{sn} = 18$): (a) señales de modulación; (b) conmutación del estado S_1 ; (c) conmutación del estado S_3 ; (d) voltaje de salida de CA; (e) espectro de voltaje de salida de CA; (f) corriente de salida de CA; (g) corriente CC; (h) espectro de CC; (i) corriente de S_1 en conmutación; y (j) corriente de diodo D_1 . [3]

4.3.4. RANGO DE OPERACIÓN LINEAL

Generalmente las señales modificadoras conforman un conjunto sinusoidal trifásico equilibrado el cual puede ser representado por un vector espacial de amplitud constante que rota dibujando una trayectoria circular en el plano $\alpha\beta$. Partiendo de este hecho es posible asegurar que la trayectoria circular de mayor radio dentro del hexágono del inversor determinará la amplitud máxima del vector de referencia en zona lineal. El radio máximo R_{max} que se puede obtener dentro del hexágono se ilustra en la Fig. 96. La amplitud máxima del vector espacial dentro del rango de modulación lineal es $V_{DC}/\sqrt{3}$.

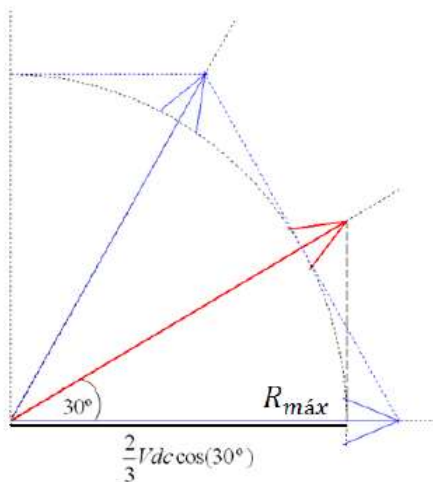


Fig. 96 Amplitud máxima del vector de referencia. [9]

4.3.5. SECUENCIAS DE CONMUTACIÓN

La secuencia de conmutación hace referencia, al orden de aplicación establecido para los vectores del inversor que aproximarán al vector de referencia dentro de un ciclo de conmutación. Esta secuencia no es única, ya que existen diferentes combinaciones que arrojan el mismo valor medio del voltaje deseado en términos de los vectores adyacentes que delimitan el sector. Sin embargo, el criterio que generalmente se adopta es el de mínimas pérdidas por conmutación, seleccionando aquellas transiciones de estado que provocan la conmutación en una sola rama del inversor.

Además de tener en cuenta las transiciones permitidas, se recomienda empezar y acabar la secuencia de conmutación con un vector cero, esto con el fin de conservar las simetrías de cuarto de onda, media onda y tres fases en la señal modulada.

Es importante tener en cuenta que la selección de la secuencia de conmutación a emplear dependerá de la aplicación específica ya que cada una de estas secuencias presenta sus ventajas.

Una vez establecidos los tiempos de activación de los vectores y la secuencia de conmutación, se deben traducir estos resultados a ciclos útiles de los canales PWM que alimentarán las compuertas del inversor.

Finalmente, es importante establecer algunas consideraciones sobre el enfoque SVPWM:

- a) El esquema requiere un único proceso de modulación a diferencia de la solución basada en portadora en donde eran necesarios tres procesos



de modulación simultáneos. Esto se refleja en una disminución de la carga computacional al momento de la implementación.

- b) La modulación en el esquema SVPWM es inherentemente regular.
- c) Este enfoque no necesita de circuitos adicionales para la generación de señales portadoras y de secuencia cero; sin embargo, ofrece las tres variaciones de control de flanco de los esquemas basados en portadora.





5. IMPLEMENTACIÓN.

Una vez que hemos visto los diferentes semiconductores de potencia, centrándonos en los más utilizados por la industria; que hemos hablado de los inversores, viendo aplicaciones, clasificaciones de estos, funcionamiento de algunas de sus topologías; que también hemos visto lo que es el control PWM y dentro de este, algunas técnicas. Nos centraremos en el objetivo de este trabajo, la simulación de un inversor trifásico controlado por PWM mediante la herramienta de simulación, Simulink de Matlab.

Lo primero hablaremos sobre la librería a usar dentro de la herramienta Simulink, la librería en concreto es Simscape Power System, que está destinada su uso para el estudio de sistemas de electrónica. Después trataremos los esquemas de simulación y algunas especificaciones fijadas para la simulación.

5.1. LIBRERÍA SIMSCAPE POWER SYSTEM

Dentro de la herramienta Simulink de Matlab encontramos esta librería. Simscape Power Systems nos proporciona bibliotecas de componentes y herramientas de análisis para modelar y simular sistemas de energía eléctrica. Con estas herramientas podemos hacer el análisis armónico, el cálculo de la distorsión armónica total (THD), el flujo de carga y otros análisis clave del sistema de potencia eléctrica y ver el rendimiento de su diseño.

La librería nos ayuda a desarrollar sistemas de control y a probar el rendimiento a nivel de sistema. Se pueden integrar sistemas mecánicos, hidráulicos, térmicos y otros sistemas físicos en el modelo que construyamos utilizando componentes de la familia de productos Simscape. Podemos implementar modelos en otros entornos de simulación, incluidos los sistemas de hardware en el lazo (HIL), La librería admite la generación de código C.

5.1.1. POWER GENERATION

En Simscape Power Systems encontramos modelos de componentes estándar y específicos de la industria para sistemas de generación de energía. Estos modelos nos ayudan a dimensionar los componentes e investigar el rendimiento y la estabilidad de las redes eléctricas.

En la librería encontramos entre otros, máquinas sincrónicas y asíncronas que nos ayuda a modelar generadores. Podemos habilitar efectos no lineales como la saturación. Los modelos estándar y simplificados nos permiten seleccionar



el nivel de fidelidad apropiado para la tarea que estemos realizando. Los modelos ofrecen múltiples métodos de parametrización que nos permiten ingresar valores establecidos por nosotros mismos o que los bloques calculan esos valores.

La librería nos proporciona modelos de componentes en sistemas de energía renovable, como turbinas eólicas y redes fotovoltaicas. Los modelos de ejemplo muestran cómo podemos usar estos componentes para predecir la respuesta del sistema a fallas en el sistema, evaluar el impacto de los compensadores en la estabilidad de la red eléctrica y medir la producción del sistema a medida que varían las condiciones ambientales.

Los reguladores de voltaje y los controladores de frecuencia se incluyen en la librería. Los modelos de sistemas de excitación que encontramos dentro de la librería siguen el estándar IEEE®421,5 y ayudan a aplicar las prácticas recomendadas en los estudios de estabilidad del sistema eléctrico. Los componentes adicionales que encontramos proporcionan modelos abstractos como motores que podemos agregar fácilmente, para tener un comportamiento realista de la dinámica de esos componentes.

5.1.2. POWER TRANSMISION

Con Simscape Power Systems podemos modelar redes eléctricas completas que una vez simulemos, podemos explorar, analizar y mejorar la estabilidad de la red.

La librería nos proporciona modelos para líneas y cables de transmisión de una o varias fases. Podemos estudiar las interacciones entre los sistemas de potencia y los sistemas de control, o utilizar un modelo de parámetros distribuidos para las pruebas que involucran transitorios de alta frecuencia. La librería incorpora una herramienta gráfica para calcular los parámetros clave en función de la geometría de la línea y las características del conductor.

Como ejemplo la librería incluye modelos para transformadores de una o varias fases. A la hora de la parametrización se nos permite especificar un comportamiento no lineal, como la saturación, las diferentes dimensiones del núcleo y la histéresis.

5.1.3. POWER CONSUMPTION

Simscape Power Systems nos permite modelar las cargas en el sistema que creemos con el nivel de fidelidad deseado. Además de los componentes genéricos, encontramos una biblioteca de unidades eléctricas. Podemos



combinar los componentes clave (máquinas, convertidores de potencia y controladores) en un solo bloque con una interfaz que nos ayuda a modificar parámetros clave y agregar o descuidar los efectos de conmutación.

La librería incluye modelos de convertidor de potencia. También nos proporciona rectificadores, inversores y convertidores con topologías comunes como buck y boost. Estos convertidores usan modelos lineales por piezas de los dispositivos electrónicos de potencia para una simulación eficiente, y estos modelos de dispositivos están incluidos para que nosotros mismos podamos modelar topologías de convertidores de alimentación personalizadas. Los dispositivos electrónicos de potencia pueden incluir la generación de calor por el dispositivo y la transferencia de calor entre el dispositivo y el entorno.

Como ejemplo la librería nos proporciona modelos de máquinas trifásicas sincrónicas y asíncronas. Podemos habilitar efectos no lineales como la saturación. Los modelos estándar y simplificados nos permiten seleccionar el nivel de fidelidad apropiado para la tarea que estamos desarrollando. Los modelos ofrecen múltiples métodos de parametrización que nos permiten ingresar valores calculados por nosotros mismos o bien estos valores sean calculados por el propio bloque.

En la Librería se nos proporciona elementos controladores de accionamiento, así como también están incluidos los controladores de corriente, los controladores de velocidad y los moduladores. Podemos usar estos bloques para implementar estrategias de control tales como control orientado al campo, control vectorial y control de par directo. Los modelos nos permiten incorporar o descuidar el efecto de la conmutación en el sistema que realicemos.

5.1.4. SIMULATION AND ANALYSIS

Con Simscape Power Systems, podemos usar el método de simulación que mejor se adapte a la tarea que estemos realizando. Muchos análisis clave del sistema de energía están automatizados para ayudarnos a evaluar de forma rápida y precisa el rendimiento de nuestro diseño.

La librería nos permite simular nuestro modelo con métodos continuos, discretos o fasoriales. Los métodos continuos realizan simulaciones de alta precisión de los modelos del sistema de potencia, variando el tamaño del paso para capturar la dinámica de su sistema. Con métodos discretos, podemos controlar la precisión de nuestra simulación seleccionando el tamaño del paso de tiempo. La simulación de fasores reemplaza las ecuaciones diferenciales que representan la red con un conjunto de ecuaciones algebraicas a una frecuencia fija, permitiéndonos estudios de estabilidad transitoria de sistemas



con máquinas múltiples. Podemos elegir el método que mejor se adapte a nuestras necesidades.

El algoritmo de conmutación ideal incluido en la librería nos permite la simulación rápida y precisa de sistemas que contienen dispositivos electrónicos de potencia. Este algoritmo no requiere amortiguadores numéricamente rígidos de alta impedancia para modelar dispositivos electrónicos de potencia. El uso de este método nos da una mayor flexibilidad al seleccionar un solucionador y da como resultado tiempos de simulación más cortos.

La librería incorpora una herramienta para el análisis del flujo de carga que nos ayuda a inicializar nuestro modelo y determinar las condiciones de estado estacionario. Calcula las corrientes iniciales, los flujos internos y las posiciones del rotor para máquinas síncronas y asíncronas en función de las condiciones de estado estacionario deseadas para nuestro circuito. Los valores se muestran en un informe y se ingresan automáticamente en nuestro modelo.

Con la librería podemos analizar la calidad de potencia de nuestro diseño. Podemos evaluar la distorsión armónica general relativa, comparar la distorsión con los límites estándar y determinar los parámetros para filtrar la distorsión.

5.1.5. SIMSCAPE PLATFORM

Con los componentes de Simscape Power Systems podemos representar elementos físicos, como bombas, motores y amplificadores operacionales. Las líneas que usamos en nuestro sistema que conectan estos componentes corresponden a conexiones físicas en el sistema real que transmiten energía. Este enfoque nos permite describir la estructura física de un sistema en lugar de las matemáticas subyacentes. Las conexiones eléctricas, mecánicas, hidráulicas y otras conexiones físicas están representadas en su esquema multi dominio por líneas cuyo color indica su dominio físico. Podemos ver de inmediato qué sistemas están en nuestro modelo y cómo están conectados entre sí.

5.1.6. CONVERTING TO C CODE

Podemos convertir modelos de Simscape Power Systems en código C utilizando Simulink Coder.

Los modelos de la librería nos permiten probar algoritmos de control incrustados y hardware de controlador sin usar prototipos de hardware. Esto



nos permite probar los controladores integrados sin poner en peligro el equipo y el personal, y con ello nos aseguramos de que el sistema se comportará como se especifica al conectar el controlador al sistema real.

Muchas tareas de ingeniería, como optimizaciones y barridos de parámetros, requieren ejecutar muchos conjuntos de simulaciones. La conversión de nuestro modelo Simscape Power Systems a código C nos permite la ejecución eficiente de estas tareas. Podemos acelerar simulaciones individuales y ejecutar lotes de simulaciones en paralelo en varios procesadores o distribuidos en un clúster informático.

5.1.7. SHARING MODELS

Simscape nos ayuda a hacer un uso eficiente de nuestro software adquirido cuando compartimos modelos que usan Simscape Power Systems. También nos proporciona métodos para compartir modelos mientras protegemos nuestra propiedad intelectual.

Usando el modo de edición Simscape, podemos realizar muchas tareas en modelos que usan productos complementarios Simscape, incluso si no tenemos todos los productos complementarios. Entre estas tareas encontramos visualizar, simular y cambiar los valores de los parámetros en el modelo. Como resultado, nuestro equipo puede aprovechar los componentes y capacidades avanzadas de toda la familia de productos Simscape sin requerir que cada ingeniero compre una licencia para cada producto complementario de Simscape.

Podemos proteger los componentes personalizados definidos utilizando el lenguaje Simscape, así como los subsistemas que contienen los componentes de la librería. Si compartimos estos modelos permitimos a otros usuarios ejecutar simulaciones, modificar parámetros y convertirlos en código C, pero les impide ver la implementación original.

5.1.8. SPECIALIZED TECHNOLOGY

Simscape Power Systems incluye tanto Simscape Components como bibliotecas de tecnología especializada. Podemos crear y simular sistemas utilizando cualquiera de las bibliotecas, y un solo modelo de Simscape Power Systems puede contener componentes de ambas bibliotecas.

Las bibliotecas de Simscape Components utilizan toda la gama de tecnología Simscape, y los modelos de componentes están escritos en el lenguaje

Simscape. Podemos conectar directamente estos modelos con los componentes de la familia de productos Simscape.

Las bibliotecas de tecnología especializada nos proporcionan componentes y tecnología desarrollados específicamente para sistemas de energía eléctrica. Los modelos de tecnología especializada contienen una gran cantidad de modelos que usan su propio dominio eléctrico.

5.2. ESQUEMA ELÉCTRICO

Vamos a ver el esquema realizado en la herramienta Simulink de Matlab, que podemos ver en la Fig. 97 y Fig. 98. Tendremos dos esquemas completamente parecidos salvo el control, ya que nuestro objeto de estudio será sobre dos técnicas de control PWM. Iremos hablando detalladamente de cada una de las partes de estos esquemas.

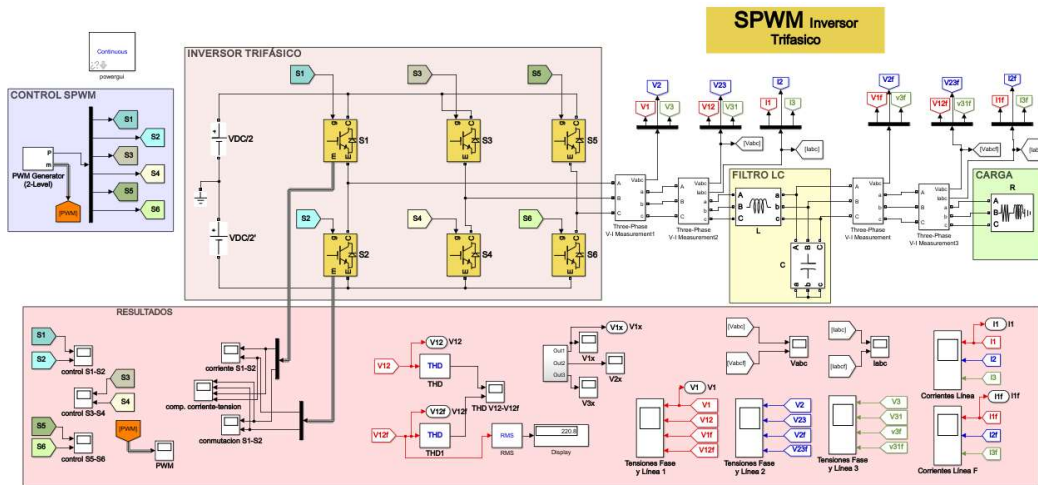


Fig. 97 Esquema de simulación de un Inversor Trifásico controlado por SPWM.

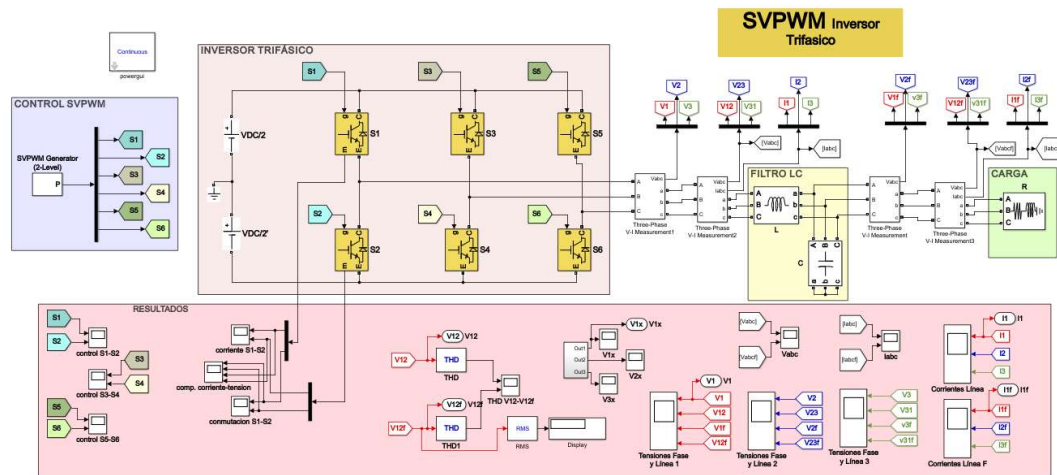


Fig. 98 Esquema de simulación de un Inversor Trifásico controlado por SPWM.

5.2.1. CARGA

Para nuestro trabajo hemos colocado una carga con una pequeña inductancia que simula un motor, como podemos ver en la Fig. 99.

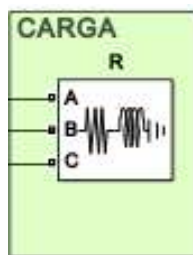


Fig. 99 Carga puramente resistiva trifásica.

Las características para simular el motor son de una tensión de línea -línea de 220 V_{rms}, una potencia nominal de 3 x 900 VA y una frecuencia de trabajo de 50 Hz. El factor de potencia es 0.9, con esto deducimos que la potencia activa total será 2430 W y la potencia reactiva total 1177 VAR. Respondiendo a la siguiente ecuación:

$$f_{dp} = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}$$

Ecuación 56. [2]

5.2.2. INVERSOR TRIFÁSICO

En la Fig. 100 vemos un inversor trifásico en puente completo cuyos interruptores de potencia hemos usado seis semiconductores IGBTs, con diodo en antiparalelo. Hemos elegido estos ya que tienen una buena velocidad de conmutación y tienen una excelente área de operación.

