



Universidad de Valladolid



ESCUELA DE INGENIERÍAS  
INDUSTRIALES

Máster en Ingeniería Industrial

**MASTER EN INGENIERÍA INDUSTRIAL**  
**ESCUELA DE INGENIERÍAS INDUSTRIALES**  
**UNIVERSIDAD DE VALLADOLID**

**TRABAJO FIN DE MÁSTER**

**(DISEÑO DE UN VARIADOR DE VELOCIDAD DE CA)**

Autor: D. Margarita Ureña Martín  
Tutor: D. Juan Ignacio Lobo Salgado

Valladolid, Junio, 2017



Universidad de Valladolid



ESCUELA DE INGENIERÍAS  
INDUSTRIALES

Máster en Ingeniería Industrial

**MASTER EN INGENIERÍA INDUSTRIAL**  
**ESCUELA DE INGENIERÍAS INDUSTRIALES**  
**UNIVERSIDAD DE VALLADOLID**

**TRABAJO FIN DE MÁSTER**

**(DISEÑO DE UN VARIADOR DE VELOCIDAD DE CA)**

Autor: D. Margarita Ureña Martín  
Tutor: D. Juan Ignacio Lobo Salgado

Valladolid, Junio, 2017

**RESUMEN:**

En este proyecto vamos a analizar y diseñar en Matlab mediante la herramienta de Simulink un convertidor de frecuencia para motores de corriente alterna. Se ha optado por realizar una descripción básica del funcionamiento de dichos motores para poder entender la razón por la cual se utiliza esta clase de dispositivos con ellos.

Veremos que el variador de velocidad o convertidor de frecuencia constará de tres partes fundamentales: etapa rectificadora, etapa de filtrado y etapa inversora. Se describirá el funcionamiento de dichas etapas y de los dispositivos que las compondrán. Para ello, se ha realizado una descripción de funcionamiento de cada dispositivo electrónico que puede ser utilizado y entender por qué se decide usar uno y no otro.

**ABSTRACT**

In this project we will analyze and design in Matlab using the Simulink tool a frequency converter for AC motors. It has been decided to give a basic description of the operation of these motors in order to be able to understand the reason why this class of devices is used with them.

We will see that the frequency inverter will consist of three fundamental parts: rectifier stage, filter stage and inverter stage. The operation of these stages and the device that will compose them will be described. To this end, a description has been made of the operation of each electronic device that can be used and understand why it is decided to use one and not another.

# ÍNDICE

<b>Capítulo 1. Variador de velocidad.....</b>	<b>1</b>
1.1.    Tipos de variadores de velocidad.....	1
1.2.    Variadores eléctrico-electrónicos.....	1
1.3.    Variadores para motores de CA. ....	1
1.4.    Ventajas y desventajas del uso de variador.....	2
1.5.    Esquema variador de velocidad. ....	2
<b>Capítulo 2. Conceptos básicos sobre motores trifásicos asíncronos.....</b>	<b>4</b>
2.1.    Principio de funcionamiento.....	4
2.2.    Estator. ....	5
2.3.    Rotor. ....	6
2.4.    Velocidad (n) y deslizamiento (s). ....	6
2.5.    Sobre-velocidad. ....	7
2.6.    Par transmitido por el eje (par motriz).....	7
2.7.    Tensión de arranque inicial.....	8
2.7.1.    Características de carga típicas: ....	8
2.8.    Temperatura de trabajo del motor. ....	8
<b>Capítulo 3. Dispositivos de electrónica de potencia .....</b>	<b>9</b>
3.1.    No controlados.....	9
3.1.1.    Diodos. ....	9
3.1.1.1.    Estructura básica de un diodo de potencia. ....	10
3.1.1.2.    Funcionamiento y curva I-V .....	11
3.1.1.3.    Características estáticas.....	11
3.1.1.4.    Características dinámicas.....	13
3.1.1.5.    Tipos de diodos.....	14
3.2.    Semicontrolados. ....	15
3.2.1.    Tiristores (SCR).....	15
3.2.1.1.    Estructura básica .....	15
3.2.1.2.    Curva característica estática I-V.....	16
3.2.1.3.    Características dinámicas del tiristor: .....	16
3.2.1.4.    Activación o disparo y bloqueo de los SCR.....	18
3.2.2.    TRIAC. (Triode of Alternating Current).....	18
3.2.2.1.    Curva característica I-V de un TRIAC .....	19
3.3.    Controlados: .....	19
3.3.1.    Transistor de unión bipolar (BJT) .....	19

3.3.1.1.	Estructura básica .....	19
3.3.1.2.	Corrientes: .....	21
3.3.1.3.	Funcionamiento y característica I – V.....	22
3.3.2.	Transistor de efecto de campo (MOSFET).....	23
3.3.2.1.	Estructura básica .....	23
3.3.2.2.	Funcionamiento y característica i-v.....	24
3.3.3.	Transistor bipolar de puerta aislada (IGBT).....	25
3.3.3.1.	Estructura básica. ....	26
3.3.3.2.	Funcionamiento y curva I-V. ....	26
3.4.	Comparaciones. ....	27
<b>Capítulo 4.</b>	<b>Rectificadores.....</b>	<b>30</b>
4.1.	Topologías Rectificadores No Controlados Trifásicos.....	30
4.1.1.	RNC trifásico de media onda.....	30
4.1.2.	RNC trifásico de doble onda.....	31
4.2.	Topologías Rectificadores Controlados. ....	31
4.2.1.	Rectificador Controlado trifásico de media onda. ....	31
4.2.2.	RC trifásico de doble onda. ....	32
4.2.3.	Rectificador trifásico de doble onda semicontrolado. ....	33
<b>Capítulo 5.</b>	<b>Inversores.....</b>	<b>34</b>
5.1.	Inversores monofásicos. Topologías .....	34
5.1.1.	Topología Push-Pull.....	34
5.1.2.	Topología medio puente.....	35
5.1.3.	Topología Puente Completo .....	35
5.2.	Inversores trifásicos. Topologías.....	36
5.3.	Modulación.....	37
<b>Capítulo 6.</b>	<b>Simulink y sus librerías.....</b>	<b>42</b>
<b>Capítulo 7.</b>	<b>Diseño del variador de velocidad .....</b>	<b>44</b>
7.1.	Diseño de la etapa de rectificación. ....	44
7.1.1.	Diseño del rectificador trifásico de doble onda no controlado. ....	45
7.2.	Etapa de filtrado o bus DC. ....	46
7.3.	Etapa de inversión (DC/AC) .....	48
7.3.1.	Calculo del circuito de snubber o protección contra dv/dt. ....	49
7.3.1.1.	Calculo de la constante de tiempo .....	49
<b>Capítulo 8.</b>	<b>Simulaciones con Matlab.....</b>	<b>50</b>
8.1	. Etapa de potencia.....	51

8.2	. Bus de continua.....	54
8.3	. Inversor trifásico .....	55
8.4	. Simulaciones en el motor .....	59
8.4.1	Arranque en vacío .....	59
8.4.2	Arranque a plena carga.....	60
<b>Capítulo 9. Análisis económico. ....</b>		<b>64</b>
<b>Capítulo 10. Conclusiones.....</b>		<b>65</b>
<b>Capítulo 11. Bibliografía.....</b>		<b>66</b>

## ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 1.1.	Esquema básico de un variador de velocidad.....	3
Fig. 2.1.	Partes fundamentales de un motor eléctrico asíncrono.....	4
Fig. 2.2.	a). Principio de funcionamiento del motor asíncrono.....	4
	b). Principio de funcionamiento del motor asíncrono.....	5
Fig. 2.3.	Ejemplo de curvas par-velocidad.....	7
Fig. 2.4.	Temperatura del motor Par-velocidad.....	8
Fig. 3.1.	a) Símbolo del diodo.....	9
	b) Estructura Interna del diodo.....	9
Fig. 3.2.	Estructura interna de un diodo de potencia.....	10
Fig. 3.3.	a) Característica i-v.....	11
	b) Característica idealizada.....	11
Fig. 3.4.	Polarización inversa de un diodo.....	12
Fig. 3.5.	Polarización directa de un diodo.....	12
Fig. 3.6.	Forma de onda del diodo durante el encendido.....	13
Fig. 3.7.	Forma de onda del diodo durante el apagado.....	14
Fig. 3.8.	a) Símbolo del tiristor.....	15
	b) Estructura básica del tiristor.....	15
Fig. 3.9.	a) Curva característica I-V de un SCR.....	16
	b) Curva característica idealizada.....	16
Fig. 3.10.	Curvas del encendido y apagado del tiristor SCR.....	17
Fig. 3.11.	a) Símbolo de un TRIAC.....	18
	b) Estructura básica de un TRIAC.....	18
Fig. 3.12.	a) Curva característica real I-V de un TRIAC.....	19
	b) Curva característica ideal.....	19
Fig. 3.13.	Estructura y símbolo de un transistor BJT tipo NPN y PNP.....	20
Fig. 3.14.	Estructura interna transistor BJT tipo NPN.....	20
Fig. 3.15.	Corrientes y tensiones.....	21
	Modos de operación.....	21
Fig. 3.16.	a) Curva característica i-v transistor BJT.....	23
	b) Curva idealizada transistor BJT.....	23
Fig. 3.17.	Simbolos de un transistor MOSFET de canal n y de canal p.....	23
Fig. 3.18.	Estructura interna de un transistor MOSFET de canal N.....	24
Fig. 3.19.	a) Curva característica I-V de un transistor MOSFET de canal N.....	24
	b) Curva característica idealizada.....	24
Fig. 3.20.	Símbolo IGBT.....	25
Fig. 3.21.	Estructura interna de un transistor IGBT.....	26
Fig. 3.22.	a) Curva característica I-V de un IGBT.....	26
	b) Curva idealizada de un IGBT.....	26
Fig. 3.23.	Comparación de los distintos dispositivos de potencia.....	28
Fig. 3.24.	Aplicaciones generales de los dispositivos de potencia.....	28
Fig. 3.25.	Gráfico de potencias capaz de soportar los dispositivos del mercado.....	29
Fig. 4.1.	Esquema eléctrico y forma de onda del RNC de media onda.....	30
Fig. 4.2.	Esquema eléctrico y forma de onda del RNC de doble onda.....	31
Fig. 4.3.	Esquema eléctrico y forma de onda del RC trifásico de media onda.....	32
Fig. 4.4.	Resumen de valores proporcionados por el RC trifásico de doble onda.....	32
Fig. 4.5.	Resumen de valores proporcionados por el Rectificador semicontrolado de doble onda.....	33
Fig. 5.1.	Topología Push-Pull.....	34
Fig. 5.2.	Topología Medio Puente.....	35
Fig. 5.3.	Topología Puente Completo.....	35

Fig. 5.4.	Esquema eléctrico de un inversor trifásico con carga en estrella y triangulo.....	36
Fig. 5.5.	Secuencia de la señales de excitación de los transistores 180°.....	36
Fig. 5.6.	Secuencia de la señales de excitación de los transistores 120°.....	37
Fig. 5.7.	Modulación senoidal de la anchura de pulso.....	37
Fig. 5.8.	Formas de la señal portadora.	
	a) Triangular. ....	37
	b) Diente de sierra de pendiente negativa. ....	37
	c) Diente de sierra de pendiente positiva. ....	37
	d) Aleatoria.....	37
Fig. 5.9.	Control de flanco respecto a la señal portadora.	
	a) Double edge PWM.....	38
	b) Leading edge PWM.....	38
	c) Trailing edge PWM.....	38
Fig. 5.10.	Proceso de generación del tren de pulsos $v_{aN}$ .....	39
Fig. 5.11.	a) Proceso de generación del tren de pulsos $v_{aN}$ en PWM regular simétrico.....	39
Fig. 5.12.	b) Proceso de generación del tren de pulsos $v_{aN}$ en PWM regular asimétrico.....	39
Fig. 5.13.	Curva característica del SPWM. Relación del índice de modulación con el porcentaje de utilización del bus DC.....	40
Fig. 5.14.	Sobremodulación de la fase a.....	40
Fig. 6.1.	Librería Simulink.....	43
Fig. 6.2.	Librería Simscape.....	43
Fig. 7.1.	Evolución de la tensión en cada etapa del variador de velocidad.....	44
Fig. 7.2.	Regulador de velocidad.....	44
Fig. 7.3.	Variador de velocidad.....	45
Fig. 7.4.	Filtro en la etapa de filtrado.....	46
Fig. 7.5.	a) Forma de la señal de salida antes del filtro.....	47
	b) forma de la señal de salida después del filtro.....	47
Fig. 7.6.	Esquema eléctrico de un inversor trifásico con red snubber.....	48
Fig. 7.7.	Red Snubber RC.....	49
Fig. 7.8.	Curvas y descarga de un condensador.....	49
Fig. 8.1.	Esquema entero simulación en Simulink	50
Fig. 8.1.	Esquema eléctrico de un rectificador no controlado de doble onda con carga resistiva pura.....	51
Fig. 8.2.	Señal de la tensión a la entrada del rectificador.....	51
Fig. 8.3.	Señal de la tensión en la carga.....	51
Fig. 8.4.	Señal de la corriente en la carga.....	51
Fig. 8.5.	Etapa de potencia del variador de velocidad.....	52
Fig. 8.6.	Cuadro de dialogo de una fuente de tensión de alterna.....	52
Fig. 8.7.	Cuadro de dialogo del transformador reductor.....	53
Fig. 8.8.	Cuadro de dialogo Rectificador.....	54
Fig. 8.9.	Configuración eléctrica del bus de continua.....	54
Fig. 8.10.	Cuadro de dialogo configuración de un condensador.....	54
Fig. 8.11.	Forma de la señal rectificada una vez filtrada por el bus de continua.....	55
Fig. 8.12.	Configuración eléctrica del inversor trifásico.....	55
Fig. 8.13.	Cuadro de dialogo generador de funciones.....	56
Fig. 8.14.	Cuadro de dialogo generador de pulsos PWM.....	56
Fig. 8.15.	Señal de portadora cuando su índice de modulación es 15 y señal moduladora...	57
Fig. 8.16.	Tensión de salida en el inversor trifásico.....	57
Fig. 8.17.	.Señal de portadora cuando su índice de modulación es 27 y señal moduladora...	57
Fig. 8.18.	Tensión de salida en el inversor trifásico.....	58
Fig. 8.19.	Señal de portadora cuando su índice de modulación es 27 y señal moduladora...	58

Fig. 8.20.	Tensión de salida en el inversor trifásico.....	58
Fig. 8.21.	Cuadro de dialogo inversor trifásico.....	59
Fig. 8.22.	Torque electromagnético de un motor de inducción en función del tiempo.....	60
Fig. 8.23.	Corriente estator y torque en función del tiempo. Arranque en vacío.....	60
Fig. 8.24.	Corriente estator y torque en función del tiempo. Arranque a plena carga.....	60
Fig. 8.25.	Corrientes en el estator y rotor para una velocidad de 1000 rpm en función del tiempo.....	61
Fig. 8.26.	Tensión en el rotor para una velocidad de 1000 rpm en función del tiempo.....	61
Fig. 8.27.	Evolución de la velocidad hasta estabilizarse en 1000 rpm en función del tiempo.....	61
Fig. 8.28.	Evolución del torque hasta para una velocidad de 1000 rpm en función del tiempo.....	61
Fig. 8.29.	Corrientes en el estator y rotor para una velocidad de 1500 rpm en función del tiempo.....	61
Fig. 8.30.	Tensión en el rotor para una velocidad de 1500 rpm en función del tiempo.....	62
Fig. 8.31.	Evolución de la velocidad hasta estabilizarse en 1500 rpm en función del tiempo.....	62
Fig. 8.32.	Evolución del torque hasta para una velocidad de 1500 rpm en función del tiempo.....	62
Fig. 8.33.	Corrientes en el estator y rotor para una velocidad de 2000 rpm en función del tiempo.....	62
Fig. 8.34.	Tensión en el rotor para una velocidad de 2000 rpm en función del tiempo.....	62
Fig. 8.35.	Evolución de la velocidad hasta estabilizarse en 2000 rpm en función del tiempo.....	63
Fig. 8.36.	Evolución del torque hasta para una velocidad de 2000 rpm en función del tiempo.....	63
Fig. 8.37.	Evolución de las corrientes en el estator y rotor, tensión en el rotor, de la velocidad y del torque en función del tiempo.....	63

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1.	Diferencia de velocidades entre motores síncronos y síncronos.....	1
Tabla 1.2.	Ventajas y desventajas que ofrece un variador de velocidad.....	2
Tabla 2.1.	Par transmitido por el eje motriz de un motor de inducción.....	7
Tabla 2.2.	Características de cargas típicas en el arranque.....	8
Tabla 3.1.	Valores típicos del diodo en función de su material base.....	10
Tabla 3.2.	Capacidades de los diodos.....	14
Tabla 3.3.	Ventajas y desventajas de los tiristores.....	15
Tabla 3.4.	Resumen de polarización y funcionamiento de un BJT tipo NPN.....	22
Tabla 3.5.	Ventajas y desventajas de un transistor bipolar BJT.....	23
Tabla 3.6.	Ventajas y de desventajas de los MOSFET respecto a los BJT.....	25
Tabla 4.1.	Resumen de ecuaciones características de RNC trifásico de media onda.....	30
Tabla 4.2.	Resumen de valores proporcionados por el RCN trifásico de doble onda.....	31
Tabla 4.3.	Resumen de valores proporcionados por el RC trifásico de media onda.....	32
Tabla 4.4.	Resumen de valores proporcionados por el RC trifásico de doble onda.....	33
Tabla 3.1.	Ventajas y desventajas de la topología Push-Pull.....	34
Tabla 5.2.	Ventajas y desventajas de la topología de medio puente.....	35
Tabla 5.3.	Ventajas y desventajas de la topología puente completo.....	36
Tabla 6.1.	Librería Simulink.....	42
Tabla 9.1.	Importe de los conjuntos de elementos de un variador.....	64
Tabla 9.2.	Importe de las tareas llevadas a cabo.....	64
Tabla 9.3.	Importe total del proyecto.....	64



## Capítulo 1. Variador de velocidad.

En un sentido amplio, es un dispositivo o conjunto de dispositivos mecánicos, hidráulicos, eléctricos o electrónicos empleados para controlar la velocidad de giro de una máquina, en especial y en éste caso, un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla.

Lo que ocurre con los motores eléctricos es que generalmente operan a velocidad constante o casi constante con valores que dependen de la alimentación y de las características propias de un motor.

### 1.1. Tipos de variadores de velocidad.

En términos generales podemos decir que existen tres tipos básicos de variadores de velocidad como hemos mencionado anteriormente: mecánicos, hidráulicos y eléctrico-electrónicos. Los más antiguos fueron los mecánicos, creados para controlar la velocidad de las ruedas hidráulicas de los molinos así como de la máquina de vapor.

En general, los variadores mecánicos e hidráulicos son conocidos como transmisiones cuando se emplean en vehículos, maquinas agroindustriales u otro tipo de máquinas.

### 1.2. Variadores eléctrico-electrónicos.

En este proyecto el tipo que nos interesa son los eléctrico-electrónicos y procederemos a detallarlos a continuación. Existen cuatro categorías de variadores de velocidad dentro de este grupo:

- Variadores para motores de CC
- Variadores de velocidad por corrientes de Eddy
- Variadores de deslizamiento.
- Variadores par motores de CA (también conocidos como variadores de frecuencia).

Éste último es el que nos interesa, por lo tanto nos vamos a centrar en ellos a partir de ahora.

### 1.3. Variadores para motores de CA.

Los variadores de frecuencia permiten controlar tanto motores de inducción como motores síncronos mediante el ajuste de la frecuencia de alimentación al motor.

Para motores síncronos y asíncronos, la velocidad es determinada mediante las expresiones:

Velocidad de motores síncronos	Velocidad de motores asíncronos.
$N_s = \frac{120 \cdot f}{P}$	$N_m = \frac{120 \cdot f \cdot (1 - s)}{P}$
$N_s =$ Velocidad síncrona (rpm).	$N_m =$ Velocidad mecánica (rpm).
<p><math>f =</math> frecuencia de alimentación (Hz).  <math>s =</math> Deslizamiento (adimensional).  <math>P =</math> Numero de polos.</p>	

Tabla 1.1. Diferencia de velocidades entre motores síncronos y asíncronos

Este tipo de variadores mantienen constante la razón Voltaje/Frecuencia (V/Hz) entre los valores máximos y mínimos de la frecuencia de operación con la finalidad de poder evitar la saturación magnética del núcleo del motor. Además si mantenemos el voltaje constante pero operamos por encima de la frecuencia establecida por el motor, estaríamos disminuyendo esta

relación, disminuyendo con ella el par del motor y la capacidad de éste de proporcionar una potencia de salida constante.

#### 1.4. Ventajas y desventajas del uso de variador.

Vamos a resumir las ventajas y desventajas que supone un variador de velocidad en una tabla.

Ventajas	Desventajas
<ul style="list-style-type: none"> <li>• El variador de velocidad no tiene elementos móviles, ni contactos.</li> <li>• La conexión del cableado es muy sencilla.</li> <li>• Evita picos de intensidad en el arranque el motor</li> <li>• El par es controlable a cualquier velocidad.</li> <li>• No tiene factor de potencia (<math>\cos\phi = 1</math>) evitando de esta manera el uso de baterías de condensadores y el consumo de energía reactiva.</li> <li>• Los arranques y paradas del motor son controladas.</li> <li>• Protege completamente al motor.</li> <li>• El consumo de energía se adapta a la exigencia del motor.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Es un sistema caro, pero rentable a largo plazo.</li> <li>• Instalación, mantenimiento y programación solo puede ser realizado por personal cualificado.</li> <li>• La Instalación o aislación debe ser perfecta. De no hacerlo puede derivar ruidos e interferencias que podrían afectar a otros elementos electrónicos cercanos.</li> <li>• Si la aplicación es sencilla, supone una gran inversión pudiendo ser sustituido por un contactor-guardamotor.</li> <li>• Las averías no se pueden reparar in situ (envíos a la casa o servicio técnico).</li> </ul>

Tabla 1.2. Ventajas y desventajas que ofrece un variador de velocidad

#### 1.5. Esquema variador de velocidad.

Hemos dicho anteriormente que los variadores de velocidad también son llamados convertidores de frecuencia y son dispositivos utilizados para controlar la velocidad de giro de un motor de c.a. o inducción (también conocidos como motores asíncronos).

El variador se coloca entre la red y el motor, recibiendo así la tensión de la red a la frecuencia de red (50Hz) y tras convertirla y ondularla produce una tensión de frecuencia variable. La velocidad del motor irá prácticamente proporcional a la frecuencia.

Además el variador también varía el voltaje aplicado al motor para asegurar que existe el par necesario en el eje del motor sin que surjan problemas de calentamiento.

La Fig.2.1 muestra un esquema básico de un variador de velocidad. Vemos que está compuesto por un rectificador, un filtro y un ondulator:

- **Rectificador.** Este puede ser controlado, semicontrolado o no controlado usando diodos o tiristores que veremos en siguiente capítulo. El uso de uno u otro depende de si queremos obtener una tensión de salida fija o variable. En nuestro caso será fija, por lo tanto utilizaremos un rectificador trifásico no controlado. La función del rectificador es transformar la tensión trifásica de la red de suministro de corriente alterna en corriente continua.
- **Filtro o bus de continua.** Son condensadores de gran capacidad (a veces también se utilizan bobinas) que filtran la corriente continua proveniente del rectificador para obtener un valor de continua estable y proporcionar la potencia reactiva para el funcionamiento del motor.
- **Ondulador o inversor.** Convierte la entrada de continua en una salida trifásica, con valores de tensión, intensidad y frecuencias variables. Esta señal se obtiene por varios procedimientos, pero en nuestro caso utilizaremos señales de aproximación senoidal

mediante la modulación por anchura de impulsos. Más conocido como PWM con uso de IGBT.

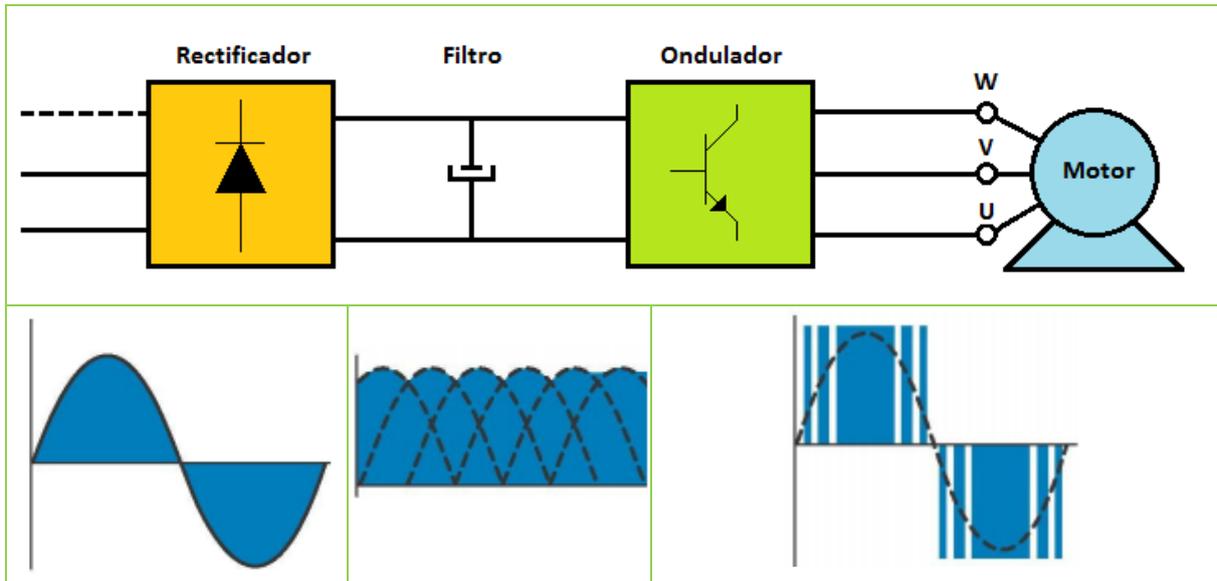


Fig.1.1. Esquema básico de un variador de velocidad.

## Capítulo 2. Conceptos básicos sobre motores asíncronos.

### 2.1. Principio de funcionamiento.

El principio de funcionamiento de las máquinas asíncronas se basa en el concepto de campo magnético giratorio. Este campo se obtiene con tres devanados desfasados  $120^\circ$  y acoplados o bien en estrella o bien en triángulo.

Como en este proyecto vamos a utilizar un motor asíncrono de jaula de ardilla vamos a centrarnos en ellos. En la figura 2.1. podemos observar que se compone de un bastidor o estator fijo, un bobinado trifásico alimentado por una red eléctrica trifásica y un rotor giratorio.

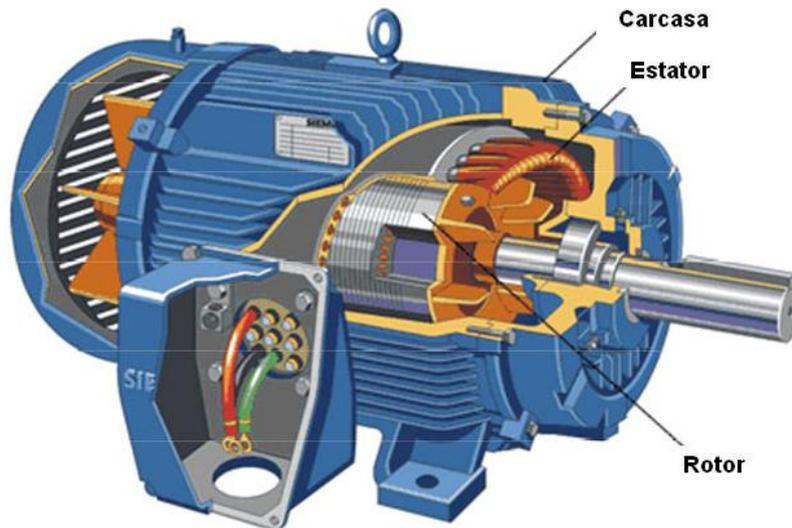


Fig. 2.1. Partes fundamentales de un motor eléctrico asíncrono

Cabe destacar que entre el rotor y el estator no hay ninguna conexión eléctrica. Las corrientes necesarias para que el rotor gire son inducidas desde el estator a través del entrehierro. Tanto el estator como el rotor están fabricados de una lámina de núcleo altamente magnetizable.

Vamos a utilizar las siguientes figuras para poder entenderlo y a la vez explicarlo. El campo magnético giratorio en el estator origina un flujo que induce corrientes en el rotor. Dándose así que en cada conductor del rotor se produce una fuerza de valor  $F = i \cdot L \cdot B$  que da lugar al par del motor.

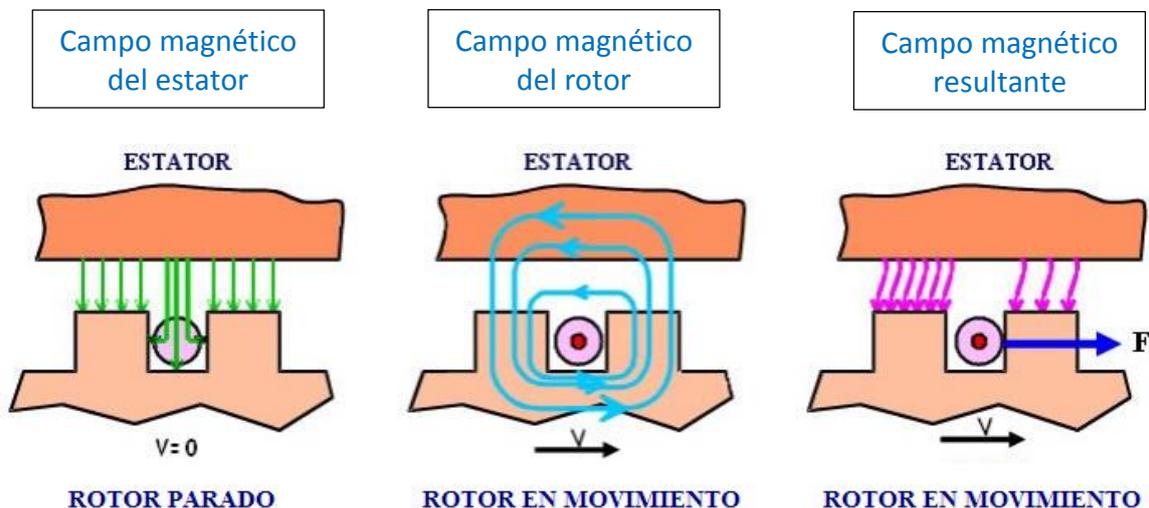


Fig. 2.2 a). Principio de funcionamiento del motor asíncrono

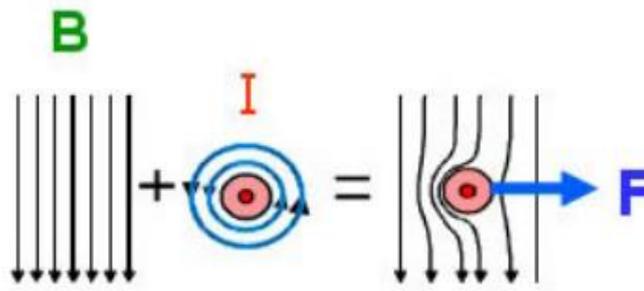
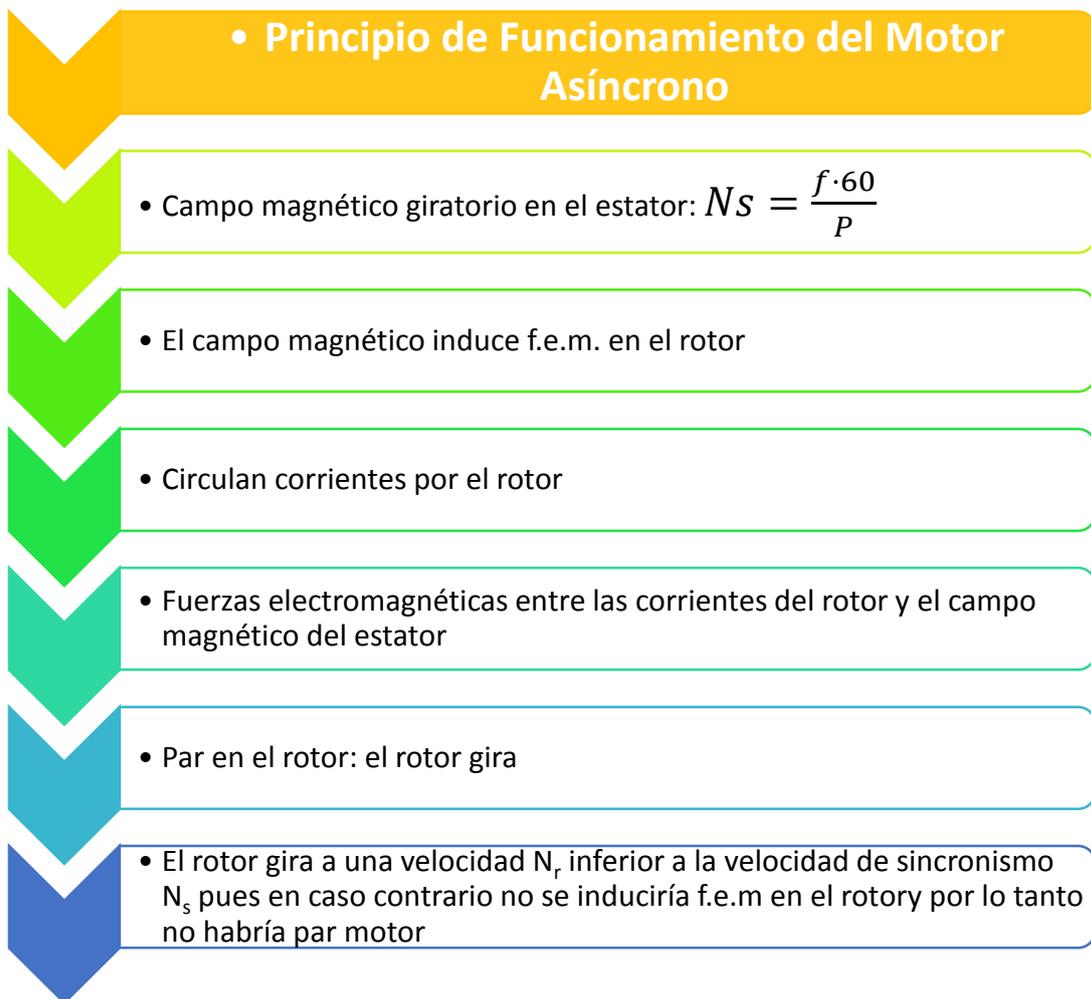


Fig. 2.2 b). Principio de funcionamiento del motor asíncrono

En resumidas cuentas el principio de funcionamiento es el siguiente:



Como hemos visto en la figura 2.1. un motor asíncrono consta de dos partes; estator y rotor.

