

Universidad de Tarapacá



Electrónica de Potencia

Autores: RAÚL SANHUEZA HORMAZÁBAL
RAMÓN GUIRRIMAN CARRASCO

**Escuela Universitaria de Ingeniería
Eléctrica - Electrónica**

**Arica - Chile
2014**

TABLA DE CONTENIDO

	Página
LISTA DE TABLAS.....	5
LISTA DE FIGURAS	6
INTRODUCCIÓN	10
DESCRIPCIÓN DE LA ASIGNATURA	11
PROGRAMA DE LA ASIGNATURA	12
Unidad I Conceptos básicos de circuitos eléctricos	17
1.1 Introducción	17
1.2 Potencia y términos de potencia	18
1.3 Series de Fourier	21
1.4 Factores que cuantifican el contenido armónico.....	22
1.5 Potencia en sistemas no lineales	23
Unidad II Fundamentos de la electrónica de potencia.....	26
2.1 Introducción	26
2.2 Aplicaciones	27
2.3 Aplicaciones típicas de la electrónica de potencia	27
2.4 El Conversor de potencia.....	29
2.5 Dispositivos semiconductores de potencia	30
2.6 Conmutación	37
2.7 Modelamiento termal y disipador de calor.....	40
Unidad III Conversores AC-DC, rectificadores.....	43
3.1 Introducción	43
3.2 Rectificador monofásico no controlado de media onda, carga R.....	45
3.3 Rectificador monofásico no controlado de media onda, carga RL	46
3.4 Rectificador monofásico no controlado de media onda, carga R-E	47
3.5 Rectificador monofásico no controlado de media onda, carga RL-E.....	48
3.6 Rectificador monofásico no controlado de media onda, carga RL-D.....	49
3.7 Rectificador monofásico media onda: Efecto inductancia de la fuente.....	50
3.8 Rectificador puente monofásico: Carga altamente inductiva	51
3.9 Rectificador monofásico: Efecto de la inductancia de la fuente	53
3.10 Rectificador trifásico no controlado de media onda: (3 pulsos).....	56
3.11 Rectificador trifásico de media onda: Efecto inductancia de la fuente	57
3.12 Rectificador trifásico no controlado onda completa: (6 pulsos).....	58
3.13 Rectificador trifásico onda completa: Efecto inductancia de la fuente	60
3.14 Esquema de control rampa	61
3.15 Rectificador monofásico de media onda, carga R	62

3.16 Rectificador monofásico controlado de media onda, carga L.....	63
3.17 Rectificador monofásico de media onda, carga RL	64
3.18 Rectificador monofásico de media onda, carga RE.....	65
3.19 Rectificador monofásico de media onda, carga LE	66
3.20 Rectificador monofásico de media onda, carga RLE	67
3.21 Rectificador monofásico controlado onda completa, carga resistiva	68
3.22 Rectificador monofásico controlado onda completa, carga RL	69
3.23 Rectificador monofásico controlado onda completa, carga RLD	70
3.24 Rectificador monofásico controlado onda completa, carga RLE	71
3.25 Rectificador monofásico controlado onda completa, carga RLE	73
3.26 Rectificador monofásico: Efecto inductancia de la fuente, $L_s \neq 0$	74
3.27 Rectificador trifásico controlado de media onda, carga RL.....	76
3.28 Rectificador trifásico controlado onda completa, carga RL.....	77
3.29 Rectificador trifásico controlado onda completa, carga RLE.....	79
3.30 Rectificador trifásico controlado onda completa, modo inversor	80
Unidad IV Conversores AC-AC, reguladores de CA y cicloconvertidores	82
4.1 Introducción	82
4.2 Conversión AC-AC directa.....	83
4.3 Controlador de voltaje monofásico	84
4.4 Controlador de voltaje trifásico, carga monofásica	85
4.5 Controlador de voltaje trifásico con carga trifásica	86
4.6 Cicloconvertor monofásico	87
Unidad V Conversores DC-DC, fuentes conmutadas	92
5.1 Introducción	92
5.2 Conversor reductor (Buck).....	94
5.3 Conversor elevador (Boost)	100
5.4 Conversor reductor - elevador (Buck-Boost).....	105
5.5 Conversor puente.....	111
Unidad VI Conversor DC-AC, inversores	114
6.1 Introducción	114
6.2 Inversor onda cuadrada monofásico	116
6.3 Inversor onda cuadrada trifásico.....	120
6.4 Inversor con cancelación de voltaje	126
6.5 Inversor de media onda, modulación por ancho de pulso.....	128
6.6 Inversor monofásico onda completa, modulación PWM bipolar.....	132
6.7 Inversor monofásico onda completa, modulación PWM monopolar.....	134
6.8 Inversor trifásico, modulación PWM.....	135
6.9 Inversor con eliminación de armónicas	137
6.10 Inversor con modulación delta (histéresis).....	138
Anexo I Pruebas últimos años.....	140
Anexo II Plantilla rectificación.....	184
Anexo III Simulación en PSIM.....	186