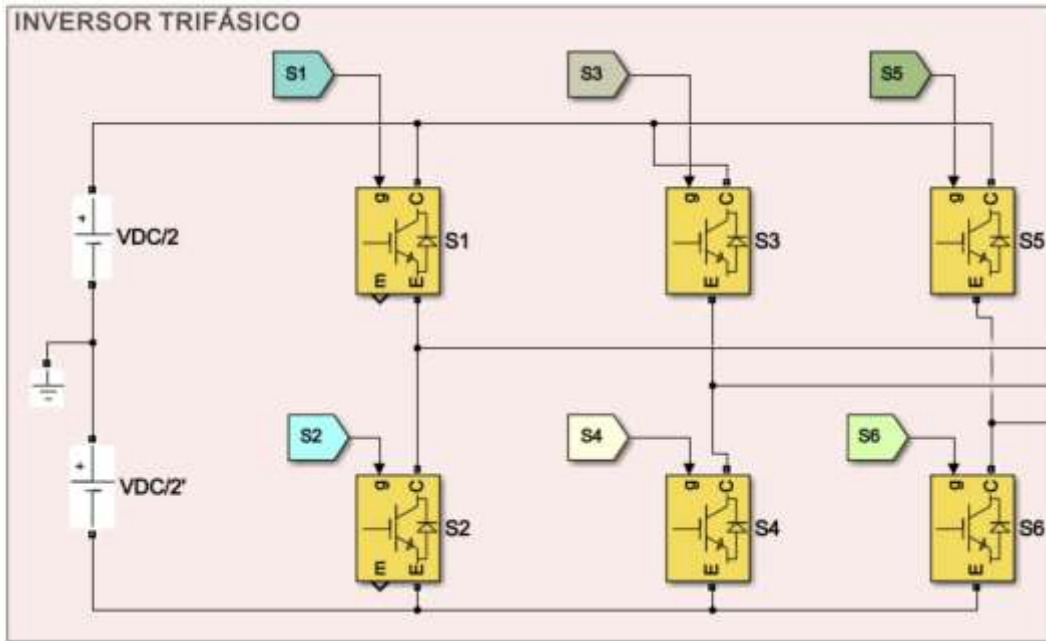


Fig. 100 Esquema Inversor Trifásico.

Observamos que cada rama contiene dos IGBTs conectados entre sí y que cada uno tiene una señal en su puerta. Esta señal será generada en la etapa de control PWM, como hemos visto S1 no podrá estar en conducción a la vez que S2, al igual que S3 con S4 y S5 con S6.

Para las fuentes de alimentación colocadas a la entrada que simulan la alimentación CC que debemos convertir a CA, damos un valor de acuerdo:

- SPWM

$$V_{max} = \sqrt{3} \cdot m_a \cdot \frac{V_{DC}}{2}$$

Ecuación 57 [7]

- SVPWM

$$V_{max} = \sqrt{3} \cdot m_a \cdot \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$$

Ecuación 58 [7]

Donde V_{max} corresponde a la tensión que necesita nuestra carga 220 V_{rms} y m_a es nuestro índice de modulación, indicado en la etapa de control y que hemos fijado en 0,85 para trabajar dentro de la zona lineal. Por lo tanto, $V_{DC}/2$ valdrá 210 V aproximadamente en nuestro esquema de SPWM y 185 V aproximadamente en nuestro esquema de SVPWM.



5.2.3. CONTROL

5.2.3.1. SPWM

En la Fig. 101 vemos el control SPWM generado por un bloque de pulsos que los genera internamente.

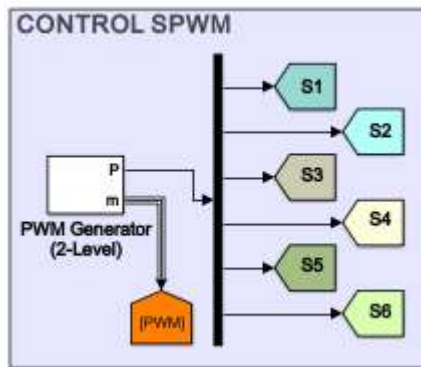


Fig. 101 Esquema Control SPWM.

El bloque PWM Generator (2-level) genera impulsos para convertidores PWM basados en portadora que utilizan topología de dos niveles.

La señal de referencia se compara con un portador de triángulo simétrico. Cuando la señal de referencia es mayor que la portadora, el pulso para el dispositivo de conmutación superior es alto (1) (en nuestro caso las señales S1, S3 y S5), y el pulso para el dispositivo inferior es bajo (0) (en nuestro caso las señales S2, S4 y S6).

Nuestra señal portadora será de 1050 Hz, con una fase inicial de 90°. Para la señal de referencia usaremos la técnica de SPWM natural con un índice de modulación de 0,85, una frecuencia de 50 Hz y una fase de 0°.

Elegimos esas frecuencias para que nuestro índice de modulación de frecuencias sea 21, número entero e impar, apropiados con la técnica de SPWM natural. Tendremos múltiples pulsos por secuencia y eliminamos armónicos pares.

5.2.3.2. SVPWM

En la Fig. 102 vemos el control SVPWM generado por un bloque de pulsos que los genera internamente.

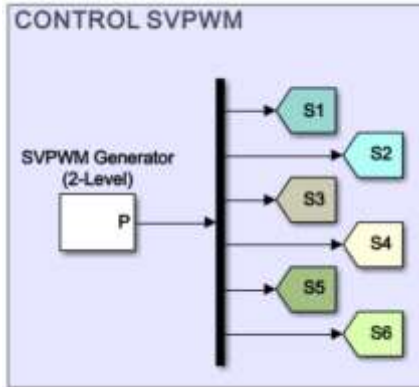


Fig. 102 Esquema Control SVPWM.

El bloque SVPWM Generator (2-level) genera impulsos para convertidores trifásicos de CC / CA de dos niveles utilizando la técnica de modulación por ancho de pulso espacio-vector (SVPWM).

Para este caso hemos usado las mismas frecuencias que en el apartado anterior, 1050 Hz para la señal PWM y 50 Hz para la señal de salida. El índice de modulación también es el mismo 0,85.

5.2.4. FILTRO LC

A la salida de nuestro inversor trifásico necesitamos un filtro LC tal como la Fig. 103. Es necesario ya que a la salida de nuestro inversor no obtenemos una señal totalmente senoidal como desearíamos, hay casos en los que no hace falta ya que la propia carga que conectamos filtra esa señal.

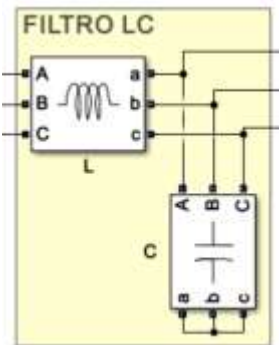


Fig. 103 Filtro LC.

Este filtro trabaja de acuerdo con la Ecuación 59 siguiente:

$$|H(\omega_1)| = \frac{1}{1 - \omega_1^2 \cdot L \cdot C}$$

Ecuación 59. [5]



Donde $H(\omega_1)$ es la ganancia o para el cálculo la reducción de nuestro rizado y ω_1 es la frecuencia del fundamental, que la multiplicamos por 2 para intentar mantener nuestro fundamental.

Con el filtro buscamos reducir significativamente los armónicos de frecuencias altas, esto es lo mismo que reducir el rizado.

Los valores empleados son de 10 mH para el bobinado y 100 μ F para nuestro condensador. Hemos tratado de buscar unos valores comerciales y no los exactos del cálculo y que además mostrasen un buen resultado.

5.2.5. RESULTADOS

En esta parte que podemos ver en la Fig. 104. Hemos colocado una serie de bloques Scope para poder observar algunas señales, tensiones o corrientes que deseamos para nuestro estudio. También hemos colocado un bloque y una señal para observar la distorsión armónica total mediante la herramienta FFT de nuestra librería Simscape Power System, incorporada en el bloque Powergui.

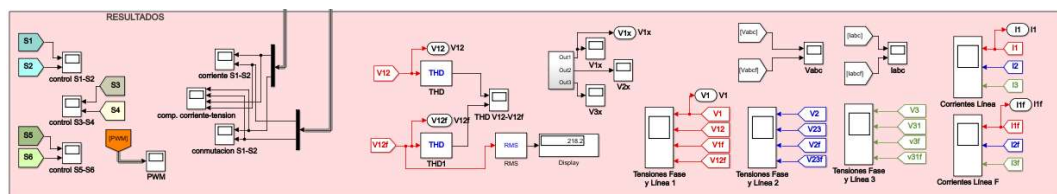


Fig. 104 Esquema resultados.





6. SIMULACIÓN Y RESULTADOS

Una vez explicado el funcionamiento de los semiconductores de potencia y de los inversores trifásicos, que también hemos visto algunas técnicas de control PWM y que hemos explicado el esquema a usar en la herramienta de simulación, Simulink de Matlab. Vamos a hacer una serie de comprobaciones sobre cada uno de los esquemas de simulación, para luego más tarde comparar las dos técnicas de control PWM.

La simulación la realizamos de modo normal, tipo continuo y el tiempo de simulación que usamos es de $T_s = 5$.

6.1. INVERSOR TRIFÁSICO CON SPWM

6.1.1. ETAPA DE CONTROL

Lo primero vamos a observar la forma de onda de la señal portadora con las tres señales de referencia, que generaran la señal de control PWM que aplicaremos sobre el inversor trifásico, como podemos ver en la Fig. 105.

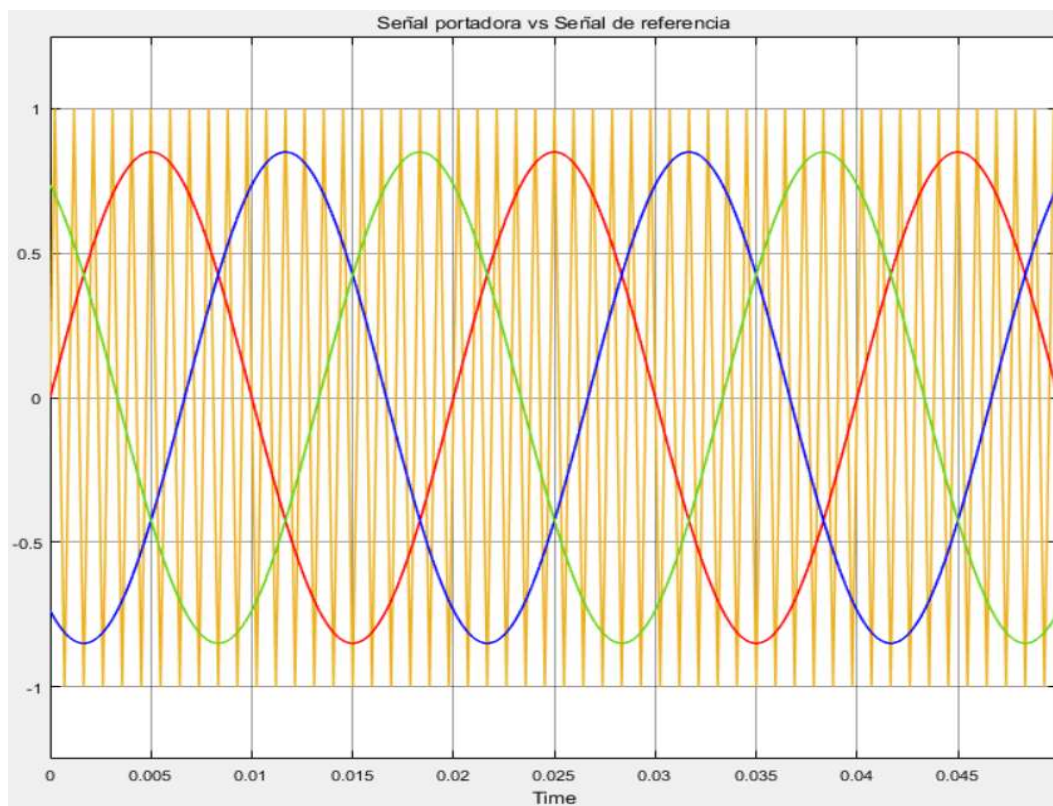


Fig. 105 Señal portadora y Señales de referencia.



Observamos que, si tomamos la señal roja como primera señal de referencia, la señal azul está desfasada 120° y la señal verde 240° . Ahora vamos a comprobar que se cumplen las frecuencias impuestas en la Fig. 106 y Fig. 107.

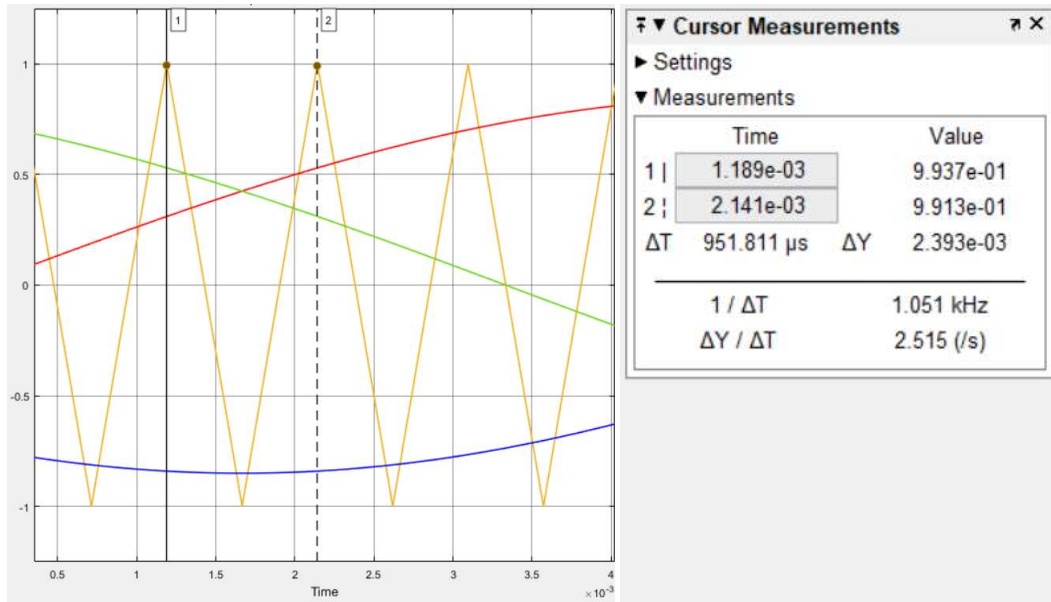


Fig. 106 Frecuencia Señal Portadora.

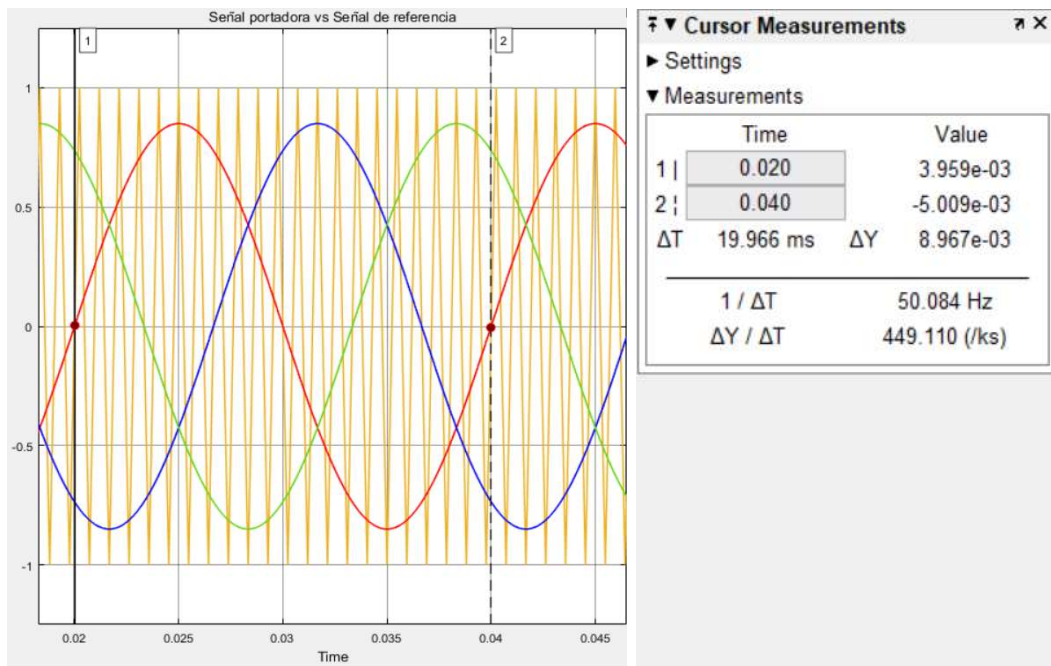


Fig. 107 Frecuencia Señal de Referencia.

Vemos que se cumple en ambas señales y entendemos que al ver una señal de referencia en el resto también se cumple.



Una vez que hemos visto las señales que generaron la señal de control PWM, vamos a ver cómo es la señal de control que aplicaremos sobre una rama del inversor (ver Fig. 108).

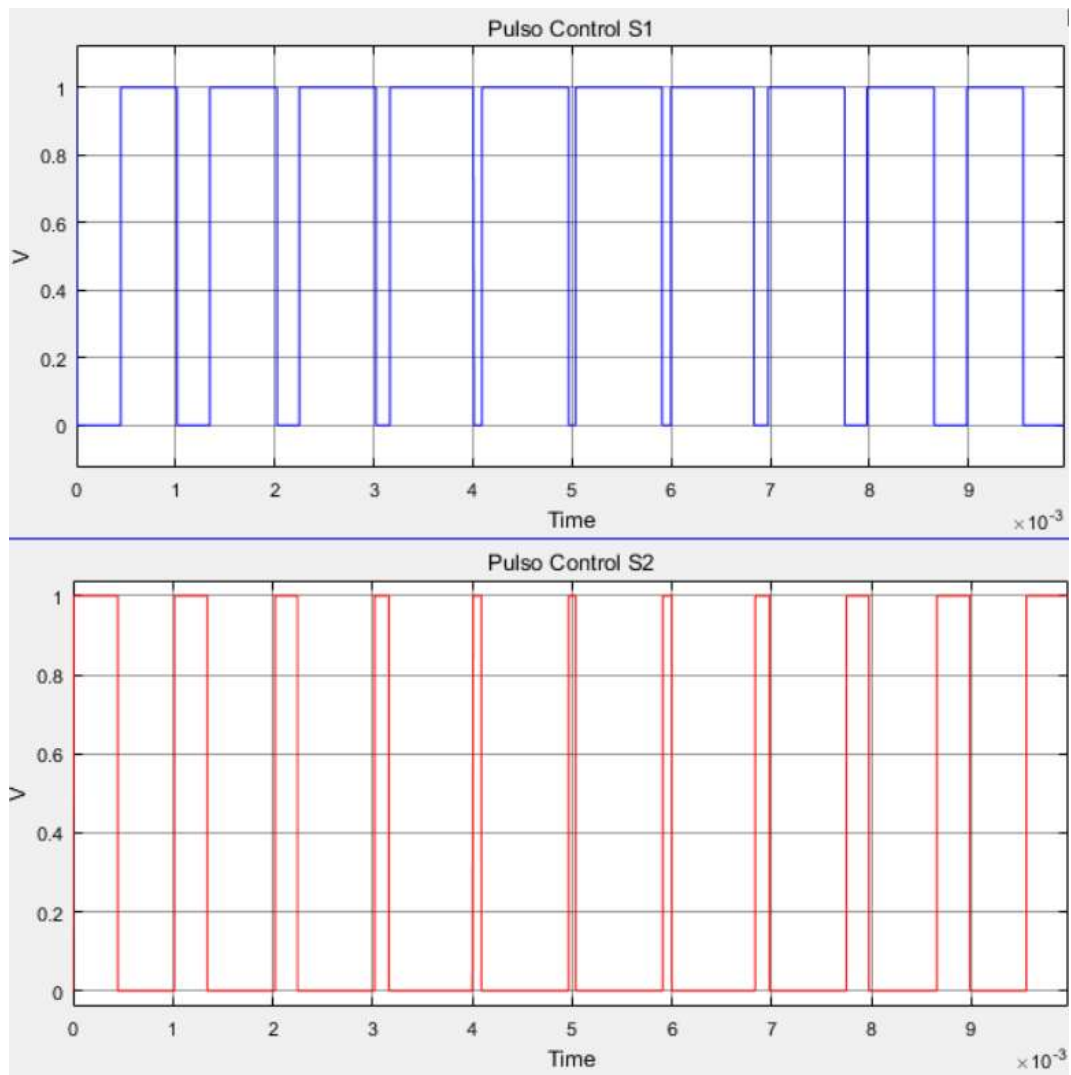


Fig. 108 Pulso de control de los polos S1 y S2.