## 2.2. Estator.

Cuando el motor se conecta a la alimentación, la corriente primero magnetiza el estator y ésta corriente de magnetización genera un campo rotativo que gira con una velocidad de sincronismo y es expresada por la ecuación:

$$N_s = \frac{60 \cdot f}{P} \quad \text{Ec 2.1}$$

siendo  $f$  la frecuencia de la red y  $P$  el número par de polos del motor.

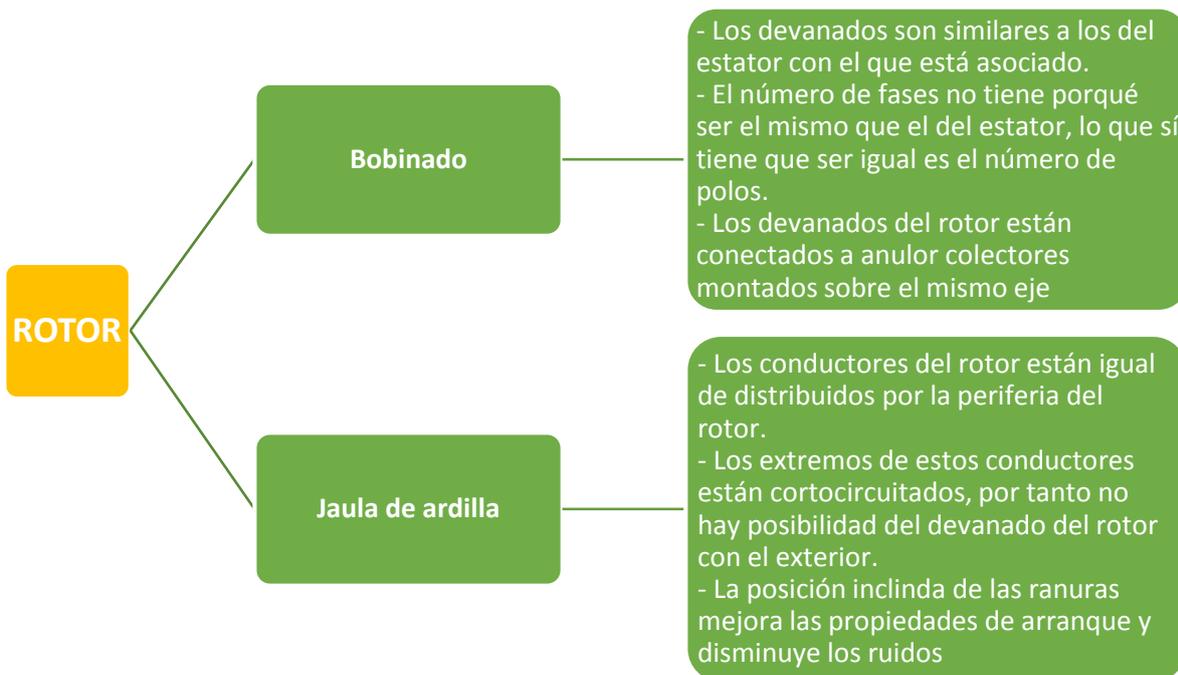


### 2.3. Rotor.

Está formado por un bloque laminar de núcleo cilíndrico y ranurado provisto de barras de aluminio unidas por delante con anillas para formar una jaula cerrada.

Cuando el motor está parado actúa como un transformador cortocircuitado en el secundario. Por lo que el bobinado del estator será el bobinado principal o primario y el del rotor será el secundario (bobinado de jaula). La corriente que circula por el rotor depende de la tensión inducida y de su resistencia.

Cuando está en vacío, el rotor casi alcanza la velocidad síncrona del campo rotativo porque el par de torsión es casi nulo. Decimos que *casi* alcanza la velocidad porque si fuera la de sincronismo, la tensión ya no se induciría, la corriente dejaría de fluir y no habría torsión.



Durante el funcionamiento, la velocidad del rotor baja hasta la velocidad de carga ( $n$ ). Y esa diferencia de velocidades se denomina deslizamiento ( $s$ )

### 2.4. Velocidad ( $n$ ) y deslizamiento ( $s$ ).

Depende del número de polos magnéticos del motor y la frecuencia  $f$  (Hz) de red de suministro. La velocidad *real* de giro siempre es menor que la expresada por ser motores asíncronos. Como hemos dicho anteriormente, la diferencia entre  $n_{\text{síncrona}}$  y  $n_{\text{asíncrona}}$  se denomina deslizamiento ( $s$ ) y es expresada en porcentaje de rpm o en valores absolutos:

$$s \text{ (rpm)} = n_s - n; \quad s = \frac{n_s - n}{n_s}; \quad s(\%) = \frac{n_s - n}{n_s} \cdot 100. \quad \text{Ec 2.1}$$

Pero los motores son fabricados con una velocidad nominal o para trabajar a una velocidad determinada, esa velocidad como ya hemos dicho anteriormente puede controlarse mediante un variador de velocidad de manera progresiva. Por ejemplo si tenemos un motor que trabaja a 50 Hz y 1500 rpm (4 polos) éste podría girar con variación de frecuencia entre 5 y 120 Hz, es decir, si hablamos de velocidades serían:

$$n = \frac{60 \cdot 5}{2} = 150 \text{ rpm} \quad \text{y} \quad n = \frac{60 \cdot 120}{2} = 3600 \text{ rpm}$$

### 2.5. Sobre-velocidad.

Acabamos de decir que el variador puede proporcionar frecuencias de salida superiores a la de trabajo del motor, haciéndolo girar por encima de la velocidad nominal. Es útil si la aplicación no requiere de mucho par pero si altas velocidades ya que si aumentamos la velocidad al doble de la nominal, el par cae el doble del nominal. En estos casos sería importante tener en cuenta las características de par y temperatura de trabajo del motor.

### 2.6. Par transmitido por el eje (par motriz).

Es la fuerza de tracción del motor transmitida a través del eje. Depende de las siguientes expresiones.

$T = 9550 \frac{P}{n}$	$T = K \left( \frac{U}{f} \right)^2$
T = par motriz (también se usa M) K y 9550 = constantes U = tensión aplicada al inductor (estator)	f = frecuencia de alimentación (Hz). s = Deslizamiento (adimensional). P = Numero de polos.

Tabla 2.1. Par transmitido por el eje motriz de un motor de inducción

Por otro lado, el flujo magnético en los polos del motor ( $\Phi$ ), depende de la tensión:

$$U = K \cdot \Phi \cdot f \Rightarrow \text{El flujo magnético } \Phi = K \left( \frac{U}{f} \right)$$

El par depende directamente del flujo magnético, por lo que si queremos tener control sobre el par, tenemos que operar con este parámetro.

A la hora de configurar un variador tenemos que tener en cuenta el factor U/f ya que de él depende el par motriz desarrollado por el motor sin importar la velocidad de giro. Además si nos fijamos en la expresión de T vemos que  $T \propto U^2$ .

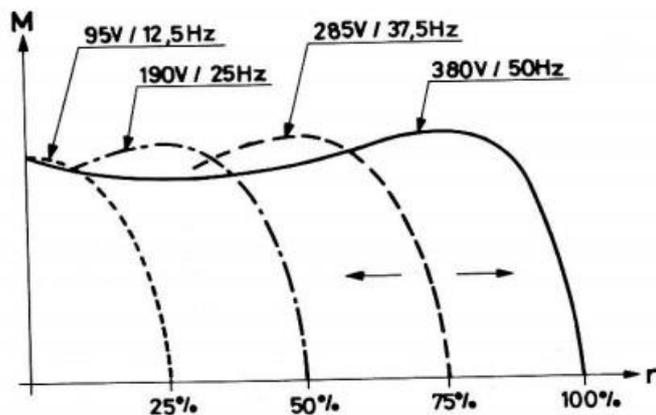


Fig. 2.3. Ejemplo de curvas par-velocidad

## 2.7. Tensión de arranque inicial.

Al arrancar un motor, es necesario aplicar cierto par inicial mínimo para poder garantizar que la máquina o en este caso nuestro motor empiece a girar. Dicha variación del par ha de hacerse de tal manera que no exceda las características del motor ni del propio variador, en especial en el arranque, ya que podría circular corrientes elevadas, y eso no lo permite el variador.

### 2.7.1. Características de carga típicas:

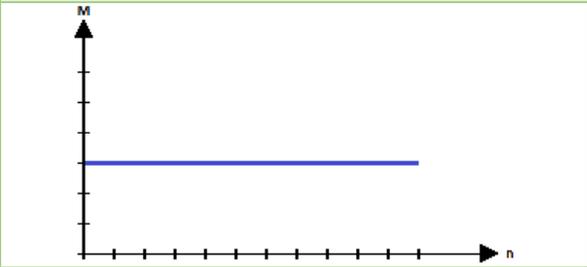
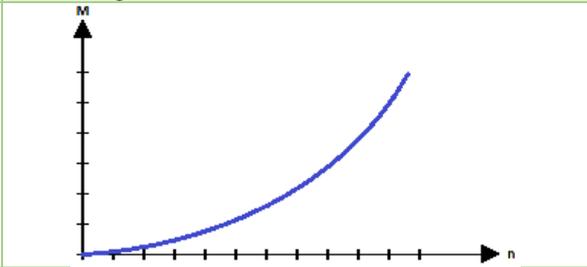
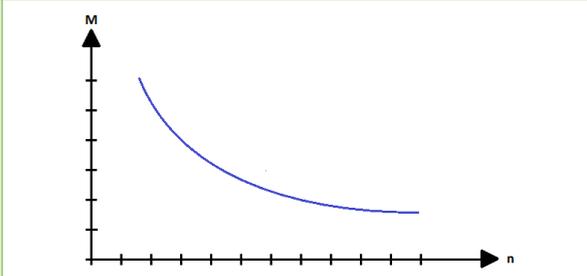
Par de carga constante ( $T=cte$ )	Par de carga cuadrático ( $T \propto n^2$ ):
Se da casi siempre el mismo par resistente como en molinos, bombas de pistón, transportadoras en cargas (cintas, elevadores, sinfines...).	El par es proporcional al cuadrado de la velocidad. Inicialmente es muy bajo, y crece de forma cuadrática al aumentar la velocidad. Es usado para ventiladores, motores de bomba centrifugas.
	
Potencia constante ( $P = M \cdot \omega \rightarrow cte$ ):	
Al contrario que el anterior, en este caso el par disminuye al aumentar la velocidad para mantener la potencia constante. Es usado en herramientas de corte, laminación, bobinadoras, etc.	

Tabla 2.2. Características de cargas típicas en el arranque

## 2.8. Temperatura de trabajo del motor.

Los motores llevan incorporados un ventilador, que refrigera al motor en condiciones normales. Dicho ventilador está instalado en el rotor y gira a su velocidad. Si se reduce la velocidad del motor, el ventilador pierde eficacia y como consecuencia la temperatura del motor puede llegar a aumentar de manera drástica. Lo mismo ocurre si aumentamos la velocidad del rotor ya que aumenta la resistencia por rozamiento con el aire y eso provoca un sobreesfuerzo del propio motor. En este último caso necesitaría ventilación extra.

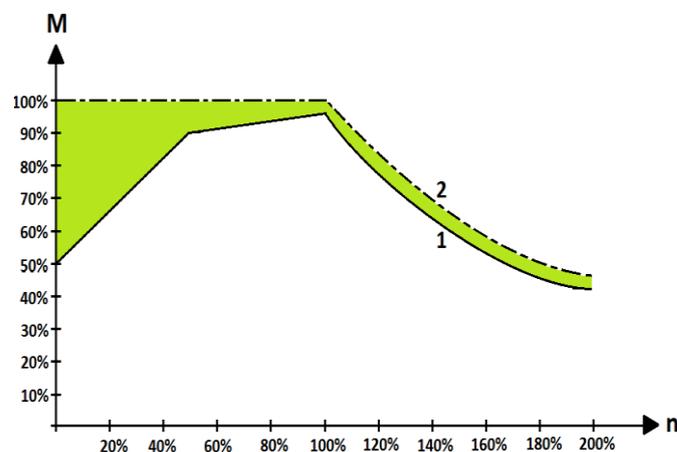


Fig. 2.4. Temperatura del motor Par-velocidad

La temperatura del motor está en condiciones aceptables si la relación par-velocidad se mantiene dentro de la zona 1, sin embargo si se le hace trabajar en la zona 2 (un par de trabajo mayor del 50%) la temperatura aumenta y sería necesario una refrigeración extra.

Hay algunos motores que disponen de sensores de temperatura son utilizados como protección del motor.

## Capítulo 3. Dispositivos de electrónica de potencia

En este capítulo se dará una visión general de las características de los semiconductores de potencia cuando trabajan como interruptores ya que es la forma de trabajo usual de tales dispositivos. Pero hay que destacar que un interruptor ideal pasa de un estado a otro (encendido y apagado) de manera instantánea y tiene una impedancia nula cuando está encendido e infinita cuando se cierra.

Para que un dispositivo sea catalogado como semiconductor de potencia, éste tiene que cumplir una serie de requisitos para que pueda ser utilizado como interruptor. Dichos requisitos son los que se mencionan a continuación:

- Tener dos estados definidos. Uno de bloqueo de corriente y otro de conducción con caídas de tensión mínimas
- Capacidad para soportar tensiones de bloqueo e intensidades de conducción altas.
- Con poca potencia deben ser capaces de cambiar de un estado a otro de manera fácil
- Dicho paso debe conseguirse rápidamente.

Cabe mencionar que todos los requisitos no se engloban en un único semiconductor, lo que significa que para cada aplicación habrá que escoger el que mejor se ajuste a los requisitos necesarios.

Según su grado de controlabilidad podemos distinguir tres grandes grupos:

### 3.1. No controlados.

#### 3.1.1. Diodos.



Fig. 3.1. a) Símbolo del diodo



Fig. 3.1. b) Estructura Interna del diodo

Se encuentra en este grupo ya que no cuentan con ningún terminal de control externo sobre el estado del diodo ya que el paso de un estado a otro depende de las formas de onda del circuito. Este hecho hace que no requiera de un circuito adicional y por lo tanto simplifica su diseño.

Dentro de sus límites de tensión y corriente, éste dispositivo permite el paso de la corriente eléctrica en una única dirección y como hemos mencionado anteriormente tiene características similares a un interruptor. Por tener esta característica se les suele denominar rectificador, ya que son dispositivos capaces de eliminar la parte negativa de cualquier señal como paso previo para convertir una corriente alterna en continua.

3.1.1.1. Estructura básica de un diodo de potencia.

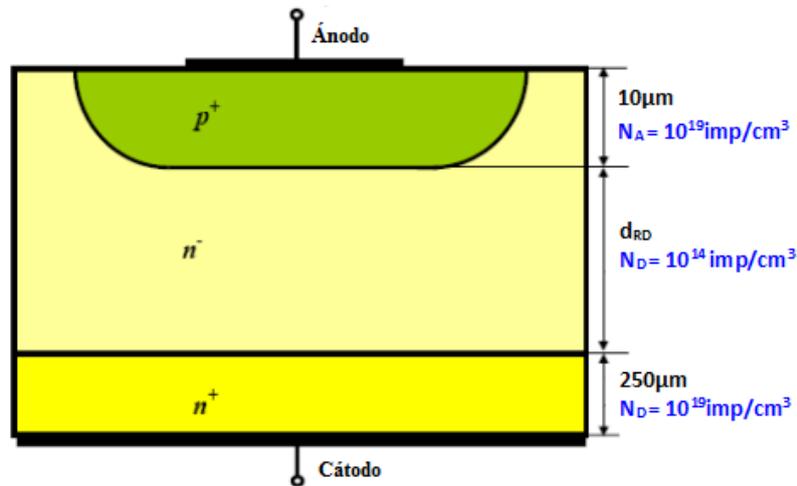


Fig. 3.2. Estructura interna de un diodo de potencia

En la Fig. 3.2. Se muestra un tamaño aproximado de un diodo de unión PN diseñado para aplicaciones de potencia. Consta de dos uniones como hemos visto una P y otra N. La capa P es del tipo P<sup>+</sup> ( $N_A = 10^{19}/\text{cm}^3$ ) y la capa del tipo N en realidad está compuesta de dos capas, una en el centro que está poco dopada n<sup>-</sup> ( $N_D = 10^{14}/\text{cm}^3$ ) y la otra capa que está muy dopada n<sup>+</sup> ( $N_D = 10^{19}/\text{cm}^3$ ). La capa poco dopada soporta la mayor parte de la tensión inversa y puede llegar a ser ancha en diodos de alta tensión. Teóricamente y de manera ideal el campo eléctrico que puede soportar el Silicio es 300.000 V/cm pero por las impurezas e imperfecciones que posee la estructura cristalina en realidad es de 200.000 V/cm y en la unión es capaz de soportar unos 22.000 V/cm.

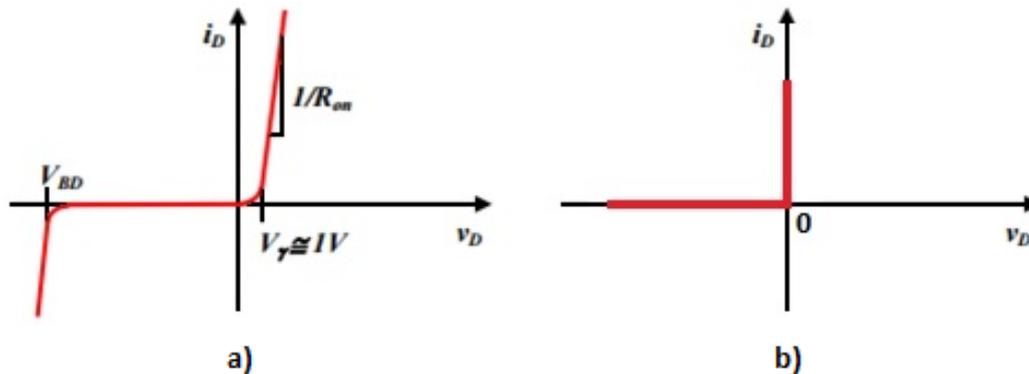
Podemos ver en la siguiente tabla los valores típicos del diodo en función del tipo material base que se utilice a la hora de fabricarlo.

Tipo	Intensidad directa $I_m$ máxima (A)	Tensión inversa $U_{in}$ máxima (V)	Caída de tensión directa $U_d$ (V)	Factor de caída de tensión ( $U_d/U_{in}$ )	Corriente de fugas	Densidad de corriente ( $\text{A}/\text{cm}^2$ )
De vacío	10	1.000	50 típica	No aplica por curva U-I resistiva	Baja	0,5 en la placa emisora
Vapor de mercurio	5.000	20.000	18	0,0009	Baja	4.000 en la mancha
Selenio	50	50 p.u	1 p.u	0,02	Alta	1
Óxido de cobre	10	30	0,6	0,02	Alta	1
Germanio	200	800	0,5	0,000625	Baja	100
Silicio	8.000	6.000	1	0,0002	Muy baja	100
Arseniuro de galio (en diodos Schottky)	15	250	0,8	0,0032	Media	100
Carburo de silicio (en diodos Schottky)	30	1.200	2,5	0,00208	Baja	300

Tabla 3.1. Valores típicos del diodo en función de su material base

Hay que decir que el material más utilizado hoy en día es el silicio reservándose el de germanio para aplicaciones que requieran bajas tensiones y reducir la caída de tensión en conducción. Como se ve en la tabla el Ge presenta una caída de tensión más baja frente a la del Si pero no todo es perfecto, ya que el silicio soporta elevada tensión inversa y aguanta mayores temperaturas de trabajo en la unión de hasta 190 °C frente a los 110 °C del germanio. [Libro electrónica de potencia: componentes, topologías y equipos].

### 3.1.1.2. Funcionamiento y curva I-V



La Fig. 3.13. a) y b) muestra el símbolo del diodo en un circuito y su característica de estado i-v. Su funcionamiento es tal que cuando está polarizado en directa empieza a conducir con un voltaje directo de cantidad mínima, hablamos del orden de 1V y cuando está polarizado en inversa una corriente de fuga de cantidad insignificante fluye a través de él hasta que se alcanza la tensión de ruptura inversa. Esto se puede idealizar como muestra la Fig. b) para analizar la topología del inversor pero no se debe utilizar a la hora de diseñar.

Cuando se enciende, el diodo se le considera interruptor ideal porque su encendido es rápido. Sin embargo cuando se apaga, la corriente del diodo se invierte para un tiempo de recuperación inversa  $t_{rr}$  antes de caer a cero. Se puede pensar, si no se sabe nada acerca del funcionamiento, que esto es un problema. Pero al contrario, esta corriente de recuperación es necesaria para bloquear voltaje de polaridad negativa. En la mayoría de los circuitos esta corriente inversa no afecta la característica de entrada/salida del convertidor, así que el diodo se le puede considerar ideal durante el fenómeno transitorio de desconexión.

### 3.1.1.3. Características estáticas.

El funcionamiento de los diodos de potencia es igual que los de señal pero los primeros en polarización directa son capaces de soportar intensidades altas con una pequeña caída de tensión y sin embargo en polarización inversa tienen que soportar una alta tensión cuando no circula intensidad.

#### 3.1.1.3.1. Parámetros de bloqueo.

Se consigue aplicando una tensión inversa a los terminales de tal manera que la capa P sea más negativa que la capa N como se muestra en la Fig. 3.4. Los portadores de ambas pastillas son atraídos hacia los extremos de la pastilla, ensanchándose la zona de carga espacial y vaciándose de portadores.

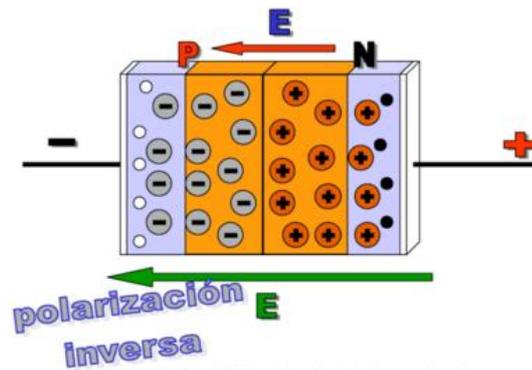


Fig. 3.4. Polarización inversa de un diodo

El fabricante define tensiones características del diodo para orientar al usuario a la hora de emplearlo de manera correcta:

- Tensión inversa de trabajo: Máxima tensión inversa que puede soportar de manera continúa sin que haya peligro de calentamiento por avalancha.
- Tensión inversa de pico repetitivo: Máxima tensión inversa que puede soportar por tiempo indefinido siempre y cuando la duración del pico sea inferior a 1ms y la frecuencia de repetición inferior a 100Hz.
- Tensión inversa de pico único: Máxima tensión inversa que puede soportar una sola vez cada 10 min siempre y cuando la duración del pico no sea superior a 10ms.
- Tensión de ruptura: Esta tensión nunca debe alcanzarse. De hacerlo, aunque solo sea una vez y con una duración de 10ms o menos, el diodo puede destruirse o al menos degradar las propiedades eléctricas.

### 3.1.1.3.2. Parámetros de conducción.

Se aplica a los terminales del diodo una tensión directa de tal manera que los portadores de cada pastilla son empujados desde los extremos hacia la unión pasando a la capa opuesta como minoritarios. Lo podemos ver en la Fig. 3.5.

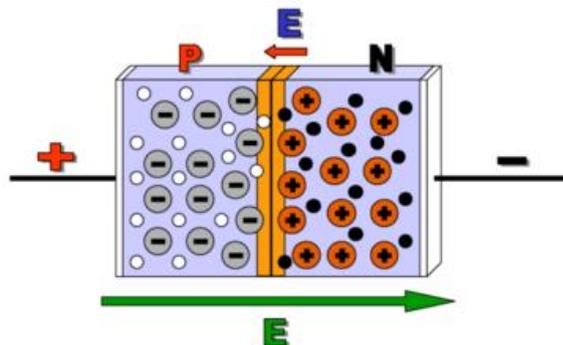


Fig. 3.5. Polarización directa de un diodo

Al igual que para las tensiones, el fabricante define unas intensidades características para orientar al usuario:

- Intensidad media nominal: Valor medio de la máxima intensidad de impulsos senoidales que el diodo puede soportar a una temperatura determinada.
- Intensidad de pico repetitivo: Intensidad que puede ser soportada cada 20ms por tiempo indefinido siempre y cuando la duración del pico sea de 1ms y a una determinada temperatura.
- Intensidad de pico único: Máxima intensidad que puede soportar una sola vez cada 10 minutos o más y cuya duración del pico sea de 10ms

### 3.1.1.4. Características dinámicas.

#### 3.1.1.4.1. Parámetros de encendido

Se refiere al proceso de conmutación del diodo, tanto en el proceso de encendido como de apagado. Fig. 3.6.

- Tensión directa ( $V_{ON}$ ): Caída de tensión del diodo en régimen permanente para la corriente nominal
- Tensión de recuperación directa ( $V_{fr}$ ): Tensión máxima producida durante el encendido.
- Tensión de recuperación directa ( $t_{ON}$ ): Tiempo para alcanzar el 110% de  $V_{ON}$ .
- Tiempo de subida ( $t_r$ ): tiempo en el que la corriente pasa de 10% al 90% de su valor directo nominal. Suele ser controlado por el circuito externo.

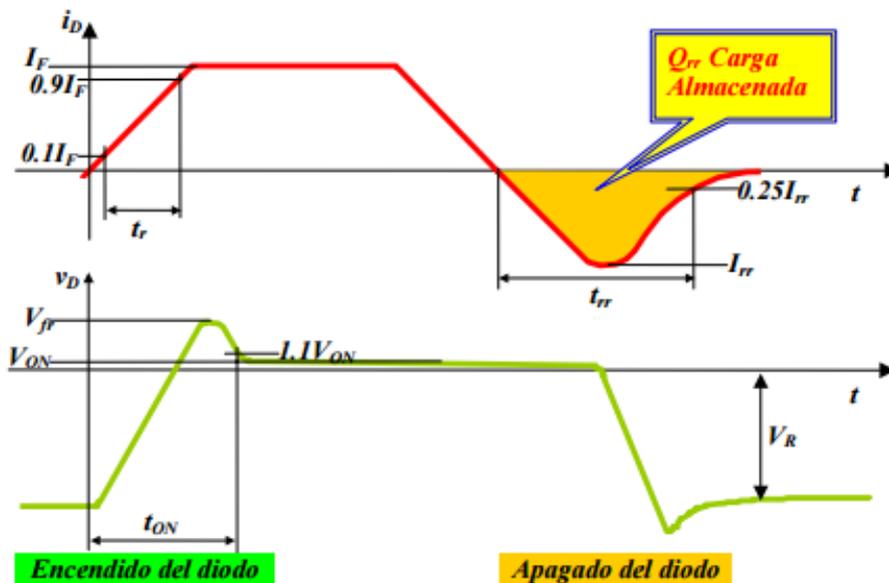


Figure 3.6. Forma de onda del diodo durante el encendido

#### 3.1.1.4.2. Parámetros de apagado:

El paso del estado de conducción al de bloqueo y viceversa en el diodo no se efectúa de manera instantánea ya que al estar conduciendo, la zona de unión PN está saturada. Al forzar al diodo a anular la corriente con cierta velocidad harán que aun cuando pase por cero éste conducirá una cierta cantidad de portadores que cambiarán su sentido de movimiento y permitirá que el diodo conduzca en sentido contrario durante un tiempo. Ahora veremos que significa cada estado. Fig. 3.7.

- Intensidad directa de partida ( $I_F$ ): cuanto mayor sea, mayor será  $t_{rr}$ . Esto se debe a que la carga almacenada será mayor.
- Velocidad para llevar al diodo al estado de bloqueo ( $di_D/dt$ ): cuanto mayor sea, menor será  $t_{rr}$ . No obstante, el aumento de esta pendiente aumentará el valor de la carga almacenada  $Q$ . Esto producirá mayores pérdidas.
- Intensidad de recuperación inversa ( $I_{rr}$ ): Es el pico de intensidad en sentido inverso que puede llegar a alcanzar en el proceso.
- Carga eléctrica desplazada ( $Q_{rr}$ ): Área negativa de la característica de recuperación inversa del diodo.
- $V_R$ : Cuanto mayor sea, menor será  $t_{rr}$ . Es decir, se va a necesitar menos tiempo para evacuar los portadores almacenados.
- Tiempo de recuperación inversa ( $t_{rr}$ ): Tiempo que durante el apagado del diodo, tarda la intensidad en alcanzar su valor máximo (negativo) y retornar hasta un 25% de dicho valor máximo. Se puede definir como  $t_{rr} = t_a + t_b$ .

- Tiempo de almacenamiento ( $t_a$ ): tiempo que tarda una vez que pasa por cero hasta llegar al pico negativo.
- Tiempo de caída ( $t_b$ ): tiempo que tarda desde el pico negativo hasta que llega a cero.

Como se ve, este parámetro ( $t_{rr}$ ) es algo que no se puede despreciar a la hora de la conmutación por lo que deberemos tomar medidas. Limitar la frecuencia de funcionamiento es una de ellas, así pues, si queremos utilizar frecuencias altas se deberá utilizar diodos de recuperación rápidas.

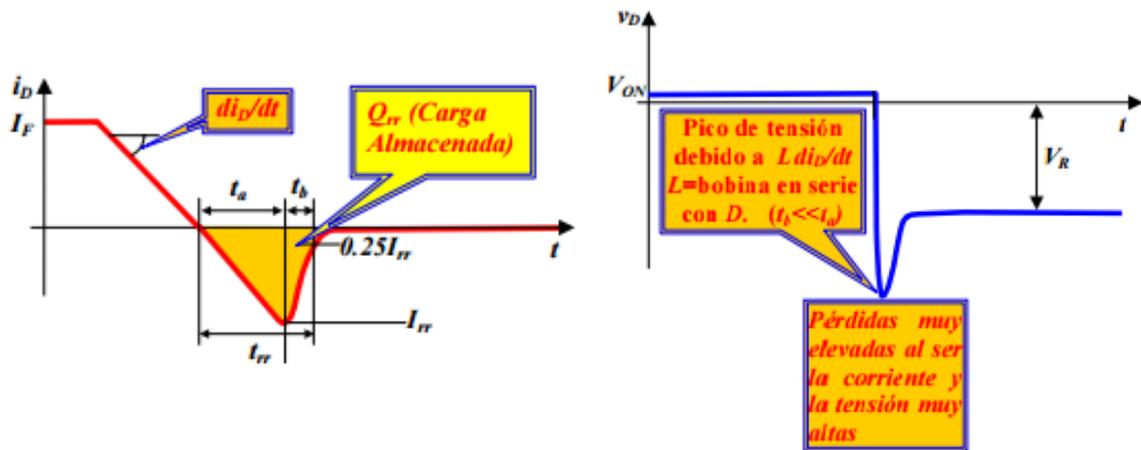


Fig. 3.7. Forma de onda del diodo durante el apagado

### 3.1.1.5. Tipos de diodos

#### 3.1.1.5.1. Diodos de propósito general (rectificadores)

Todo lo dicho anteriormente se puede aplicar a este tipo de diodo, este tipo de rectificador tiene unos valores característicos que vamos a resumirlos en la siguiente tabla.

#### 3.1.1.5.2. Diodos de recuperación rápida.

Son adecuados para circuitos de frecuencias elevadas combinados con conmutadores controlados, donde son necesarios tiempos de recuperación pequeños. Hay que destacar que con esta variación de corriente tan rápida se necesitará circuitos de protección.

#### 3.1.1.5.3. Diodos Schottky

Estos, en lugar de una unión p-n, se trata de una unión metal-semiconductor. Tienen tiempos de conmutación muy cortos y caídas de tensión en conducción bajas. Son capaces de soportar altas tensiones y corrientes. Y las corrientes de fuga son mucho mayores que en un diodo normal.

	Capacidad de corriente/voltaje	Frecuencia máxima (Hz)	Tiempo de conmutación ( $\mu$ s)	Resistencia en estado cerrado ( $\Omega$ )
Propósito general	600 - 6000 V / 3500 - 9570 A	1k	50 - 100	0.1 – 0.6m
Alta velocidad	600 - 6000 V / 17 – 1950 A	20k	5 – 10	0.14 – 1.96 m
Schottky	150 V / 80 A	30k	0.2	8.63 m

Tabla 3.2. Capacidades de los diodos.