Anexo IV Problemas resueltos.....	191
Anexo V Laboratorios.....	229

LISTA DE TABLAS

Tabla	Página
Tabla 1.1 Pérdidas de conmutación para distintos tipos de transiciones	39
Tabla 2.1 Componentes armónicos puente monofásico, modulación PWM.....	130
Tabla 3.2 Inversor trifásico armónicos, modulación PWM	136

LISTA DE FIGURAS

Figura	Página
Figura 1.1 Triangulo de potencia en una carga R-L	18
Figura 1.2 Circuito resistivo simple	19
Figura 1.3 Circuito R-L sinusoidal	20
Figura 1.4 Descomposición en Serie de Fourier.....	21
Figura 1.5 Señal de rectificación de media onda.....	23
Figura 1.6 Señales de voltaje sinusoidal y corriente rectangular.....	24
Figura 1.7 Señales de corriente de primer armónico	25
Figura 2.1 Esquema general de un conversor de energía eléctrica	26
Figura 2.2 Empleo de la energía eléctrica	27
Figura 2.3 Accionamiento para el control de la velocidad	27
Figura 2.4 Alimentación de un computador portátil	28
Figura 2.5 Alimentación del sistema eléctrico de un satélite.	28
Figura 2.6 Vehículo eléctrico y su sistema de accionamiento.	29
Figura 2.7 Diagrama general del conversor de potencia.	29
Figura 2.8 Conversores electrónicos de potencia	30
Figura 2.9 Dispositivos semiconductores de potencia.....	31
Figura 2.10 Simbología y característica estática del diodo.	32
Figura 2.11 Simbología y característica estática del SCR.	32
Figura 2.12 Circuito de compuerta de encendido del SCR.	33
Figura 2.13 Simbología y característica estática del GTO.....	33
Figura 2.14 Característica estática del TJB.	34
Figura 2.15 Simbología y característica estática del MOSFET.	34
Figura 2.16 Simbología y característica estática del IGBT.....	35
Figura 2.17 Simbología y característica estática del MCT.....	35
Figura 2.18 Proceso de conmutación en el plano V-I.....	37
Figura 2.19 Transición lineal de la conmutación	38
Figura 2.20 Transición rectangular de la rectangular	39
Figura 2.21 Modelamiento térmico del disipador	40
Figura 2.22 Modelo de circuito del sistema térmico	41
Figura 2.23 Disipador de temperatura.....	41
Figura 3.1 Rectificador monofásico no controlado de media onda, R.....	45
Figura 3.2 Rectificador monofásico no controlado de media onda, RL	46
Figura 3.3 Rectificador monofásico no controlado de media onda, RE.....	47
Figura 3.4 Rectificador monofásico no controlado de media onda, RLE.....	48
Figura 3.5 Rectificador monofásico no controlado de media onda, carga RL-D.....	49
Figura 3.6 Rectificador monofásico de media onda: Inductancia de la fuente	50
Figura 3.7 Rectificador monofásico: Carga altamente inductiva.....	51
Figura 3.8 Rectificador monofásico: Efecto de la inductancia de la fuente	53

Figura 3.9	Proceso de conmutación rectificador onda completa.....	54
Figura 3.10	Pérdida del área efectiva del voltaje, rectificador onda completa	54
Figura 3.11	Corriente de entrada, rectificador onda completa	55
Figura 3.12	Rectificador trifásico no controlado de media onda	56
Figura 3.13	Rectificador trifásico: Efecto inductancia de la fuente.....	57
Figura 3.14	Rectificador trifásico no controlado onda completa: (6 pulsos).....	58
Figura 3.15	Rectificador trifásico onda completa: Inductancia de la fuente	60
Figura 3.16	Rectificador trifásico no controlado, conmutación.....	60
Figura 3.17	Esquema del control rampa para el encendido de los SCR.....	61
Figura 3.18	Rectificador monofásico de media onda, carga R.....	62
Figura 3.19	Relación entre el voltaje de salida V_o y α	62
Figura 3.20	Rectificador monofásico controlado de media onda, carga L.....	63
Figura 3.21	Determinación del ángulo β de término de la conducción	63
Figura 3.22	Rectificador monofásico de media onda, carga RL	64
Figura 3.23	Rectificador monofásico de media onda, carga RE.....	65
Figura 3.24	Rectificador monofásico de media onda, carga LE	66
Figura 3.25	Rectificador monofásico de media onda, carga RLE	67
Figura 3.26	Rectificador monofásico controlado onda completa, carga resistiva ..	68
Figura 3.27	Rectificador monofásico controlado onda completa, carga RL	69
Figura 3.28	Rectificador monofásico controlado onda completa, carga RLD	70
Figura 3.29	Rectificador monofásico controlado, con cortes de corriente.....	71
Figura 3.30	Rectificador monofásico controlado, sin cortes de corriente.....	72
Figura 3.31	Rectificador monofásico controlado onda completa, carga RLE	73
Figura 3.32	Rectificador monofásico: Efecto inductancia de la fuente	74
Figura 3.33	Desplazamiento de fase	74
Figura 3.34	Voltaje de salida, rectificador monofásico controlado	75
Figura 3.35	Rectificador trifásico controlado de media onda, carga RL.....	76
Figura 3.36	Rectificador trifásico controlado de media onda, carga RL.....	77
Figura 3.37	Rectificador trifásico controlado con corriente discontinua.....	79
Figura 3.38	Rectificador trifásico controlado onda completa, modo inversor	80
Figura 3.39	Rectificador trifásico controlado, inductancia de la fuente.....	81
Figura 4.1	Controlador de voltaje alterno monofásico	83
Figura 4.2	Voltaje carga resistiva, controlador de voltaje	83
Figura 4.3	Controlador de amplitud del voltaje de salida.....	84
Figura 4.4	Controlador de amplitud del voltaje de salida.....	85
Figura 4.5	Controlador de voltaje trifásico.....	86
Figura 4.6	Voltaje trifásico en la carga.....	86
Figura 4.7	Cicloconvertor monofásico.....	87
Figura 4.8	Voltaje de salida del cicloconvertor monofásico	87
Figura 4.9	Voltaje de salida del cicloconvertor, sin corriente circulante.....	88
Figura 4.10	Voltaje de salida del cicloconvertor, con corriente circulante	89
Figura 4.11	Voltaje en el reactor de interface	90
Figura 4.12	Cicloconvertor trifásico	90