6.1.2. ETAPA INVERSOR

Como hemos visto cuando hablamos de inversores, no están en conducción al mismo tiempo los semiconductores de una misma rama. De una misma rama vamos a ver la forma de onda de la tensión (ver Fig. 109) y la corriente (ver Fig. 110).

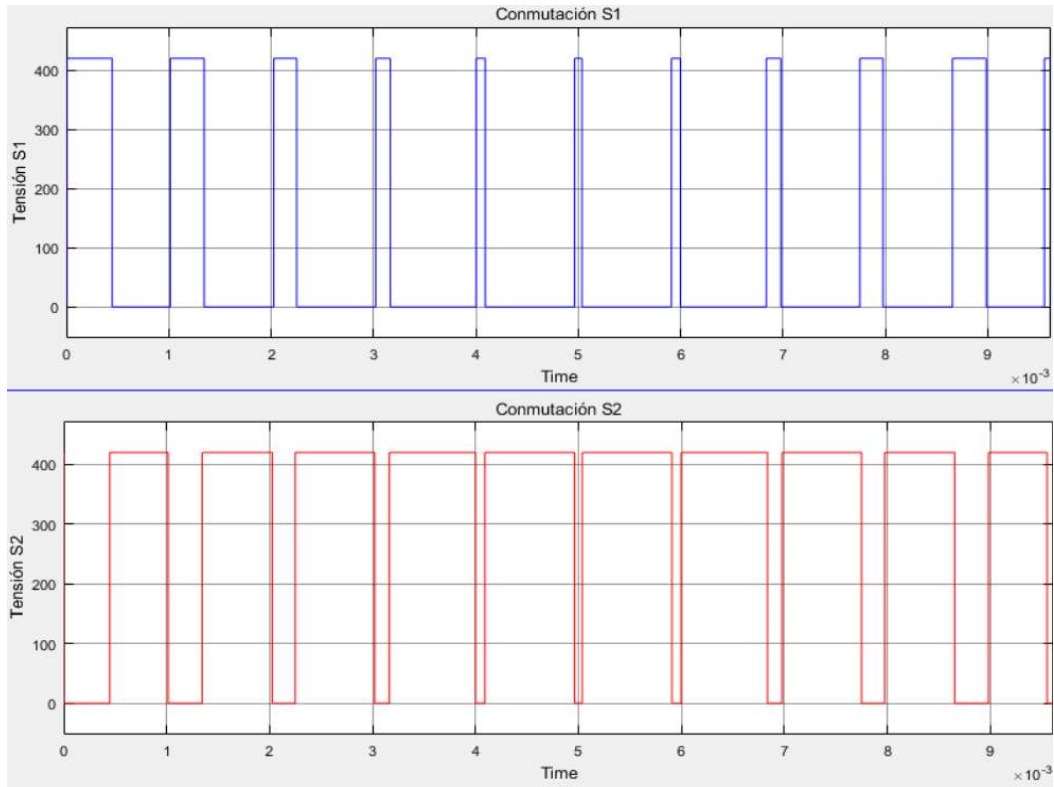


Fig. 109 Tensión polo S1 y S2.

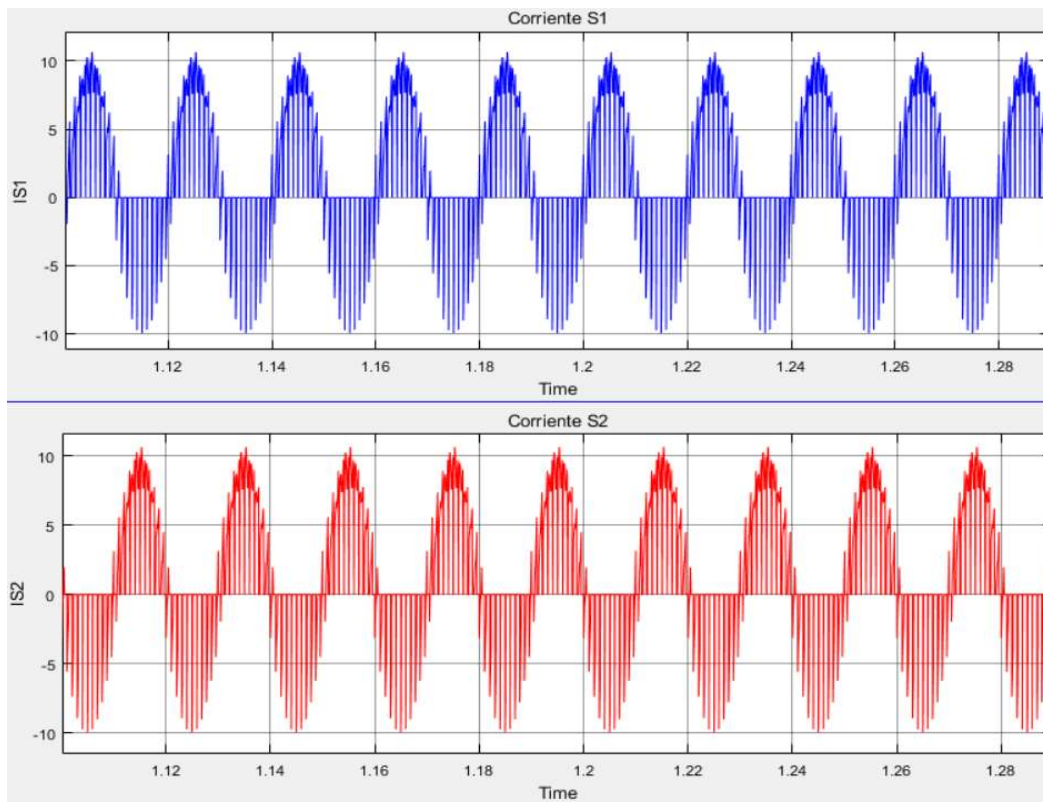


Fig. 110 Corriente polo S1 y S2.



Observamos una tensión igual a $V_{DC} = 420$ V en conducción que es la que tenemos en la etapa CC del inversor y que tratamos de convertir a CA. En la corriente tenemos 10,65 A de máxima y -9,94 A de mínima, obteniendo una corriente eficaz de 4,68 A. También vemos que ambas señales de cada caso se contraponen.

Veamos ahora la frecuencia de conmutación de los polos (ver Fig. 111).

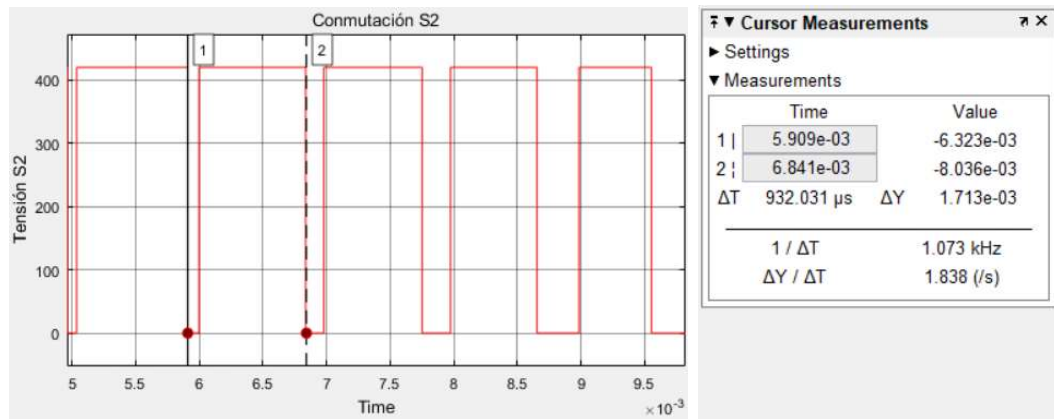


Fig. 111 Frecuencia de conmutación del polo S2.

Tenemos una frecuencia de 1073 Hz un poco por encima de nuestros 1050 Hz. Esto se debe a que la técnica PWM va variando los anchos de pulso entorno a esa frecuencia.

Observemos las tensiones de salida del inversor fase a fase(1-2, 2-3 y 3-1)(ver Fig. 112), la tensión de una única fase(1)(ver Fig. 113), la tensión de fase a fase(1-2)(ver Fig. 114) y la tensión fase a carga (ver Fig. 115).

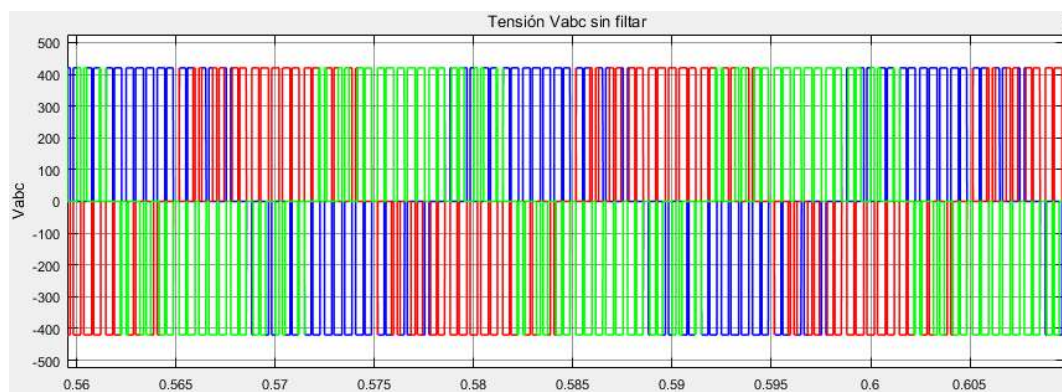


Fig. 112 Tensiones fase a fase.

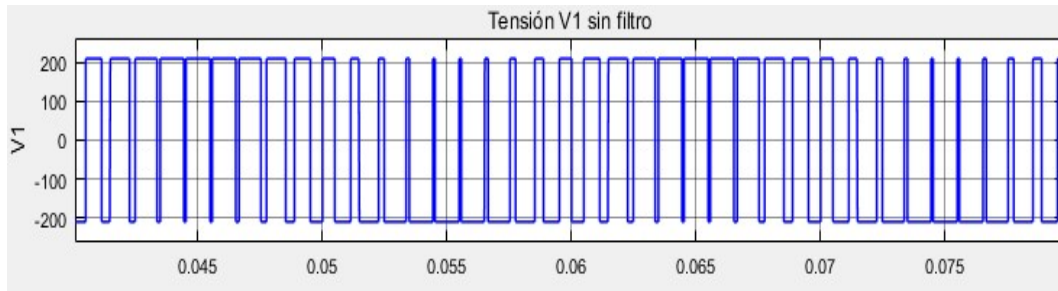


Fig. 113 Tensión primera fase.

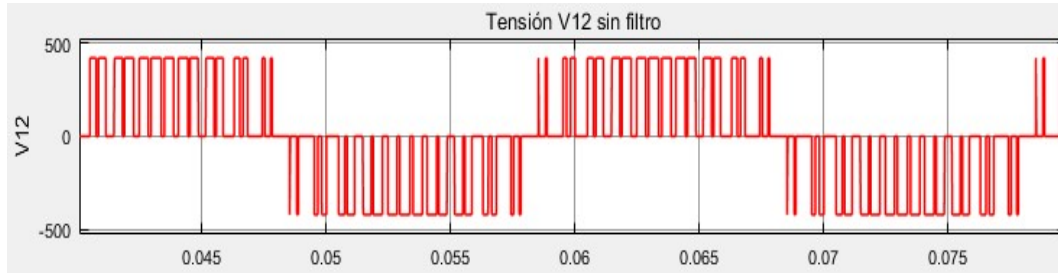


Fig. 114 Tensión de fase a fase 1-2.

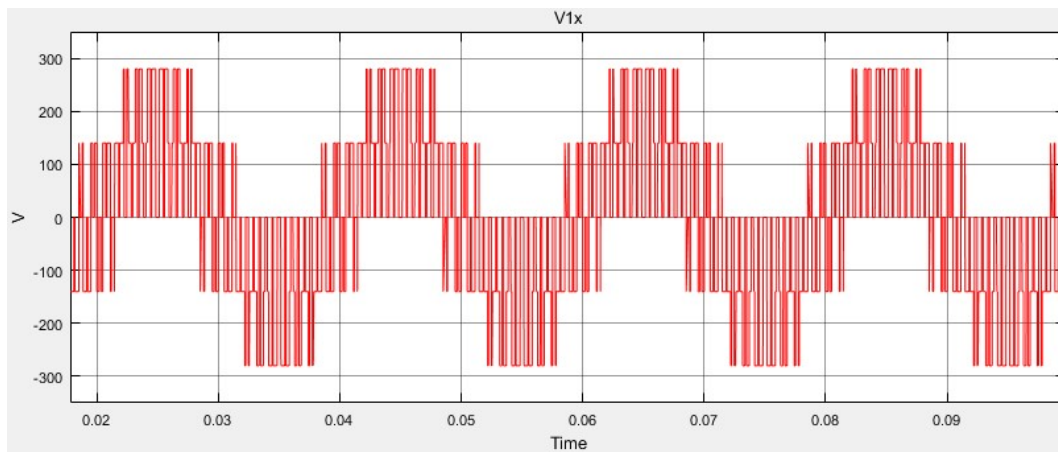


Fig. 115 Tensión fase a carga.

La tensión de una única fase o de línea es igual a $V_{DC}/2 = \pm 210$ V, que es lo que obtenemos en la etapa CC del inversor y que tratamos de convertir a CA. La tensión de línea a línea es igual a $V_{DC} = \pm 420$ V de máxima y mínima respectivamente, también tiene paso por 0 V, por eso tenemos tres niveles de tensión. La tensión de fase a carga muestra cinco niveles ± 280 V, ± 140 V y 0 V, el nivel máximo se debe a que corresponde a dos tercios de V_{DC} y el nivel intermedio es la mitad de la tensión del nivel superior.

También vamos a ver cómo es la corriente a la salida del inversor en la Fig. 116 que corresponderá con la corriente de fase o de línea.

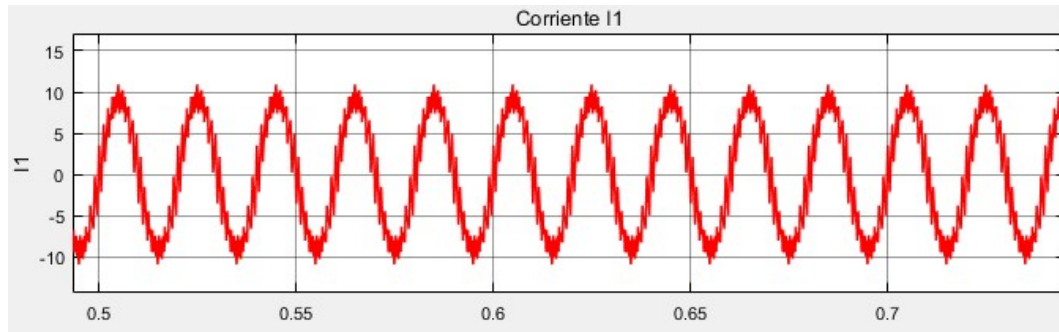


Fig. 116 Corriente primera fase sin filtrar.

Corriente de fase o de línea de $\pm 10,65$ A, por lo que tenemos una corriente eficaz de 6,67 A.

6.1.3. ETAPA DEL FILTRO

Al igual que en el apartado anterior vamos a observar la tensión de salida del inversor tras el filtro. La tensión fase a fase(1-2, 2-3 y 3-1)(ver Fig. 117), la tensión de una única fase(1)(ver Fig. 118) y la tensión de fase a fase(1-2)(ver Fig. 119).

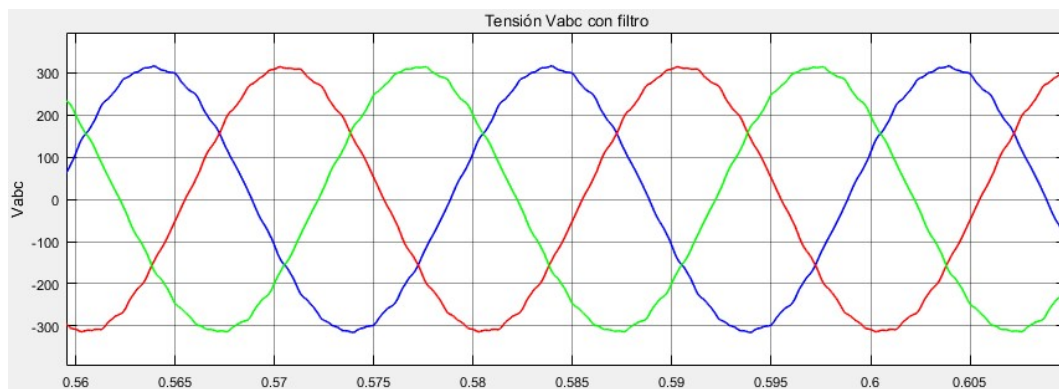


Fig. 117 Tensiones fase a fase

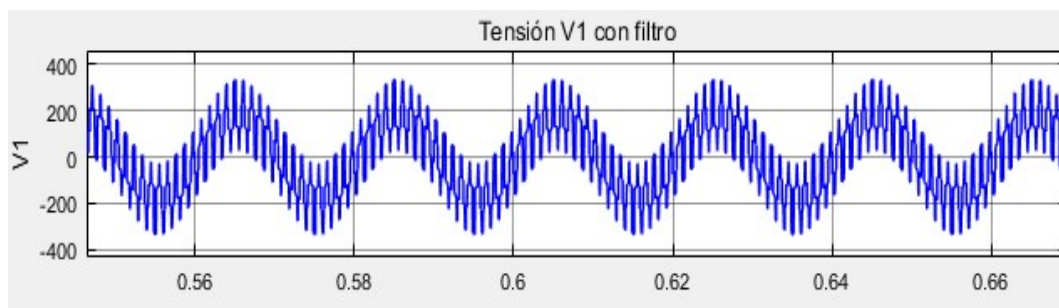


Fig. 118 Tensión primera fase.

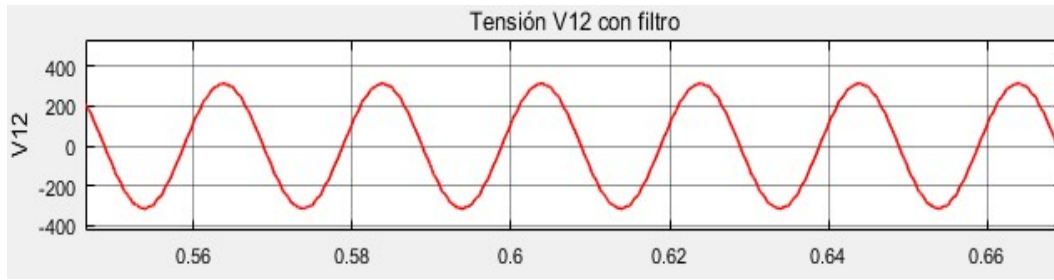


Fig. 119 Tensión fase a fase.

Comprobamos que nuestras tensiones se han visto reducidas tras el filtrado, que la tensión fase a fase ya sí que es una onda de forma senoidal y cuya tensión es $\pm 312,9$ V, teniendo $221,9$ V_{rms}, muy cerca de los 220 V_{rms} que necesitamos para nuestra carga.

También vamos a ver cómo es la corriente a la salida del filtro en la Fig. 120, que corresponderá con la corriente de fase o de línea.