### 3.2. Semicontrolados.

En este grupo se encuentran los Tiristores, los SCR (Silicon Controlled Rectifier) y los TRIAC (Triode of Alternating Current). A diferencia de los no controlados en estos tendremos control externo de la puesta en conducción pero no lo tendremos para bloquearlo.

#### 3.2.1. Tiristores (SCR)

Los tiristores engloban una gran familia de dispositivos semiconductores, todos ellos tienen en común que tienen una estructura de cuatro capas semiconductoras (P-N-P-N) con dos estados de funcionamiento estables:

- La conmutación desde el estado de bloqueo, es decir (OFF) al estado de conducción (ON) se realiza por una señal de control externa
- La conmutación de conducción (ON) a bloqueo (OFF) se produce cuando la corriente que circula por el tiristor es menor a la corriente de mantenimiento (específica para cada tiristor).

Vamos a ver dos tipos de tiristores, unidireccionales (SCR) y bidireccionales (TRIACs)

##### 3.2.1.1. Estructura básica

Es el componente que revolucionó la electrónica de potencia por ser el dispositivo semiconductor capaz de manejar potencias más altas. Se comporta como interruptores unidireccionales al igual que los diodos, pero los SCR pueden controlar su puesta en conducción, de ahí que se diga que son semicontrolados.

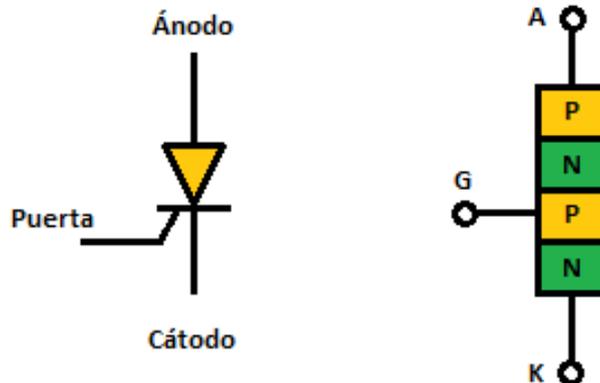


Fig. 3.8. a) Símbolo del tiristor

Fig. 3.8. b) Estructura básica del tiristor

Ventajas	Desventajas
<ul style="list-style-type: none"> <li>Tienen poco peso</li> <li>Una duración larga</li> <li>Relativa rapidez a la hora de conmutar ya que es capaz de hacerlo hasta frecuencias de unos 10kHz.</li> <li>Encendido sencillo porque no necesita una energía elevada la señal que lo gobierne.</li> <li>No tiene elementos mecánicos ni partes móviles</li> <li>Capacidad de poder bloquear altas tensiones (hablamos de kV) positivas y negativas</li> <li>Capaz de manejar corrientes de valores elevados (hablamos de kA) con lo que la potencia a manejar es del orden de megavatios</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>No tiene un apagado sencillo</li> <li>Poca capacidad de disipación térmica.</li> <li>Pérdidas en conducción elevadas.</li> </ul>

Tabla 3.3. Ventajas y desventajas de los tiristores

### 3.2.1.2. Curva característica estática I-V

Cuando esté polarizado directamente solo estará funcionando en el primer cuadrante; cuando la tensión entre ánodo y cátodo sea cero, la intensidad de ánodo también es cero.

Hasta que no se alcance la tensión  $V_{BO}$  (tensión de bloqueo), el tiristor no se dispara y cuando alcanza dicha tensión se ve que hay un aumento de la intensidad en el ánodo ( $I_A$ ) y una disminución de la tensión  $V_{AK}$  comportándose así como un diodo polarizado en directa.

Si se quiere disparar el tiristor antes de llegar a esa tensión de bloqueo, hay que aumentar la corriente en la puerta ( $I_{G1}, I_{G2} \dots$ ) porque modificaríamos la tensión de evado.

Ahora vamos a ver el funcionamiento cuando está polarizado en inversa. Vemos en la Fig. 3.9. a) que existe una corriente inversa, denominada 'de fuga' y cuando alcanza el punto de tensión inversa máximo se produce la ruptura que significa la destrucción del dispositivo.

Dependiendo de la tensión aplicada entre ánodo y cátodo, vamos a distinguir tres zonas que dan lugar a los dos estados estables que posee: bloqueo y conducción:

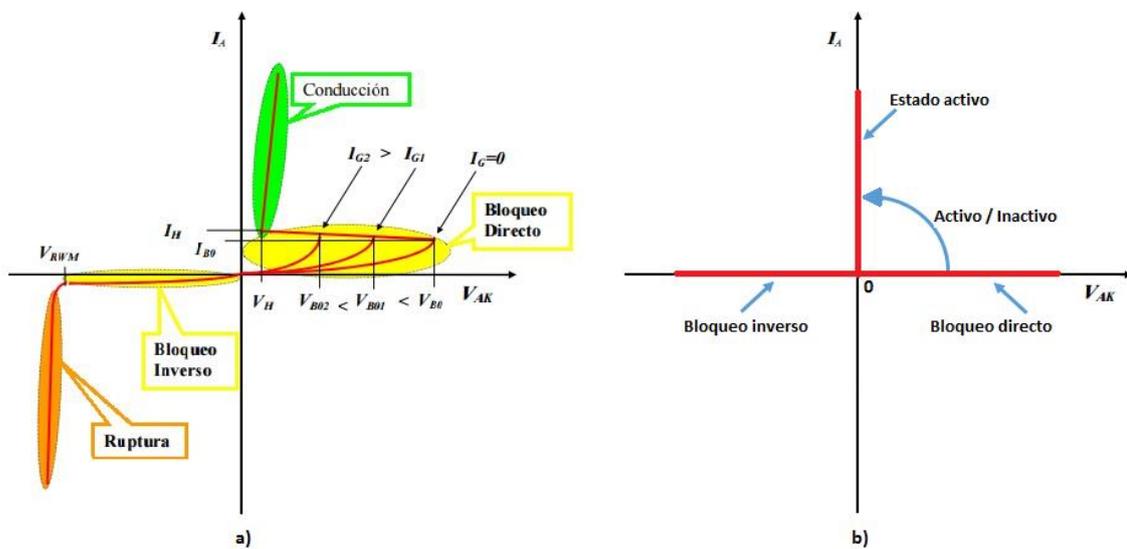


Fig. 3.9. a) Curva característica I-V de un SCR; b) Curva característica idealizada

1. **Zona de bloqueo inverso ( $V_{ak} < 0$ ).** En esta zona el tiristor se comporta como un diodo.
2. **Zona de bloqueo directo ( $V_{ak} > 0$  sin disparo).** En esta zona el tiristor se comporta como un circuito abierto hasta alcanzar la tensión de ruptura directa.
3. **Zona de bloqueo directo ( $V_{ak} > 0$  con disparo).** En esta zona el tiristor se comporta como un circuito cerrado y por el dispositivo circula una corriente superior a la de enclavamiento. Si la corriente que circula entre ánodo y cátodo es mayor a la de mantenimiento entonces seguirá conduciendo.

### 3.2.1.3. Características dinámicas del tiristor:

#### 3.2.1.3.1. Encendido:

El encendido del tiristor se realiza aplicando un impulso de corriente de magnitud y duración determinada a la compuerta del dispositivo.

Se ve en la Fig. 3.10. que la corriente del ánodo ( $I_A$ ) aumenta con una velocidad  $di_F/dt$  establecida por el circuito exterior (intervalos de conmutación de otros dispositivos) según disminuye la tensión ánodo – cátodo ( $V_{AK}$ ).

$$\text{Tiempo de encendido } t_{ON} = t_d + t_r$$

- Tiempo de retardo ( $t_d$ ): es el tiempo que tarda en alcanzar aproximadamente el 10%.
- Tiempo de subida ( $t_r$ ): es el tiempo que tarda en alcanzar el 90%.

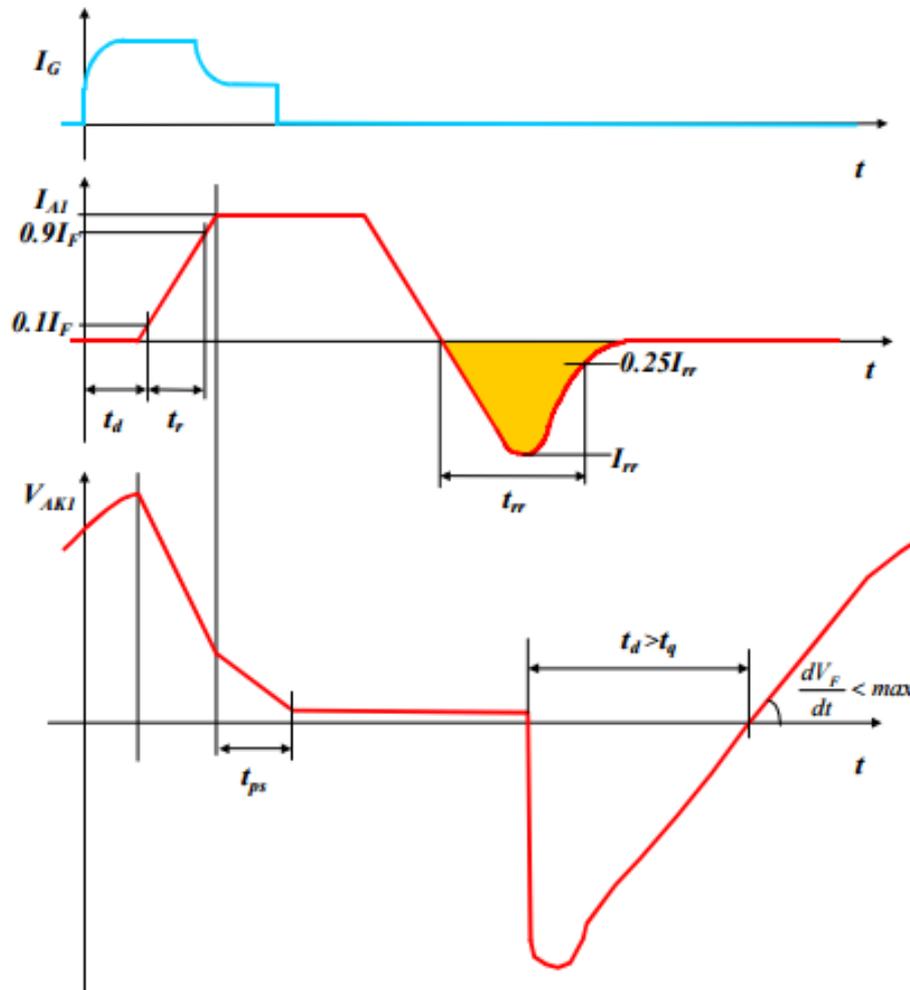


Fig. 3.10. Curvas del encendido y apagado del tiristor SCR

### 3.2.1.3.2. Apagado:

El paso de encendido a apagado no es instantáneo sino que se da durante un periodo largo como se ve en las curvas de la figura anterior. El proceso de apagado es muy parecido a del diodo de potencia que hemos descrito anteriormente. Según pasa el tiempo los portadores excedentes de las cuatro zonas va disminuyendo y cuando intenta la conducción en sentido inverso, esos portadores no pueden reajustarse por tanto existe un periodo de retraso por almacenamiento.

- Tiempo de recuperación inversa ( $t_{rr}$ ): Es el tiempo entre el inicio de la corriente de recuperación inversa y cuando ha caído por debajo del 25% de su valor.
- Intensidad de recuperación inversa ( $I_{rr}$ ): Es el pico de intensidad en sentido inverso que puede llegar a alcanzar en el proceso.
- Tiempo de recuperación de puerta ( $t_{gr}$ ): Tiempo que tarda la puerta en recuperar su capacidad de gobierno. La duración del proceso de corte es:

$$t_{off} = t_g = t_q = t_{rr} + t_{gr}.$$

### 3.2.1.4. Activación o disparo y bloqueo de los SCR.

Vamos a ver que existen distintas formas de hacer que conduzca un SCR, bien sea provocado (forzado) o natural.

- Térmica: Si la temperatura es alta, provoca un aumento de cantidad de pares electrón-hueco en la unión P-N, que aumenta las corrientes de fuga llegando a entrar a conducir. Hay que decir que normalmente no ocurre.
- Disparo por derivada de tensión: Si se produce un aumento muy rápido del voltaje entre ánodo y cátodo, la corriente de carga de las uniones capacitivas son suficientes para activar el tiristor. Un alto valor de la corriente de carga puede dañar el tiristor y se debe proteger contra ella. El fabricante especifica la tasa máxima admisible.
- Tensión excesiva: Si el voltaje en sentido directo entre ánodo y cátodo es mayor al voltaje de ruptura en sentido directo  $V_{BO}$  hace que se eleven las corrientes de fugas suficientes para iniciar la activación. Este tipo de activación es destructiva por lo que hay que evitarlo.
- Corriente de puerta: es el procedimiento normalmente empleado para disparar de un tiristor. Para ello, hay que aplicar en la puerta un impulso positivo de intensidad mediante la conexión de un generador adecuado entre el ánodo y cátodo.
- Luz: Si se deja de incidir luz en las uniones de un tiristor, aumentan los pares electrón-hueco y el tiristor puede llegar a activarse. Cuando se activan lo hacen dejando que la luz incida sobre la oblea de silicio.

### 3.2.2. TRIAC. (Triode of Alternating Current)

El primer TRIAC fue inventado a finales de los años 60. Nosotros para simplificar su funcionamiento diremos que se comporta como dos SCR en antiparalelo con tres terminales como se muestra en la Fig. 3.11. Permite el paso de corriente en ambos sentidos y es capaz de ser accionado con tensiones de puerta de ambos signos. Por lo tanto es capaz de controlar la circulación en ambos sentidos.

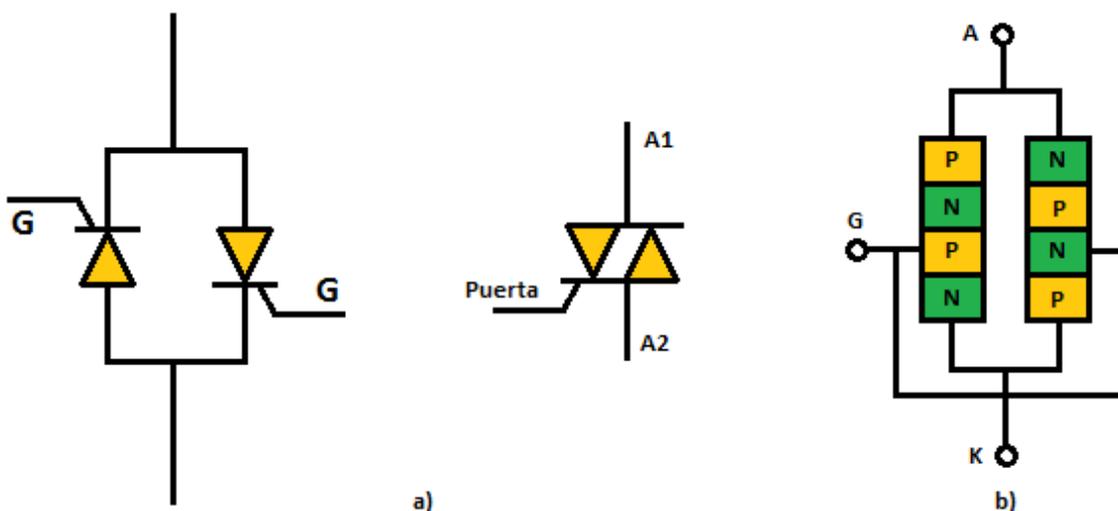


Fig. 3.11. a) Símbolo de un TRIAC. b) Estructura básica de un TRIAC

La figura anterior muestra el símbolo utilizado para representar el TRIAC y la estructura interna. Como se ha dicho, este dispositivo permite la conducción en ambos sentidos como se puede observar en la Fig 3.11 de ahí que no se denominen ánodo y cátodo, sino simplemente

como A1 (ánodo 1) y A2 (ánodo 2), en otros textos pueden tener diferente nomenclatura como (MT1 y MT2).

Cuando el TRIAC se enciende, permanece así hasta que su corriente cae por debajo de la corriente  $I_H$  como se muestra en la figura 3.12.

### 3.2.2.1. Curva característica I-V de un TRIAC

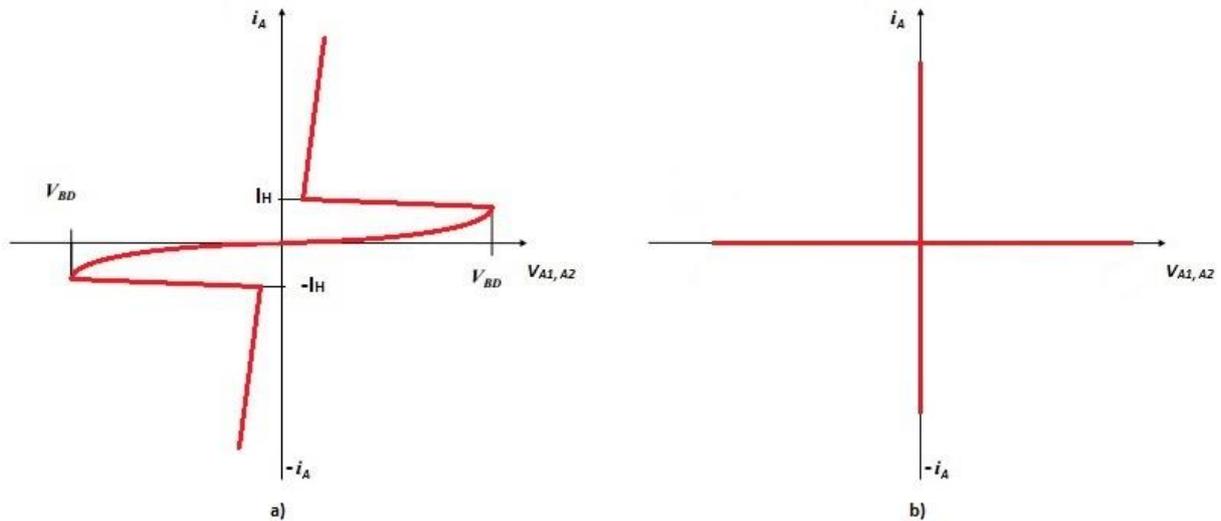


Fig. 3.12. a) Curva característica real I-V de un TRIAC; b) Curva característica ideal

Se puede ver en la Fig. 3.12. a) que este dispositivo es capaz de conducir tanto para  $i_A$  positivo como negativo y a la vez puede ser disparado tanto para  $V_{A1,A2}$  sea positiva o negativa. También es capaz de pasar de estado de corte a conducción mediante la corriente de puerta y ésta como todo lo dicho anteriormente, puede ser positiva o negativa.

Una de las ventajas de este dispositivo es que es muy compacto, requiriendo únicamente un circuito de control por tener un solo terminal de puerta. Pero posee una capacidad de control de potencia muy reducida por lo tanto está pensado para aplicaciones de baja potencia.

## 3.3. Controlados:

Hemos visto que en los SCR y TRIAC's solo podemos controlar la puesta en conducción y a continuación veremos aquellos que podemos controlarlos totalmente como los transistores de unión bipolar (BJT), los transistores de efecto de campo (MOSFET), los transistores bipolares de puerta aislada (IGBT) y los tiristores (GTO), entre otros.

### 3.3.1. Transistor de unión bipolar (BJT)

Son más conocidos como BJT (Bipolar Junction Transistors) y se trata de interruptores de potencia controlados por corriente. Existen dos tipos fundamentales, los PNP y NPN, estos últimos son los más utilizados en la electrónica de potencia

#### 3.3.1.1. Estructura básica

- **Emisor:** Es la zona más dopada de las tres. Funciona como emisor o inyector de los portadores de carga hacia la base. Huecos en el caso de un transistor 'pnp' o electrones en el caso de transistor 'nnp'.
- **Base:** Es la región central y poco dopada. Tiene un espesor muy inferior respecto al de las capas exteriores y su misión es la de dejar pasar la mayor parte posible de portadores inyectados por el emisor hacia el colector.

- **Colector:** Es la región menos dopada de las tres. Como su propio nombre indica es el encargado de captar los portadores inyectados en dicha región desde el emisor y han sido capaces de atravesar la base

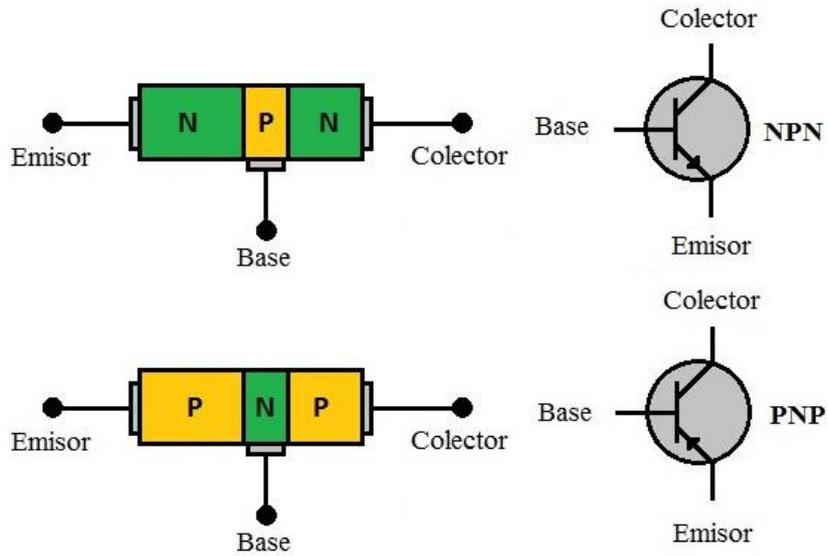


Fig. 3.13. Estructura y símbolo de un transistor BJT tipo NPN y PNP

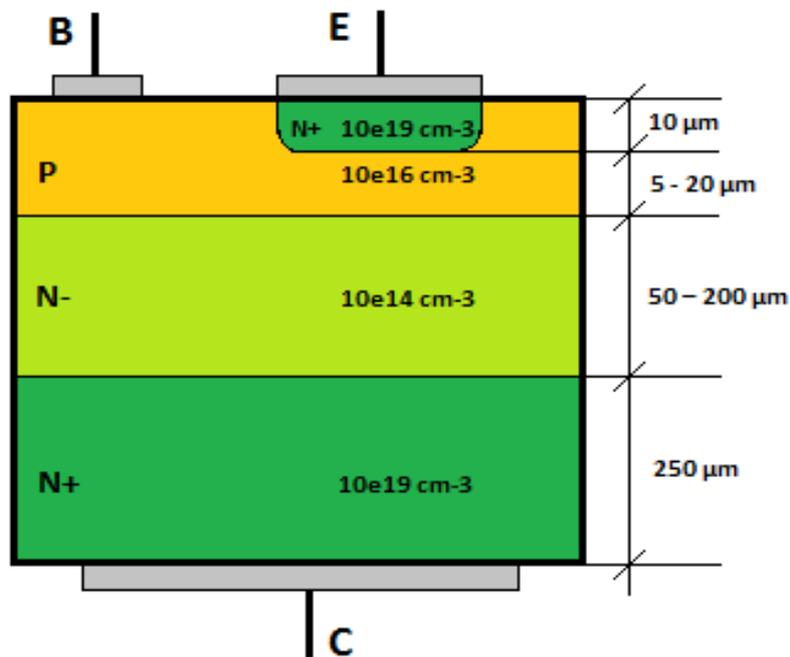


Fig. 3.14. Estructura interna transistor BJT tipo NPN

Las Fig. 3.13. muestran la estructura de los BJT y los símbolos utilizados en los circuitos. En la siguiente figura vemos una sección transversal vertical típica de un BJT. Anteriormente dijimos que los NPN son más utilizados porque producen menos pérdidas frente a los PNP, lo cual es debido a que posee una mayor movilidad de electrones reduciendo los tiempos de conmutación. La Fig. 3.14 muestra la estructura interna de un BJT tipo NPN.

3.3.1.2. Corrientes:

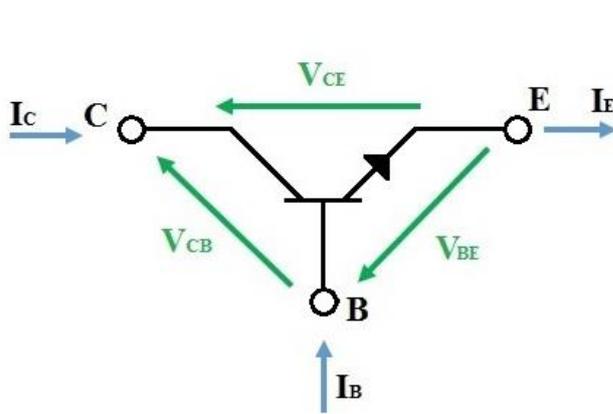


Fig. 3.15. a) Corrientes y tensiones

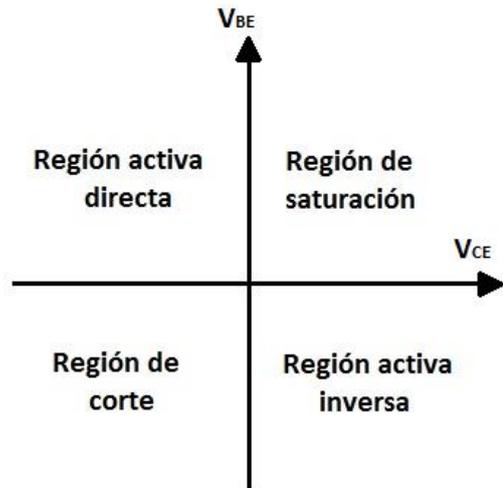


Fig.3.15. b) Modos de operación

Como se pueden ver en las Fig. 3.15. Existen tres corrientes  $I_E$  (corriente de emisor),  $I_B$  (corriente de base),  $I_C$  (corriente de colector). De las cuales la  $I_E$  es la más grande, puesto que se comporta como fuente de electrones. La corriente de base es muy pequeña y no suele llegar al 1% de la corriente del colector.

Tanto si nos fijamos en el transistor NPN o PNP deduciremos mediante la ley de Kirchhoff la siguiente ecuación:

$$I_B + I_C - I_E = 0 \Rightarrow I_E = I_B + I_C \quad \text{Ec 3.1}$$

A partir de este momento solo haremos referencia al transistor tipo NPN ya que el PNP es igual pero cambiando de signo. Al ser la corriente de la base tan pequeña comparada con las otras dos, se suele aproximar diciendo que  $I_B = 0$  quedando que  $I_E = I_C$

Además existen dos parámetros que relacionan las distintas corrientes:

- $\alpha$ : Cociente entre intensidad de colector y la del emisor. Este valor nunca será superior a la unidad y da una idea de hasta qué punto pueden llegar a ser iguales estas corrientes. Este valor suele ser superior a 0'95 y en muchos casos a 0'99 por lo que para simplificar los cálculos se suele tomar que  $\alpha = 1$ .

$$\alpha = I_C / I_E \quad \text{Ec 3.2}$$

- $\beta$ : La ganancia de intensidad, la cual nos da la relación que hay entre la corriente de salida  $I_C$  y la necesaria para activarlo  $I_B$  (corriente de entrada). Este valor suele andar entre valores de 100-300.

$$\beta = I_C / I_B \quad \text{Ec 3.3}$$

La ganancia es realmente lo que se amplifica la corriente en el transistor.

Ahora, si utilizamos la Ec. 4.1 y la dividimos toda entre  $I_C$  obtenemos la siguiente:

$$\frac{I_E}{I_C} = \frac{I_B}{I_C} + 1 \quad \text{Ec 3.4}$$

Y si tenemos en cuenta las ecuaciones 3.2 y 3.3 podemos obtener otra expresión para la ganancia de intensidad:

$$\frac{1}{\alpha} = \frac{1}{\beta} + 1 \Rightarrow \frac{1}{\beta} = \frac{1}{\alpha} - 1 \Rightarrow \frac{1}{\beta} = \frac{1 - \alpha}{\alpha} \Rightarrow \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad \text{Ec 3.5}$$

Resumiendo. Las corrientes de los terminales de un transistor bipolar vienen dadas por:

$$I_C = \beta \cdot I_B \quad \text{Ec 3.6}$$

$$I_E = (1 + \beta) I_B \approx \beta I_B \quad \text{Ec 3.7}$$

$$I_C = \alpha \cdot I_E \quad \text{Ec 3.8}$$

### 3.3.1.3. Funcionamiento y característica I – V

Se puede ver en la Fig 3.15. b) en que cuadrante estaría funcionando según sea polarizado.

- **Región activa directa:** Es la polarización directa de la unión emisor-base y la polarización inversa de la unión colector-emisor. Esta zona es la región de operación normal del transistor para amplificar.
- **Región activa inversa:** Es la polarización inversa de la unión emisor-base y la polarización directa de la unión colector-base. Esta zona raramente se usa.
- **Región de corte:** Corresponde a la polarización inversa de ambas uniones. La operación en esta región corresponde a aplicaciones de conmutación en el modo apagado ya que en esta región el transistor se comporta como un interruptor abierto ( $I_C = 0$ ).
- **Región de saturación:** Corresponde a la polarización directa de ambas uniones. La operación en esta región se corresponde a un interruptor cerrado ( $V_{CE} = 0$ ).

Unión E-B	Unión C-B	Zona de funcionamiento	Modelo aproximado
Directo	Directo	Saturación	Cortocircuito
Directo	Inverso	Activa	Amplificador
Inverso	Inverso	Corte	Circuito abierto
Inverso	Directo	Activa inversa	No se utiliza

Tabla 3.4. Resumen de polarización y funcionamiento de un BJT tipo NPN

Como vemos en la curva característica estática de un transistor bipolar ‘npn’ una corriente de base lo suficientemente grande llevará al transistor a la conducción, es decir cuando  $I_B > 0$ .

En el estado de saturación la tensión  $V_{CE(Sat)}$  está normalmente entre los valores 1-2V.

En electrónica de potencia interesa trabajar en la región de corte o saturación, ya que en la activa el dispositivo disipa mucha potencia térmica y como consecuencia su rendimiento puede llegar a disminuir.

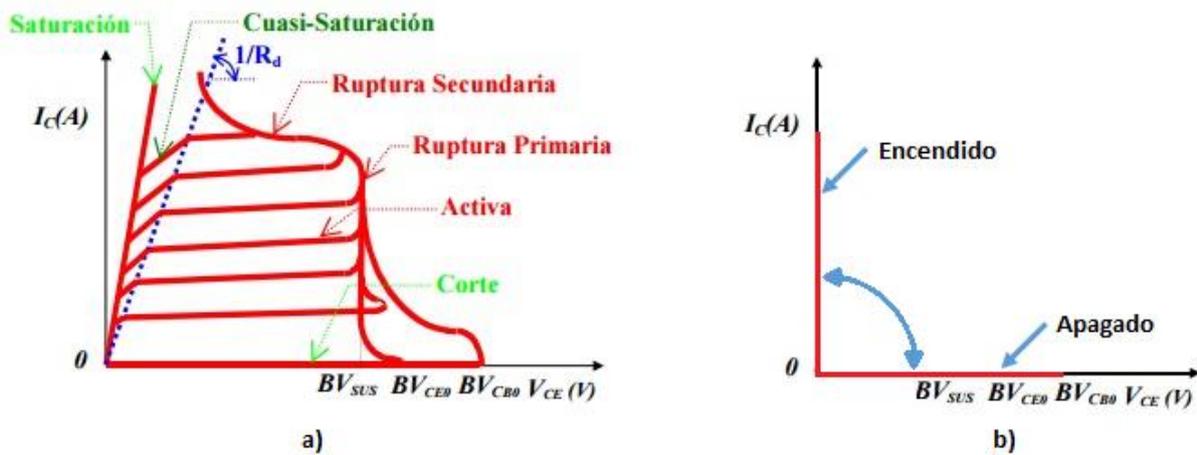


Fig. 3.16. a) Curva característica i-v transistor BJT; b) Curva idealizada transistor BJT

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> <li>Su caída de tensión en conducción es constante</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Su precio elevado debido a la complejidad del circuito de control ya que son controlados por corriente. Esto será relativo si lo comparamos con los siguientes transistores que veremos a continuación (MOSFET)</li> </ul>

Tabla 3.5. Ventajas y desventajas de un transistor bipolar BJT

En resumen. Son utilizados para potencias medias y frecuencia de trabajo alrededor de 40kHz.

### 3.3.2. Transistor de efecto de campo (MOSFET).

Más conocidos como MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor) son controlados por tensión, a diferencia de los bipolares que anteriormente hemos dicho que son controlados por corriente. Eso se debe al aislamiento de la puerta respecto del dispositivo mediante la utilización de óxido de Silicio.

También dijimos existían dos tipos de transistores bipolares (NPN y PNP). Pues bien, en los de efecto de campo también existen dos tipos; los de canal p y los de canal n. Estos últimos los más utilizados por presentar menores pérdidas y mayores velocidad a la hora de la conmutación (recordar que ocurría lo mismo que en los BJT tipo NPN)

#### 3.3.2.1. Estructura básica

En la Fig. 3.17. se muestra los símbolos utilizados en los circuitos de potencia y las partes que consta y una breve descripción de ellos.