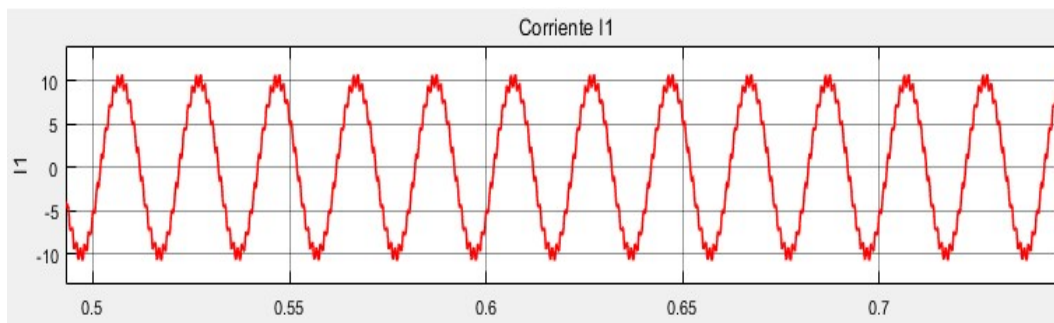


Fig. 120 Corriente primera fase tras el filtro.

Corriente de fase o de línea de $\pm 10,77$ A y una corriente eficaz de $7,12$ A.

Comprobamos la frecuencia de la tensión de salida (ver Fig. 121) que deberá ser de 50 Hz que es la frecuencia de trabajo de nuestra carga.

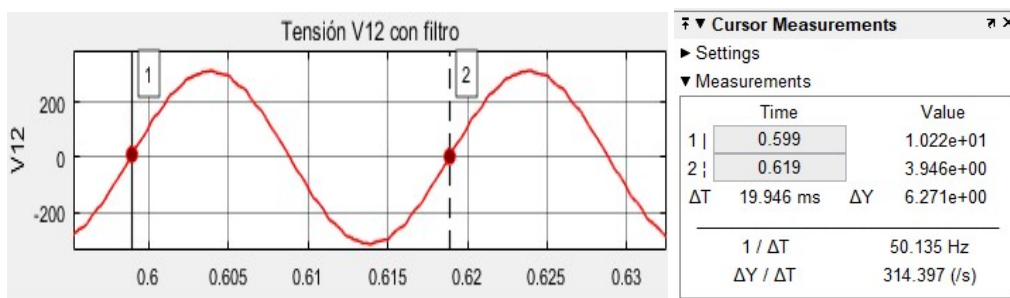


Fig. 121 Frecuencia de la tensión de salida V12.



6.1.4. ESTUDIO ARMÓNICO

Vamos a ver cómo es la distorsión armónica total (THD) tanto a la salida del inversor (ver Fig. 122 , Fig. 123 y Fig. 124), como a la salida tras el filtro (ver Fig. 125). Para ello usaremos la herramienta incorporada en el bloque Powergui de nuestro esquema, llamada FFT. Debemos indicar la frecuencia del fundamental 50 Hz y la frecuencia máxima de estudio, en nuestro caso hemos elegido 7800 Hz, también indicar que es para un único ciclo y el primer ciclo en que la señal es estable. A continuación, se estudiarán cada una de las imágenes.

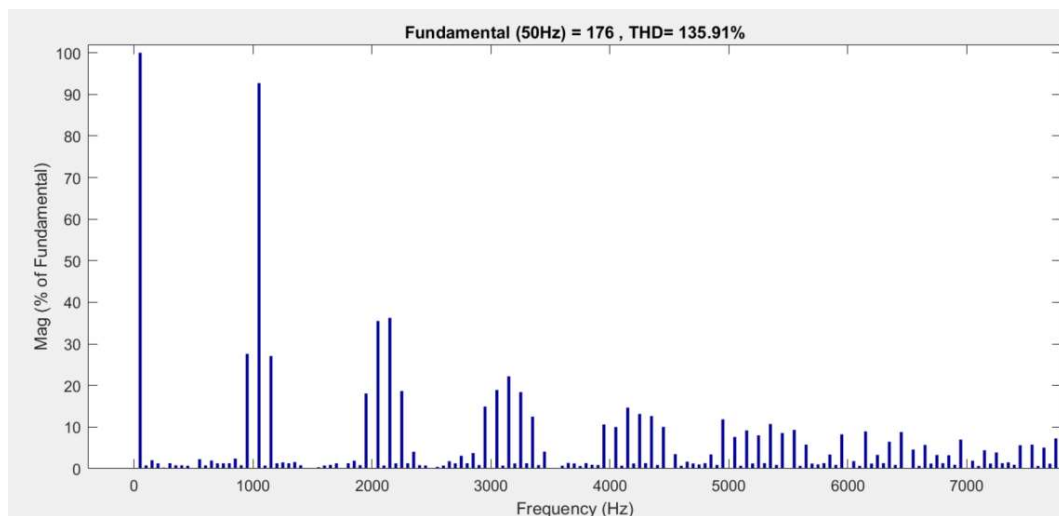


Fig. 122 THD para la tensión V1 sin filtrar.

Reflejamos los valores más importantes de la gráfica en la Tabla 1. Como podemos observar en ella solo tenemos armónicos importantes en índices impares, los armónicos pares son casi inapreciables. Esto se debe a que la frecuencia elegida para la señal portadora es múltiplo de 3 y el índice de modulación de las frecuencias es un número impar e igual a 21.

A pesar de no tener armónicos pares, si se mantienen sus bandas laterales. También tenemos bandas laterales en los armónicos impares.

A medida que aumenta el índice de nuestros armónicos, aumenta el número de bandas laterales.

Para los armónicos impares sus bandas laterales se sitúan a múltiplos pares de la frecuencia fundamental (50 Hz). Para los armónicos pares se sitúan a múltiplos impares de la frecuencia fundamental.



Frecuencia(Hz)	Armónico (n)	Banda	%THD	Valor(V)
50	fr		100,00	176,04
950	1	n (1) - 2*fr	27,62	48,62
1050			92,71	163,21
1150		n (1) + 2*fr	27,07	47,66
1950		n (2) - 3*fr	18,07	31,82
2050		n (2) - fr	35,52	62,54
2100	2		0,76	1,33
2150		n (2) + fr	36,25	63,82
2250		n (2) + 3*fr	18,69	32,91
2950		n (3) - 4*fr	14,93	26,29
3050		n (3) - 2*fr	18,93	33,33
3150	3		22,20	39,08
3250		n (3) + 2*fr	18,42	32,42
3350		n (3) + 4*fr	12,52	22,04
3950		n (4) - 5*fr	10,63	18,71
4050		n (4) - 3*fr	10,03	17,65
4150		n (4) - fr	14,67	25,83
4200	4		1,26	2,21
4250		n (4) + fr	13,17	23,18
4350		n (4) + 3*fr	12,64	22,26
4450		n (4) + 5*fr	10,06	17,68
4950		n (5) - 6*fr	11,85	20,86
5050		n (5) - 4*fr	7,62	13,41
5150		n (5) - 2*fr	9,21	16,22
5250	5		8,03	14,13
5350		n (5) + 2*fr	10,74	18,90
5450		n (5) + 4*fr	8,58	15,10
5550		n (5) + 6*fr	9,32	16,41
5950		n (6) - 7*fr	8,26	14,53
6050		n (6) - 5*fr	1,81	3,18
6150		n (6) - 3*fr	8,97	15,79
6250		n (6) - fr	3,32	5,84
6300	6		1,33	2,34
6350		n (6) + fr	6,48	11,40
6450		n (6) + 3*fr	8,82	15,53
6550		n (6) + 5*fr	4,59	8,07
6650		n (6) + 7*fr	5,71	10,05
6950		n (7) - 8*fr	6,99	12,31
7050		n (7) - 6*fr	1,90	3,34
7150		n (7) - 4*fr	4,44	7,81
7250		n (7) - 2*fr	3,90	6,87
7350	7		1,52	2,68
7450		n (7) + 2*fr	5,64	9,93
7550		n (7) + 4*fr	5,78	10,18
7650		n (7) + 6*fr	5,07	8,92
7750		n (7) + 8*fr	7,27	12,81

Tabla 1 Resultados gráfica THD de la tensión V1 antes del filtrado.

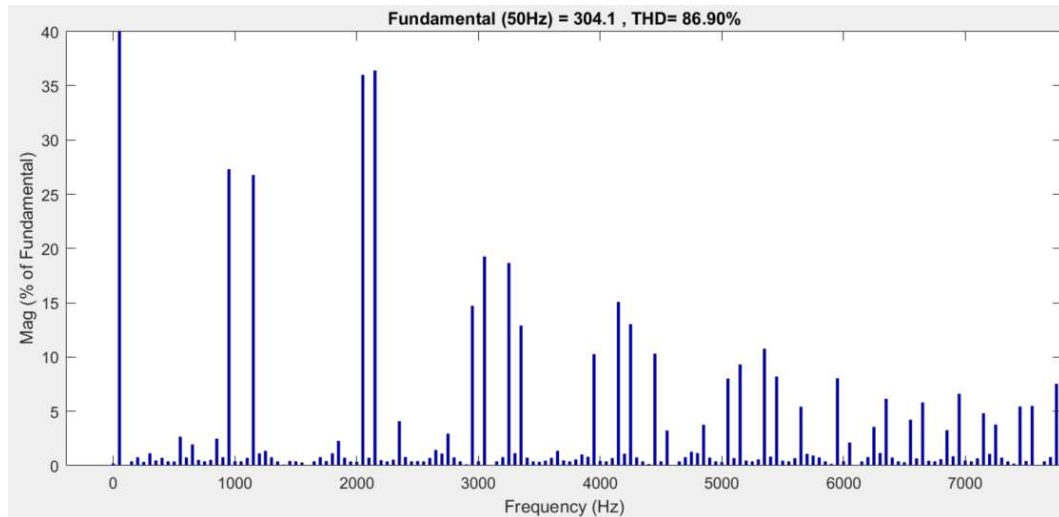


Fig. 123 THD para la tensión V12 sin filtrar.

Reflejamos los valores más importantes de la gráfica en la Tabla 2. Como podemos observar en ella solo tenemos las bandas laterales de cada armónico, tanto los armónicos impares, como los pares son casi inapreciables. Esto se debe a que la tensión V12 es la diferencia entre la tensión de la fase 1 y la tensión de la fase 2. Es por ello por lo que también se elimina alguna banda lateral.

Para los armónicos impares sus bandas laterales se sitúan a múltiplos pares de la frecuencia fundamental (50 Hz). Para los armónicos pares se sitúan a múltiplos impares de la frecuencia fundamental.



Frecuencia	Armónico (n)	Banda	%THD	Valor(V)
50	fr		100,00	304,11
950		n (1) - 2*fr	27,31	83,04
1050	1		0,39	1,20
1150		n (1) + 2*fr	26,78	81,44
2050		n (2) - fr	36,00	109,48
2100	2		0,73	2,23
2150		n (2) + fr	36,25	110,72
2950		n (3) - 4*fr	14,73	44,79
3050		n (3) - 2*fr	19,26	58,58
3150	3		0,39	1,20
3250		n (3) + 2*fr	18,68	56,81
3350		n (3) + 4*fr	12,90	39,24
3950		n (4) - 5*fr	10,27	31,23
4150		n (4) - fr	15,08	45,87
4200	4		1,10	3,35
4250		n (4) + fr	13,04	39,64
4450		n (4) + 5*fr	10,32	31,37
5050		n (5) - 4*fr	8,01	24,37
5150		n (5) - 2*fr	9,32	38,35
5250	5		0,39	1,20
5350		n (5) + 2*fr	10,77	32,75
5450		n (5) + 4*fr	8,21	24,96
5950		n (6) - 7*fr	8,05	24,48
6050		n (6) - 5*fr	2,12	6,45
6250		n (6) - fr	3,57	10,86
6300	6		1,16	3,53
6350		n (6) + fr	6,16	18,73
6550		n (6) + 5*fr	4,23	12,86
6650		n (6) + 7*fr	5,82	17,71
6950		n (7) - 8*fr	6,62	20,13
7150		n (7) - 4*fr	4,83	14,68
7250		n (7) - 2*fr	3,78	11,49
7350	7		0,39	1,20
7450		n (7) + 2*fr	5,44	16,55
7550		n (7) + 4*fr	5,50	16,74
7750		n (7) + 8*fr	7,54	22,93

Tabla 2 Resultados gráfica THD de la tensión V12 antes del filtrado.

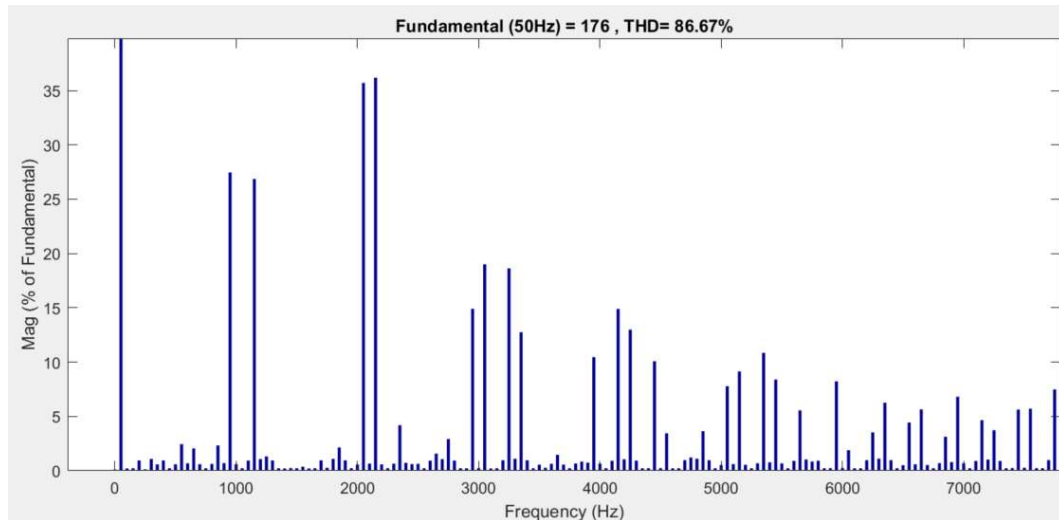


Fig. 124 THD para la tensión V1x sin filtrar.

Reflejamos los valores más importantes de la gráfica en la Tabla 3. Como podemos observar en ella solo tenemos las bandas laterales de cada armónico, tanto los armónicos impares, como los pares son casi inapreciables.

Para los armónicos impares sus bandas laterales se sitúan a múltiplos pares de la frecuencia fundamental (50 Hz). Para los armónicos pares se sitúan a múltiplos impares de la frecuencia fundamental.



Frecuencia	Armónico (n)	Banda	%THD	Valor(V)
50	fr		100,00	175,95
950		n (1) - 2*fr	27,46	48,32
1050	1		0,23	0,40
1150		n (1) + 2*fr	26,86	47,26
2050		n (2) - fr	35,70	62,82
2100	2		0,66	1,16
2150		n (2) + fr	36,19	63,67
2950		n (3) - 4*fr	14,91	26,23
3050		n (3) - 2*fr	19,00	33,44
3150	3		0,23	0,40
3250		n (3) + 2*fr	18,63	32,77
3350		n (3) + 4*fr	12,75	22,44
3950		n (4) - 5*fr	10,46	18,40
4150		n (4) - fr	14,90	26,23
4200	4		1,05	1,85
4250		n (4) + fr	12,99	22,85
4450		n (4) + 5*fr	10,08	17,74
5050		n (5) - 4*fr	7,78	13,68
5150		n (5) - 2*fr	9,15	16,09
5250	5		0,23	0,40
5350		n (5) + 2*fr	10,85	19,10
5450		n (5) + 4*fr	8,40	14,78
5950		n (6) - 7*fr	8,24	14,49
6050		n (6) - 5*fr	1,89	3,33
6250		n (6) - fr	3,53	6,20
6300	6		1,11	1,96
6350		n (6) + fr	6,25	11,01
6550		n (6) + 5*fr	4,44	7,82
6650		n (6) + 7*fr	5,65	9,94
6950		n (7) - 8*fr	6,81	11,98
7150		n (7) - 4*fr	4,66	8,20
7250		n (7) - 2*fr	3,73	6,56
7350	7		0,23	0,40
7450		n (7) + 2*fr	5,63	9,91
7550		n (7) + 4*fr	5,71	10,05
7750		n (7) + 8*fr	7,49	13,18

Tabla 3 Resultados gráfica THD de la tensión V1x antes del filtrado.

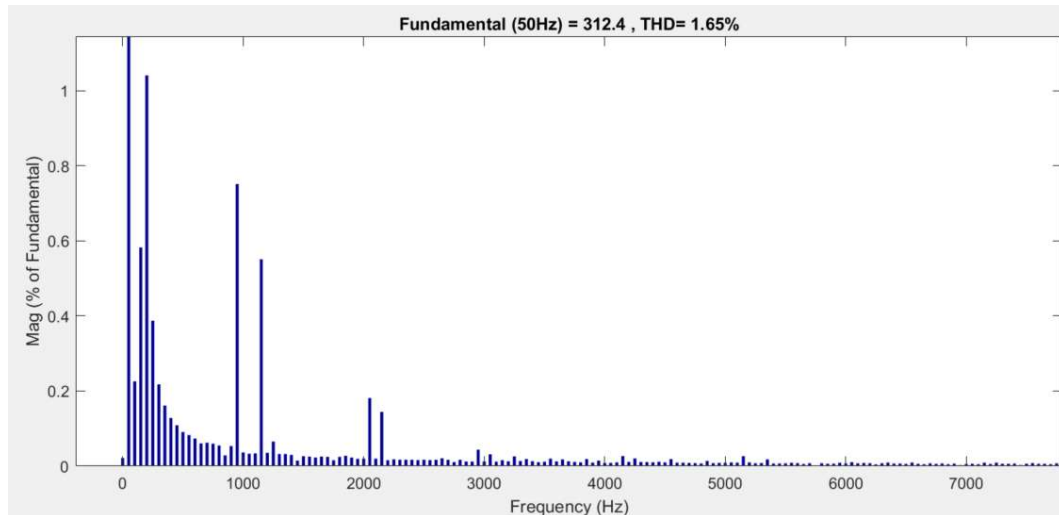


Fig. 125 THD para la tensión V12 filtrada.

Reflejamos los valores más importantes de la gráfica en la Tabla 4. Como podemos observar tras pasar por el filtro mantenemos el armónico fundamental. Vemos también que mantenemos alguna banda de algún armónico, aunque sus valores son casi despreciables. Aparece un armónico a frecuencia 200 Hz con bandas en 150 Hz y 250 Hz, consecuencia del filtro.

Frecuencia	Armónico (n)	Banda	%THD	Valor(V)
50	fr		100,00	312,44
950		$n(1) - 2*fr$	0,75	2,35
1050	1		0,03	0,10
1150		$n(1) + 2*fr$	0,55	1,72
2050		$n(2) - fr$	0,18	0,57
2100	2		0,02	0,06
2150		$n(2) + fr$	0,14	0,45
3150	3		0,02	0,05
4200	4		0,01	0,03
5250	5		0,01	0,02
6300	6		0,01	0,02
7350	7		0,01	0,02

Tabla 4 Resultados gráfica THD de la tensión V12 filtrada.

También vamos a ver cómo es la distorsión armónica total de la corriente tanto a la salida del inversor(ver Fig. 126) como a la salida de filtro(ver Fig. 127).

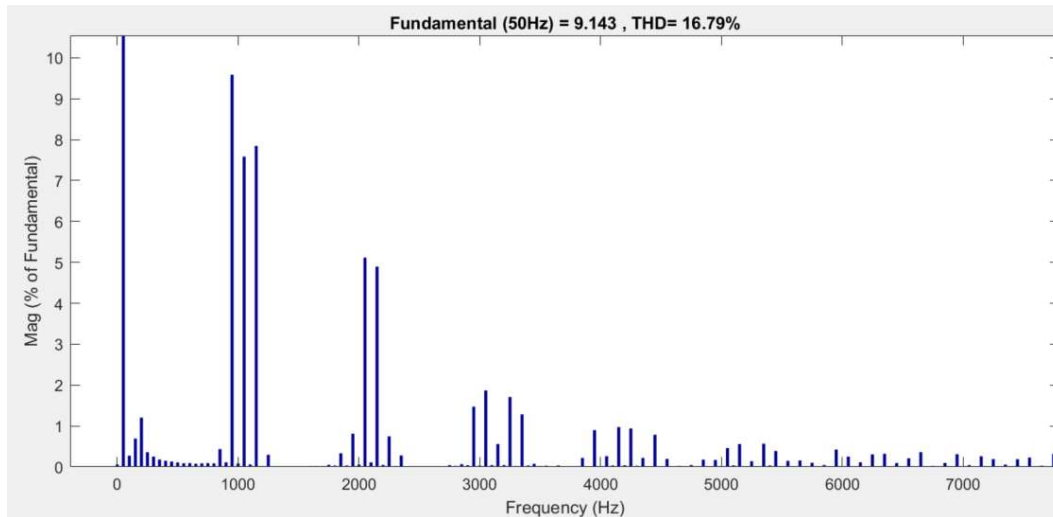


Fig. 126 THD para la corriente I1 sin filtrar.

Reflejamos los valores más importantes de la gráfica en la Tabla 5.

Como podemos observar en ella solo tenemos las bandas laterales de cada armónico, tanto los armónicos impares, como los pares son casi inapreciables. Las bandas laterales son apreciables en los primeros armónicos.

Para los armónicos impares sus bandas laterales se sitúan a múltiplos pares de la frecuencia fundamental (50 Hz). Para los armónicos pares se sitúan a múltiplos impares de la frecuencia fundamental.



Frecuencia	Armónico (n)	Banda	%THD	Valor(I)
50	fr		100,00	9,14
950		n (1) - 2*fr	9,59	0,88
1050	1		7,58	0,69
1150		n (1) + 2*fr	7,85	0,72
2050		n (2) - fr	5,12	0,47
2100	2		0,11	0,01
2150		n (2) + fr	4,90	0,45
2950		n (3) - 4*fr	1,47	0,13
3050		n (3) - 2*fr	1,87	0,17
3150	3		0,56	0,05
3250		n (3) + 2*fr	1,71	0,16
3350		n (3) + 4*fr	1,28	0,12
3950		n (4) - 5*fr	0,90	0,08
4050		n (4) - 3*fr	0,26	0,02
4150		n (4) - fr	0,97	0,09
4200	4		0,04	0,00
4250		n (4) + fr	0,94	0,09
4350		n (4) + 3*fr	0,22	0,02
4450		n (4) + 5*fr	0,79	0,07
4950		n (5) - 6*fr	0,17	0,02
5050		n (5) - 4*fr	0,46	0,04
5150		n (5) - 2*fr	0,56	0,05
5250	5		0,14	0,01
5350		n (5) + 2*fr	0,57	0,05
5450		n (5) + 4*fr	0,39	0,04
5550		n (5) + 6*fr	0,15	0,01
5950		n (6) - 7*fr	0,42	0,04
6050		n (6) - 5*fr	0,25	0,02
6150		n (6) - 3*fr	0,11	0,01
6250		n (6) - fr	0,30	0,03
6300	6		0,01	0,00
6350		n (6) + fr	0,32	0,03
6450		n (6) + 3*fr	0,09	0,01
6550		n (6) + 5*fr	0,21	0,02
6650		n (6) + 7*fr	0,36	0,03
6950		n (7) - 8*fr	0,31	0,03
7150		n (7) - 4*fr	0,26	0,02
7250		n (7) - 2*fr	0,19	0,02
7350	7		0,06	0,01
7450		n (7) + 2*fr	0,19	0,02
7550		n (7) + 4*fr	0,23	0,02
7750		n (7) + 8*fr	0,32	0,03

Tabla 5 Resultados gráfica THD de la corriente I1 antes del filtrado.

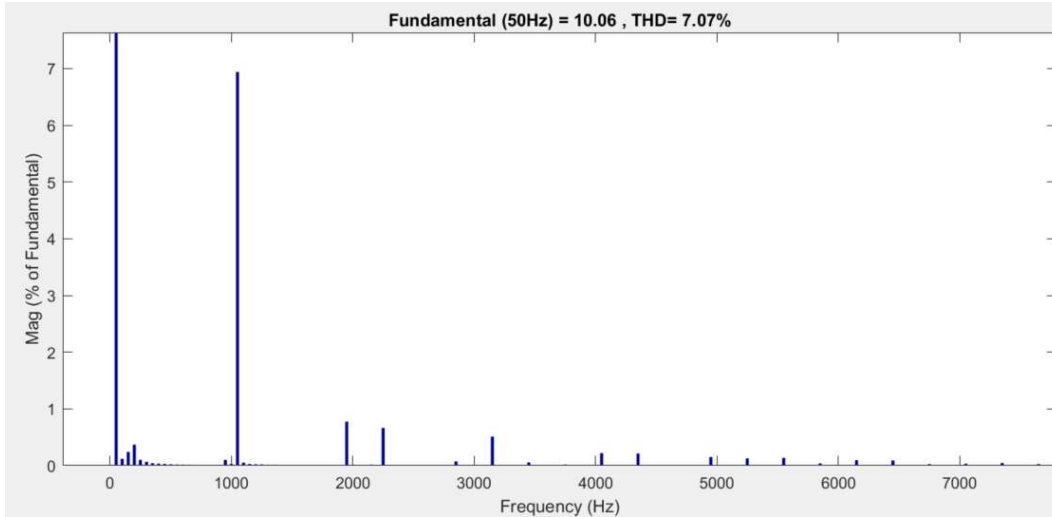


Fig. 127 THD para la corriente I1 filtrada.

Reflejamos los valores más importantes de la gráfica en la Tabla 6. Como podemos observar tras pasar por el filtro mantenemos el armónico fundamental. Vemos también que mantenemos alguna banda de algún armónico, aunque sus valores son casi despreciables, así como el primer armónico.

Frecuencia	Armónico (n)	Banda	%THD	Valor(I)
50	fr		100,00	10,06
950		n (1) - 2*fr	0,10	0,01
1050	1		6,94	0,70
1150		n (1) + 2*fr	0,03	0,01
1950		n (2) - 3*fr	0,77	0,08
2100	2		0,01	0,00
2250		n (2) + 3*fr	0,67	0,07
3150	3		0,51	0,05
4050		n (4) - 3*fr	0,22	0,02
4200	4		0,00	0,00
4350		n (4) + 3*fr	0,21	0,02
4950		n (5) - 6*fr	0,15	0,02
5250	5		0,13	0,01
5550		n (5) + 6*fr	0,14	0,01
6150		n (6) - 3*fr	0,10	0,01
6300	6		0,00	0,00
6450		n (6) + 3*fr	0,09	0,01
7350	7		0,05	0,00

Tabla 6 Resultados gráfica THD de la corriente I1 tras el filtro.



6.2. INVERSOR TRIFÁSICO CON SVPWM

6.2.1. ETAPA DE CONTROL

Vamos a ver cómo es la señal de control que aplicaremos sobre una rama del inversor (ver Fig. 128).

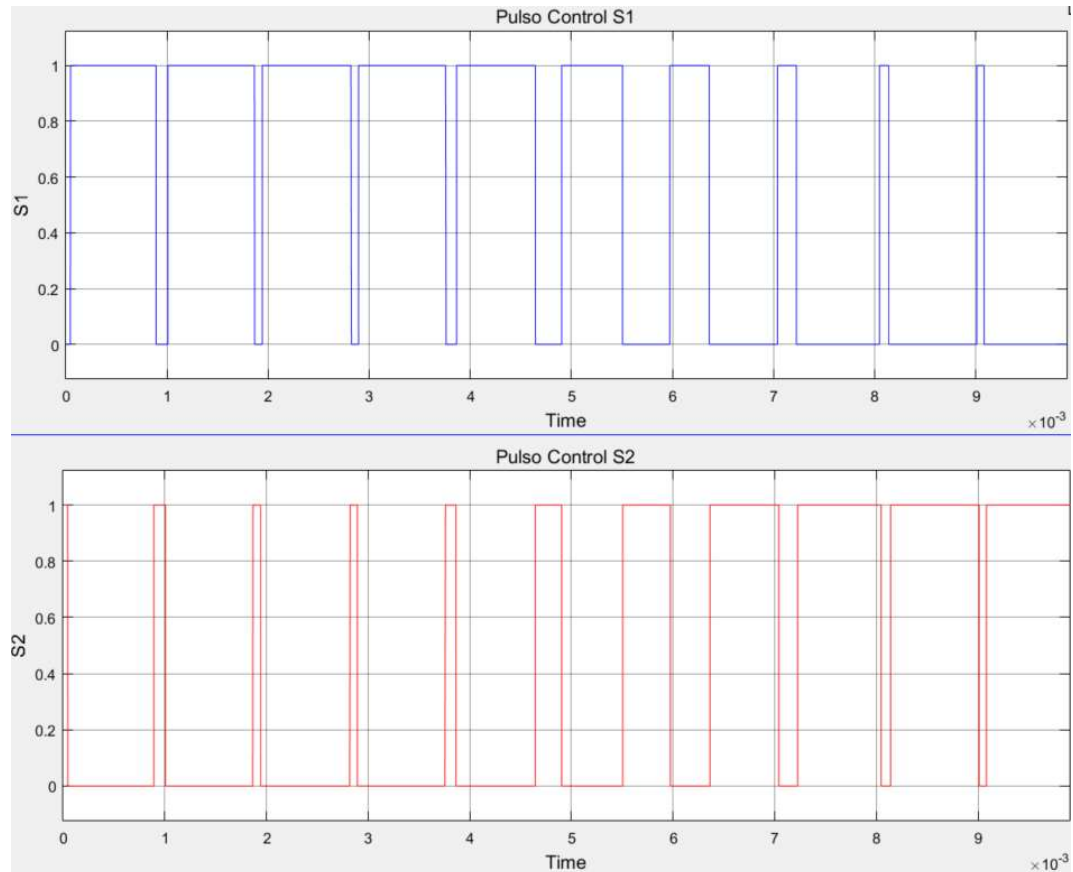


Fig. 128 Pulso de control de los polos S1 y S2.

6.2.2. ETAPA INVERSOR

Como hemos visto cuando hablamos de inversores, no están en conducción al mismo tiempo los semiconductores de una misma rama. De una misma rama vamos a ver la forma de onda de la tensión (ver Fig. 129) y la corriente (ver Fig. 130)

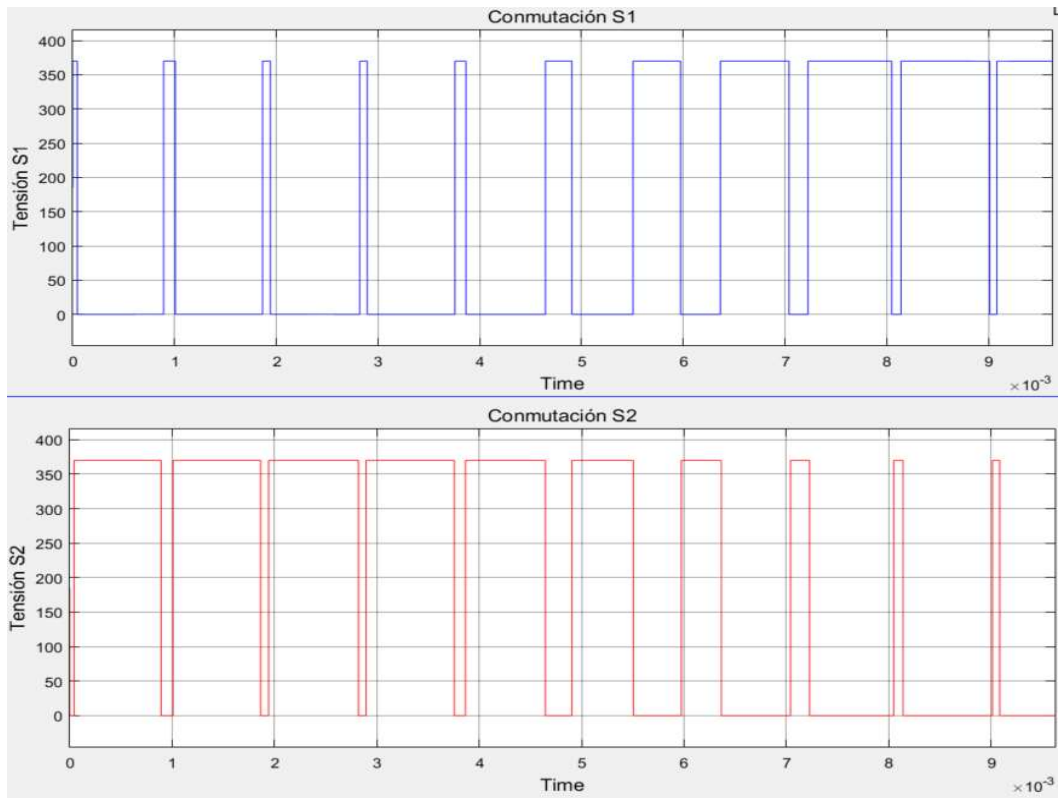


Fig. 129 Tensión polo S1 y S2.

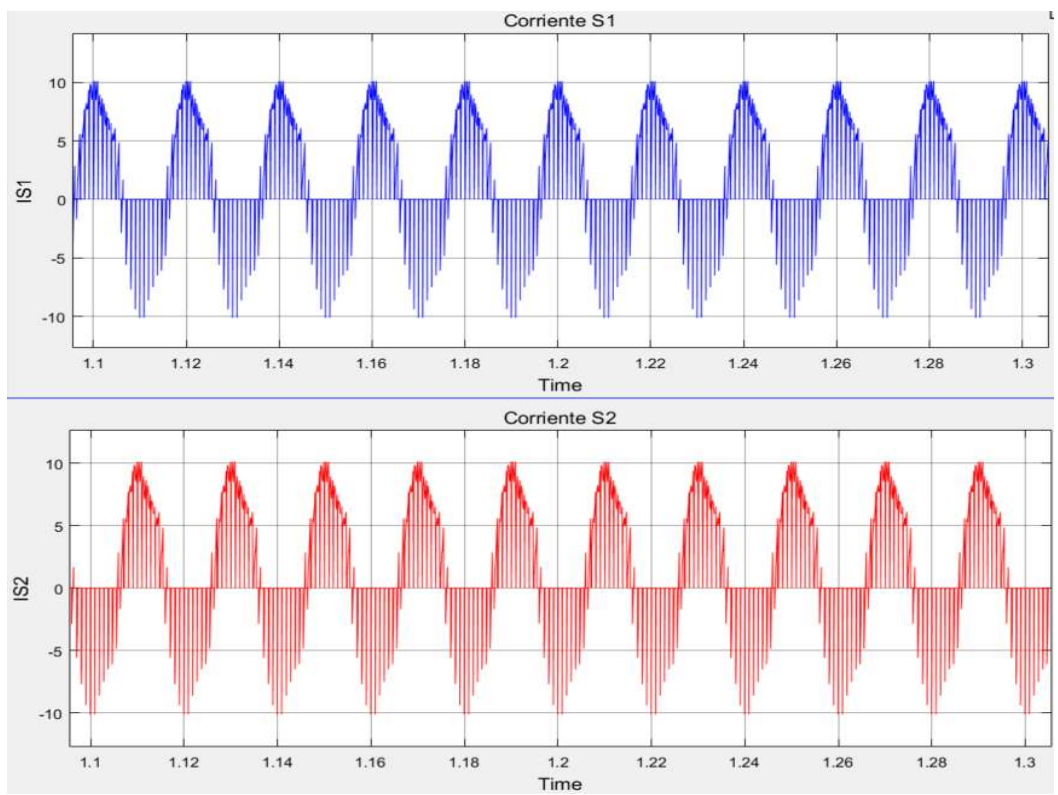


Fig. 130 Corriente polo S1 y S2.



Observamos una tensión igual a $V_{DC} = 370$ V en conducción que es la que tenemos en la etapa CC del inversor y que tratamos de convertir a CA. En la corriente tenemos 10,12 A de máxima y -10,11 A de mínima, obteniendo una corriente eficaz de 4,46 A. También vemos que ambas señales de cada caso se contraponen.

Veamos ahora la frecuencia de conmutación de los polos (ver Fig. 131).

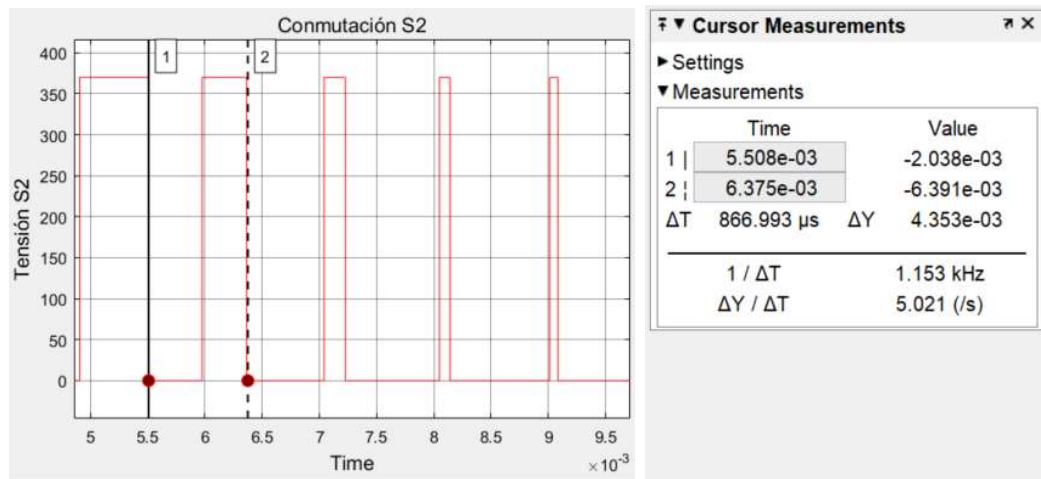


Fig. 131 Frecuencia de conmutación del polo S2.

Tenemos una frecuencia de 1153 Hz un poco por encima de nuestros 1050 Hz. Esto se debe a que la técnica PWM va variando los anchos de pulso entorno a esa frecuencia.

Observemos las tensiones de salida del inversor fase a fase(1-2, 2-3 y 3-1)(ver Fig. 132), la tensión de una única fase(1)(ver Fig. 133), la tensión de fase a fase(1-2)(ver Fig. 134) y la tensión de fase a carga(ver Fig. 135).

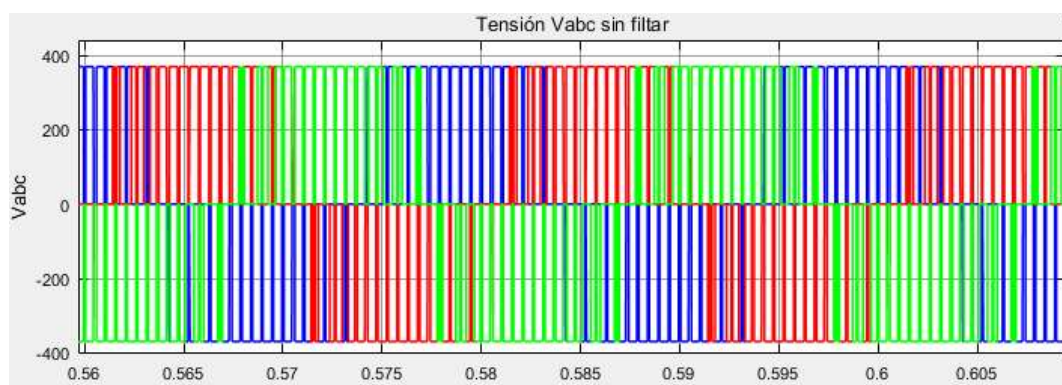


Fig. 132 Tensiones fase a fase.