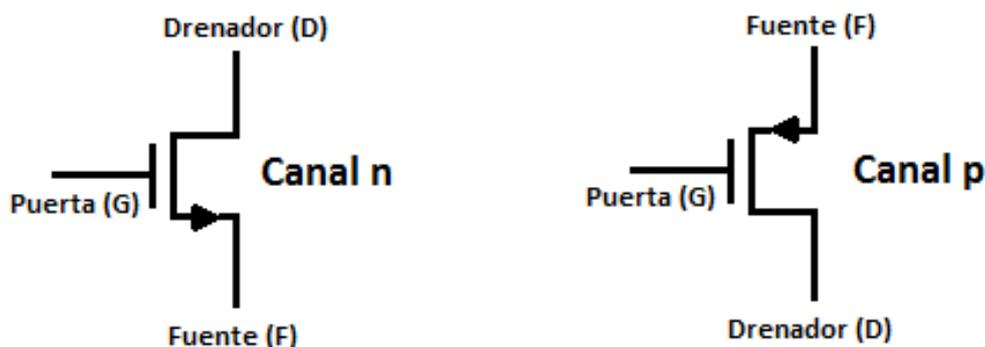


Fig. 3.17. Símbolos de un transistor MOSFET de canal n y de canal p

- D = Drain:** **(Drenador).** Es el terminal por el que salen los portadores del dispositivo (electrones en el JFET de canal n y los huecos en el canal p).
- S = Source:** **(Fuente).** Terminal por el que entran los portadores.
- G = Gate:** **(Puerta).** Terminal mediante el cual se controla la corriente de portadores a través del canal

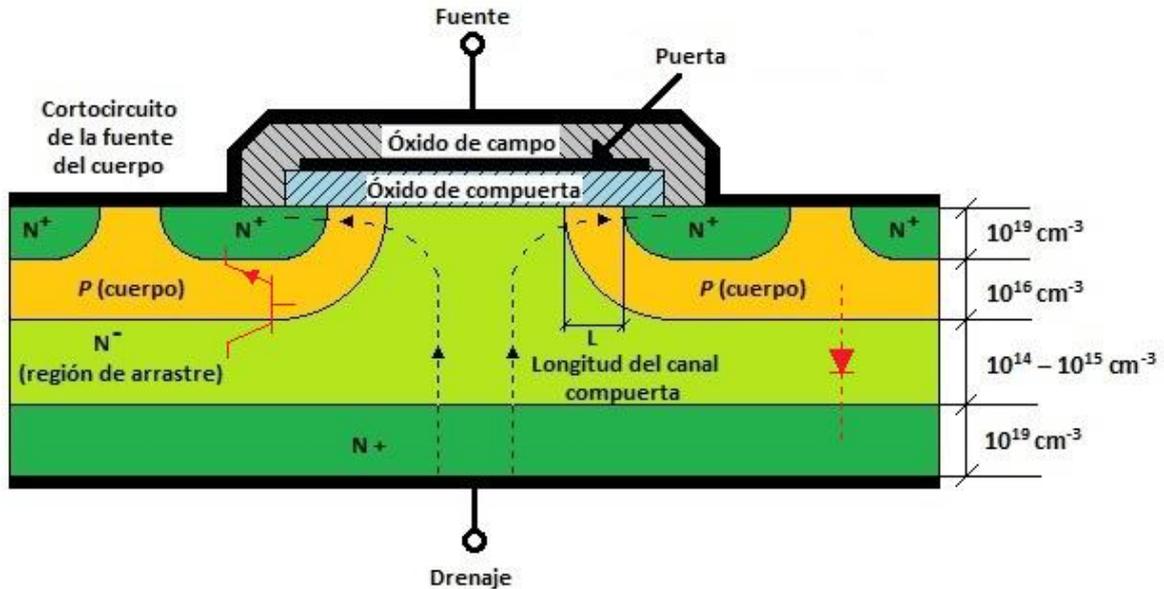


Fig. 3.18. Estructura interna de un transistor MOSFET de canal N

### 3.3.2.2. Funcionamiento y característica i-v

El terminal de puerta G (Gate) está aislado del semiconductor por óxido de silicio ( $\text{SiO}_2$ ). En la parte derecha de la Fig. 1.18. está dibujado de color rojo un diodo entre la unión  $\text{PN}^+$  el cual define el funcionamiento entre la Fuente S (Source) y el Drenador D (Drain) y conduce cuando  $V_{DS} < 0$ . En la parte izquierda entre  $\text{N}^+\text{N}^-$  se define el funcionamiento como transistor y esto ocurre cuando  $V_{DS} > 0$ .

Es necesario una pequeña corriente de puerta para cargar y descargar las capacidades del transistor. La resistencia de entrada es del orden de  $10^{12} \Omega$ . Y al igual que en los BJT definíamos zonas de trabajo, éste también las tiene y bien diferenciadas.

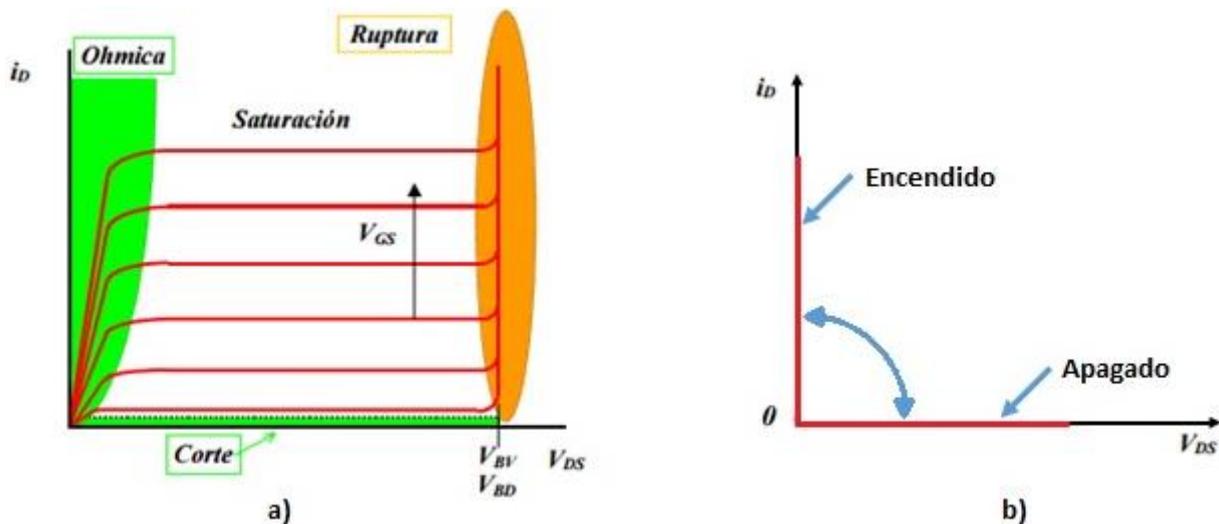


Fig. 3.19. a) Curva característica I-V de un transistor MOSFET de canal N; b) Curva característica idealizada

- **Corte:** Se comporta como un interruptor abierto cuando la tensión entre la puerta (G) y la fuente (S) es más pequeña que una determinada tensión umbral ( $V_T$ ).

- **Óhmica:** Se comporta como un interruptor cerrado cuando la tensión entre la puerta (G) y la fuente (S) es suficientemente grande y la tensión entre el drenador (D) y la fuente (S) es pequeña. En esta zona está modelado por una resistencia, denominada  $R_{ON}$ .
- **Saturación:** Se comporta como una fuente de corriente constante si el transistor está cerrado pero soporta una tensión D - S elevada. Esta corriente está controlada por la tensión entre la G - S. La disipación de potencia en este caso puede ser elevada dado que el producto tensión-corriente es alto.

Todo lo dicho anteriormente lo podemos plasmar en la denominada característica I-V.

En resumen. En electrónica de potencia nos interesa un dispositivo MOSFET que trabaje en corte o en óhmica, es decir como interruptor abierto o cerrado. Se tiene que tener extremo cuidado con la nomenclatura ya que puede causar confusión al lector cuando se habla de BJT o MOSFET.

Se ve en la Fig. 3.19. a) que la zona de saturación y óhmica corresponden en la Fig. 3.16.a) a la zona activa y de saturación del BJT respectivamente.

En la siguiente tabla vamos a reflejar las ventajas e inconvenientes respecto a los BJT.

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> <li>• son los transistores más rápidos que existen por lo tanto, su uso es necesario para aplicaciones de velocidades altas de conmutación (1MHz, algo imposible para los BJT)</li> <li>• La resistencia en conducción <math>R_{ON}</math> varía mucho con la temperatura y con la corriente, por lo que no tiene un comportamiento casi ideal como lo tienen los BJT</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• no son capaces de soportar potencias elevadas, por lo tanto su uso es inviable para el caso.</li> <li>• Gran facilidad de control debido al aislamiento de la puerta</li> <li>• El consumo de corriente en puerta es pequeño y simplifica el diseño de circuito de disparo</li> </ul>

Tabla 3.6. Ventajas y de desventajas de los MOSFET respecto a los BJT

### 3.3.3. Transistor bipolar de puerta aislada (IGBT).

Más conocidos como IGBT (Isolated Gate Bipolar Transistor) aprovechan las ventajas de los dos transistores descritos anteriormente. Es decir, reúne la facilidad de disparo del MOSFET y las escasas pérdidas en conducción de los BJT

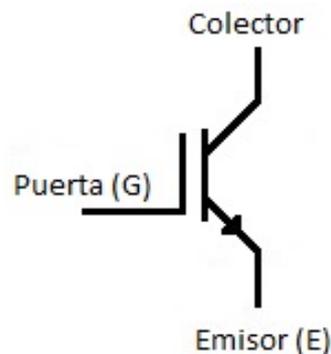


Fig. 3.20. Símbolo IGBT

En principio, su velocidad de conmutación es similar a la de los transistores bipolares, es decir, funcionando casi como un interruptor ideal.

Su diseño ha avanzado mucho en los últimos años logrando así que funcione a centenas de kHz para componente con corrientes de alguna decena de amperios

### 3.3.3.1. Estructura básica.

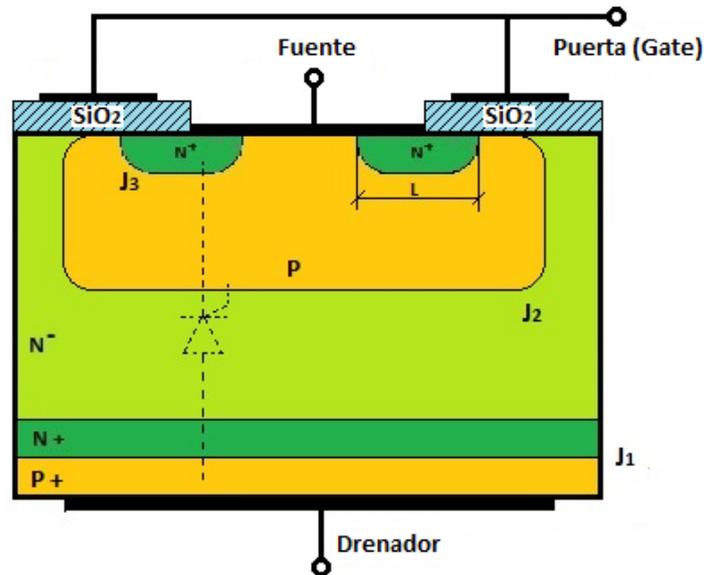


Fig. 3.21. Estructura interna de un transistor IGBT

La unión J<sub>2</sub> de la Fig. 4.21. determina la máxima tensión que es capaz de soportar en polarización directa y la unión J<sub>1</sub> en polarización inversa. Vemos que esta última unión (J<sub>1</sub>) abarca dos regiones (N<sup>+</sup> y P<sup>+</sup>) por lo que se puede concluir que no es capaz de soportar altas tensiones en inversa.

Se muestra también que la estructura posee un tiristor parásito. No es deseable que se dispare y es por eso que durante su fabricación es importante la geometría de las uniones de J<sub>2</sub> y J<sub>3</sub> en el cuerpo P para minimizar las posibilidades.

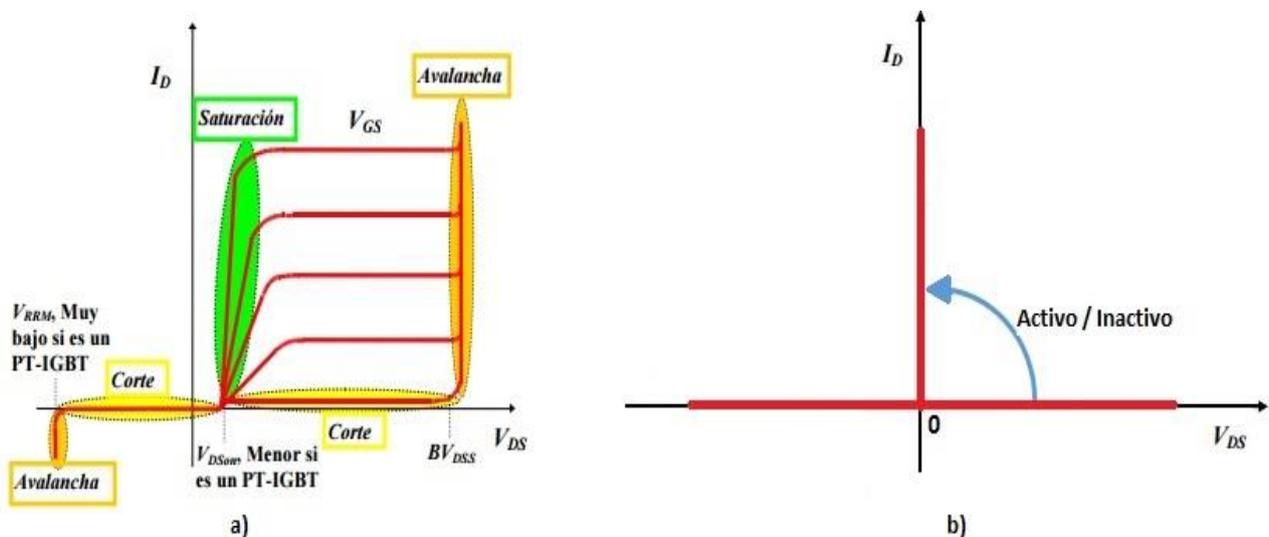


Fig. 3.22. a) Curva característica I-V de un IGBT; b) Curva idealizada de un IGBT

### 3.3.3.2. Funcionamiento y curva I-V.

Funciona de manera similar al MOSFET ya que hay que aplicar una polarización entre puerta y emisor. Además para accionarlo o dispararlo hay que hacerlo con tensión.

En la Fig. 3.22. a) se muestra la curva característica de un IGBT, se ve que en sentido directo son muy similares a los BTJ excepto que el parámetro de control es una tensión entre puerta y fuente ( $V_{GS}$ ) en vez de una corriente de entrada. Las características de un IGBT de canal P serían las mismas, excepto que las polaridades de tensión y corrientes estarían invertidas.

El IGBT es indudablemente más rápido a la hora de conmutar que el BJT pero si lo comparamos con el MOSFET es bastante inferior.

### 3.4. Comparaciones.

A continuación se va a hacer una especie de comparación en forma de tablas e imágenes de las prestaciones de cada uno de los dispositivos anteriormente y así poder hacernos una idea de por qué vamos a utilizar en el diseño ciertos dispositivos y no otros.

Cabe destacar que existen más dispositivos semiconductores que no se han descrito en este capítulo, pero si vamos a comparar sus prestaciones. Si se quiere saber más acerca de ellos recomiendo la lectura del libro “Electrónica de potencia. Convertidores, aplicaciones y diseño” de Ned Mohan [1].

Dispositivo	Tensión	Corriente	Frecuencia	Potencia
Diodos	<10.000 V	<5.000 A	<10 MHz	Media-Alta
Tiristores	<6.000 V	<5.000 A	<500 Hz	Alta
GTOs	<6.000 V	<3.000 A	<500 Hz	Alta
TRIACs	<1.000 V	<25 A	<500 Hz	Baja
MOSFETs	<1.000 V	<100 A	<1 MHz	Baja
BJTs	<1.200 V	<700 A	<25 kHz	Media
IGBTs	<2.000 V	<500 A	<75 kHz	Media-Alta

Tabla 4.6. Prestaciones generales de los dispositivos semiconductores

También hay que tener en cuenta otras características importantes a la hora de diseñar circuitos en electrónica de potencia, por eso, en la siguiente tabla detallamos algunas de ellas:

	Dispositivos					
	DIODO	SCR	GTO	BJT	MOSFET	IGBT
Características de disparo	-----	En corriente	En corriente	En corriente	En tensión	En tensión
Potencia del circuito de mando	-----	Media - Alta	Alta	Media - Alta	Muy baja	Muy baja
Complejidad del circuito de mando	-----	Baja	Alta	Alta	Muy baja	Muy baja
Densidad de corriente	Media - Alta	Alta	Media - Alta	Media	Alta – Baja	Alta
Máxima tensión inversa	Media	Alta	Alta	Baja - Media	Media – Baja	Media – Alta
Pérdidas en conmutación (circuitos convencionales)	Baja - Media	Alta	Alta	Media - Alta	Muy baja	Media - Alta

Tabla 4.7. Otros parámetros importantes en el diseño

En la siguiente vamos a detallar de manera gráfica las capacidades de tensión, corriente y frecuencia de los dispositivos que se pueden controlar.

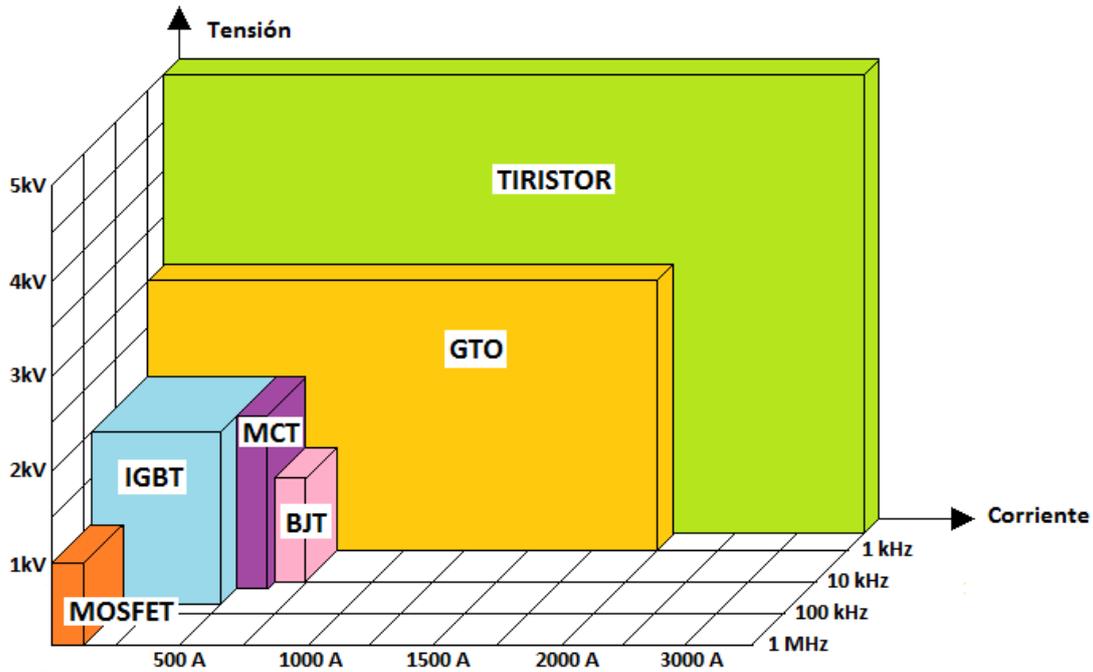


Fig. 3.23. Comparación de los distintos dispositivos de potencia.

En la siguiente imagen se ve de forma gráfica las aplicaciones generales de los dispositivos en función de la potencia y de la frecuencia capaz de soportar.

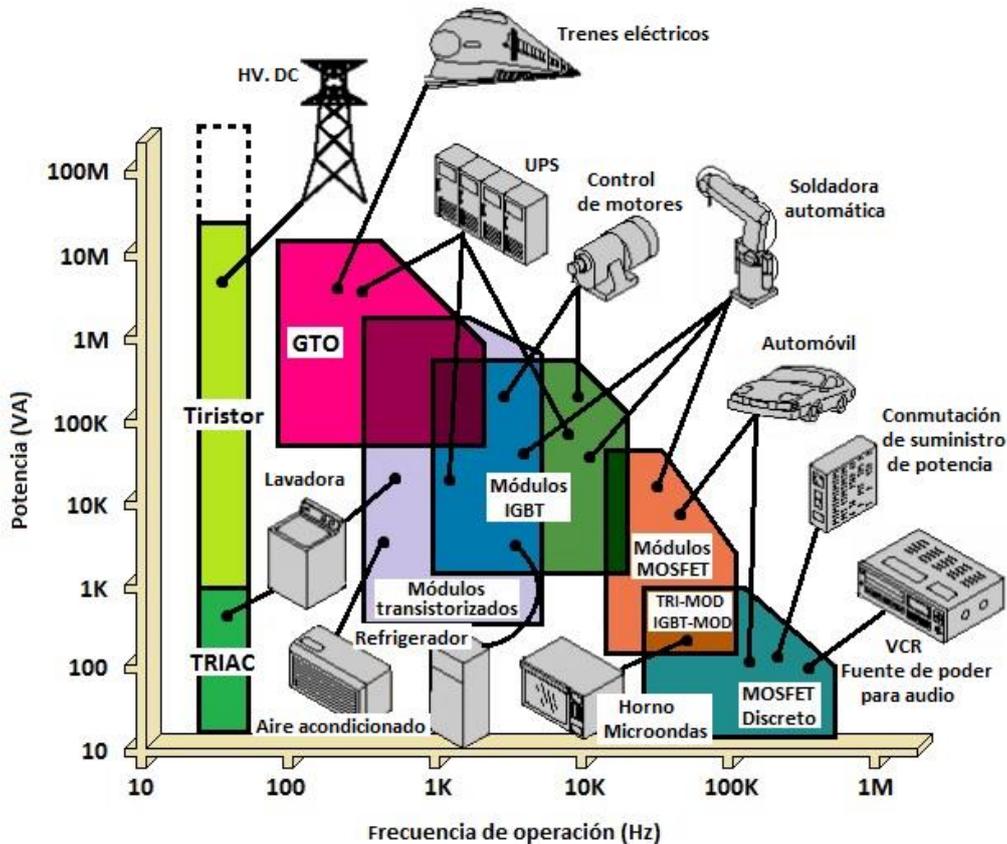


Fig. 3.24. Aplicaciones generales de los dispositivos de potencia

La siguiente imagen muestra el intervalo de potencias de semiconductores que se pueden conseguir en el mercado.

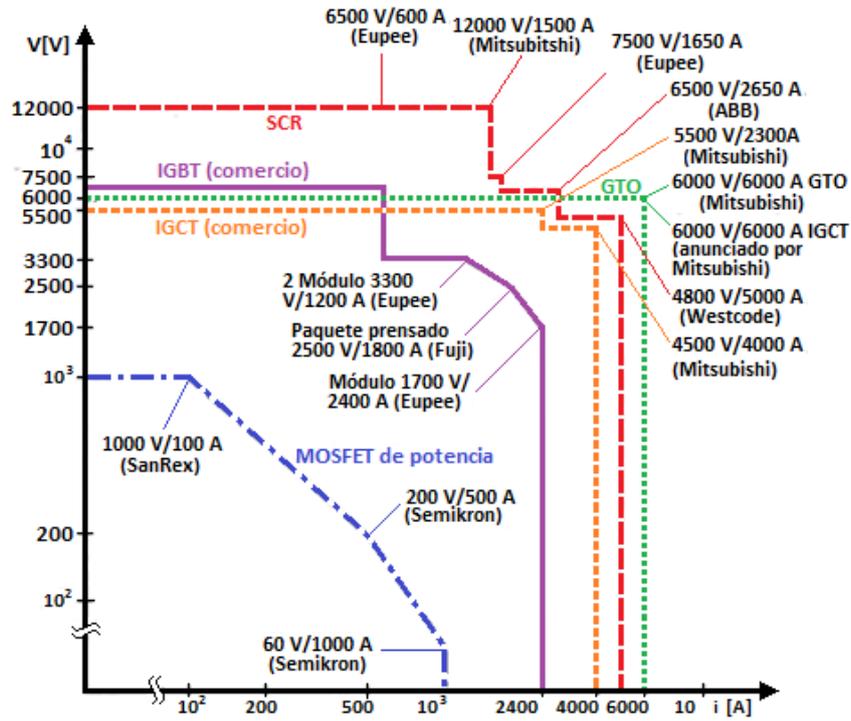


Fig. 3.25. Gráfico de potencias capaz de soportar los dispositivos del mercado

## Capítulo 4. Rectificadores.

Recordando el esquema de bloques del variador, vimos que la primera etapa constaba de un rectificador. En este capítulo vamos a describir de forma básica en que consiste cada topología de rectificadores trifásico (porque nuestro motor será un motor de inducción trifásico) para una vez entendido su funcionamiento pasar a su diseño en el programa Simulink de Matlab.

### 4.1. Topologías Rectificadores No Controlados Trifásicos.

#### 4.1.1. RNC trifásico de media onda.

Esta topología consiste en conectar un diodo a la salida de cada arrollamiento, que se unirán en un punto en común para después alimentar la carga del circuito. El retorno de la corriente se realizará a través del neutro.

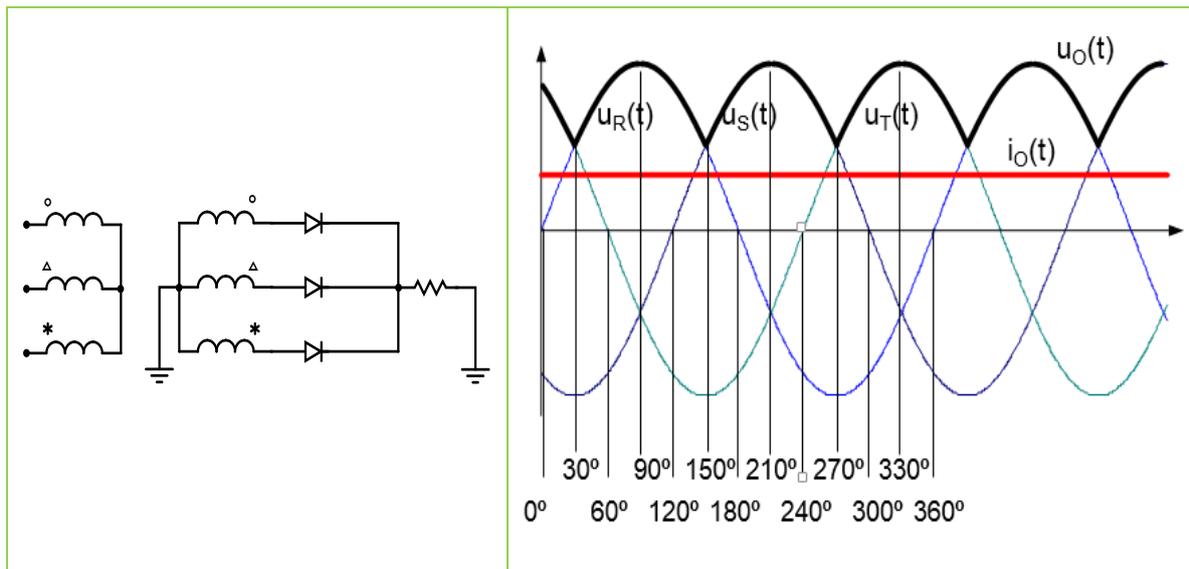


Fig. 4.1. Esquema eléctrico y forma de onda del RNC de media onda

Rectificador trifásico no controlado de media onda	
<b>Valor medio de la tensión en la carga</b>	
$U_{O(AVG)} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} U_M \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot d(\omega t) = \frac{3}{\pi} U_M \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right) = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_M = 0.827 U_M$	
<b>Valor eficaz de la tensión en la carga</b>	
$U_{O(RMS)} = \sqrt{\frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} U_M^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t) d(\omega t)} = U_M \cdot \sqrt{\frac{3}{2\pi} \left( \frac{\pi}{3} + \frac{1}{2} \text{sen}\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right)} = 0.841 U_M$	
<b>Valor medio de la corriente en la carga</b>	<b>Valor eficaz de la corriente en la carga</b>
$i_{O(AVG)} = \frac{U_{O(AVG)}}{R_L} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \frac{U_M}{R_L} = 0.827 \cdot \frac{U_M}{R_L}$	$i_{O(RMS)} = \frac{U_{O(RMS)}}{R_L} = 0.841 \cdot \frac{U_M}{R_L}$
<b>Factor de forma</b>	<b>Factor de rizado</b>
$FF = \frac{U_{O(RMS)}}{U_{ODC}} = \frac{\sqrt{\frac{3}{2\pi} \left( \frac{\pi}{3} + \frac{1}{2} \text{sen}\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right)}}{\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}} = 1,017$	$r = \sqrt{FF^2 - 1} = 0,185$

Tabla 4.1. Resumen de ecuaciones características de RNC trifásico de media onda

**4.1.2. RNC trifásico de doble onda.**

La siguiente topología muestra como los seis diodos están colocados dos por cada fase y en oposición con lo que este esquema aprovecha toda la onda de la tensión de red en cada fase. Vemos que en cada intervalo conducen siempre dos diodos, aquellos que tienen el ánodo más positivo o el cátodo más negativo

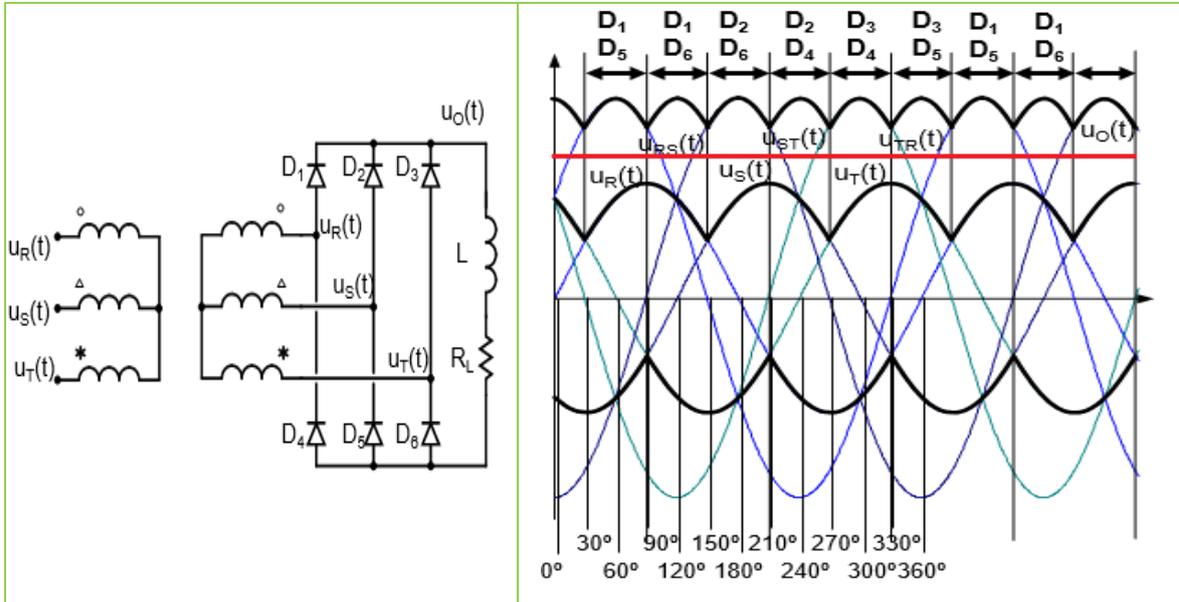


Fig. 4.2. Esquema eléctrico y forma de onda del RNC de doble onda

Rectificador trifásico no controlado de doble onda	
<b>Valor medio de la tensión en la carga</b>	
$U_{O(AVG)} = \frac{3}{\pi} \int_{30^\circ}^{90^\circ} u_{RS}(\theta) d\theta = \frac{3\sqrt{3}U_M}{\pi} \int_{30^\circ}^{90^\circ} \text{sen}(\theta + 30^\circ) d\theta = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot U_M = 1,654 \cdot U_M$	
<b>Valor eficaz de la tensión en la carga</b>	
$U_{O(RMS)} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{30^\circ}^{90^\circ} u_{RS}^2(\theta) d\theta} = U_M \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi}} = 1,655 \cdot U_M$	
<b>Valor medio de la corriente en la carga</b>	<b>Valor eficaz de la corriente en la carga</b>
$i_{O(AVG)} = \frac{U_{O(AVG)}}{R_L} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{U_M}{R_L} = 1,654 \cdot \frac{U_M}{R_L}$	$i_{O(RMS)} = \frac{U_{O(RMS)}}{R_L} = 1,655 \cdot \frac{U_M}{R_L}$
<b>Factor de forma</b>	<b>Factor de rizado</b>
$FF = \frac{U_{O(RMS)}}{U_{O(AVG)}} = \frac{U_M \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi}}}{U_M \frac{3\sqrt{3}}{\pi}} = 1,001$	$r = \sqrt{FF^2 - 1} = 0,045$

Tabla 4.2. Resumen de valores proporcionados por el RCN trifásico de doble onda

**4.2. Topologías Rectificadores Controlados.**

**4.2.1. Rectificador Controlado trifásico de media onda.**

Es el montaje más sencillo para rectificadores alimentados con la red trifásica. Solo hay un tiristor por cada fase. El funcionamiento es el mismo que para el caso de diodos. Ahora el S1 sustituye al D1 y es cebado con un ángulo de disparo  $\alpha$ .