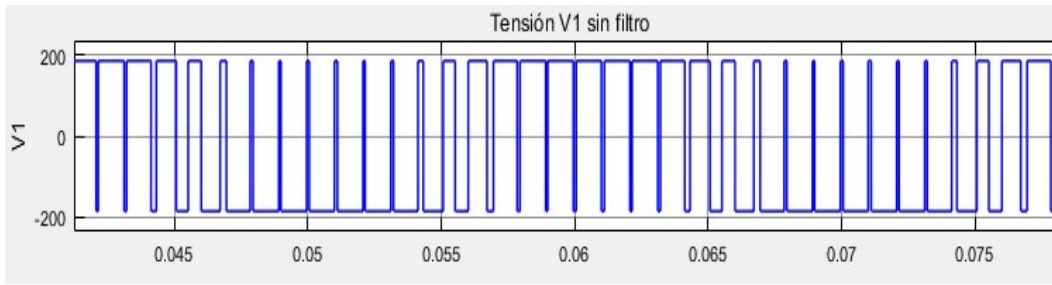


Fig. 133 Tensión primera fase.

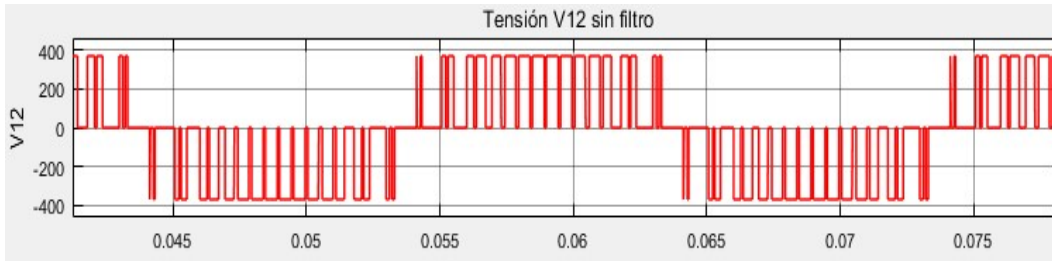


Fig. 134 Tensión fase a fase 1-2.

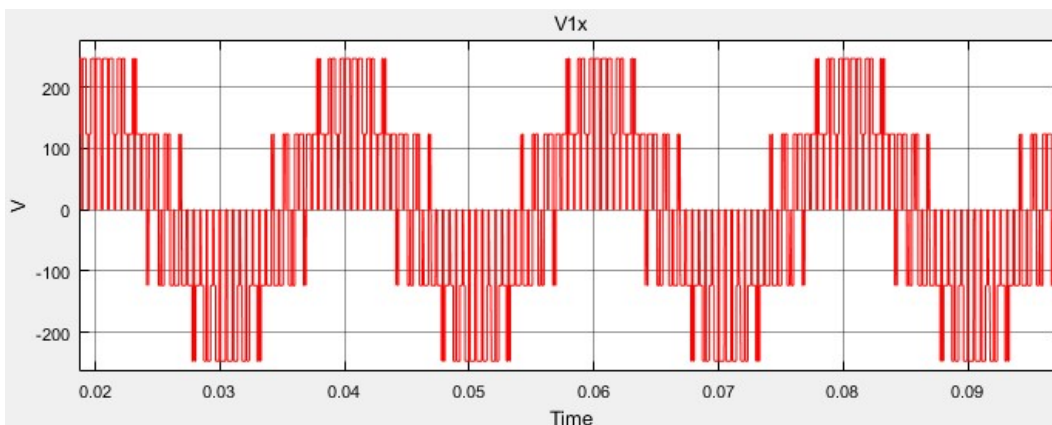


Fig. 135 Tensión fase a carga.

La tensión de una única fase o de línea es igual a $V_{DC}/2 = \pm 185 \text{ V}$, que es lo que obtenemos en la etapa CC del inversor y que tratamos de convertir a CA. La tensión de fase a fase es igual a $V_{DC} = \pm 370 \text{ V}$ de máxima y mínima respectivamente, también tiene paso por 0 V, por eso tenemos tres niveles de tensión. La tensión de fase a carga muestra cinco niveles $\pm 247 \text{ V}$ aproximadamente, $\pm 124 \text{ V}$ aproximadamente y 0 V, el nivel máximo se debe a que corresponde a dos tercios de V_{DC} y el nivel intermedio es la mitad de la tensión del nivel superior.

También vamos a ver cómo es la corriente a la salida del inversor en la Fig. 136 que corresponderá con la corriente de fase o de línea.

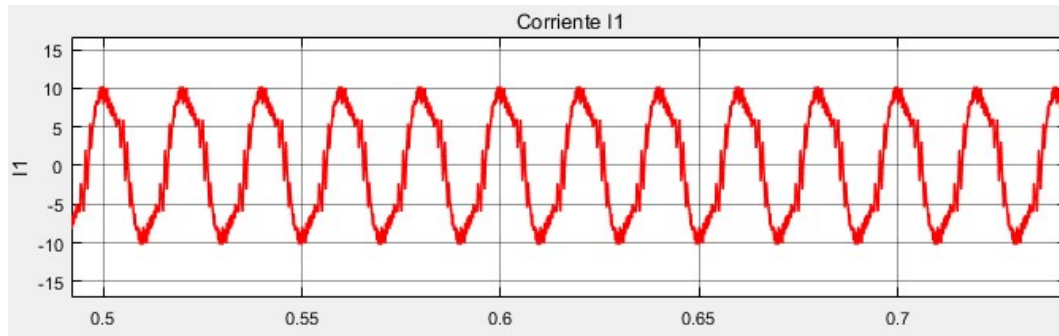


Fig. 136 Corriente primera fase sin filtrar.

Corriente de fase o de línea de $\pm 10,12$ A y una corriente eficaz de 6,75 A.

6.2.3. ETAPA DEL FILTRO

Al igual que en el apartado anterior vamos a observar la tensión de salida del inversor tras el filtro. La tensión fase a fase(1-2, 2-3 y 3-1)(ver Fig. 137), la tensión de una única fase(1)(ver Fig. 138) y la tensión de fase a fase(1-2)(ver Fig. 139).



Fig. 137 Tensiones fase a fase

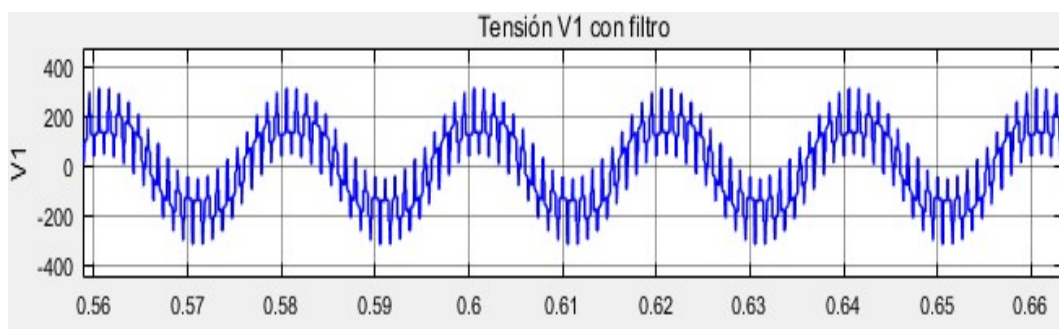


Fig. 138 Tensión primera fase.

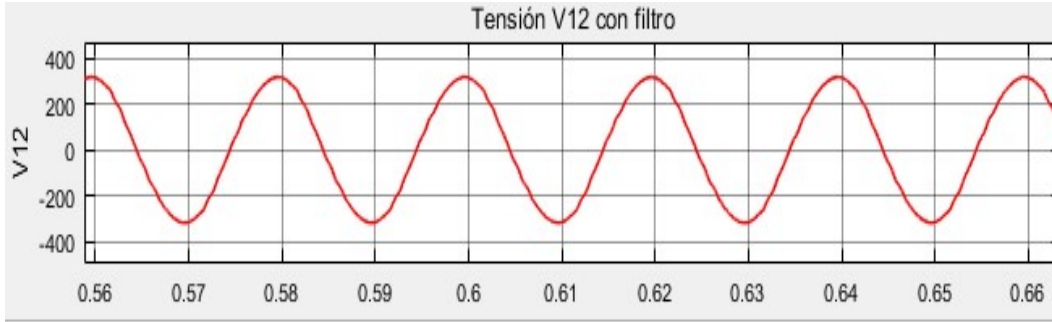


Fig. 139 Tensión fase a fase.

Comprobamos que nuestras tensiones se han visto reducidas tras el filtrado, que la tensión fase a fase ya sí que es una onda de forma senoidal y cuya tensión es $\pm 316,7$ V, teniendo $224,4$ V_{rms}, muy cerca de los 220 V_{rms} que necesitamos para nuestra carga.

También vamos a ver cómo es la corriente a la salida del filtro en la Fig. 140, que corresponderá con la corriente de fase o de línea.

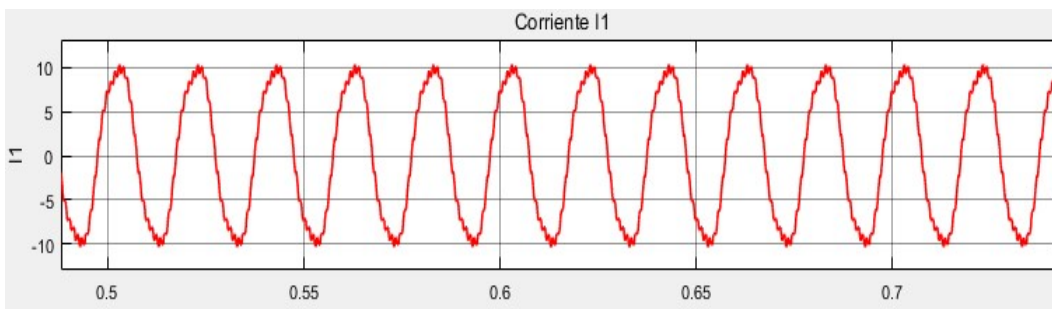


Fig. 140 Corriente primera fase tras el filtro.

Corriente de fase o de línea de $\pm 10,22$ A y una corriente eficaz de $7,2$ A.

Comprobamos la frecuencia de la tensión de salida (ver Fig. 141) que deberá ser de 50 Hz que es la frecuencia de trabajo de nuestra carga.

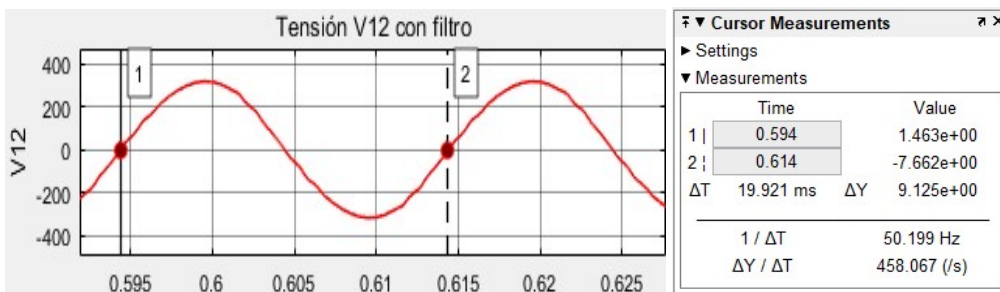


Fig. 141 Frecuencia de la tensión de salida V12.



6.2.4. ESTUDIO ARMÓNICO

Vamos a ver cómo es la distorsión armónica total (THD) tanto a la salida del inversor (ver Fig. 142, Fig. 143 y Fig. 144), como a la salida tras el filtro (ver Fig. 145). Para ello usaremos la herramienta incorporada en el bloque Powergui de nuestro esquema, llamada FFT. Debemos indicar la frecuencia del fundamental 50 Hz y la frecuencia máxima de estudio, en nuestro caso hemos elegido 7900 Hz, también indicar que es para un único ciclo y el primer ciclo en que la señal es estable. A continuación, se estudiarán cada una de las imágenes.

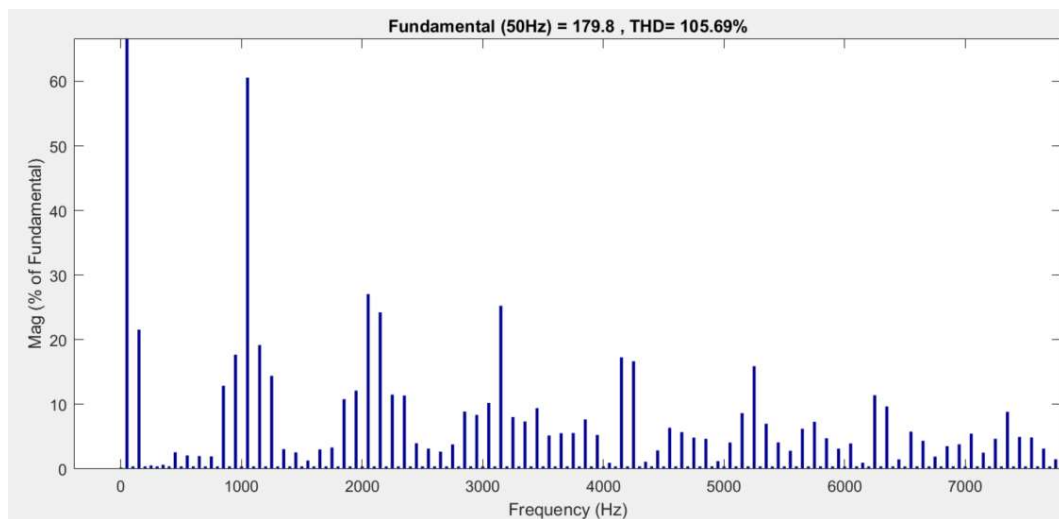


Fig. 142 THD para la tensión V1 sin filtrar.

Reflejamos los valores más importantes de la gráfica en la Tabla 7. Como podemos observar en ella solo tenemos armónicos importantes en índices impares, los armónicos pares son casi inapreciables. Esto se debe a que la frecuencia elegida para la señal portadora es múltiplo de 3 y el índice de modulación de las frecuencias es un número impar e igual a 21.

A pesar de no tener armónicos pares, si se mantienen sus bandas laterales. También tenemos bandas laterales en los armónicos impares.

A medida que aumenta el índice de nuestros armónicos, aumenta el número de bandas laterales.

Para los armónicos impares sus bandas laterales se sitúan a múltiplos pares de la frecuencia fundamental (50 Hz). Para los armónicos pares se sitúan a múltiplos impares de la frecuencia fundamental.



Frecuencia	Armónico (n)	Banda	%THD	Valor(V)
50	fr		100,00	179,81
150		$n(fr) + 2*fr$	21,56	38,76
850		$n(1) - 4*fr$	12,88	23,16
950		$n(1) - 2*fr$	17,70	31,82
1050	1		60,58	108,92
1150		$n(1) + 2*fr$	19,19	34,50
1250		$n(1) + 4*fr$	14,42	25,93
1850		$n(2) - 5*fr$	10,81	19,45
1950		$n(2) - 3*fr$	12,13	21,82
2050		$n(2) - fr$	27,07	48,68
2100	2		0,41	0,74
2150		$n(2) + fr$	24,25	43,60
2250		$n(2) + 3*fr$	11,51	20,69
2350		$n(2) + 5*fr$	11,37	20,44
2850		$n(3) - 6*fr$	8,90	16,00
2950		$n(3) - 4*fr$	8,37	15,05
3050		$n(3) - 2*fr$	10,24	18,41
3150	3		25,26	45,43
3250		$n(3) + 2*fr$	8,03	14,45
3350		$n(3) + 4*fr$	7,35	13,21
3450		$n(3) + 6*fr$	9,43	16,96
3750		$n(4) - 9*fr$	5,57	10,02
3850		$n(4) - 7*fr$	7,68	13,81
3950		$n(4) - 5*fr$	5,27	9,48
4150		$n(4) - fr$	17,28	31,07
4200	4		0,41	0,74
4250		$n(4) + fr$	16,68	29,99
4450		$n(4) + 5*fr$	2,88	5,18
4550		$n(4) + 7*fr$	6,38	11,48
4650		$n(4) + 9*fr$	5,72	10,28
4750		$n(5) - 10*fr$	4,85	8,72
4850		$n(5) - 8*fr$	4,67	8,40
5050		$n(5) - 4*fr$	4,09	7,35
5150		$n(5) - 2*fr$	8,66	15,56
5250	5		15,91	28,61
5350		$n(5) + 2*fr$	7,01	12,60
5450		$n(5) + 4*fr$	4,13	7,43
5650		$n(5) + 8*fr$	6,23	11,21
5750		$n(5) + 10*fr$	7,30	13,13
5850		$n(6) - 9*fr$	4,76	8,56
5950		$n(6) - 7*fr$	3,15	5,66
6050		$n(6) - 5*fr$	3,96	7,12
6250		$n(6) - fr$	11,41	20,52
6300	6		0,41	0,74
6350		$n(6) + fr$	9,69	17,42
6550		$n(6) + 5*fr$	5,79	10,41
6650		$n(6) + 7*fr$	4,37	7,86
6750		$n(6) + 9*fr$	1,92	3,46
6850		$n(7) - 10*fr$	3,54	6,36
6950		$n(7) - 8*fr$	3,83	6,88



Frecuencia	Armónico (n)	Banda	%THD	Valor(V)
7050		$n(7) - 6*fr$	5,47	9,84
7150		$n(7) - 4*fr$	2,53	4,55
7250		$n(7) - 2*fr$	4,68	8,41
7350	7		8,85	15,92
7450		$n(7) + 2*fr$	4,97	8,93
7550		$n(7) + 4*fr$	4,89	8,80
7650		$n(7) + 6*fr$	3,15	5,67
7750		$n(7) + 8*fr$	1,50	2,70

Tabla 7 Resultados gráfica THD de la tensión V1 antes del filtrado.

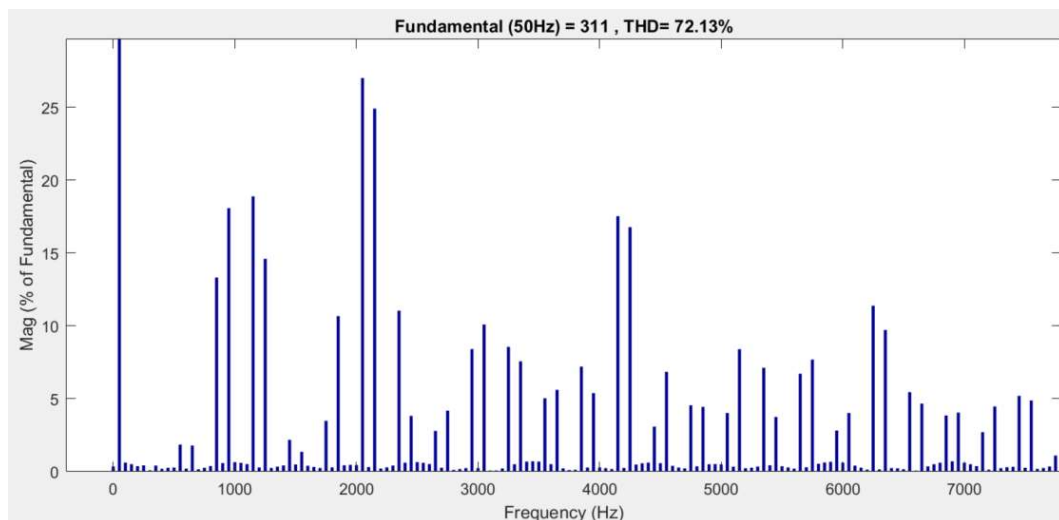


Fig. 143 THD para la tensión V12 sin filtrar.

Reflejamos los valores más importantes de la gráfica en la Tabla 8. Como podemos observar en ella solo tenemos las bandas laterales de cada armónico, tanto los armónicos impares, como los pares son casi inapreciables. Esto se debe a que la tensión V12 es la diferencia entre la tensión de la fase 1 y la tensión de la fase 2. Es por ello por lo que también se elimina alguna banda lateral.

Para los armónicos impares sus bandas laterales se sitúan a múltiplos pares de la frecuencia fundamental (50 Hz). Para los armónicos pares se sitúan a múltiplos impares de la frecuencia fundamental.



Frecuencia	Armónico (n)	Banda	%THD	Valor(V)
50	fr		100,00	311,02
850		n (1) - 4*fr	13,32	41,41
950		n (1) - 2*fr	18,07	56,21
1050	1		0,60	1,88
1150		n (1) + 2*fr	18,88	58,72
1250		n (1) + 4*fr	14,60	45,39
1850		n (2) - 5*fr	10,67	33,18
2050		n (2) - fr	27,00	83,96
2100	2		0,32	0,99
2150		n (2) + fr	24,90	77,45
2350		n (2) + 5*fr	11,04	34,34
2950		n (3) - 4*fr	8,41	26,14
3050		n (3) - 2*fr	10,09	31,39
3150	3		0,08	0,25
3250		n (3) + 2*fr	8,55	26,61
3350		n (3) + 4*fr	7,56	23,53
3850		n (4) - 7*fr	7,68	22,41
3950		n (4) - 5*fr	5,39	16,76
4150		n (4) - fr	17,52	54,49
4200	4		0,26	0,80
4250		n (4) + fr	16,77	52,15
4450		n (4) + 5*fr	3,08	9,59
4550		n (4) + 7*fr	6,85	21,30
4750		n (5) - 10*fr	4,55	14,17
4850		n (5) - 8*fr	4,44	13,82
5050		n (5) - 4*fr	4,02	12,52
5150		n (5) - 2*fr	8,40	26,12
5250	5		0,28	0,86
5350		n (5) + 2*fr	7,12	22,16
5450		n (5) + 4*fr	3,75	11,68
5650		n (5) + 8*fr	6,71	20,88
5750		n (5) + 10*fr	7,69	23,92
5950		n (6) - 7*fr	2,82	8,77
6050		n (6) - 5*fr	4,03	12,52
6250		n (6) - fr	11,38	35,39
6300	6		0,41	0,49
6350		n (6) + fr	9,72	30,22
6550		n (6) + 5*fr	5,46	16,97
6650		n (6) + 7*fr	4,67	14,51
6850		n (7) - 10*fr	3,86	11,99
6950		n (7) - 8*fr	4,05	12,60
7150		n (7) - 4*fr	2,71	8,42
7250		n (7) - 2*fr	4,47	13,91
7350	7		0,31	0,96
7450		n (7) + 2*fr	5,20	16,16
7550		n (7) + 4*fr	4,88	15,19
7750		n (7) + 8*fr	1,11	3,44

Tabla 8 Resultados gráfica THD de la tensión V12 antes del filtrado.

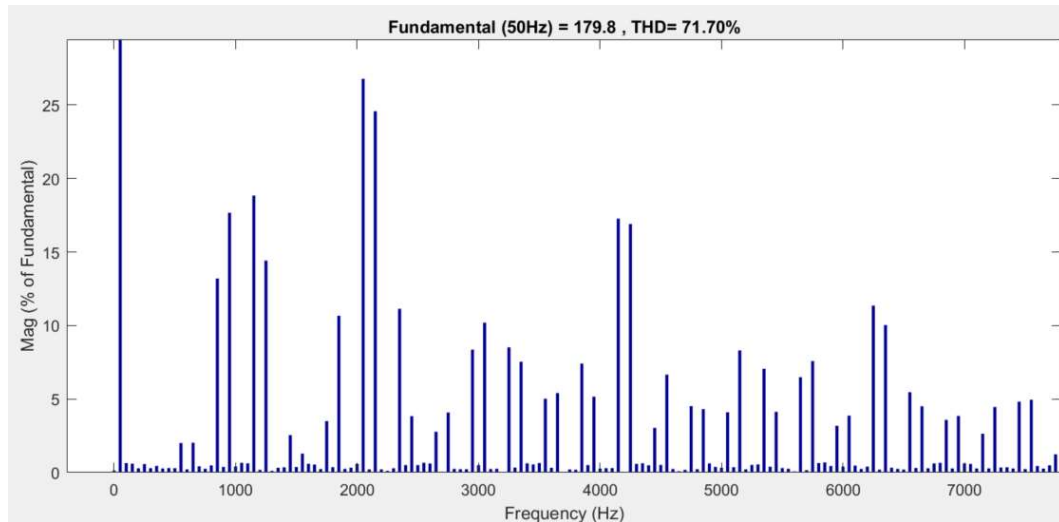


Fig. 144 THD para la tensión V_{1x} sin filtrar.

Reflejamos los valores más importantes de la gráfica en la Tabla 9. Como podemos observar en ella solo tenemos las bandas laterales de cada armónico, tanto los armónicos impares, como los pares son casi inapreciables.

Para los armónicos impares sus bandas laterales se sitúan a múltiplos pares de la frecuencia fundamental (50 Hz). Para los armónicos pares se sitúan a múltiplos impares de la frecuencia fundamental.



Frecuencia	Armónico (n)	Banda	%THD	Valor(V)
50	fr		100,00	179,77
850		n (1) - 4*fr	13,20	23,72
950		n (1) - 2*fr	17,68	31,78
1050	1		0,66	1,18
1150		n (1) + 2*fr	18,84	33,87
1250		n (1) + 4*fr	14,42	25,92
1850		n (2) - 5*fr	10,66	19,67
2050		n (2) - fr	26,79	48,16
2100	2		0,22	0,39
2150		n (2) + fr	24,58	44,19
2350		n (2) + 5*fr	11,14	20,02
2950		n (3) - 4*fr	8,36	15,03
3050		n (3) - 2*fr	10,19	18,33
3150	3		0,26	0,46
3250		n (3) + 2*fr	8,52	15,32
3350		n (3) + 4*fr	7,53	13,54
3850		n (4) - 7*fr	7,41	13,32
3950		n (4) - 5*fr	5,16	9,27
4150		n (4) - fr	17,27	31,05
4200	4		0,05	0,08
4250		n (4) + fr	16,91	30,40
4450		n (4) + 5*fr	3,04	5,46
4550		n (4) + 7*fr	6,66	11,97
4750		n (5) - 10*fr	4,52	8,13
4850		n (5) - 8*fr	4,32	7,76
5050		n (5) - 4*fr	4,10	7,37
5150		n (5) - 2*fr	8,31	14,94
5250	5		0,52	0,93
5350		n (5) + 2*fr	7,06	12,69
5450		n (5) + 4*fr	4,13	7,42
5650		n (5) + 8*fr	6,48	11,66
5750		n (5) + 10*fr	7,58	13,63
5950		n (6) - 7*fr	3,18	5,71
6050		n (6) - 5*fr	3,87	6,96
6250		n (6) - fr	11,35	20,41
6300	6		0,20	0,36
6350		n (6) + fr	10,04	18,04
6550		n (6) + 5*fr	5,47	9,83
6650		n (6) + 7*fr	4,51	8,11
6850		n (7) - 10*fr	3,58	6,44
6950		n (7) - 8*fr	3,85	6,92
7150		n (7) - 4*fr	2,64	4,74
7250		n (7) - 2*fr	4,46	8,01
7350	7		0,36	0,65
7450		n (7) + 2*fr	4,82	8,67
7550		n (7) + 4*fr	4,95	8,89
7750		n (7) + 8*fr	1,24	2,23

Tabla 9 Resultados gráfica THD de la tensión V1x antes del filtrado.

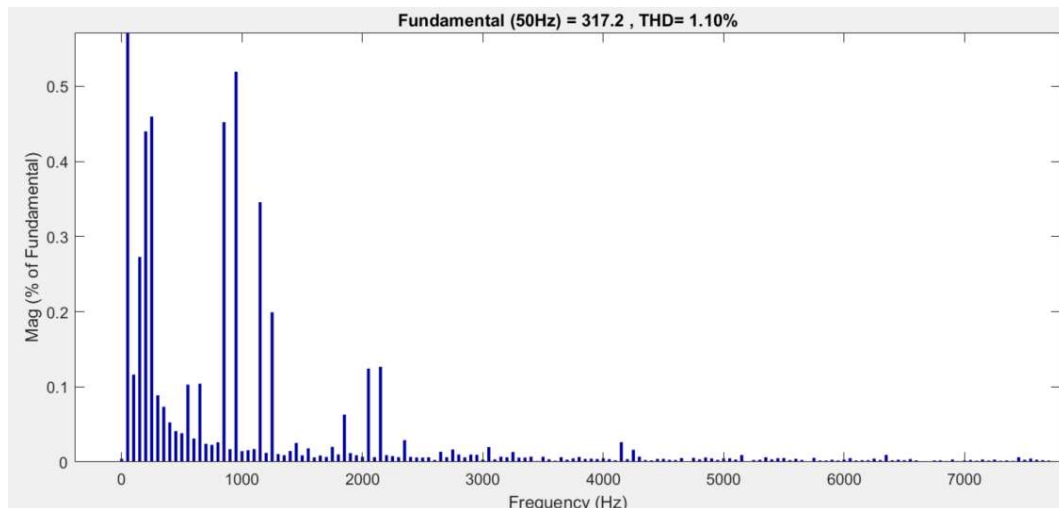


Fig. 145 THD para la tensión V12 filtrada.

Reflejamos los valores más importantes de la gráfica en la Tabla 10. Como podemos observar tras pasar por el filtro mantenemos el armónico fundamental. Vemos también que mantenemos alguna banda de algún armónico, aunque sus valores son casi despreciables. Aparece un armónico a frecuencia 200 Hz con bandas en 150 Hz y 250 Hz, consecuencia del filtro, pero casi inapreciables.

Frecuencia	Armónico (n)	Banda	%THD	Valor(V)
50	fr		100,00	317,19
850		$n(1) - 4*fr$	0,45	1,43
950		$n(1) - 2*fr$	0,92	1,65
1050	1		0,02	0,05
1150		$n(1) + 2*fr$	0,35	1,10
1250		$n(1) + 4*fr$	0,20	0,63
2050		$n(2) - fr$	0,12	0,39
2100	2		0,01	0,02
2150		$n(2) + fr$	0,13	0,40
3150	3		0,01	0,02
4200	4		0,00	0,01
5250	5		0,00	0,01
6300	6		0,00	0,01
7350	7		0,00	0,01

Tabla 10 Resultados gráfica THD de la tensión V12 filtrada.

También vamos a ver cómo es la distorsión armónica total de la corriente tanto a la salida del inversor(ver Fig. 146) como a la salida de filtro(ver Fig. 147).

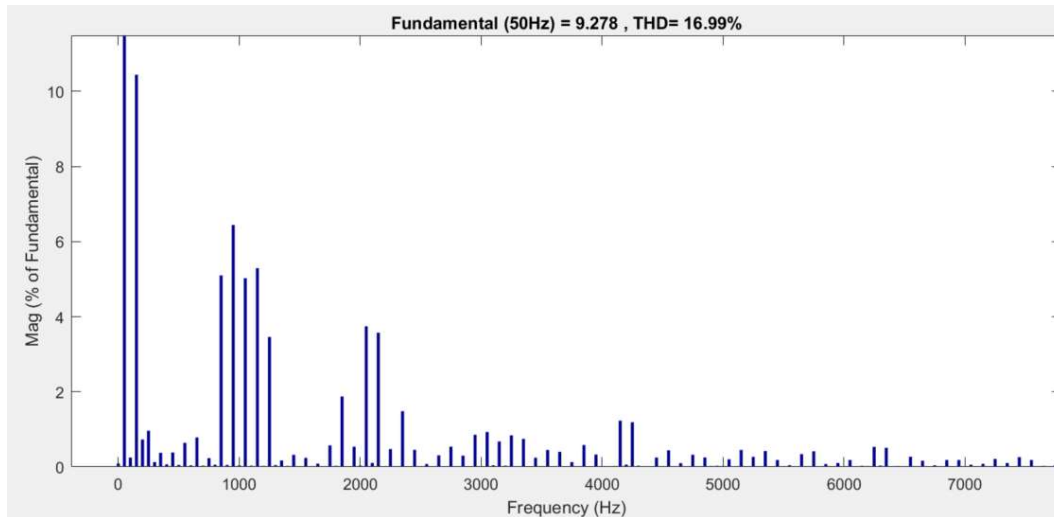


Fig. 146 THD para la corriente I1 sin filtrar.

Reflejamos los valores más importantes de la gráfica en la Tabla 11. Como podemos observar en ella solo tenemos las bandas laterales de cada armónico, tanto los armónicos impares, como los pares son casi inapreciables. Las bandas laterales son apreciables en los primeros armónicos.

Para los armónicos impares sus bandas laterales se sitúan a múltiplos pares de la frecuencia fundamental (50 Hz). Para los armónicos pares se sitúan a múltiplos impares de la frecuencia fundamental.



Frecuencia	Armónico (n)	Banda	%THD	Valor(I)
50	fr		100,00	9,28
150		$n(fr) + 2*fr$	10,44	0,97
850		$n(1) - 4*fr$	5,10	0,47
950		$n(1) - 2*fr$	6,44	0,60
1050	1		5,03	0,47
1150		$n(1) + 2*fr$	5,29	0,49
1250		$n(1) + 4*fr$	3,46	0,32
1850		$n(2) - 5*fr$	1,88	0,17
2050		$n(2) - fr$	3,74	0,35
2100	2		0,10	0,01
2150		$n(2) + fr$	3,57	0,33
2350		$n(2) + 5*fr$	1,48	0,14
2950		$n(3) - 4*fr$	0,85	0,08
3050		$n(3) - 2*fr$	0,93	0,09
3150	3		0,68	0,06
3250		$n(3) + 2*fr$	0,84	0,08
3350		$n(3) + 4*fr$	0,74	0,07
3750		$n(4) - 9*fr$	0,13	0,01
3850		$n(4) - 7*fr$	0,58	0,05
3950		$n(4) - 5*fr$	0,33	0,03
4150		$n(4) - fr$	1,23	0,11
4200	4		0,06	0,01
4250		$n(4) + fr$	1,19	0,11
4450		$n(4) + 5*fr$	0,25	0,02
4550		$n(4) + 7*fr$	0,44	0,04
4650		$n(4) + 9*fr$	0,10	0,01
4750		$n(5) - 10*fr$	0,32	0,03
4850		$n(5) - 8*fr$	0,25	0,02
5050		$n(5) - 4*fr$	0,20	0,02
5150		$n(5) - 2*fr$	0,45	0,04
5250	5		0,27	0,02
5350		$n(5) + 2*fr$	0,42	0,04
5450		$n(5) + 4*fr$	0,18	0,02
5650		$n(5) + 8*fr$	0,34	0,03
5750		$n(5) + 10*fr$	0,42	0,04
5950		$n(6) - 7*fr$	0,10	0,01
6050		$n(6) - 5*fr$	0,18	0,02
6250		$n(6) - fr$	0,53	0,05
6300	6		0,03	0,00
6350		$n(6) + fr$	0,51	0,05
6550		$n(6) + 5*fr$	0,27	0,03
6650		$n(6) + 7*fr$	0,16	0,02
6850		$n(7) - 10*fr$	0,18	0,02
6950		$n(7) - 8*fr$	0,18	0,02
7250		$n(7) - 2*fr$	0,21	0,02
7350	7		0,10	0,01
7450		$n(7) + 2*fr$	0,26	0,02
7550		$n(7) + 4*fr$	0,18	0,02

Tabla 11 Resultados gráfica THD de la corriente I1 antes del filtrado.

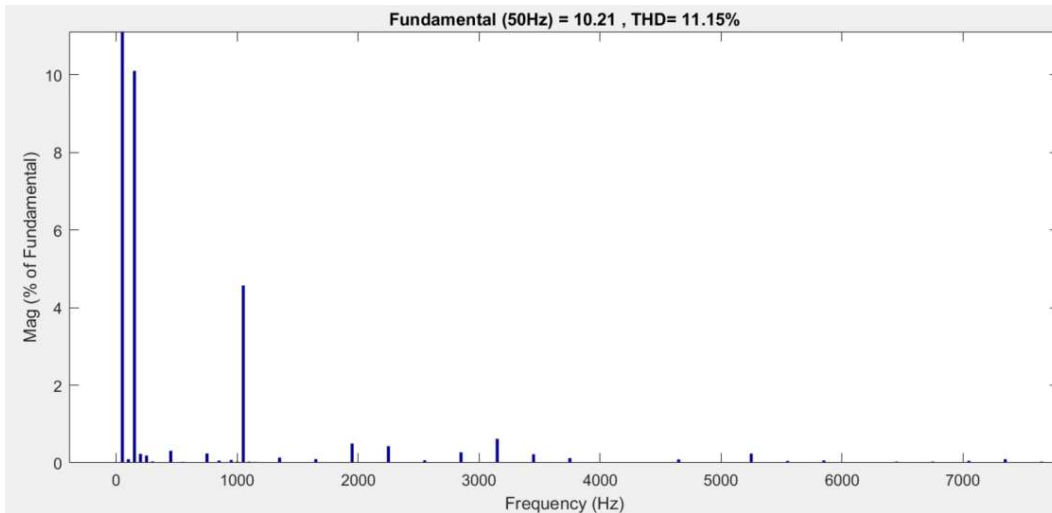


Fig. 147 THD para la corriente I1 filtrada.

Reflejamos los valores más importantes de la gráfica en la Tabla 12. Como podemos observar tras pasar por el filtro mantenemos el armónico fundamental. Vemos también que mantenemos alguna banda de algún armónico, aunque sus valores son casi despreciables, así como el primer armónico.

Frecuencia	Armónico (n)	Banda	%THD	Valor(I)
50	fr		100,00	10,21
150		n (fr) + 2*fr	10,10	1,03
750		n (1) - 6*fr	0,24	0,02
1050	1		4,57	0,47
2100	2		0,00	0,00
2250		n (2) + 3*fr	0,43	0,04
2850		n (3) - 6*fr	0,27	0,03
3150	3		0,62	0,06
3450		n (3) + 6*fr	0,22	0,02
3750		n (4) - 9*fr	0,12	0,01
4200	4		0,00	0,00
5250	5		0,24	0,02
6300	6		0,00	0,00
7350	7		0,09	0,01

Tabla 12 Resultados gráfica THD de la corriente I1 tras el filtro.



7. ESTUDIO ECONÓMICO

En todo proyecto que se quiera llevar a cabo es necesario realizar un estudio previo para poder comprender si es viable o no el proyecto, o lo que es lo mismo si es posible la realización de este.

El objetivo de nuestro trabajo es la implementación de un inversor trifásico controlado por PWM mediante el software Matlab, por lo tanto, estaremos realizando una parte de este estudio que es la simulación.

La realización de estas simulaciones requerirá de conocimientos previos sobre la herramienta software a usar y sobre el esquema a trabajar. Aportar horas de trabajo a la simulación y realización del esquema.

7.1. ETAPAS DEL PROYECTO

Antes de la realización del proyecto debemos pensar una planificación sobre este. Esto nos lleva a tener una serie de etapas que seguir.

7.1.1. ANÁLISIS PREVIO

Una vez que tenemos el tema sobre el trabajo a desarrollar, debemos hacernos una serie de preguntas, ¿de qué trata el trabajo? o ¿que nos están pidiendo?, ¿cómo es posible realizarlo?, ¿conozco todo lo necesario? Una vez que hallamos respondido a esta serie de preguntas tendremos una base sobre la que empezar a realizar el proyecto.