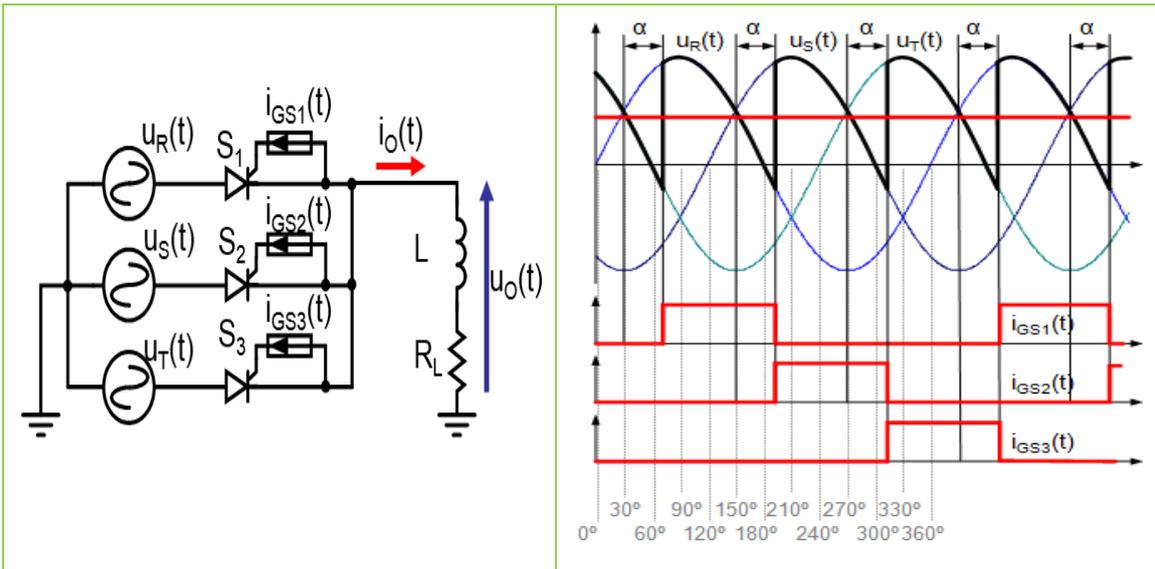


Fig. 4.3. Esquema eléctrico y forma de onda del RC trifásico de media onda

Rectificador trifásico controlado de media onda	
<b>Valor medio de la tensión en la carga</b>	
$U_{O(AVG)} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} U_M \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_M \cos(\alpha)$	
<b>Valor eficaz de la tensión en la carga</b>	
$U_{O(RMS)} = \sqrt{\frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} U_M^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t) \cdot d(\omega t)} = \sqrt{3} \cdot U_M \cdot \sqrt{\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{8\pi} \cdot \cos(2\alpha)}$	

Tabla 4.3. Resumen de valores proporcionados por el RC trifásico de media onda

#### 4.2.2. RC trifásico de doble onda.

Esta topología permite variar el voltaje promedio de salida, empleando en su funcionamiento tiristores de potencia con los cuales se puede variar el ángulo de disparo y por ende la potencia entregada a la carga. La frecuencia de rizo es seis veces la frecuencia de la fuente de entrada y el filtrado resulta menos complejo si lo comparamos con el rectificador de media onda.

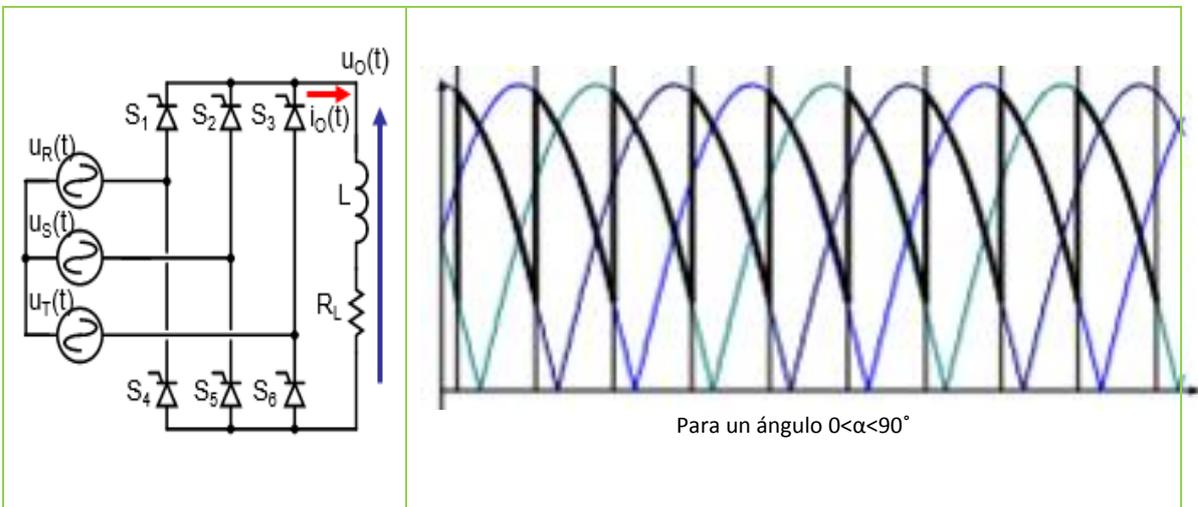


Fig. 4.4. Resumen de valores proporcionados por el RC trifásico de doble onda

Rectificador trifásico controlado de media onda
<b>Valor medio de la tensión en la carga</b>
$U_{O(AVG)} = \frac{3}{\pi} \left( \int_{30^\circ+\alpha}^{90^\circ+\alpha} U_{RS}(\theta) d\theta \right) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot U_M \cdot \cos(\alpha)$
<b>Valor eficaz de la tensión en la carga</b>
$U_{O(RMS)} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \left( \int_{30^\circ+\alpha}^{90^\circ+\alpha} U_{RS}^2(\theta) \cdot d\theta \right)} = \sqrt{3} \cdot U_M \cdot \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cdot \cos(2\alpha)}$

Tabla 4.4. Resumen de valores proporcionados por el RC trifásico de doble onda

#### 4.2.3. Rectificador trifásico de doble onda semicontrolado.

Este es el circuito más utilizado para grandes y medias potencias. Como podemos ver en la imagen de abajo, lleva tres diodos y tres tiristores. Funciona prácticamente igual que si llevara solamente diodos y lo único a destacar es el circuito de control para esos tres tiristores.

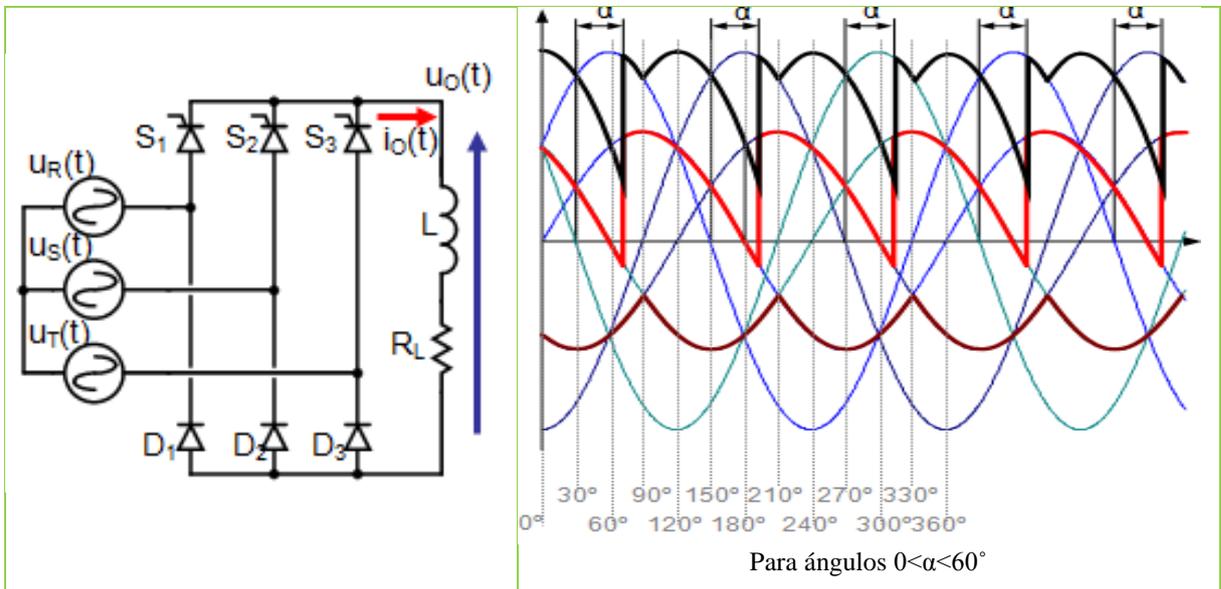


Fig. 4.5. Resumen de valores proporcionados por el Rectificador Semicontrolado de doble onda

## Capítulo 5. Inversores.

Debemos recordar, al igual que en el anterior, que el variador consta de una etapa inversora. Por lo tanto vamos a describir de manera básica las topologías monofásicas y trifásicas que existen.

La función de un inversor es transformar una tensión de entrada de corriente continua en una tensión de salida alterna con una magnitud y frecuencia establecida por el usuario. Tienen una gran variedad de aplicaciones desde las pequeñas fuentes de alimentación de los ordenadores hasta las aplicaciones industriales para controlar altas potencias.

Los inversores más modernos han empezado a utilizar formas más avanzadas de transistores, como los IGBT's. Se pueden clasificar en dos tipos según su número de fases:

- Inversores Monofásicos.
- Inversores Trifásicos.

### 5.1. Inversores monofásicos. Topologías

#### 5.1.1. Topología Push-Pull

Esta topología se basa en el empleo de un transformador con toma intermedia de tal manera que mediante el uso de solamente dos interruptores consigue aplicar a la carga tensiones a partir de la tensión positiva del bus de continua.

Ambos interruptores están referidos a masa y por lo tanto su gobierno es sencillo.

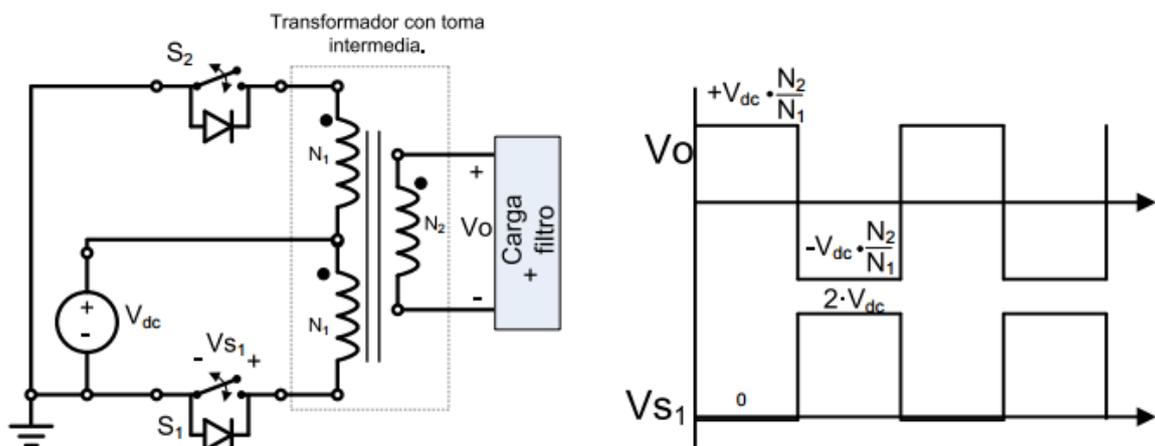


Fig. 5.1. Topología Push-Pull

Ventajas	Desventajas
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Solo se emplean dos interruptores de potencia</li> <li>• Los interruptores están referidos a masa y por lo tanto su gobierno de disparo es sencillo</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Los interruptores deben soportar el doble de la tensión del bus de continua.</li> <li>• Se generan sobre tensiones por la inductancia de dispersión del transformador.</li> <li>• No es aconsejable el uso de esta topología para potencias de más de 10kVA</li> </ul>

Tabla 4.1. Ventajas y desventajas de la topología Push-Pull

### 5.1.2. Topología medio puente

Esta topología se basa en generar una tensión intermedia a través de un par de condensadores. Aplicara a la carga una tensión máxima a la mitad de la tensión del bus de continua y los interruptores tendrán que ser capaz de soportar la tensión total (la de ambas fuentes).

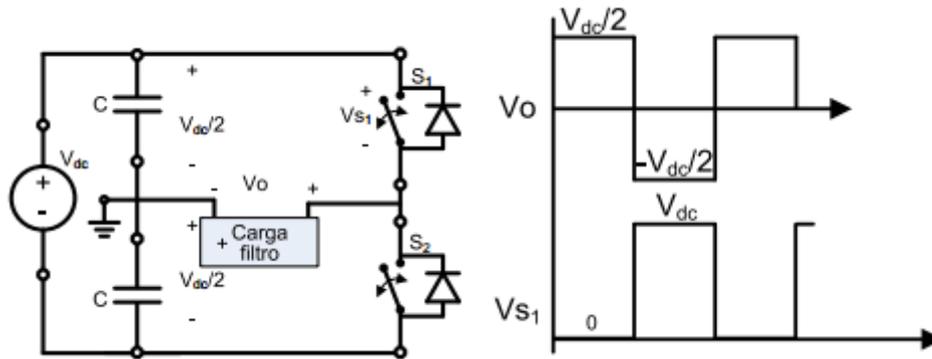


Fig. 5.2. Topología Medio Puente.

Ventajas	Desventajas
<ul style="list-style-type: none"> <li>Solo se emplean dos interruptores de potencia</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Los interruptores deben soportar la tensión total del bus de continua.</li> <li>S1 no está referido a masa por lo que es necesario emplear algún tipo de circuito de disparo que permita aplicar una tensión flotante.</li> <li>Mala utilización del bus DC, ya que la tensión de salida máxima es la mitad de la tensión del bus DC</li> </ul>

Tabla 5.2. Ventajas y desventajas de la topología de medio puente.

### 5.1.3. Topología Puente Completo

Esta topología emplea cuatro interruptores como se muestra en la figura y solo necesita una única fuente de continua y es posible aplicar a la carga tanto tensiones negativas, como positivas, como de valor nulo simplemente cambiando los interruptores que conducen en cada momento.

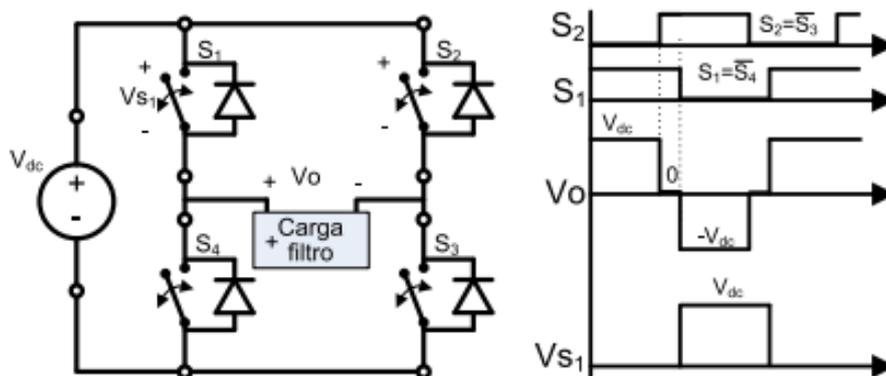


Fig. 5.3. Topología Puente Completo

Ventajas	Desventajas
<ul style="list-style-type: none"> <li>• La tensión aplicada en la carga es la tensión de la fuente de continua.</li> <li>• Se puede aplicar a la carga <math>+V_{dc}</math>, <math>-V_{dc}</math> y <math>0V</math>.</li> <li>• Mejor utilización del bus DC. Ya que la tensión máxima de salida es la tensión del bus DC.</li> <li>• La tensión que deben soportar los interruptores es el valor de la fuente de continua.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Utiliza cuatro interruptores (el doble de las topologías anteriores).</li> <li>• Los interruptores no están referidos a masa, por lo que serán necesarios circuitos de disparo que permitan aplicar una tensión flotante.</li> </ul>

Tabla 5.3. Ventajas y desventajas de la topología puente completo

## 5.2. Inversores trifásicos. Topologías

Esta topología es usada para la alimentación de cargas trifásicas que requieren corriente alterna, tal y como se ve en la imagen inferior. Consta de seis interruptores y funcionar de dos maneras dependiendo del intervalo de conducción de cada interruptor.

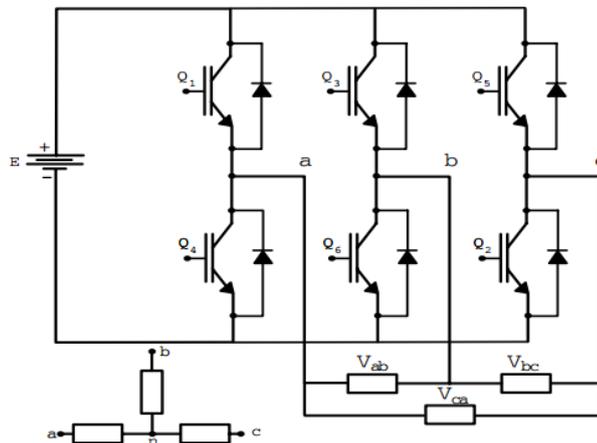


Fig. 5.4. Esquema eléctrico de un inversor trifásico con carga en estrella y triángulo

-180° grados de conducción. En esta configuración cada interruptor conduce durante 180°, de tal forma que siempre habrá tres transistores conduciendo de manera simultánea. La secuencia de disparo sería la siguiente: 123, 234, 345, 456, 561,...

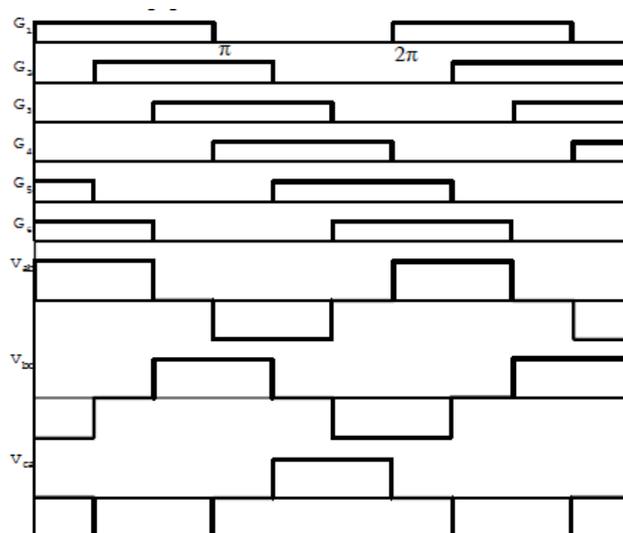


Fig. 5.5. Secuencia de la señales de excitación de los transistores 180°

*-120° grados de conducción.* En esta configuración cada interruptor conduce 120°, de tal forma que siempre habrá dos transistores conduciendo de manera simultánea. La secuencia de disparo sería la siguiente: 12, 23, 34, 45, 56,... Esta última se puede ver en la imagen inferior.

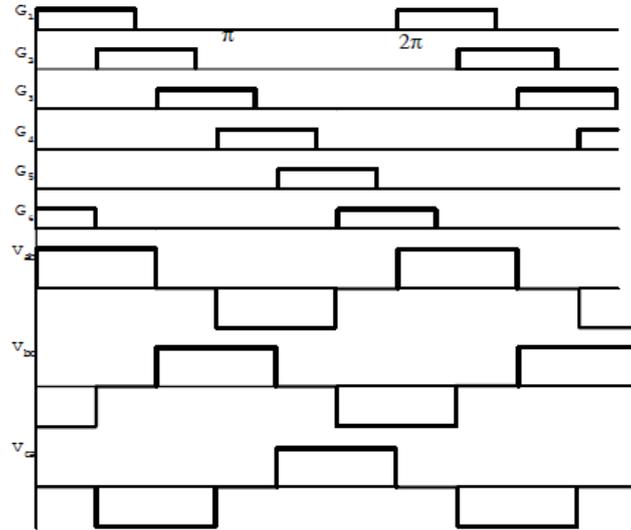


Fig. 5.6. Secuencia de la señales de excitación de los transistores 120°

### 5.3. Modulación.

En nuestro caso utilizaremos la modulación de ancho de pulso ya que nos interesa modelar y controlar la tensión trifásica de salida en magnitud y frecuencia a partir de una tensión de entrada constante.

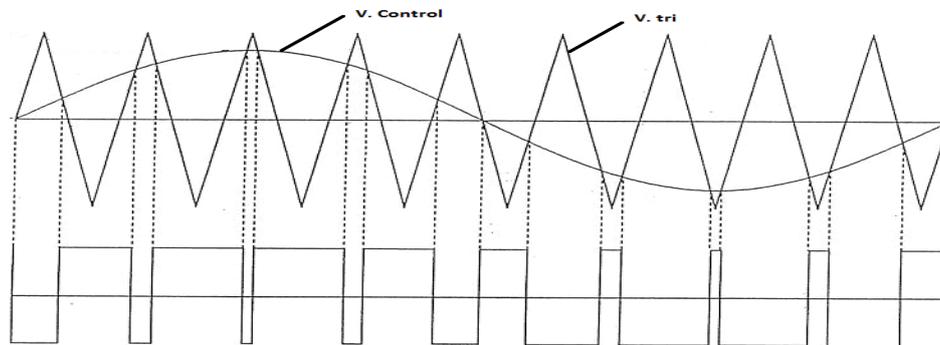


Fig. 5.7. Modulación senoidal de la anchura de pulso

Tal y como se ve en la imagen superior, la modulación se logra usando una señal de control senoidal ( $V_{control}$ ) a la frecuencia de salida que deseemos ( $f_i$ ) que será comparada con una onda triangular ( $V_{tri}$ ) a la que llamaremos portadora para generar las señales de disparo. Ésta señal portadora lo que hace es definir el tipo de control que se hará sobre los flancos de la señal modulada. Existen varios tipos:

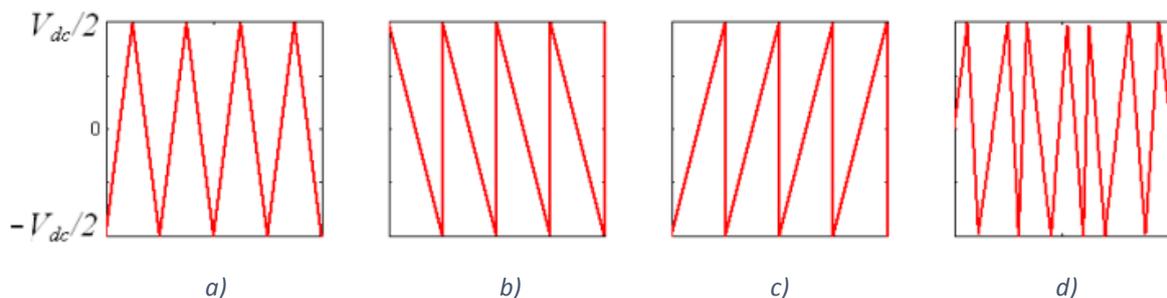


Fig. 5.8. Formas de la señal portadora. a) Triangular. b) Diente de sierra de pendiente negativa. c) Diente de sierra de pendiente positiva. d) Aleatoria.

- Diente de sierra de pendiente negativa: el control del ancho de pulso se realiza sobre el flanco de subida y los pulsos resultantes estarán alineados hacia la derecha. A esta modulación se le llama Leading Edge PWM. Fig. 5.8 b)
- Diente de sierra de pendiente positiva: el control se realiza sobre el flanco de bajada y los pulsos resultantes quedan alineados hacia la izquierda. A esta variación se le llama Trailing Edge PWM.
- Triangular: el control del ancho de pulso se realiza tanto sobre el flanco de bajada como en el de subida al generarse dos intersecciones con la moduladora. A esta variación se la denomina Double Edge PWM.

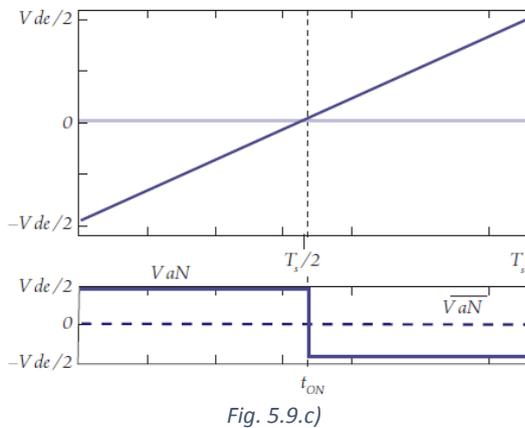
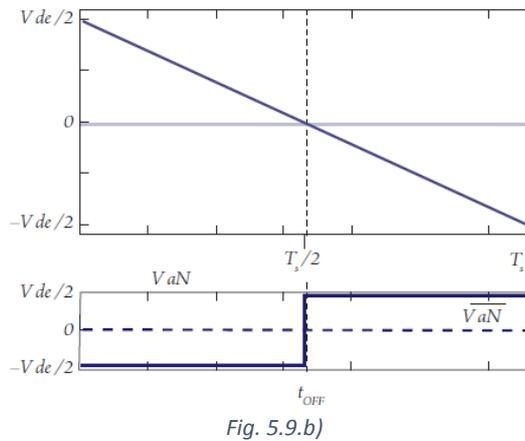
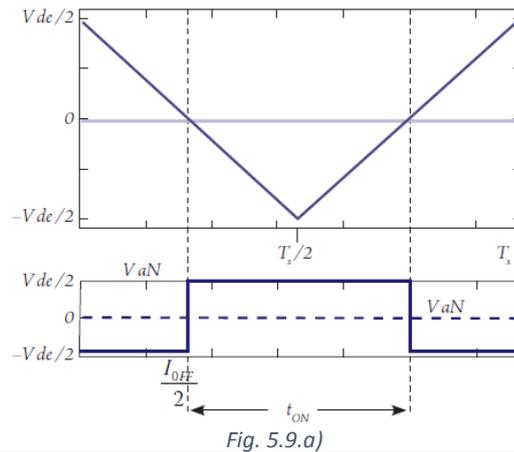


Figura 5.9. Control de flanco respecto a la señal portadora. a) Double edge PWM. b) Leading edge PWM. c) Trailing edge PWM. Fuente: (Svenson, 1999).

Mencionar que existen dos métodos para obtener el valor de la amplitud de la señal moduladora; PWM natural o PWM regular los cuales se describen a continuación.

PWM de muestreo natural

La conmutación ocurre por la intersección instantánea entre la señal de control y portadora. Si se usa este método, los centros de los pulsos generados no acaban alineados con los picos de la señal portadora provocando así una asimetría de los pulsos.

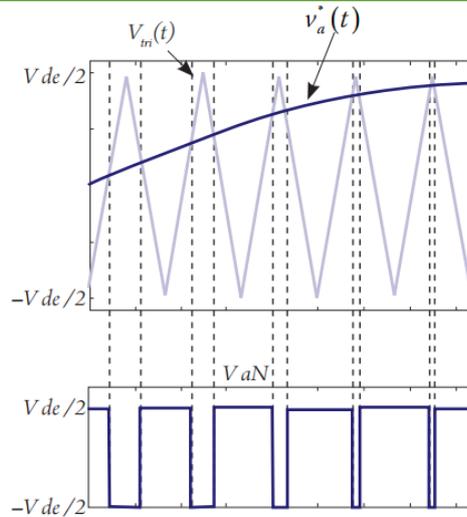


Fig. 5.10. Proceso de generación del tren de pulsos  $v_{aN}$

PWM de muestreo regular

La comparación se realiza entre la amplitud de la moduladora  $v_a^*(t_k)$ , muestreada en el instante de pico negativo de la portadora y la amplitud de la portadora  $v_{tri}$  en el instante  $t$ . Esto provoca que los centros de los pulsos resultantes estén alineados con los picos de la señal triangular, es decir, el eje de simetría de la señal triangular coincide con el eje de simetría del pulso que se ha generado.

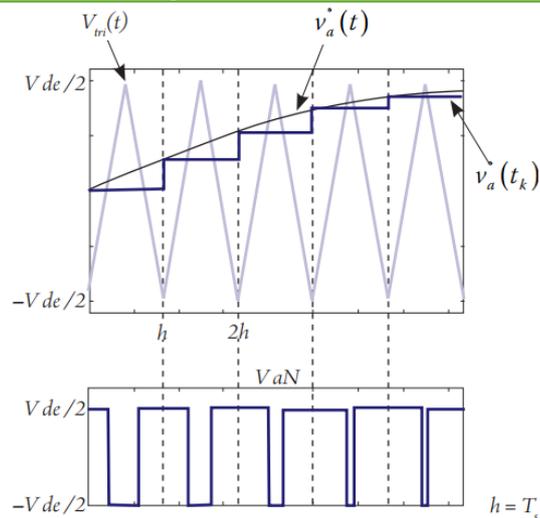


Fig. 5.11. Proceso de generación del tren de pulsos  $v_{aN}$  en PWM regular simétrico

Realiza un muestreo de la señal moduladora en los instantes de picos negativos y positivos de la señal portadora (al doble de la frecuencia portadora). En este caso se genera un tren de pulsos asimétrico.

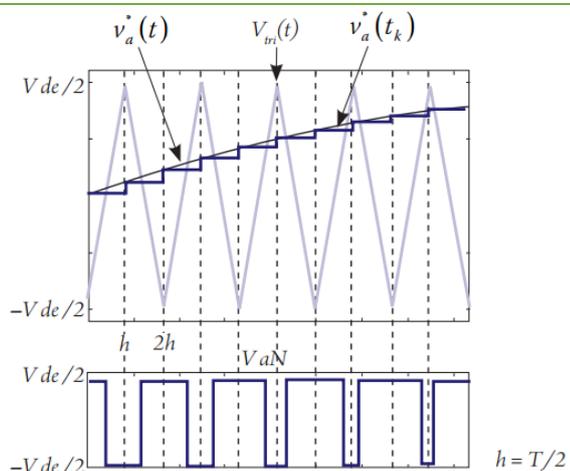


Fig. 5.12. Proceso de generación del tren de pulsos  $v_{aN}$  en PWM regular asimétrico.

Existen dos relaciones fundamentales a tener en cuenta a la hora de diseñar la modulación de nuestra señal. Estas son:

Relación de modulación de amplitud:

$$m_a = \frac{V_{\text{control}}}{V_{\text{tri}}}$$

- $V_{\text{control}}$ : amplitud de pico de la señal de control.
- $V_{\text{tri}}$ : amplitud de pico de la señal portadora triangular.

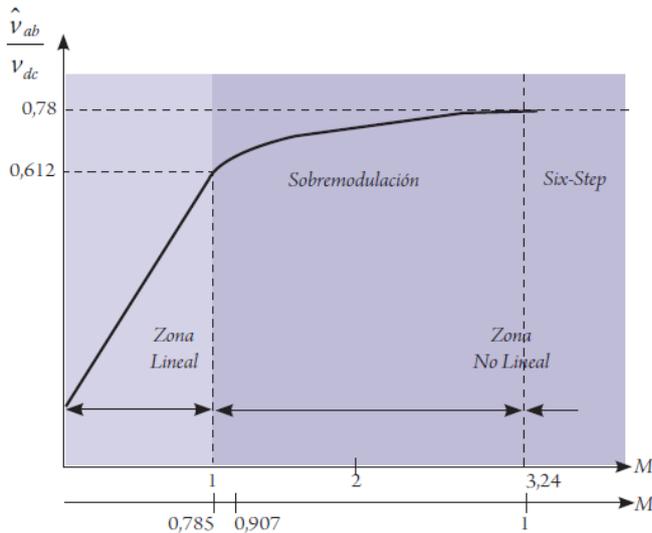


Fig. 5.13. Curva característica del SPWM. Relación del índice de modulación con el porcentaje de utilización del bus DC

De acuerdo con este índice se pueden definir dos métodos de operación de la modulación PWM: lineal y no lineal.

- Modo de operación lineal ( $M \leq 1$ ).

El pico de la señal moduladora es menor o igual al pico de la señal portadora.

- Modo de operación no lineal ( $M > 1$ ).

El pico de la señal moduladora es mayor al pico de la señal portadora. Esta situación es conocida como *sobremodulación*. En este caso ya no estamos ante el caso de proceso natural de muestreo y tal como se muestra en la imagen 5.13 se pierden intersecciones entre la onda moduladora y portadora lo

que ocasiona que haya pulsos que no se presenten. El problema de esto es que hay saltos de voltaje indeseables y en aplicaciones de potencia este rango debe ser evitado para minimizar la distorsión en el voltaje de salida. Cuando  $M$  alcanza el valor de 3,24 (Ver Fig. 5.14) las formas de ondas originales de PWM se pierden y entra en operación de onda cuadrada.

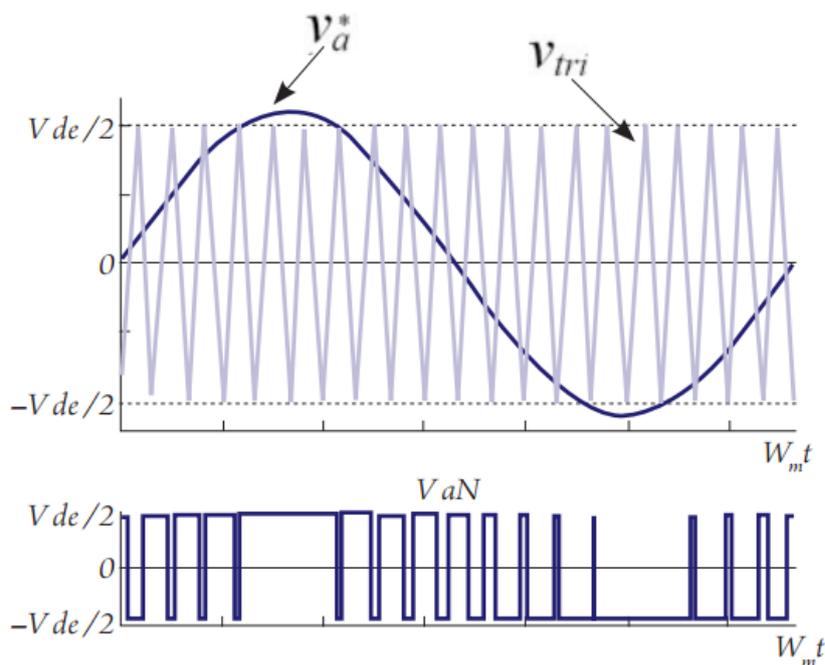


Fig. 5.14. Sobremodulación de la fase a

Relación de modulación de frecuencia:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \rightarrow \begin{cases} f_s : \text{frecuencia de la señal portadora triangular.} \\ f_1 : \text{frecuencia de salida deseada.} \end{cases}$$

Observando la imagen vemos que cuando la relación de amplitud es menor a uno ( $m_a < 1$ ) se opera en el rango lineal del inversor, rigiéndose por la siguiente ecuación:

$$V_{01} = m_a \cdot \frac{V_d}{2}$$

El voltaje de pico de la componente de la frecuencia de salida mantiene la relación lineal entre el índice de modulación de amplitud y  $V_d$ .

Ahora bien, en cuanto al índice de modulación de frecuencia ( $m_f$ ) debemos coger un numero entero impar ya que así solo contendrá armónicos impares y cuanto más alta sea la frecuencia de estos armónicos, más fácil será su filtrado. De ahí que se utilice una frecuencia de suicheo elevada, pero tiene el inconveniente de que las pérdidas de conmutación aumentan en proporción.

La línea que delimita los altos de los bajos valores de  $m_f$  es 21. Es decir, si:

- **$m_f < 21$**  la forma de onda de la señal triangular y la señal de control deben ser sincronizadas. En este caso  $m_f$  no es un número entero como dijimos anteriormente y producen sub-armónicos lo cual no es deseable.
- **$m_f > 21$**  la forma de onda de la señal triangular y la señal de control no es sincronizada. En este caso  $m_f$  debe ser un número impar y cuanto más grande sea menor será la aparición de sub-armónicos.

## Capítulo 6. Simulink y sus librerías.

El programa que vamos a utilizar para simulación es el anexo que proporciona el programa Matlab, pero como es tan amplio, vamos a describir qué es y para qué sirve además de decir que librerías vamos a utilizar para diseñar nuestro variador.

Matlab nació por la necesidad de herramientas mejoradas y de mayor potencia del cálculo para resolver problemas de cálculos complejos. Está basado en un sofisticado software de matrices para analizar sistemas de ecuaciones. De ahí que su nombre sea una contracción de ‘MATrix LABoratory’ (Laboratorio de Matrices). Matlab integra análisis numérico, cálculo matricial, proceso de señales y visualización gráfica en un entorno completo.

A día de hoy se ha convertido en una herramienta básica tanto para profesionales e investigadores como para la impartición de cursos universitarios (sistemas e ingeniería de control). Pero los usos más característicos los encontramos en áreas de computación y cálculo numérico tradicional, prototipos de algoritmos, teoría de control automático, análisis de series temporales para procesos digitales de señales, estadística, entre otros.

A nosotros en realidad de este amplio programa nos interesa solo una extensión, que dentro de ella contiene un gran abanico de librerías. Se llama Simulink y proporciona una interfaz de usuario gráfica (GUI) para modelar, analizar y simular una amplia variedad de sistemas físicos y matemáticos con bloques utilizando operaciones con el ratón, del tipo pulsar y arrastrar. Para entenderlo mejor, se puede decir que con este programa se puede dibujar modelos de la misma forma que se haría con papel y lápiz. Después de definir un modelo, se puede simular desde el menú principal de simulink o bien introduciendo ordenes desde la ventana de Matlab.

Dentro del panel de librerías se pueden encontrar distintos elementos ordenados por grupos, nosotros vamos a resumirlos mediante una tabla ya que como hemos dicho anteriormente, contiene una gran variedad de librerías.

Simulink	
<b>Commonly Used Blocks</b>	Son los bloques más comúnmente usados
<b>Continuous</b>	Usados para definir estados continuos
<b>Discontinuities</b>	Usados para definir estados discontinuos
<b>Discrete</b>	Definen los estados discretos
<b>Logic and Bit Operations</b>	Bloques de operaciones lógicas y operaciones con bits
<b>Lookup Tables</b>	Soporte para tablas de búsqueda
<b>Math Operations</b>	Bloques de operaciones matemáticas
<b>Model Verification</b>	Bloques de verificaciones del modelo
<b>Model-Wide Utilities</b>	Bloques para operaciones del modelo
<b>Ports &amp; Subsystems</b>	Bloques de puertos y subsistemas
<b>Signal attributes</b>	Bloques para manejar señales
<b>Signal Routing</b>	Bloques para enrutar de señales
<b>Sinks</b>	Reciben la salida de otros bloques
<b>Sources</b>	Entradas para otros bloques
<b>User-Defined Functions</b>	Funciones definidas por el usuario
<b><u>Additional Math &amp; Discrete</u></b>	Bloques adicionales para operaciones matemáticas.

Tabla 6.1 Librería Simulink

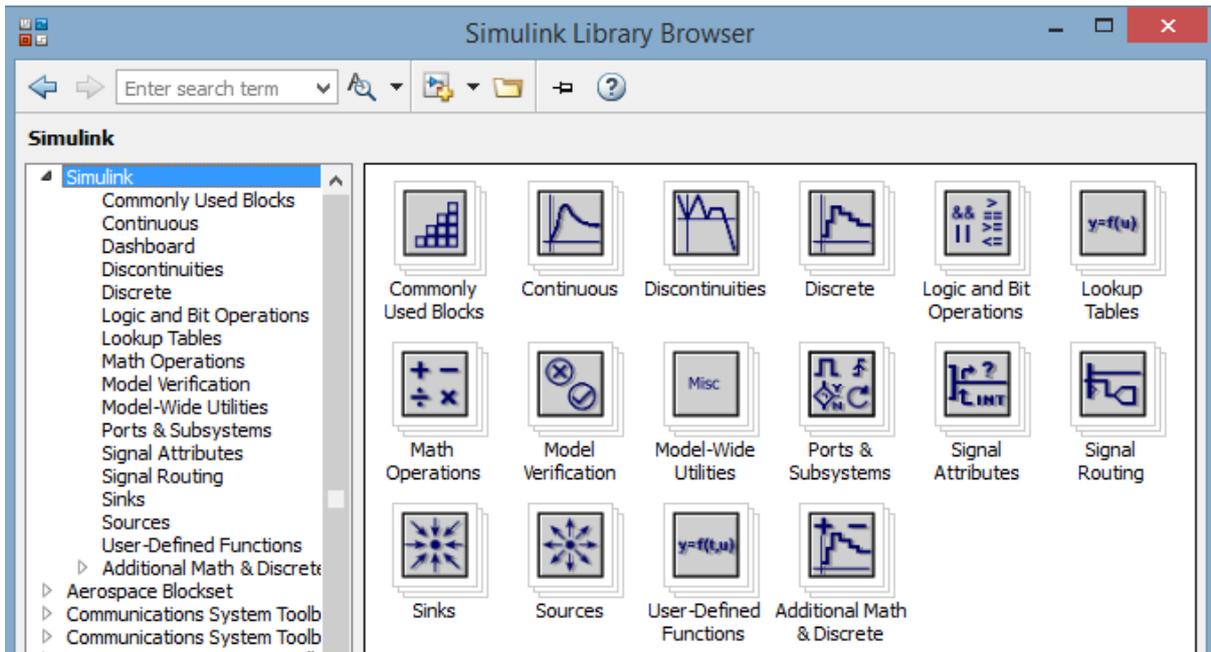


Fig. 6.1. Librería Simulink

Luego encontramos también otra librería que forma parte de Simulink y por tanto usan el mismo editor gráfico. Pero a diferencia de lo anterior visto, Simscape permite trabajar con la simulación de sistemas desde un punto de vista más físico que matemático. Es decir, podemos añadir a nuestro modelo, resistencias, bobinas, condensadores, semiconductores de potencia, etc. Al igual que lo anterior, vamos resumirlo en una tabla ya que abarca bastantes ramas.

Simscape	
<b>SimElectronic</b>	Elementos eléctricos como diodos, inductancias, condensadores, etc.
<b>SimHidraulic</b>	Elementos hidráulicos como fuentes, cámaras, sensores, etc.
<b>SimMechanical</b>	Elementos mecánicos para movimientos rotatorios y desplazamientos.
<b>SimpowerSystem</b>	Combinación de elementos eléctricos y electromecánicos

Tabla 6.2. Librería Simscape

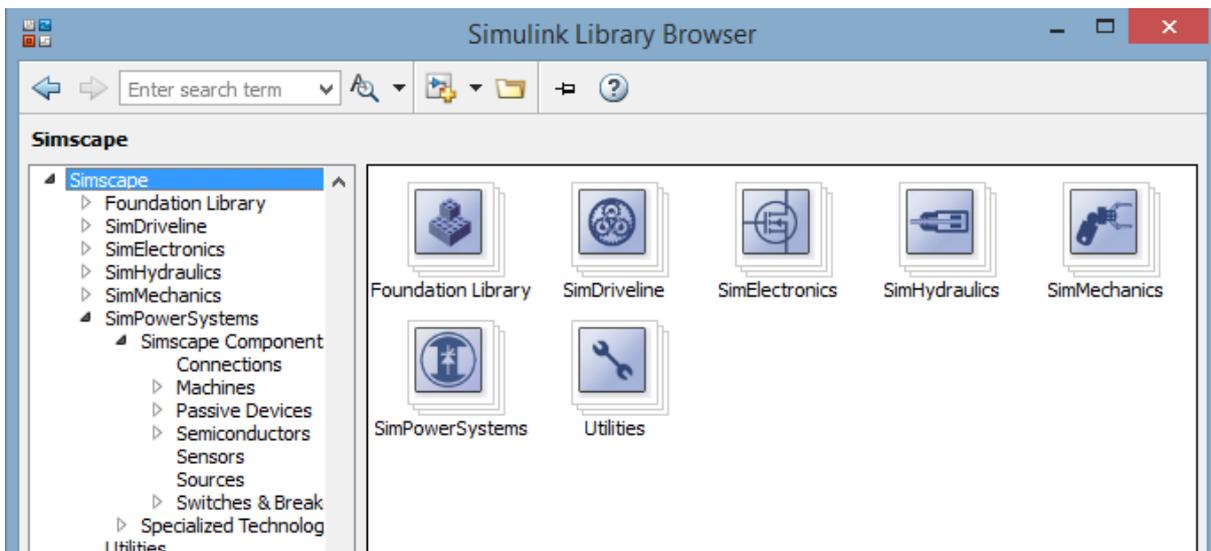


Fig.6.2. Librería Simscape

## Capítulo 7. Diseño del variador de velocidad

Como vimos en el capítulo 3, el esquema que se muestra a continuación es lo que tendremos que diseñar mediante el programa Simulink de Matlab. Veremos que no será tan sencillo como parece en la imagen pero poco a poco lo iremos desarrollando.

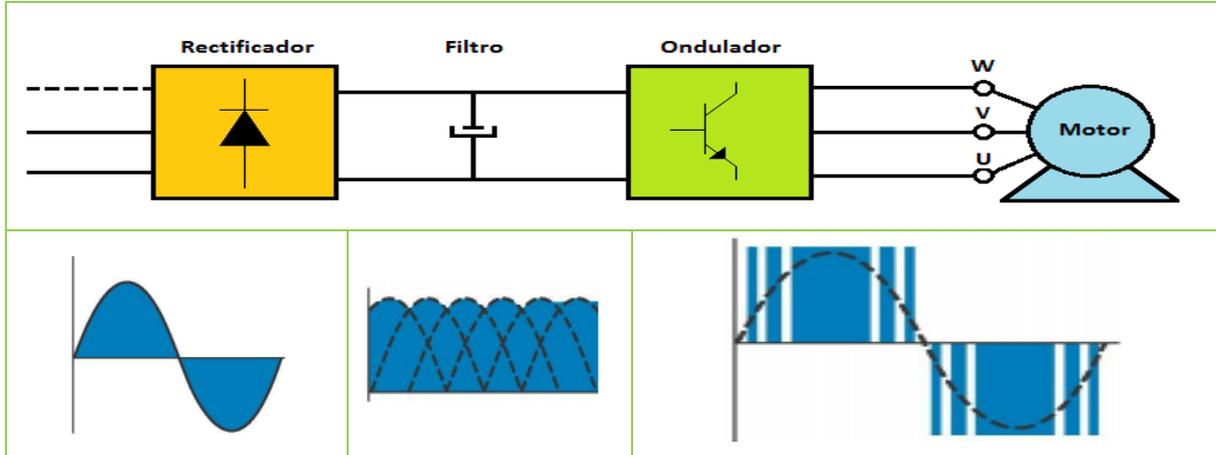


Fig. 7.1. Evolución de la tensión en cada etapa del variador de velocidad

### 7.1. Diseño de la etapa de rectificación.

Empezamos por el rectificador y echando la vista hacia atrás (capítulo 5) vimos que existían varias topologías. Se detallará en todo lo posible la elección escogida.

1. De entre los rectificadores no controlados y controlados nos quedamos con los no controlados. El porqué de esta elección es simple. Se trata de un variador de frecuencia y no de un regulador de velocidad. Podría parecer lo mismo pero no lo es. Si nos fijamos en las imágenes de abajo vemos de manera mucho más sencilla la diferencia. El regulador consta de un lazo cerrado para poder controlar y regular tanto tensión y frecuencia en función de la lectura recogida por un tacómetro a la salida del motor.

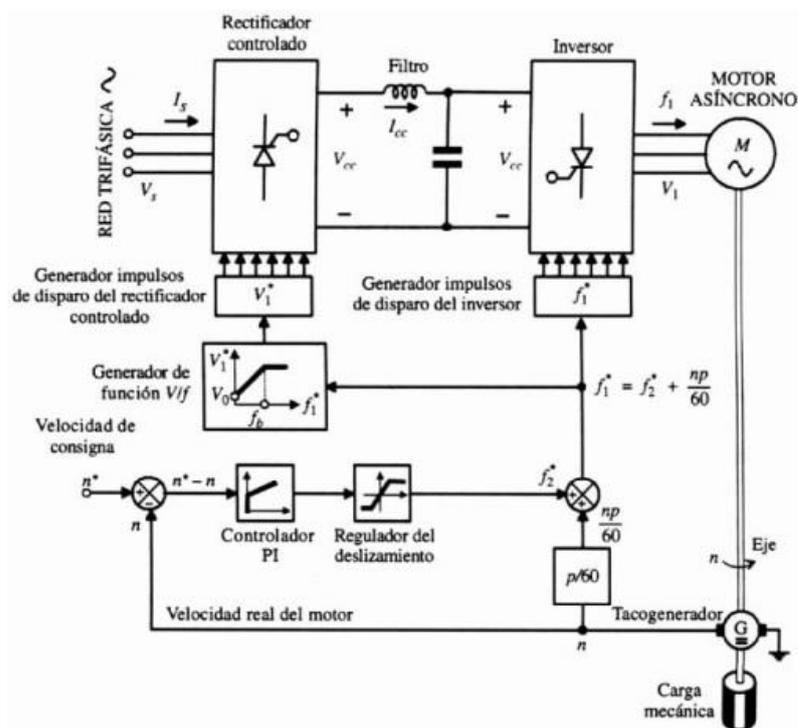


Fig. 7.2. Regulador de velocidad

Mientras que el variador de velocidad consta de un lazo abierto en el que solo controlamos la frecuencia mediante un generador de pulsos en el inversor. Y al no necesitar variar la relación V/F de entrada al rectificador sino que es fija (la de la red) se ha optado por diodos en lugar de SCR's.

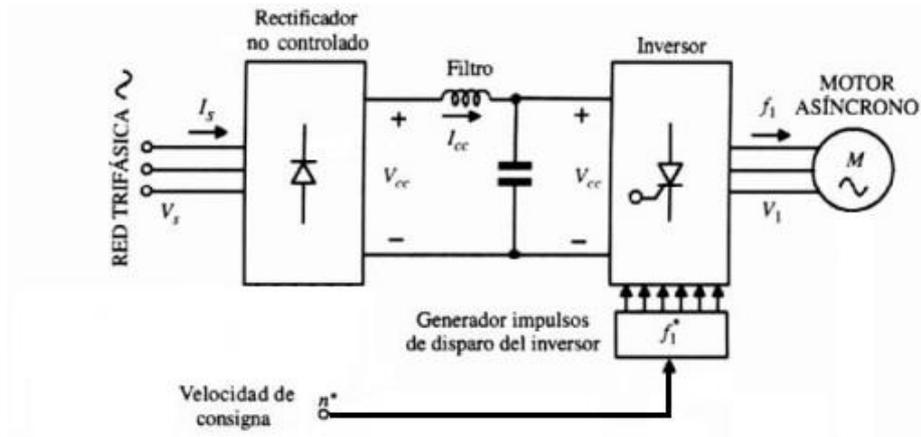


Fig. 7.3. Variador de velocidad

Vimos que dentro de los no controlados trifásicos estaban los de media onda y los de onda completa. Decidimos usar los de onda completa. La razón para esta opción es el factor de rizado ya que si nos fijamos tanto en las gráficas como en la ecuación para calcular tal dato observamos que el de onda completa se adaptaría mejor a una línea continua mientras que al de media onda le costaría más asemejarse a dicha línea.

En conclusión el rectificador escogido será uno trifásico no controlado de onda completa.

### 7.1.1. Diseño del rectificador trifásico de doble onda no controlado.

Para llevar a cabo tal diseño, tendremos que realizar unos cálculos usando las siguientes ecuaciones:

- Cálculo de la tensión eficaz de fase:

$$V_f = V_L / \sqrt{3} \quad \text{Ec 7.1}$$

- Tensión máxima de fase:

$$V_{\text{máx}} = \sqrt{2} \cdot V_f \quad \text{Ec 7.2}$$

- Tensión de línea máxima de salida:

$$V_{\text{dm}} = \frac{3}{\pi} \int_{30^\circ}^{90^\circ} U_{\text{max}}(\theta) d\theta = \frac{3\sqrt{3}U_{\text{max}}}{\pi} \int_{30^\circ}^{90^\circ} \text{sen}(\theta + 30^\circ) d\theta = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{\text{max}} \quad \text{Ec 7.3}$$

- Tensión eficaz máxima de salida:

$$V_{\text{(RMS)}} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{30^\circ}^{90^\circ} u_{\text{RS}}^2(\theta) d\theta} = V_{\text{max}} \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi}} = 1,655 \cdot V_{\text{max}} \quad \text{Ec 7.4}$$

- Corriente promedio del diodo:

$$I_{D_{\text{medio}}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I \cdot d\omega t = \frac{I}{2\pi} [\omega t]_{\pi/6}^{5\pi/6} \quad \text{Ec 7.5}$$

- Corriente eficaz del diodo:

$$I_{D_{\text{ef}}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I^2 \cdot d\omega t = \frac{I^2}{2\pi} [\omega t]_{\pi/6}^{5\pi/6} \quad \text{Ec 7.6}$$

De acuerdo con este último calculo que debemos realizar, elegiremos el dispositivo a utilizar ya que es la corriente que deberá soportar. Para ello se elegirá un valor por encima del obtenido para asegurarnos un correcto funcionamiento.

Para ello, en este proyecto se han realizado cálculos basados en un ejemplo y poder así tener una visión más detallada a la hora de proceder. Ver anexo I.

## 7.2. Etapa de filtrado o bus DC.

La función del filtro eléctrico no es otra que discriminar una determinada frecuencia o gama de frecuencias de una señal eléctrica que circula a través de él pudiéndose modificar su amplitud y fase.

La salida de nuestro rectificador trifásico hay que suavizarla y para ello vamos a utilizar un filtro basado en el uso de un solo condensador ya que éste permite mantener la tensión de salida casi constante pudiéndose así reducir el rizado de tensión final.

Podríamos añadir una bobina en serie (filtro LC), para disminuir el rizado. Pero ésta sería necesaria si la frecuencia de alimentación fuera elevada. En nuestro caso es de 50Hz y por lo tanto no necesitamos incorporarla.

Si decidimos instalar una bobina tenemos que tener claro que ésta va a presentar valores de peso y volumen importantes.

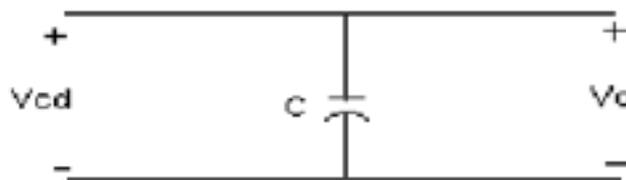


Fig 7.4. Filtro en la etapa de filtrado

Hay que diseñar el filtro para que pueda administrar un nivel adecuado de voltaje de rizado. Para ello vamos a proceder a calcular teniendo en cuenta las siguientes especificaciones (por poner un ejemplo):

Potencia principal	230V, 50Hz, 3Fases
Capacidad a invertir:	7.5 kW
Máximo voltaje aceptable rizado:	15V

Debemos calcular a tensión mínima que tendrá nuestra señal al salir del rectificador y es tan simple como calcular la diferencia entre la tensión máxima en la salida menos la tensión de rizo:

$$V_{\text{min}} = V_{\text{máx}} - V_{\text{rizado}} \quad \text{Ec 8.7}$$

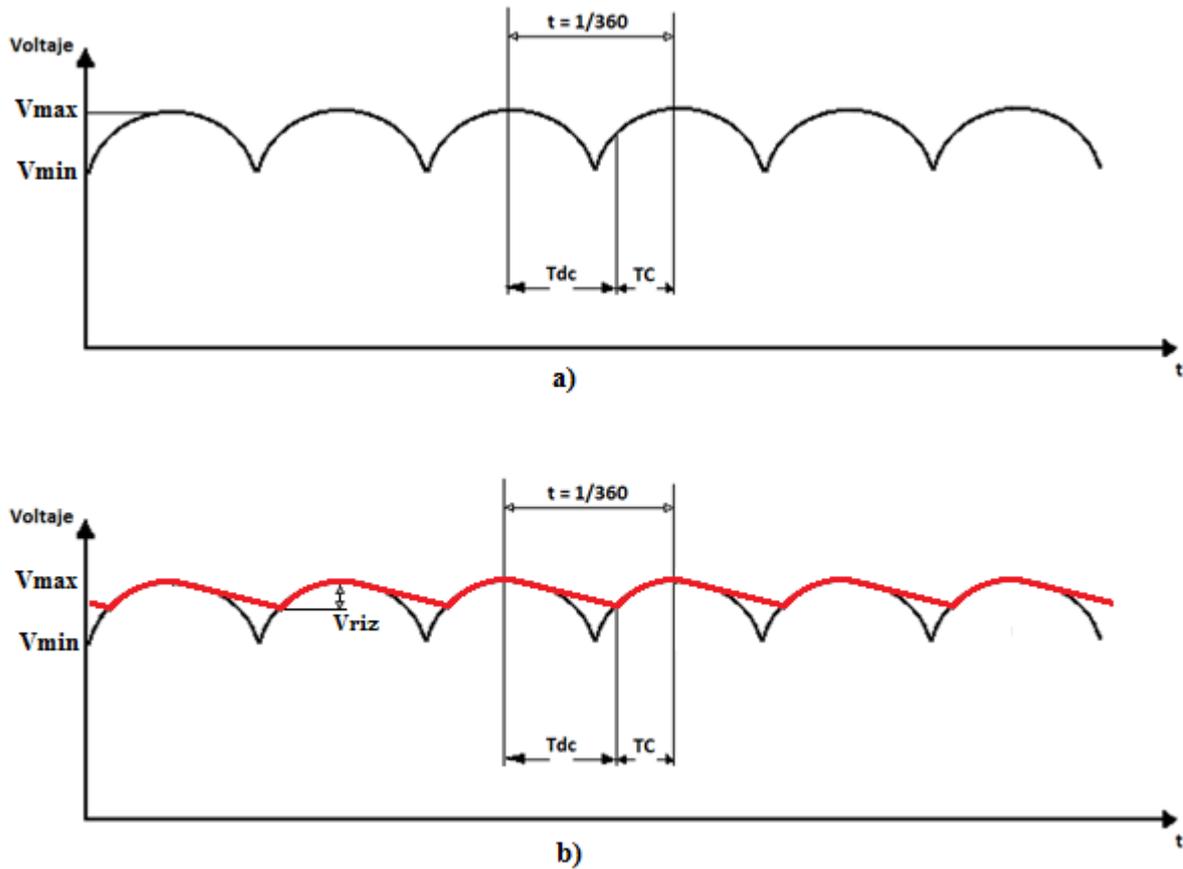


Fig 7.5. a) Forma de la señal de salida antes del filtro. b) forma de la señal de salida después del filtro

- **Factor de forma:** Indica la relación que existe entre el valor eficaz y el valor medio. Si el factor de forma es grande, indica que la onda tiene poca componente continua y mucha alterna.

$$FF = \frac{U_{O(RMS)}}{U_{O(AVG)}} = \frac{U_M \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi}}}{U_M \frac{3\sqrt{3}}{\pi}} = 1,001 \quad \text{Ec 8.8}$$

- **Factor de rizado:** Indica la proporción de componente alterna que tiene la onda en relación con la componente continua.

$$r = \sqrt{FF^2 - 1} = 0,045 \Rightarrow 4,5\% \quad \text{Ec 8.9}$$

Si la señal es continua, el factor de forma será la unidad y por lo tanto el rizado será nulo. Y cuanto mayor sea el rizado peor será el montaje realizado del rectificador.

Aproximaremos y diremos que toda la energía que aporta el rectificador será absorbida por el condensador, y esto viene definido por la ecuación:

$$W_c = \frac{1}{2} CV^2 \quad \text{Ec 8.10}$$

A esta ecuación también define la capacidad de invertir del condensador.

Tal y como se ve en la imagen anterior hay un tiempo de carga y descarga entre pico y pico y por lo tanto lo que se hará a continuación será el cálculo de dichos tiempos.

Tiempo de carga viene dado por la siguiente ecuación:

$$T_C = \frac{\arccos\left(\frac{V_{\min}}{V_{\max}}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f} \quad \text{Ec 8.11}$$

Por lo tanto podemos calcular  $T_{dc}$ :

$$T_{dc} = \frac{1}{f} - T_C \quad \text{Ec 8.12}$$

Para ver todos los cálculos, ver Anexo I.

### 7.3. Etapa de inversión (DC/AC)

Como vimos en el capítulo 6 de este proyecto, hemos decidido utilizar un inversor de puente trifásico de tres ramas. Aunque en nuestro modelo de simulink se utilice un solo bloque en realidad es lo que se muestra en la figura de abajo:

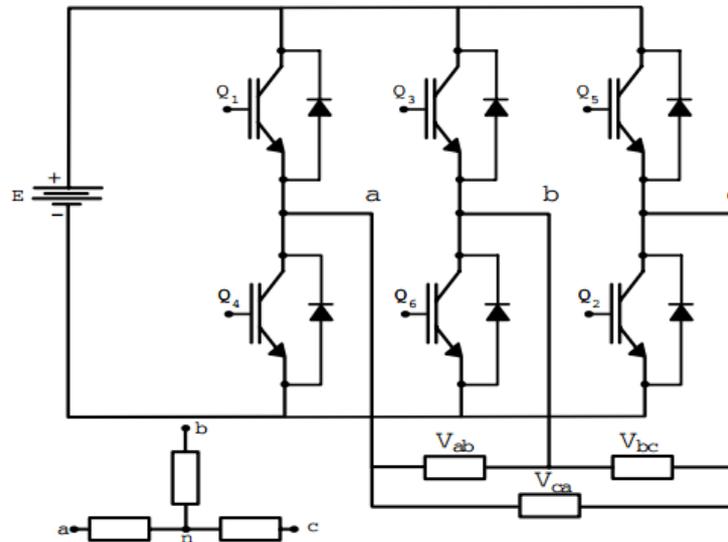


Fig. 7.6. Esquema eléctrico de un inversor trifásico con red snubber

Se aprecia en la imagen 7.6 que los transistores tienen en paralelo un dispositivo, en realidad es conocido como red snubber, y consta de un conjunto de componentes (pasivos y/o activos) para proteger a los dispositivos de conmutación, en nuestro caso los IGBT's.

La función principal de estos dispositivos es:

- Absorber la energía que procede de elementos reactivos del circuito, como la evolución de la tensión o corriente en el interruptor.
- Limitar los valores máximos de tensión que tienen que soportar.

Con esto se consigue una reducción considerable de la degradación del dispositivo por los aumentos de potencia disipada y temperatura en la unión.

Existen una gran variedad de circuitos, usaremos los Snubber de Tensión RC (Resistencia y Condensador) porque abarca un amplio campo de aplicación en la protección de interruptores.

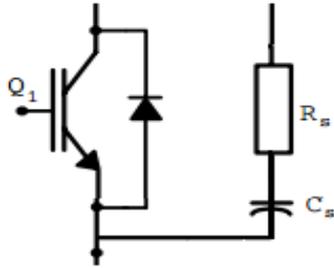


Fig. 7.7. Red Snubber RC

1. **Los condensadores.** Aseguran un nivel mínimo de voltaje en el dispositivo hasta que la corriente se haga cero, reduciendo así las pérdidas de potencia en la conmutación.
2. **Las resistencias.** Limitan el pico de corriente de descarga a través del transistor a un valor seguro.

### 7.3.1. Calculo del circuito de snubber o protección contra dv/dt.

Vamos a calcular el circuito snubber mediante las siguientes expresiones

#### 7.3.1.1. Calculo de la constante de tiempo

La constante de tiempo es un parámetro que permite definir el tiempo de carga y descarga de un condensador conectado a una fuente de continua mediante una resistencia.

Para que el condensador se cargue al valor del voltaje aplicado, es necesario que transcurra un cierto tiempo. Dicho tiempo dependerá de la capacidad del condensador (C) y de la resistencia total (R) en el circuito. El tiempo necesario para que la carga alcance el 63,2% de su valor final se llama constante de tiempo capacitiva:

$$\tau = R_s C_s$$

Donde ( $\tau$ ) es en segundos si la resistencia (R) es en ohms y la capacidad (C) en faradios.

Si consideramos que el condensador es ideal, diremos que para un tiempo  $\tau$ , el condensador se cargará o descargará un porcentaje del 63% sobre su total y para  $5\tau$  se completará la carga o descarga del mismo.

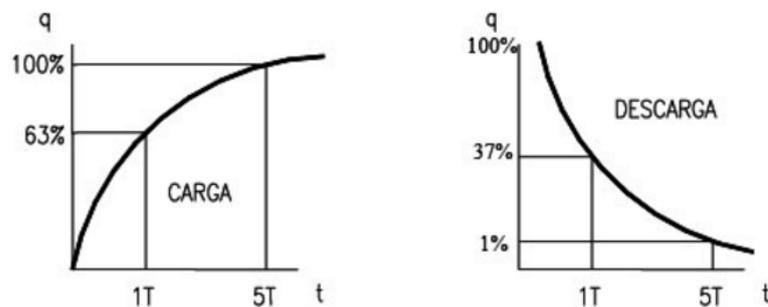


Fig. 7.8. Curvas y descarga de un condensador

Pero como en la vida real nada es ideal, estos tiempos tienden a ser superiores, produciéndose desviaciones en función de la temperatura entre otros parámetros. Aun así podemos afirmar que un aumento de la resistencia o capacidad colocada en el circuito aumentará los tiempos de carga / descarga.

Además, existe otra ecuación la cual vamos a utilizar para finalmente calcular dv/dt:

$$\tau = \frac{0,632 \cdot V_{CC}}{dv/dt}$$

## Capítulo 8. Simulaciones con Matlab.

La siguiente imagen representa la simulación realizada con el programa Matlab. Detallaremos poco a poco cada parte correspondiente.