En este caso al ser una única persona la que realiza el trabajo, no hay un reparto de tareas, ni tendremos que asignar personas a los recursos disponibles.

7.1.2. PLANIFICACIÓN

Sabemos la finalidad del trabajo y como llevarlo a acabo, pero no disponemos de toda la información posible. Es por ello por lo que cogeremos el conjunto de nuestro proyecto y lo dividiremos en proyectos más pequeños o subproyectos, esto nos hará poder atajar el trabajo de manera más fácil y sencilla.



7.1.3. ANÁLISIS / RECOPIACIÓN

Vamos a ir abordando cada uno de los proyectos en los que hemos dividido nuestro trabajo. Aquí recopilaremos toda la información posible de cada subproyecto, una vez que tengamos esa información podremos abarcar el proyecto con una visión más general.

7.1.4. REALIZACIÓN DEL MODELO

Conocemos todo acerca de nuestro trabajo, y es hora de usar nuestra herramienta software para la realización de los modelos.

7.1.5. EXPERIMENTACIÓN Y TOMA DE DATOS

Una vez que tenemos los modelos funcionando correctamente, se procede a la toma de datos de estos modelos, realizando ensayos o pruebas.

7.1.6. CONCLUSIONES

Una vez que hemos obtenido los datos, analizamos los resultados comparando los modelos.

7.1.7. REDACCIÓN

Vamos plasmando el trabajo que hemos ido realizando, empezando por el análisis previo, luego la recopilación de información. Como hemos realizado esa experimentación y toma de datos, y los resultados y conclusiones que hemos obtenido de ello. Con esto obtenemos nuestro proyecto finalizado.

7.1.8. PRESENTACIÓN

Una vez finalizado el proyecto, se procede a su presentación para darlo a conocer.

7.2. EQUIPO DE TRABAJO

En este proyecto trabajaran dos personas:

- Director de proyecto: es el encargado de supervisar en todo momento al ingeniero durante el desarrollo.



- Ingeniero: es el encargado de la realización del proyecto. El ingeniero es el que lleva todo el peso de trabajo del proyecto llevando a cabo todas las etapas anteriormente descritas.

7.3. RECURSOS

Aquí se engloba todos los medios y herramientas necesarias que utilizara el ingeniero para llevar a cabo el inversor trifásico controlado por PWM. Estos recursos son:

- Software
 - Sistema Operativo Microsoft Windows 10 Home.
 - Paquete ofimático Microsoft Office 2016.
 - Programa de análisis Matlab R2016b.
 - Programas de uso cotidiano: correo electrónico, Adobe Acrobat...
- Hardware
 - PC: MOUNTAIN Intel Core i5
 - Impresora
 - Otras herramientas como: monitor, pen drive, ratón óptico...
- Material de oficina: cualquier recurso necesario como folios, libros, bolígrafos y demás herramientas de uso diario.

7.4. COSTES

Para poder hacer una estimación del coste de nuestro proyecto, es necesario llevar a cabo una distinción entre los distintos costes que tenemos. El coste total será el sumatorio de todos los costes asociados al proyecto.

En general podemos hacer una distinción entre costes directos y costes indirectos:

- Costes directos: son aquellos que dependen de las etapas de desarrollo del proyecto y que básicamente, están formados por:
 - Coste personal
 - Costes amortizables de programas y equipos
 - Costes de los materiales directos empleados
- Costes indirectos: son aquellos de los cuales no depende el desarrollo del proyecto en sí mismo pero que son necesarios para poderlo llevar a



cabo. Este tipo de costes se corresponden con consumos del siguiente tipo:

- Consumo eléctrico
- Consumo de combustible
- Internet

7.4.1. COSTES DIRECTOS

Para calcular los costes directos empezamos por los costes de personal. Para realizar este cálculo es necesario conocer las horas empleadas en el proyecto del equipo de trabajo.

En primer lugar, veamos las horas laborables al año:

- Días totales anuales: 365 días.
- Días pertenecientes a fines de semana: 52 fines de semana, 104 días.
- Días festivos: dependen de la comunidad autónoma y ciudad, en Valladolid 14 días.
- Días de vacaciones: 30 días.
- Días de asuntos propios: 5 días.

Si a los días totales restamos todos los días no laborables, obtenemos 212 días laborables. Como tenemos 8 horas laborables al día, tenemos unas 1696 horas laborables.

Veamos ahora el salario por hora de los integrantes del equipo de trabajo

- Director de proyecto:

Un director de proyecto tiene un salario medio neto anual de 50000 € aproximadamente. Teniendo en cuenta los impuestos y cotización (en torno al 35%), tenemos un salario bruto anual de 67.500 €. Si cogemos el salario bruto anual y lo dividimos por las horas laborables al año, obtenemos un coste por hora de 39,8 €/hora.

- Ingeniero:

Un ingeniero tiene un salario medio neto anual de 35000 € aproximadamente. Teniendo en cuenta los impuestos y cotización (en torno al 35%), tenemos un salario bruto anual de 48.600 €. Si cogemos



el salario bruto anual y lo dividimos por las horas laborables al año, obtenemos un coste por hora de 28,66 €/hora.

Una vez obtenido el coste por hora de los integrantes del equipo de trabajo, necesitamos el tiempo empleado en realizar el proyecto para saber el coste directo del mismo. El proyecto está dividido en etapas, cada una de ellas tendrá una duración y un coste dependiendo del número de horas empleadas por el equipo de trabajo. A continuación, una tabla donde se reflejan esos datos:

ETAPAS	DIRECTOR (HORAS)	INGENIERO (HORAS)	DIRECTOR (€)	INGENIERO (€)
Análisis Previo	8	8	318,4	229,28
Planificación	8	8	318,4	229,28
Análisis/ Recopilación	8	40	318,4	1146,4
Realización del modelo	8	80	318,4	2292,8
Experimentación y toma de datos	8	40	318,4	1146,4
Conclusiones	8	8	318,4	229,28
Redacción	8	240	318,4	6,878,4
Presentación	8	8	318,4	229,28
TOTAL	64	432	2547,2	12382,56

Tabla 13 Costes y horas empleadas por cada persona del equipo de trabajo.

Tenemos un total de 14.839,76 € de costes entre ambas personas del equipo de trabajo, y un total de 496 horas empleadas.

Los costes amortizables son aquellos que se corresponden con el uso de las herramientas necesarias para poder llevar a cabo el proyecto y que son amortizables a lo largo de su vida útil. En primer lugar, debemos conocer la inversión inicial para realizar una amortización lineal.

Consideramos material amortizable a todo lo utilizado en relación con los equipos informáticos, tanto hardware como software. Su periodo de amortización varía en función de la inversión final y de su vida útil. Según la agencia tributaria española, en el campo “Equipos electrónicos e informáticos. Sistemas y programas”, tenemos los siguientes coeficientes de amortización lineal:

- Equipos para procesos de información: 25% de amortización lineal máxima.
- Sistemas y programas informáticos: 33% de amortización lineal máxima.

Si interpolamos obtenemos nuestros coeficientes de amortización lineal. Tenemos un coeficiente 7,31% para equipos para procesos de información y un coeficiente de 9,65% para sistemas y programas informáticos. Que podemos ver reflejados en la siguiente tabla:

HERRAMIENTA UTILIZADA	COSTES (€)	AMORTIZACIÓN (€)
Ordenador personal	900	65,79
Impresora	120	8,77
Monitor auxiliar	220	16,08
Microsoft Windows 10	145	13,99
Microsoft Office 2016	169	16,31
Matlab R2016b	69	6,66
TOTAL	1623	127,6

Tabla 14 Costes amortizables.

Tenemos un total de 127,6 € de costes amortizables entre equipos para procesos de información y programas informáticos.

Ahora vamos a ver los costes de los materiales directos empleados. Aquí englobamos los materiales “consumibles” utilizados durante el desarrollo del proyecto tales como: herramientas de escritura, fotocopias, tinta, encuadernaciones y otros. Estimaremos un coste aproximado de 250€. Una vez visto esto tenemos un coste total directo de 15.217,36 €.

7.4.2. COSTES INDIRECTOS

Recordamos que los costes indirectos son aquellos que son necesarios para realizar el proyecto pero que no pueden ser considerados como directos. Estos costes suelen ser la mayoría de consumos como el consumo eléctrico o el consumo de combustible. Estimaremos el coste de estos en torno a los 300 €.

7.4.3. COSTE DEL PROYECTO

A la suma de costes directos e indirectos se la denomina, Presupuesto de Ejecución Material (PEM). En nuestro caso el PEM es igual a 15.517,36 €, a este valor hay que añadirle:

- Gastos Generales(GG), que se fija en torno al 13 % del PEM, por lo que tenemos unos gastos generales de 2.017,26 €.
- Beneficio Industrial (BI), que se fija en torno al 6% del PEM, por lo que tenemos un beneficio industrial de 931,04 €.



Si añadimos estos valores al PEM obtenemos un coste de 18.465,66 €, al que debemos aplicar el Impuesto sobre el Valor Añadido (IVA), fijado en el 21%. El coste total es de 22.343,45€.

El presupuesto total de ejecución del proyecto asciende a la cantidad de:

VEINTIDÓS MIL TRESCIENTOS CUARENTA y TRES Euros con CUARENTA y CINCO céntimos.





8. CONCLUSIONES

El objetivo del proyecto es analizar y diseñar un inversor trifásico controlado por PWM con la herramienta software Matlab, siendo más específicos con la librería Simscape Power System de la herramienta Simulink que integra Matlab. Para ello es necesario estudiar en que consiste un inversor trifásico y como es su funcionamiento.

En primer lugar, se lleva a cabo un estudio sobre los semiconductores de potencia, elemento fundamental en la estructura de un inversor. Analizamos los diferentes tipos que existen, así como su funcionamiento y pérdidas durante este.

Vemos cual es el que mejor se ajusta a nuestro proyecto, en este empleamos IGBTs. Hemos elegido estos ya que tienen una buena velocidad de conmutación y tienen una excelente área de operación.

Una vez que hemos estudiado los semiconductores de potencia, pasamos a estudiar los inversores. Empezamos viendo su finalidad, la conversión de corriente continua en corriente alterna, para ello el sentido de la tensión y la corriente por la carga son específicas. Dependiendo de estos parámetros nuestro inversor estará trabajando como inversor propiamente dicho o como rectificador.

A partir de este funcionamiento del inversor podemos ver las aplicaciones. También tratamos como se pueden clasificar los inversores de acuerdo con unos criterios.

Teniendo como criterio de clasificación las topologías clásicas, tratamos los inversores más empleados y sus formas de onda.

Dentro de los inversores nos centramos en tratar los inversores trifásicos, el principal objeto de nuestro trabajo, y que nos lleva a hablar de su control. Lo analizamos de acuerdo con la tensión de salida y el tipo de pulso.

A la hora de hablar de control hablamos del PWM, ya que es el fijado para este proyecto, además del método más usado dentro de la industria y genera menos pérdidas de conmutación.

Dentro del PWM distinguimos de acuerdo con cómo es la generación de la señal. A su vez dentro de cada tipo de generación de señal existen múltiples técnicas.



Nos vamos a centrar en el PWM sinusoidal (SPWM) y PWM del vector espacial (SVPWM), llevando ambas técnicas a la práctica con nuestra herramienta de simulación de Matlab.

Tratamos como son las formas de onda de los pulsos de control, la tensión y corriente por los semiconductores de potencia, como es la tensión y corriente a la salida del inversor y después de pasar por un filtro.

Observamos que las tensiones que circulan por los interruptores de potencia son diferentes en ambos modelos, esto se debe a que la alimentación de continua es diferente en ambos modelos. Sin embargo, la corriente es prácticamente parecida, ya que tenemos la misma carga en ambos modelos. Debido a esto, ocurre lo mismo para las tensiones y corrientes a la salida del inversor.

Una vez que filtramos la salida del inversor, y si nos centramos en la tensión entre líneas, esta es igual o prácticamente parecida, ya que es la tensión que pretendemos para nuestra carga y la que condiciona el diseño de ambos modelos. La corriente que llega a la carga es prácticamente igual en ambos modelos, debido a que es la que demanda la carga.

Hacemos un estudio armónico de las tensiones de salida y de la corriente, tanto antes del filtrado como después, para comparar ambas técnicas de control.

Con este estudio observamos que en el modelo SVPWM a pesar de tener más contenido armónico, el valor de este es menor que en el modelo SPWM para las tensiones. Sin embargo el contenido armónico en la corriente es más alto para el SVPWM, pero prácticamente parecido.

Centrándonos en la tensión entre líneas a la salida del filtrado, que es en la que nos centramos para nuestro diseño de ambos modelos, el contenido armónico se reduce muchísimo en comparación con la misma tensión antes del filtrado. Siendo casi despreciable, pero también vemos que para el modelo SVPWM es menor.

A la hora de la simulación hemos empleado un tiempo de simulación de 5 segundos para ambos modelos, pero el tiempo computacional, como es de esperar, es más. Para el modelo SPWM obtenemos un tiempo computacional de 37,37 segundos y para el modelo SVPWM tenemos un tiempo computacional de 88,99 segundos.



Poniendo algunas de estas conclusiones en común y los resultados, tenemos que para una misma tensión que alimenta nuestra carga, para el modelo SVPWM necesitamos una tensión continua a la entrada del inversor menor que en el modelo SPWM.

Podemos deducir que para el modelo SVPWM la calidad de señal de las tensiones y corrientes es mejor que en modelo SPWM, basándonos en el estudio armónico.

Como inconveniente al modelo SVPWM su tiempo computacional es mayor que en el modelo SPWM, debido a que la generación de la señal de control es mucho más compleja en un modelo que en otro. De esto también podemos deducir que el coste del modelo SVPWM será mayor, ya que, a mayor tiempo computacional, mayor coste.

Una vez que estudiemos estas ventajas e inconvenientes de ambos modelos y teniendo en cuenta la carga, podríamos plantearnos construir el modelo físicamente. Deduciendo que con el modelo SPWM ahorraríamos costes frente a la pérdida de calidad de señal, que para la carga que tenemos no es inconveniente.





9. REFERENCIAS

- [1] L. C. Herrero y F. Martínez, "Semiconductores de potencia", Apuntes de la asignatura Electrónica de Potencia: Dpto. Tecnología Electrónica, Universidad de Valladolid, pp. 3-54.
- [2] S. Martínez García y J. A. Gualda Gil, Electrónica de Potencia: Componentes, topologías y equipos, Madrid: Thomson, 2006, pp. 55-72.
- [3] M. H. Rashid, Power Electronics: Devices, Circuits And Applications, Burlington: Butterworth-Heinemann, 2011, pp. 3-90.
- [4] M. H. Rashid, Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones, México: Pearson Educación, 2004, pp. 3-54.
- [5] D. W. Hart, Electrónica de Potencia, Madrid: Prentice-Hall, 2001, pp. 55-90.
- [6] R. V. Honorat, Dispositivos Electronicos de Potencia: Tiristores, Triacs y GTO, Madrid: Paraninfo, 1995, pp. 8-23.
- [7] L. C. Herrero y F. Martínez, "Convertidores CC/CA", Apuntes de la asignatura Electronica de Potencia: Dpto. Tecnología Electrónica, Universidad de Valladolid, pp. 55-72.
- [8] F. F. Mazda, Electrónica de Potencia: Componentes, circuitos y aplicaciones, Madrid: Paraninfo, S.A, 1995, pp. 50-54.
- [9] D. J. Lopez Mesa, G. A. Camacho Muñoz, J. O. Díaz Chávez y C. A. Gaviria López, *Modulacion PWM aplicada a inversores trifásicos dentro del esquema de accionamientos eléctricos AC*, Popayán, Cauca: Universidad de Cauca. Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones. [En línea] Disponible en:
http://www.unicauca.edu.co/ai/publicaciones/ISAShow_Diaz.pdf, pp. 73-90.
- [10] I. The MathWorks, «Simscape Power System,» [En línea]. Available: <https://es.mathworks.com/products/simpower.html>.

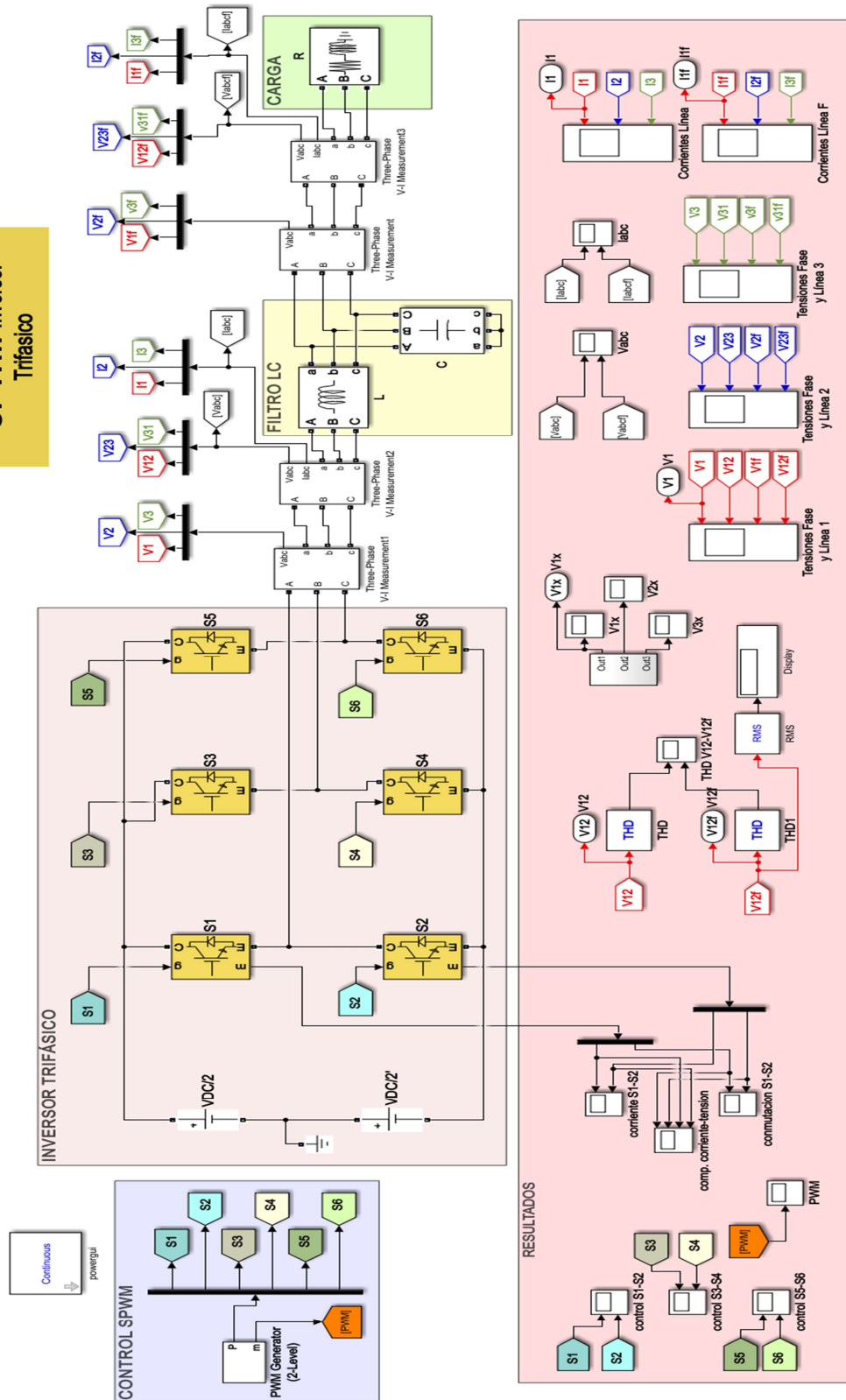




10. ANEXOS

10.1. invtriflGBTpwm.slx

SPWM Inversor Trifásico



10.2. invtrifIGBTsvpwm.slx