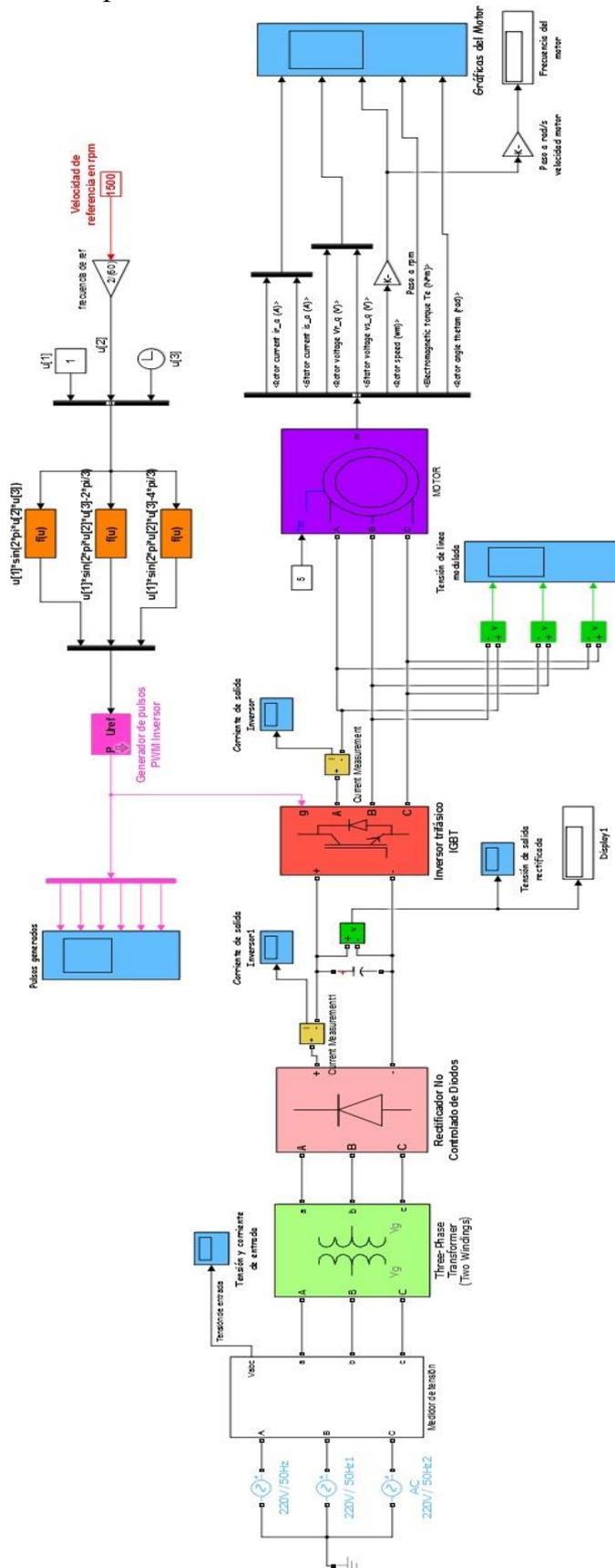


Fig. 8.1. Esquema entero simulación en Simulink

### 8.1. Etapa de potencia.

Aunque en la simulación se ha utilizado un bloque llamado puente rectificador para que no ocupe demasiado, éste consta de 6 diodos como se muestra en la siguiente figura:

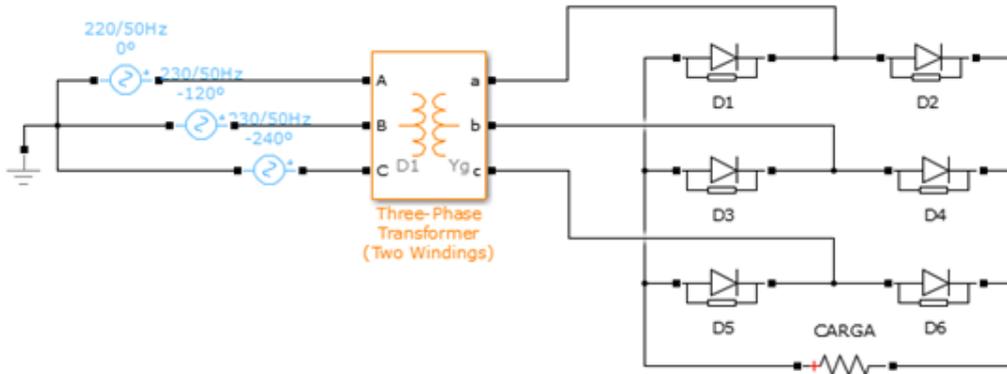


Fig. 8.1. Esquema eléctrico de un rectificador no controlado de doble onda con carga resistiva pura

El funcionamiento del rectificador es el siguiente. Introducimos una tensión al rectificador que podemos representar de la siguiente manera:



Fig. 8.2. Señal de la tensión a la entrada del rectificador

Es decir, generamos tres ondas senoidales desfasadas  $120^\circ$  de 230 V que al pasar por el transformador reductor, las bajamos hasta 50V.

La señal que obtenemos a la salida del rectificador en el caso de que la carga sea una resistencia como en el esquema de la Fig. 8.1. es la siguiente:

#### Tensión en la carga.

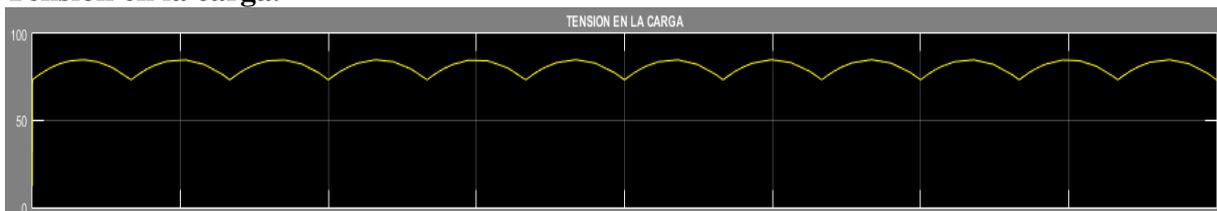


Fig. 8.3. Señal de la tensión en la carga

Como se ve es la misma imagen que la utilizada para la descripción de lo que sería un variador de velocidad (Fig. 3.1). Hay seis diodos, por lo que corresponde a seis picos por periodo.

#### Corriente en la carga.

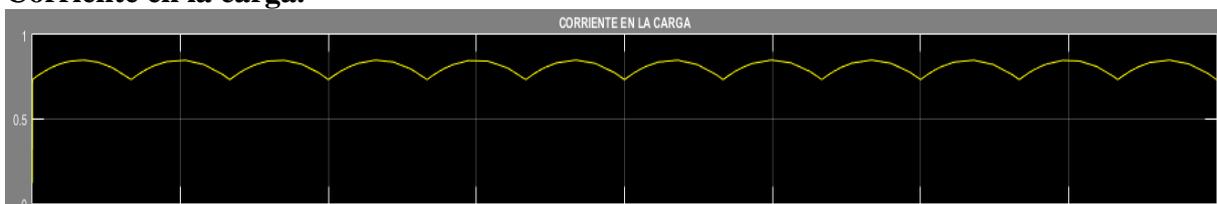


Fig. 8.4. Señal de la corriente en la carga

La Fig. 8.3 y 8.4. son idénticas en cuanto a la forma se refiere como se puede observar, pero la corriente posee un valor bastante inferior a la tensión. Esto sólo ocurre porque la carga puesta para la simulación es resistiva pura.

La única diferencia que podemos observar en esta parte del diseño con respecto al ejemplo puesto en la figura 8.1. es la utilización de un único bloque para representar el rectificador trifásico no controlado y el uso de un medidor de tensión para visualizar la señal de entrada al transformador, el cual dicho medidor no interfiere para nada en la simulación.

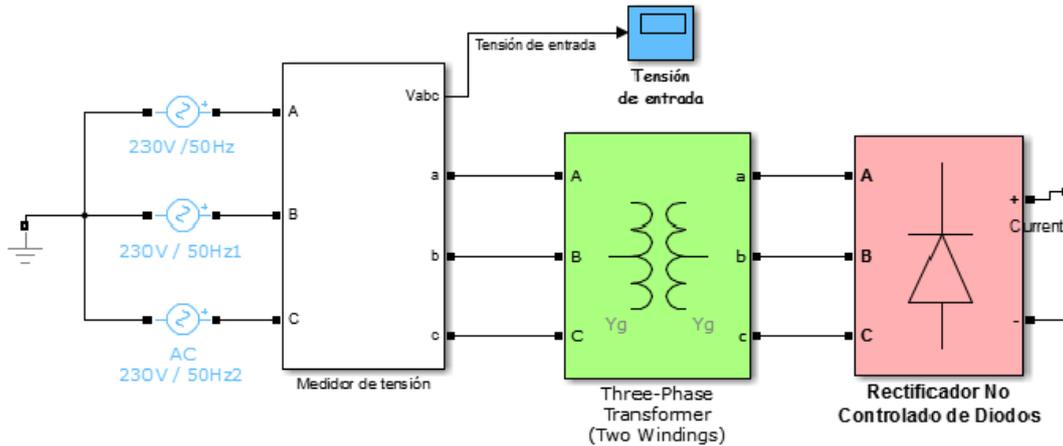


Fig. 8.5. Etapa de potencia del variador de velocidad

Consta de:

- Tres fuentes de 230 V a 50Hz cada una y desfasadas entre si  $120^\circ$ , cuyo cuadro de dialogo es el que se muestra en la siguiente imagen y que se han configurado tal como se muestra en la imagen para el ejemplo del diseño del variador.

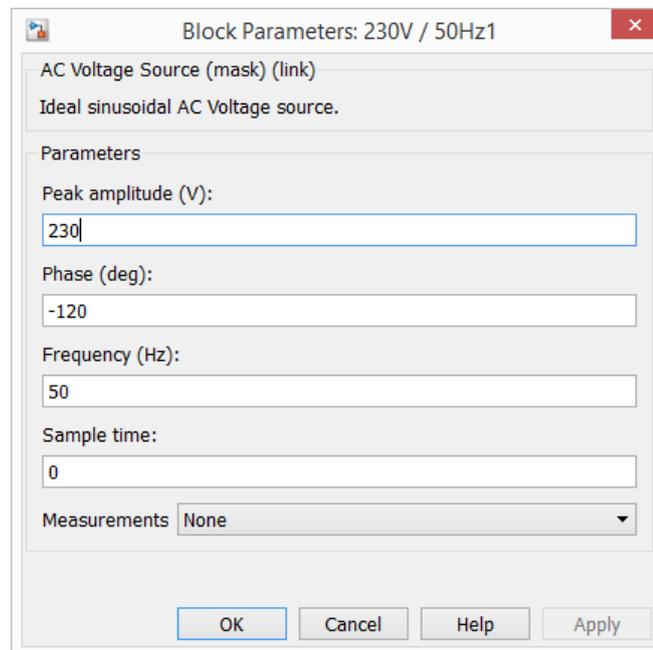


Fig. 8.6. Cuadro de dialogo de una fuente de tensión de alterna

- Un medidor de tensión para visualizar la señal de entrada al transformador. En realidad no hace falta para el diseño del variador y por lo tanto tampoco influye en nada a la hora de la simulación.

- *Un transformador.* Vamos a recordar que todo transformador eléctrico, sea del tipo que sea (reductor o elevador de voltaje) tienen la función de transferir energía entre sus bobinados por inducción electromagnética sin que exista entre ellos conexión (exceptuando los auto-transformadores). Con esto tenemos que el transformador ofrece un aislamiento entre los circuitos conectados en el bobinado primario y secundario.

En nuestro caso hemos utilizado un *transformador aislador o de aislamiento*. Son llamados así ya que poseen una relación 1:1 entre sus devanados primarios y secundarios, y esto quiere decir que tienen el mismo número de espiras o vueltas de alambre conductor en ambos devanados. Por lo tanto entregará el mismo voltaje de corriente alterna que se aplique al primario sin existir una conexión eléctrica entre los devanados.

Este tipo de transformadores resulta muy útiles como medidas de seguridad cuando se requiere alimentar un aparato eléctrico o electrónico (como es en nuestro caso) desde la red eléctrica pero sin que exista una conexión directa con ella:

- para proteger la integridad física de las personas que por alguna razón tengan que entrar en contacto con algún componente situado en el secundario del transformador. También llamados choques eléctricos.
- Evitar pérdidas de potencia después de un primer fallo de aislamiento.
- Proteger equipos sensibles el ruido eléctrico.

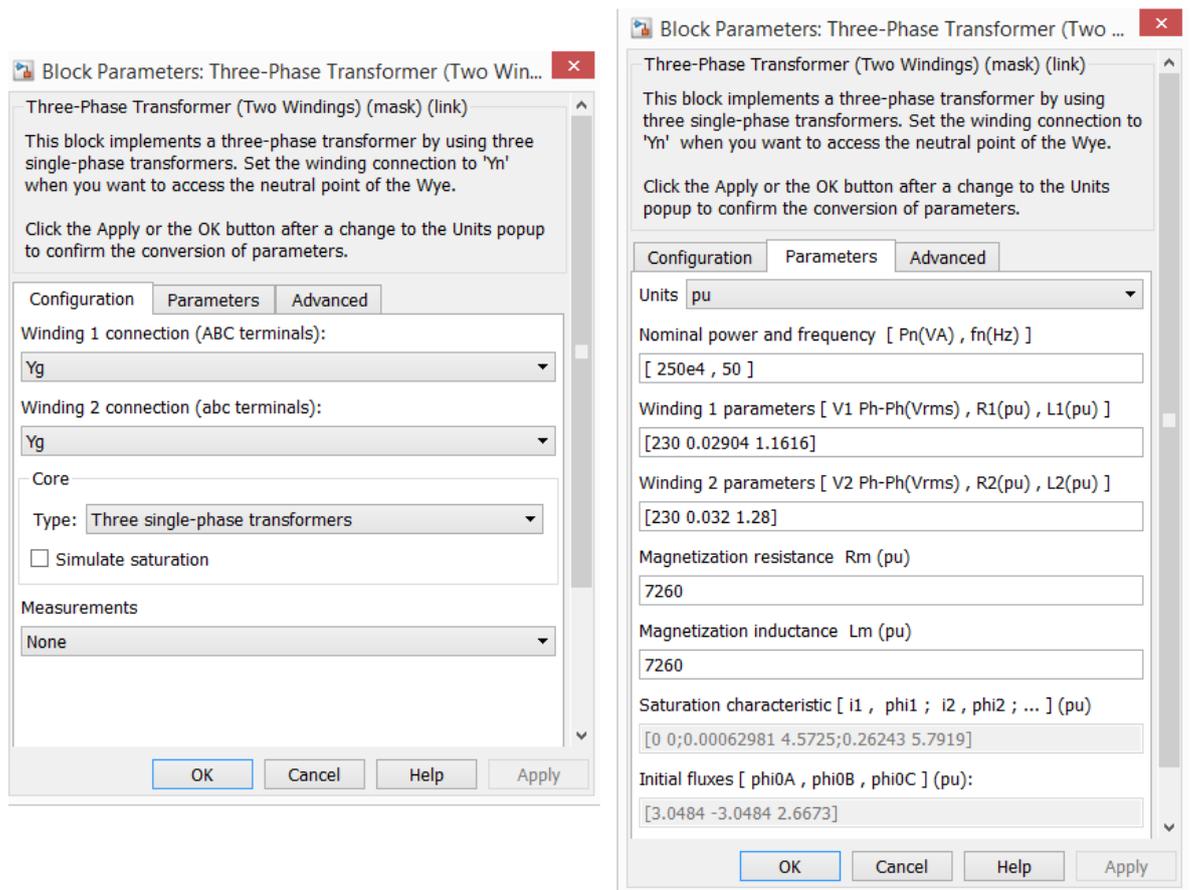


Fig. 8.7. Cuadro de dialogo del transformador reductor

- *Rectificador trifásico no controlado* cuyo cuadro de dialogo es el que se muestra en la figura 8.8.

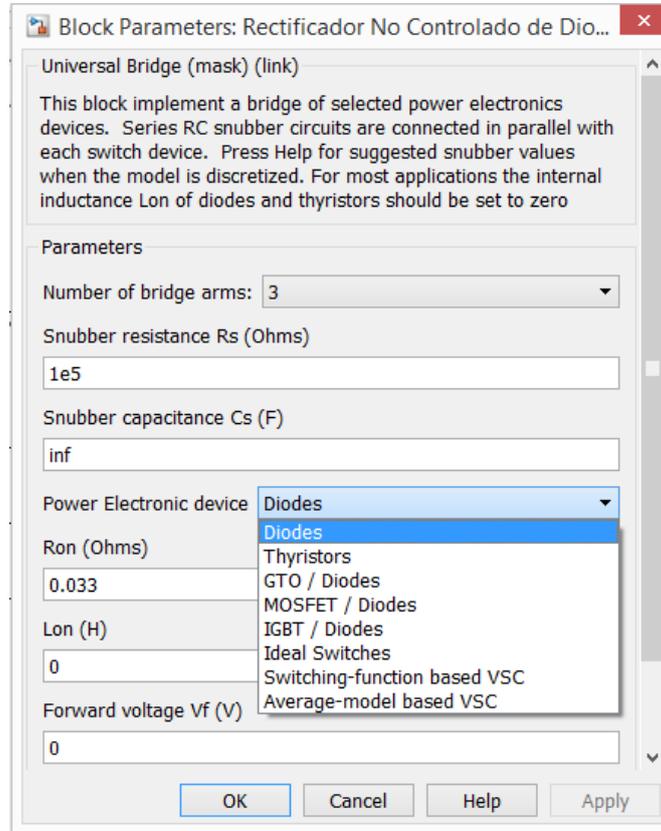


Fig. 8.8. Cuadro de dialogo Rectificador

## 8.2. Bus de continua.

Como hemos dicho en capítulos anteriores el bus de continua sirve para filtrar la tensión que sale del rectificador. Es decir, hemos visto que tiene seis picos por periodo por lo tanto es necesario hacer que se parezca lo máximo posible a una línea recta. Para ello hemos utilizado un condensador en paralelo tal y como se muestra en la figura 8.9 configurado con los datos calculados en el Anexo I y cuyo cuadro de dialogo es el mostrado en la figura

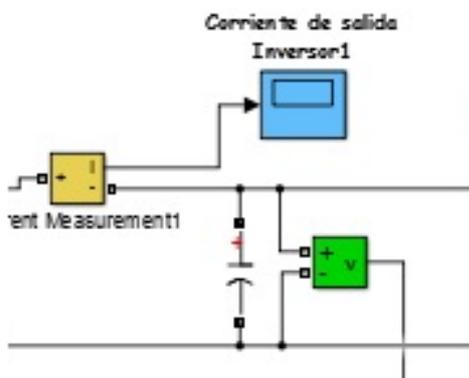


Fig. 8.9. Configuración eléctrica del bus de continua

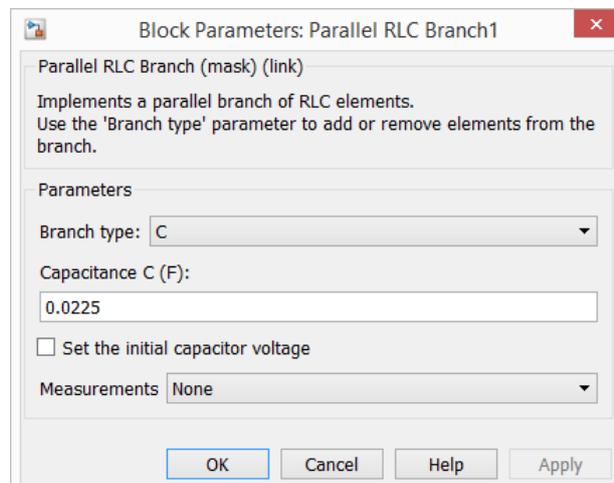


Fig. 8.10. Cuadro de dialogo configuración de un condensador

Y lo que obtenemos en la simulación al utilizar este condensador es la imagen 8.11 observándose que al principio hay una especie de amortiguamiento hasta que se estabiliza a un valor alrededor de 400V



Fig. 8.11. Forma de la señal rectificada una vez filtrada por el bus de continua

### 8.3. Inversor trifásico

Esta parte es mucho más compleja ya que como se ha descrito en la parte del funcionamiento del inversor en capítulos anteriores, es necesario la comparación de una onda senoidal con una triangular para poder modular la señal.

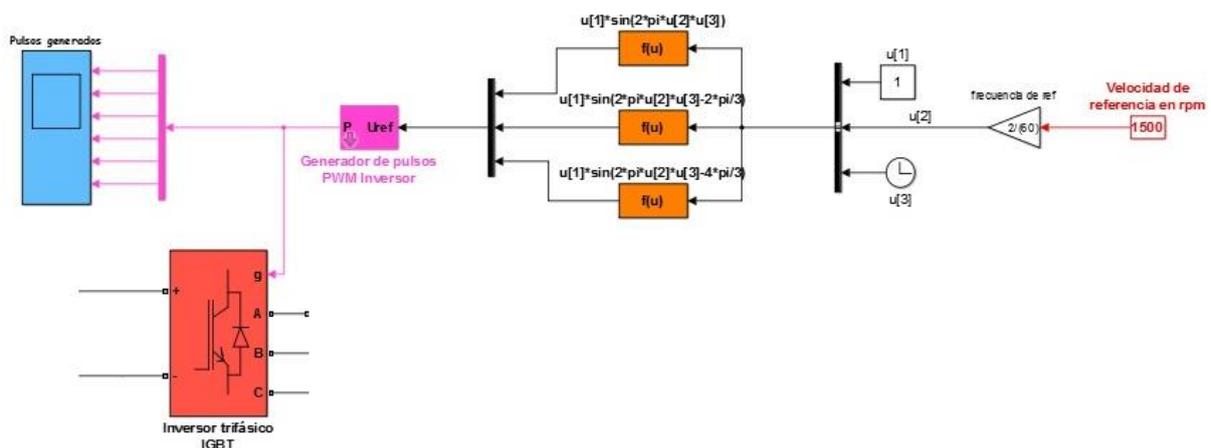


Fig. 8.12. Configuración eléctrica del inversor trifásico

Esta parte consta de:

- *Generadores de señales* mediante el bloque de function block parameters. En nuestra simulación son los bloques de color naranja tal y como se muestra en la imagen 8.12. Son utilizados para generar las señales senoidales y su cuadro de diálogo es el que se muestra en la siguiente fig. 8.13.

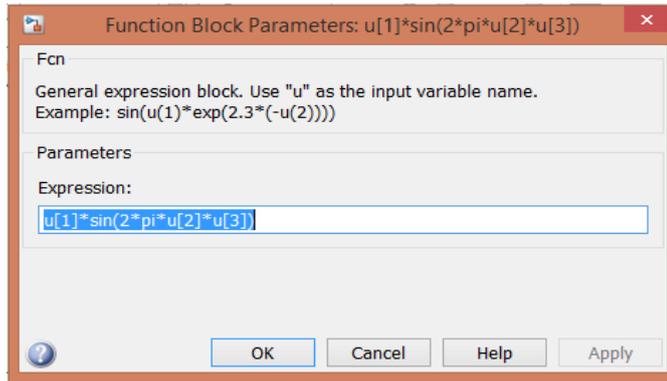


Fig. 8.13. Cuadro de dialogo generador de funciones

Es sabido que la ecuación de una onda senoidal es:  $A \cdot \text{sen}(\omega t - \theta)$  por lo que hay que llevarlo a la simulación utilizando la frecuencia, así pues, diremos que  $\omega = 2\pi f$ . Al ser un inversor trifásico necesitamos generar tres ondas senoidales desfasadas  $120^\circ$  cada una y lo haremos haciendo uso de las siguientes ecuaciones:

$$A_1 \cdot \text{sen}(2\pi f \cdot t - 0)$$

$$A_1 \cdot \text{sen}\left(2\pi f \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$A_1 \cdot \text{sen}\left(2\pi f \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

- *Generador de pulsos PWM inversor.* Haremos uso del bloque de color rosa (ver Fig. 8.12) para generar los pulsos.

Como lo que queremos es eliminar el mayor número de sub-armónicos posible se ha decidido por usar un índice de frecuencia mayor a 21 ( $m_f > 21$ ), en éste caso se ha decidido que  $m_f = 27$ . La razón de esto se describe en el capítulo 5.

Por lo tanto, tal y como se muestra en la imagen 8.14 nuestra frecuencia de la señal triangular será:  $f_s = 27 \cdot 50$

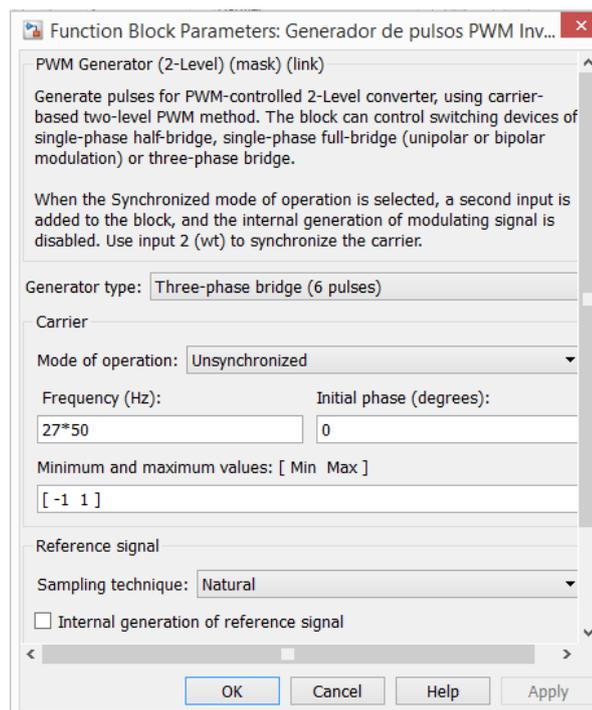
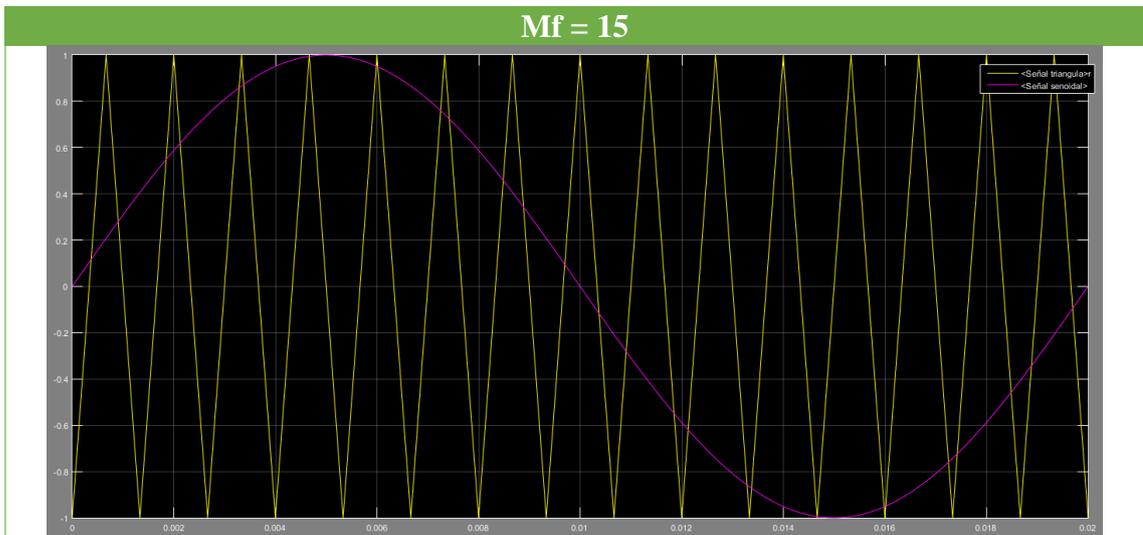
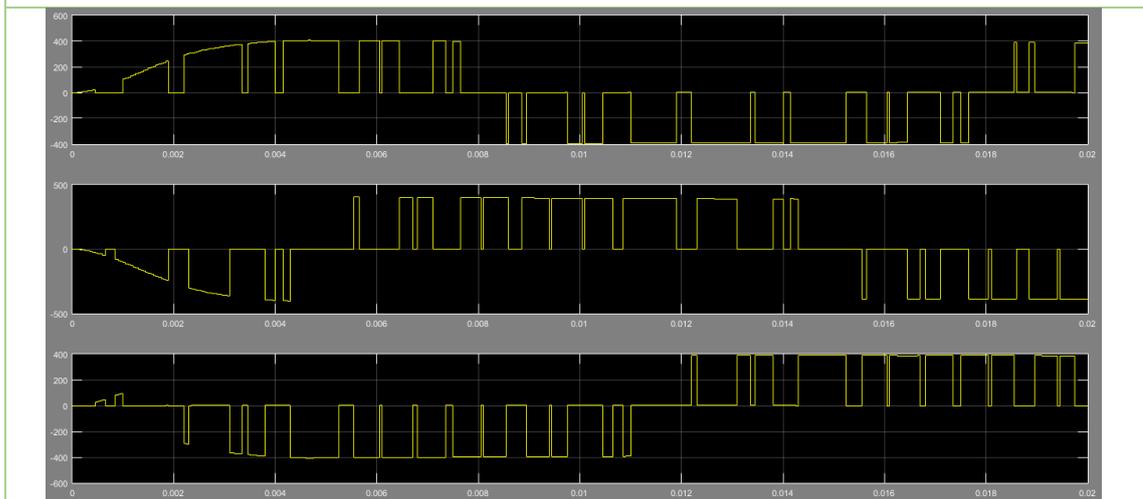


Fig. 8.14. Cuadro de dialogo generador de pulsos PWM

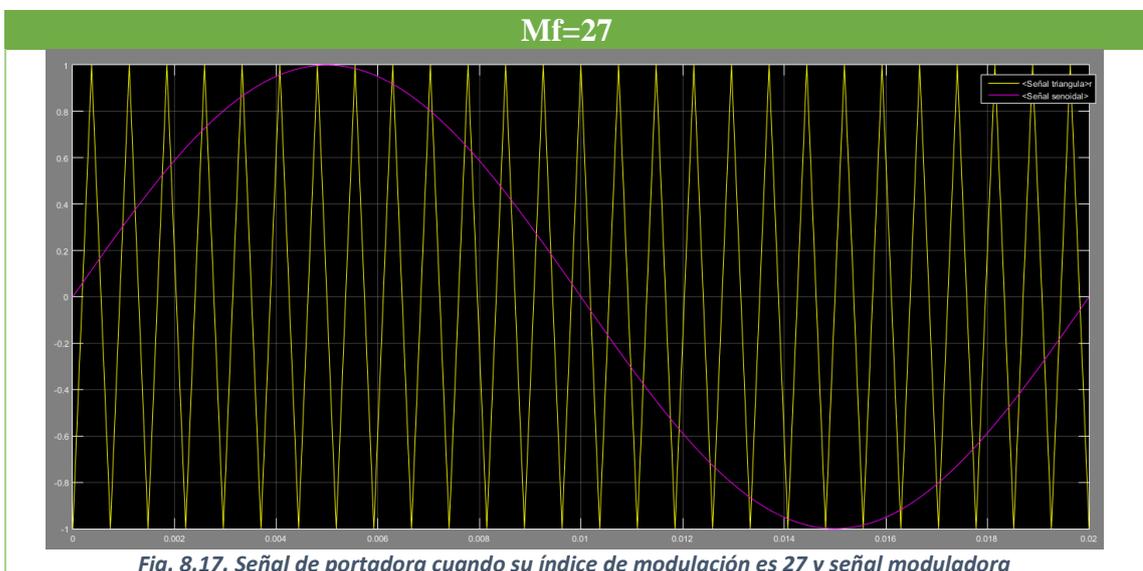
A continuación vamos a ver cómo serían nuestras señales en el modulador de señales en función del índice  $m_f$  que hayamos puesto y a la salida del inversor (ya moduladas) que será la alimentación para nuestro motor:



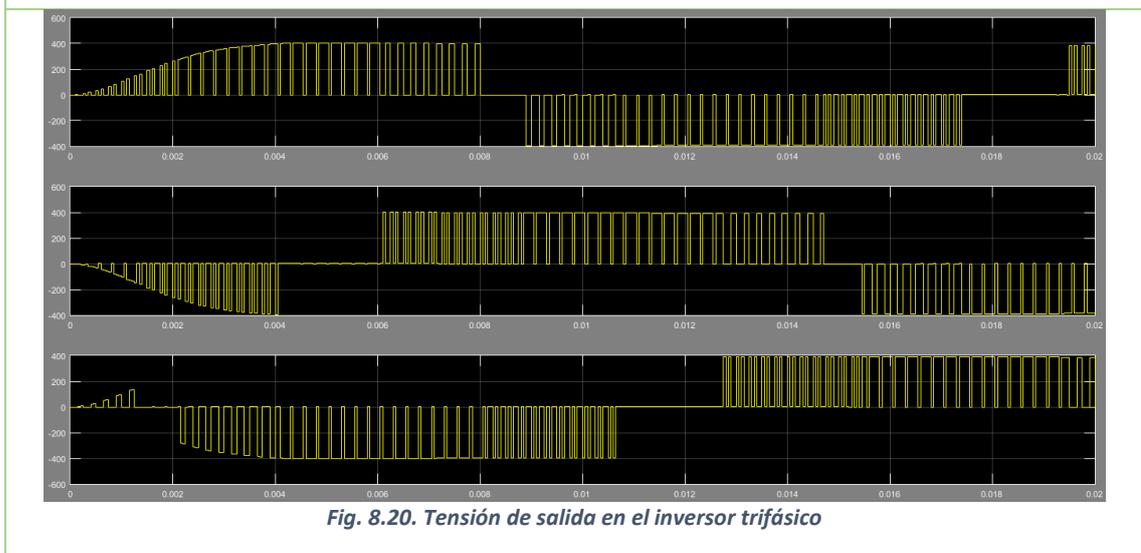
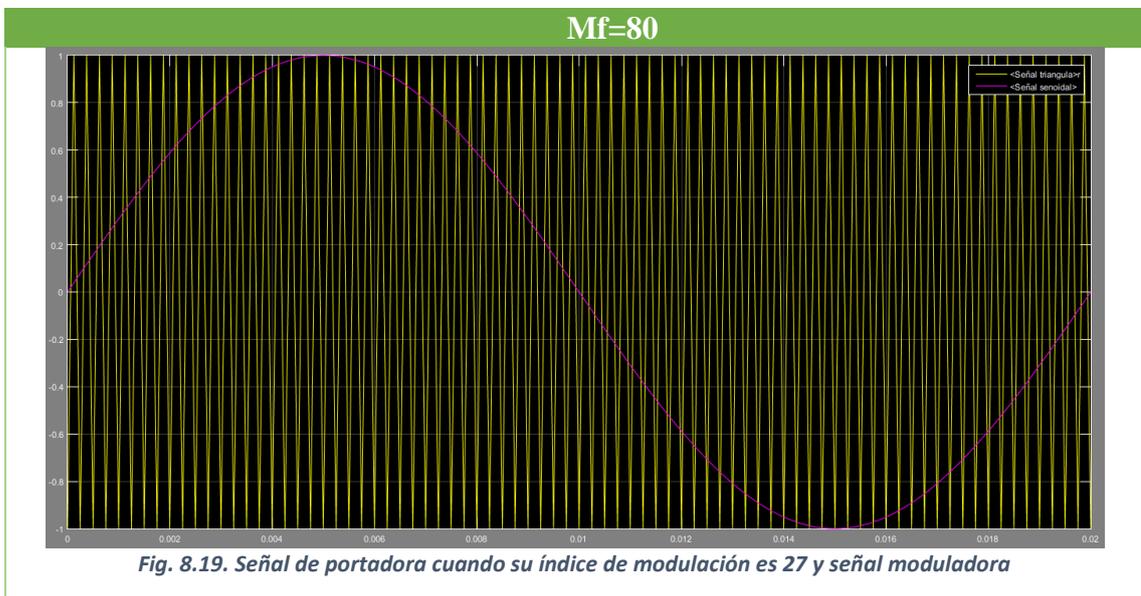
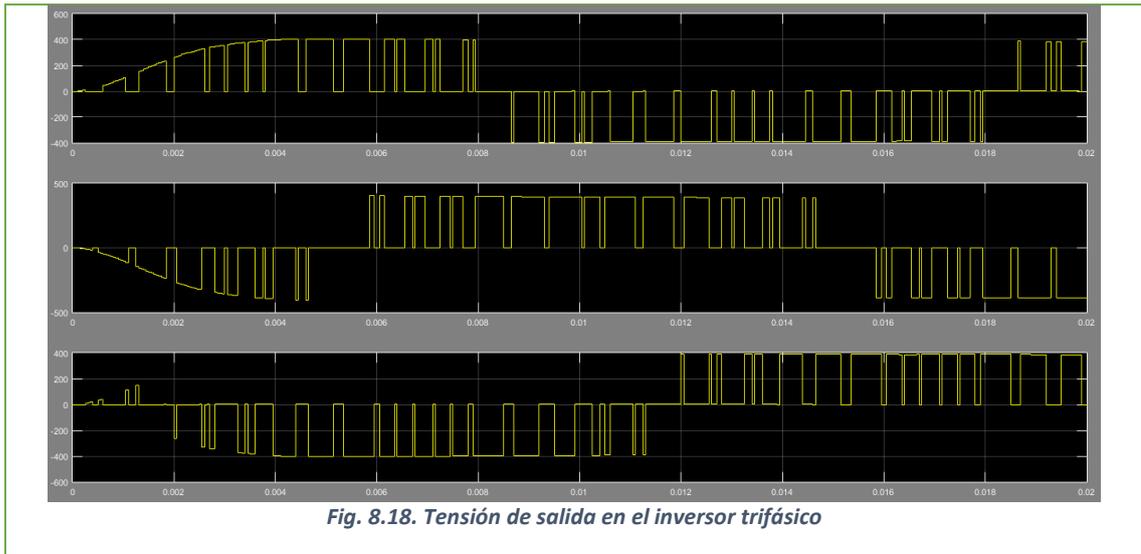
*Fig. 8.15. Señal de portadora cuando su índice de modulación es 15 y señal moduladora*



*Fig. 8.16. Tensión de salida en el inversor trifásico*



*Fig. 8.17. Señal de portadora cuando su índice de modulación es 27 y señal moduladora*



Tendremos que tener en cuenta que en el simulador todo está permitido. Se simulará teniendo en cuenta que todos los dispositivos son ideales pero en la realidad no es así. Como dijimos, la señal portadora marca la frecuencia con la cual los dispositivos IGBT's

de nuestro inversor serán activos, de esta manera si nos fijamos en las formas de onda y nos paramos a pensar si ponemos una frecuencia muy alta estaremos forzando la activación y desactivación de nuestros dispositivos por no respetar los tiempos de recuperación que requieren para volver a funcionar y provocaremos calentamientos indeseados que llevarán a su acortamiento de vida útil. Además estaríamos introduciendo una alimentación al motor una alimentación inestable con picos de tensión que en el motor no son adecuados.

- *Inversor trifásico*. Corresponde al bloque rojo de la imagen 8.12 y pasaremos a configurarlo con los datos calculados en el anexo I a través del cuadro de dialogo de dicho bloque tal y como se muestra en la Fig. 8.21.

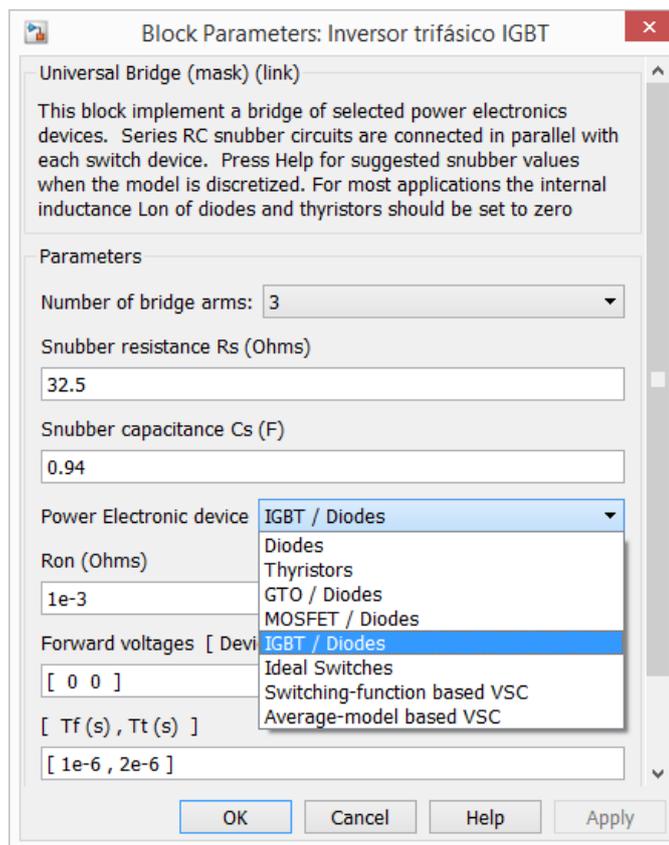


Fig. 8.21. Cuadro de dialogo inversor trifásico

## 8.4. Simulaciones en el motor

Vamos a observar el comportamiento de un motor asíncrono se realizó la simulación utilizando SIMULINK, Matlab®. Veremos las corrientes del estator y del rotor, tensión del estator y rotor, la velocidad del motor y el torque electromagnético.

Hay que tener en cuenta que la mayoría de las maquinas rotativas eléctricas poseen un estado transitorio en el arranque. En este estado, las corrientes en el estator se elevan por encima de la corriente nominal de 5 a 8 veces, traduciendo este aumento en un mayor torque electromagnético en el eje del rotor. Y dicho torque permite vencer la inercia propia de la máquina.

### 8.4.1 Arranque en vacío

El arranque en vacío consiste en alimentar el estator con la tensión de la red o en nuestro caso la que proviene del inversor y no acoplar ninguna carga al eje rotor.

El comportamiento del motor se suele representar mediante una gráfica entre los diversos parámetros de la máquina. Por ejemplo, en la Fig. 9.16 vemos que muestra el torque en función del tiempo, y en ella vemos que el torque tarda en acercarse a la carga alrededor de los 0.72s después del arranque.

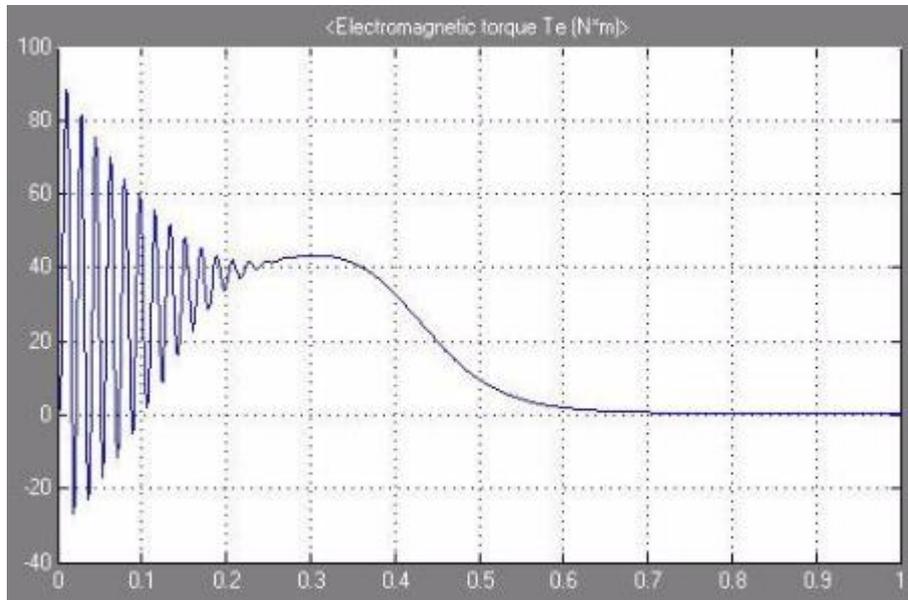


Fig. 8.22. Torque electromagnético de un motor de inducción en función del tiempo

El torque está directamente relacionado con la corriente aplicada en los devanados del estator. Si ahora nos vamos a nuestra simulación podemos corroborar lo anteriormente dicho:

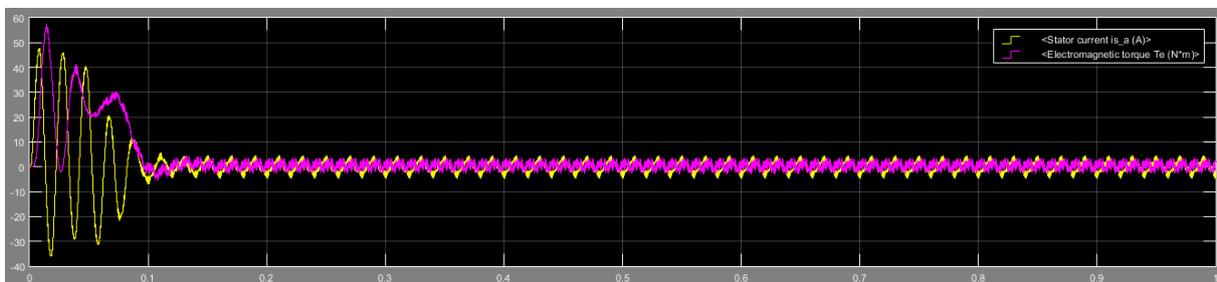


Fig. 8.23. Corriente estator y torque en función del tiempo. Arranque en vacío

### 8.4.2 Arranque a plena carga

En este caso el motor tiene colocada una carga en el eje y vamos a realizar el mismo análisis que en el apartado anterior. Para ello hemos colocado una carga de  $20N\cdot m$ .

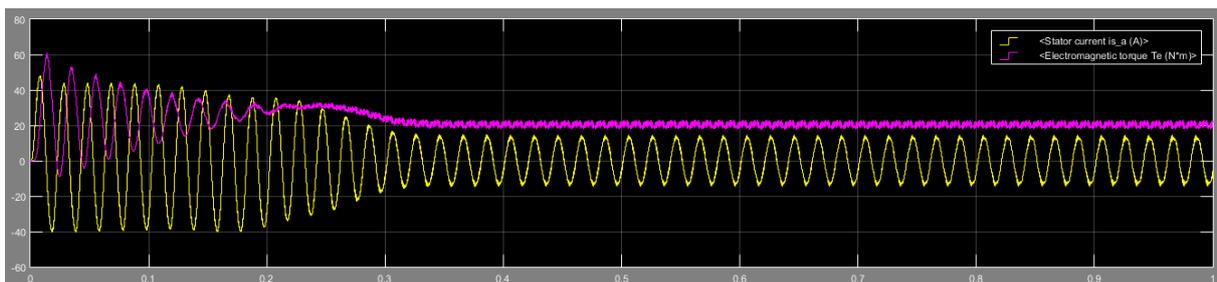


Fig. 8.24. Corriente estator y torque en función del tiempo. Arranque a plena carga

Se ve de manera clara que tarda más tiempo en estabilizarse en el valor de la carga. Decir que estas simulaciones han sido realizadas para una frecuencia de 50Hz y 1500 rpm. A continuación veremos diferentes gráficas obtenidas mediante la simulación en función del tiempo según variamos la frecuencia y con ello la velocidad del motor en arranque en vacío.

- **Para una frecuencia de 33.3 Hz y 1000 rpm**



Fig. 8.25. Corrientes en el estator y rotor para una velocidad de 1000 rpm en función del tiempo

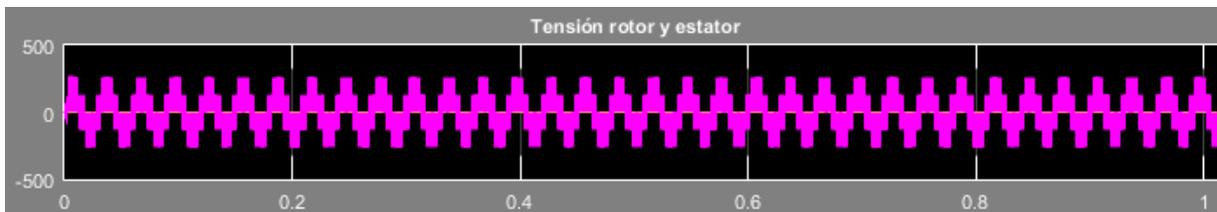


Fig. 8.26. Tensión en el rotor para una velocidad de 1000 rpm en función del tiempo

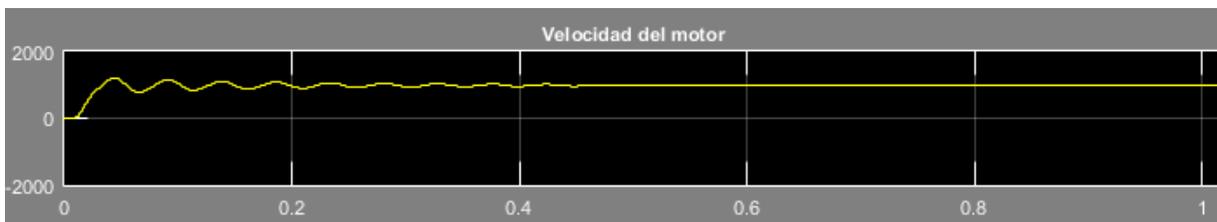


Fig. 8.27. Evolución de la velocidad hasta estabilizarse en 1000 rpm en función del tiempo

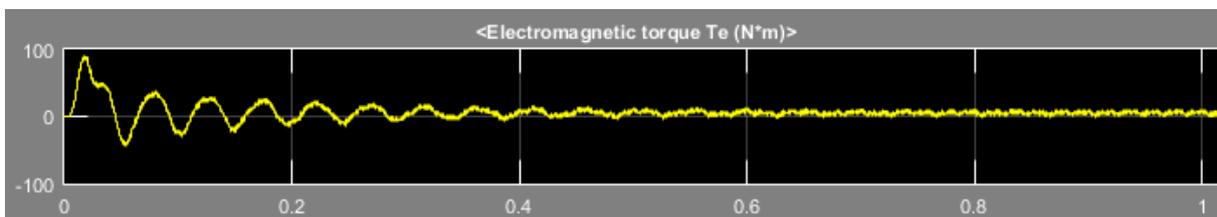


Fig. 8.28. Evolución del torque hasta para una velocidad de 1000 rpm en función del tiempo

- **Para una frecuencia de 50Hz y 1500 rpm se obtiene lo siguiente**

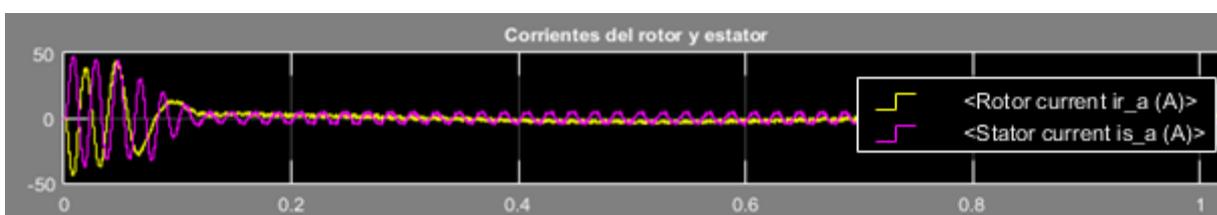


Fig. 8.29. Corrientes en el estator y rotor para una velocidad de 1500 rpm en función del tiempo

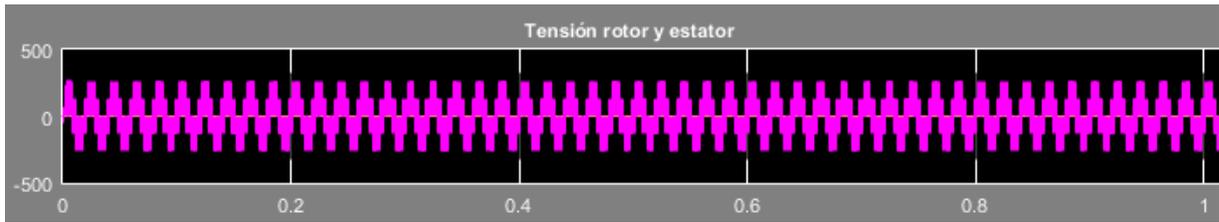


Fig. 8.30. Tensión en el rotor para una velocidad de 1500 rpm en función del tiempo



Fig. 8.31. Evolución de la velocidad hasta estabilizarse en 1500 rpm en función del tiempo

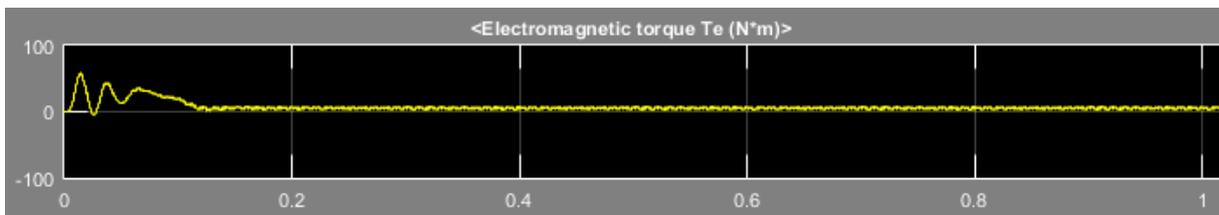


Fig. 8.32. Evolución del torque hasta para una velocidad de 1500 rpm en función del tiempo

- **Para una frecuencia de 66.7Hz y 2000 rpm se obtiene lo siguiente**

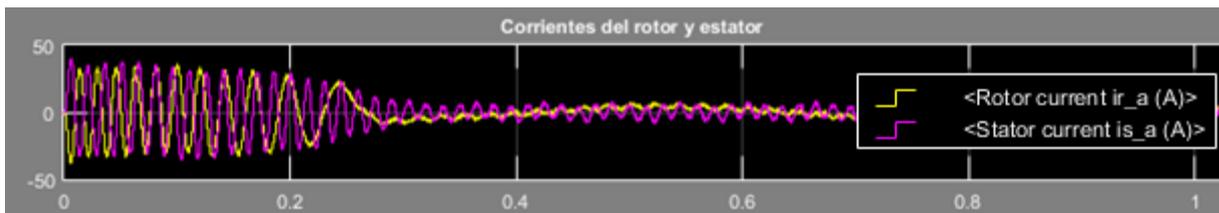


Fig. 8.33. Corrientes en el estator y rotor para una velocidad de 2000 rpm en función del tiempo

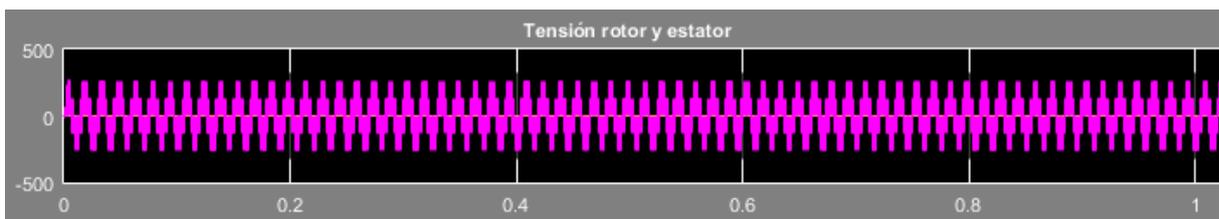


Fig. 8.34. Tensión en el rotor para una velocidad de 2000 rpm en función del tiempo



Fig. 8.35. Evolución de la velocidad hasta estabilizarse en 2000 rpm en función del tiempo

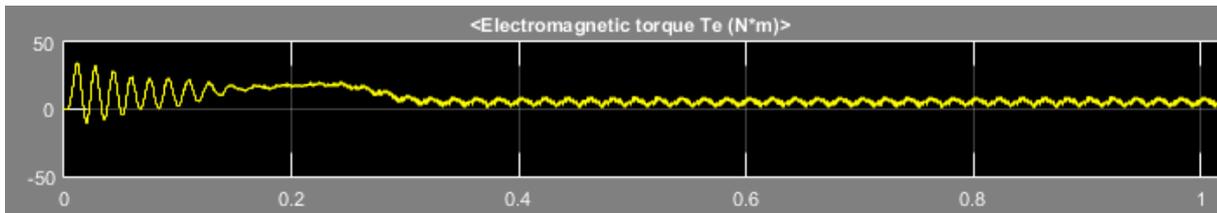


Fig. 8.36. Evolución del torque hasta para una velocidad de 2000 rpm en función del tiempo

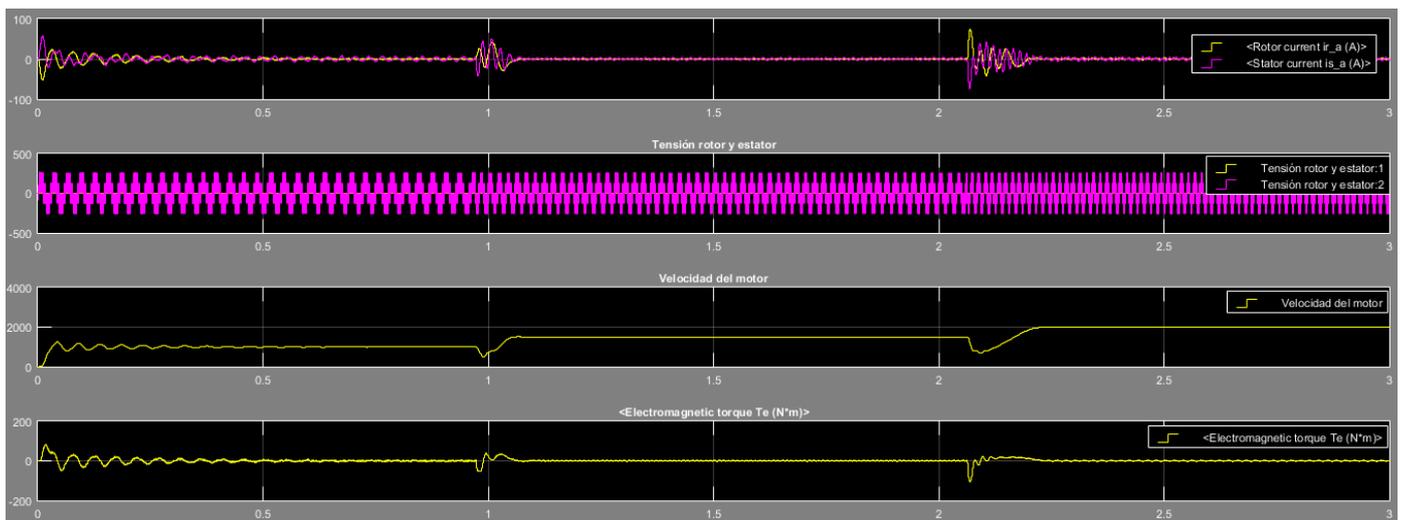


Fig. 8.37. Evolución de las corrientes en el estator y rotor, tensión en el rotor, de la velocidad y del torque en función del tiempo.

En esta simulación podemos ver que efectivamente, según variamos la frecuencia en un motor varía la velocidad y como variamos igualmente la corriente de entrada al motor el torque varía hasta estabilizarse en el valor de la carga puesta.

- El primer tramo que sería de 0 a 1 segundo, hemos iniciado la simulación en 1000 rpm
- El segundo tramo abarca de 1 a 2 segundos cambiando la velocidad dentro de la simulación a 1500 rpm
- Y tercer y último tramo abarca de 2 a 3 segundos cambiando la velocidad a 2000 rpm.

Los intervalos de tiempo en los que se ha realizado la simulación son aproximados tal como se puede observar en la imagen

## Capítulo 9. Análisis económico.

A continuación vamos a realizar un presupuesto de lo que valdría diseñar un variador de frecuencia para las características del ejemplo usado en la simulación.

### Coste de componentes:

El coste del variador vamos a desglosarlo por las partes de las cuales consta según nuestro esquema y no por cada componente que lo compone ya que además de ser extenso, a nosotros nos interesa saber cuál sería su precio aproximado.

CONJUNTO DE ELEMENTOS	CANTIDAD	VALOR UNITARIO	VALOR TOTAL
Convertidor de frecuencia	1	435,00 €	435,00€
Transformador aislador	1	413,69 €	413,69€
<b>TOTAL</b>			<b>848,69 €</b>

Tabla 9.1. Importe de los conjuntos de elementos de un variador

Se ha metido dentro del presupuesto el transformador aislador ya que se ha supuesto que no se dispone de uno para tal fin.

### Recursos humanos:

Los recursos humanos corresponden al trabajo realizado por el proyectista. Y si hacemos una estimación del sueldo para un ingeniero junior de aproximadamente 1500€/mes teniendo en cuenta que un mes tiene 165h hábiles, se obtiene un salario de 9.09 €/hora

TAREA	CANTIDAD	VALOR UNITARIO	VALOR TOTAL
Análisis de especificaciones	35	9,09	318,15 €
Diseño y cálculos	50	9,09	454,50 €
<b>TOTAL</b>			<b>772,65 €</b>

Tabla 9.2. Importe de las tareas llevadas a cabo

### Coste total del proyecto:

CONCEPTO	COSTE
Conjunto de elementos que componen el variador	848,69 €
Recursos humanos	772,65€
<b>TOTAL</b>	<b>1.621,34€</b>

Tabla 9.3. Importe total del proyecto

## Capítulo 10. Conclusiones.

El objetivo principal del proyecto es analizar y diseñar un convertidor de frecuencia para controlar la velocidad de motores de inducción.

La elección de cada componente como se ha explicado durante el proyecto depende básicamente del motor que se vaya a acoplar, en concreto de:

- Las características de alimentación del motor.
- La potencia mecánica capaz de soportar y la intensidad nominal.
- Rango de frecuencia en los cuales el motor trabajará sin sufrir daños mecánicos.

Atendiendo a todo este tipo de características del motor y puesto que como no se ha especificado un destino para nuestro variador, se ha optado para las simulaciones el uso de un motor trifásico de jaula de ardilla de 10 HP (7.5kW), 400V, 50Hz y 1440 rpm (ya prediseñado por el programa de Simulink) pero para el desarrollo de los cálculos se han usado las características de un motor real de 10 HP, 400V, 1460 rpm, 50Hz ('TE2D132MP4') cuya hoja de características se adjunta en el Anexo II.

Para el rectificador se ha decidido usar diodos (no controlados) rectificadores ultra-rápidos ya que como se ha explicado en el capítulo correspondiente nuestra fuente de alimentación no va a variar y por lo tanto, tanto tensión como frecuencia serán siempre las mismas. Para llevarlo a plano real y los cálculos realizados en el Anexo I se ha optado por un diodo tipo 'TO220AC' package de la serie BYV29.

Una de las cosas más importantes en nuestro diseño es el condensador de la etapa de filtrado ya que si utilizamos un condensador demasiado pequeño genera un rizado muy acusado en la señal y no es lo que buscamos. Para ello es necesario calcular de manera aproximada el condensador óptimo a utilizar tal y como se ha realizado en el Anexo I.

En cuanto al inversor, se ha decidido usar IGBTs con diodo en antiparalelo ya que este último conduce la corriente reactiva de retorno a la fuente. Además se calculó el sistema de protección para el encendido y el apagado de los transistores, también conocida como red snubber, la cual consta de una resistencia y condensador en paralelo con el transistor. Para los cálculos realizados en el Anexo I se ha usado 'RGB6B60KDPbF' cuya hoja de características se adjunta en el Anexo II.

Para modular la salida del inversor ha sido necesario introducir la función de generación de señales PWM sinusoidal que como vimos compara la señal triangular de mayor frecuencia (portadora) con señales sinusoidales de baja frecuencia (moduladora). Cuanto mayor es la frecuencia de conmutación, menores serán los efectos de rizado en el flujo de potencia que entrega a la carga, pero si la aumentamos demasiado conseguiremos elevadas pérdidas de potencia en los transistores IGBTs. Con esto queremos decir que hay que conseguir una relación de compromiso entre ambas, siendo los valores típicos de conmutación entre las unidades y decenas de Khz.

Tal y como se ha descrito en el capítulo 1.4 de este proyecto el uso de un variador de frecuencia ofrece ventajas y desventajas, de tal manera que dependiendo del fin para el cual va a ser destinado habrá que sopesar si es viable o no.

## Capítulo 11. Bibliografía

- [1] Muhammad H. Rashid. *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*. 3ª ed. Mexico. 2004.
- [2] Salvador Martínez García y Juan Gualda Gil. *Electrónica de potencia. Componentes, topologías y equipos*. 1ª ed. Madrid. 2006.
- [3] Grupo de Tecnología Electrónica (GTE). *Tema 2. Diodo e potencia*. Sevilla. [Consulta: Noviembre 2016]. Disponible en: [http://www.gte.us.es/~leopoldo/Store/tsp\\_2.pdf](http://www.gte.us.es/~leopoldo/Store/tsp_2.pdf)
- [4] Universidad de las Palmas de Gran Canaria. *Apartado 3.1. El diodo de potencia*. Las Palmas de Gran Canaria. 2005. [Consulta: Noviembre 2016]. Disponible en: [http://www.iuma.ulpgc.es/~roberto/asignaturas/EI/transparencias/EI\\_Tema\\_3.1.Diodos\\_potencia.pdf](http://www.iuma.ulpgc.es/~roberto/asignaturas/EI/transparencias/EI_Tema_3.1.Diodos_potencia.pdf)
- [5] Grupo de Tecnología Electrónica (GTE). *Tema 5. El Tiristor*. Sevilla. [Consulta: Noviembre 2016]. Disponible en: [http://www.gte.us.es/~leopoldo/Store/tsp\\_5.pdf](http://www.gte.us.es/~leopoldo/Store/tsp_5.pdf)
- [6] Universidad de las Palmas de Gran Canaria. *Apartado 3.3. El tiristor*. Las Palmas de Gran Canaria. 2005. [Consulta: Noviembre 2016]. Disponible en: [http://www.iuma.ulpgc.es/~roberto/asignaturas/EI/transparencias/EI\\_Tema\\_3.3.Tiristor.pdf](http://www.iuma.ulpgc.es/~roberto/asignaturas/EI/transparencias/EI_Tema_3.3.Tiristor.pdf)
- [7] *Conversión CC/CA. Inversores*. Madrid. Universidad Carlos III de Madrid. [Consulta: Noviembre 2016]. Disponible en: <http://ocw.uc3m.es/tecnologia-electronica/electronica-de-potencia/material-de-clase-1/MC-F-006.pdf>
- [8] Universidad de Valencia. *Tema 11. Inversores*. Valencia. 2006. [Consulta: Diciembre 2016]. Disponible en: [http://www.uv.es/~emaset/iep00/temas/IEP11\\_0607.pdf](http://www.uv.es/~emaset/iep00/temas/IEP11_0607.pdf)
- [9] *Motor asíncrono*. [Consulta: Enero: 2017]. Disponible en: <http://www.tuveras.com/maquinaasincrona/motorasincrono1.htm>
- [10] *Aplicaciones y usos de los variadores de frecuencia*. [Consulta: Enero 2017]. Disponible en: <https://iguren.es/blog/aplicaciones-y-usos-de-los-variadores-de-frecuencia/>
- [11] Francisco M. González. *Modulación de Ancho de Pulso -Una Introducción-*. Longatt. Mayo 2004. Disponible en: <http://fglongatt.org/OLD/Reportes/PRT2004-02.pdf>
- [12] Diana Jimena López Mesa et al. *Modulación PWM aplicada a inversores trifásicos dentro del esquema de accionamientos eléctricos AC*. Cauca. 2007. Disponible en: [http://www.unicauca.edu.co/ai/publicaciones/ISAShow\\_Diaz.pdf](http://www.unicauca.edu.co/ai/publicaciones/ISAShow_Diaz.pdf)
- [13] *Protección contra di/dt*. [Consulta: Febrero 2017]. Disponible en: [http://electronika2.tripod.com/info\\_files/prot\\_iyv.htm](http://electronika2.tripod.com/info_files/prot_iyv.htm)