Figura 4.13 Cicloconvertor simulación PSIM	91
Figura 5.1 Concepto de operación del convertor DC-DC.....	93
Figura 5.2 Modulación por ancho de pulso.....	93
Figura 5.3 Convertor reductor (buck)	94
Figura 5.4 Circuito equivalente del convertor, dos estados transistor	94
Figura 5.5 Voltaje en la inductancia, convertor reductor.	94
Figura 5.6 Corriente en la inductancia, convertor reductor.....	95
Figura 5.7 Corriente de entrada y corriente en el diodo, convertor reductor	96
Figura 5.8 Condición de operación crítica del convertor reductor	96
Figura 5.9 Voltaje en el condensador, convertor reductor.....	97
Figura 5.10 Convertor reductor en conducción discontinua	97
Figura 5.11 Carta de operación del convertor reductor (buck).....	99
Figura 5.12 Convertor elevador (boost)	100
Figura 5.13 Circuito equivalente del convertor, estados del transistor	100
Figura 5.14 Voltaje en la inductancia, convertor elevador.....	100
Figura 5.15 Corriente en la inductancia, convertor reductor	101
Figura 5.16 Corriente en el transistor y en el diodo, convertor elevador	102
Figura 5.17 Condición de operación crítica del convertor elevador	102
Figura 5.18 Voltaje en el condensador, convertor elevador.....	103
Figura 5.19 Convertor elevador en conducción discontinua.....	103
Figura 5.20 Carta de operación del convertor elevador (boost)	104
Figura 5.21 Convertor reductor-elevador (buck-boost).....	105
Figura 5.22 Circuito equivalente convertor r, estados del transistor	105
Figura 5.23 Voltaje y corriente en la inductancia, convertor buck-boost	105
Figura 5.24 Corriente en la inductancia, convertor buck-boost.....	106
Figura 5.25 Corriente en el transistor y en el diodo, convertor buck-boost.....	107
Figura 5.26 Condición de operación crítica del convertor buck-boost.....	107
Figura 5.27 Voltaje en el condensador del convertor buck-boost.....	108
Figura 5.28 Voltaje en el condensador del convertor buck-boost.....	108
Figura 5.29 Carta de operación del convertor elevador (boost)	109
Figura 5.30 Polinomio característico para la operación en la frontera.....	110
Figura 5.31 Convertor DC-DC puente	111
Figura 5.32 PWM con voltaje switch bipolar	113
Figura 5.33 PWM con voltaje switch monopolar.....	113
Figura 6.1 Inversor de voltaje.....	115
Figura 6.2 Inversor de corriente	115
Figura 6.3 Inversor monofásico onda cuadrada.....	116
Figura 6.4 Inversor monofásico operación onda cuadrada	116
Figura 6.5 Ejemplo, inversor monofásico operación onda cuadrada	118
Figura 6.6 Inversor onda cuadrada trifásico.....	120
Figura 6.7 Inversor operación onda cuadrada con carga resistiva.....	120
Figura 6.8 Inversor operación onda cuadrada, voltaje de línea.....	121
Figura 6.9 Inversor trifásico, secuencia operación de los switch	121
Figura 6.10 Estado del inversor trifásico visto por la carga.....	122

Figura 6.11 Inversor trifásico, formas de onda del voltaje de carga.....	122
Figura 6.12 Inversor trifásico, armónicos de corriente.....	124
Figura 6.13 Inversor trifásico, voltaje en la carga	125
Figura 6.14 Inversor monofásico, cancelación de voltaje.....	126
Figura 6.15 Inversor monofásico de media onda, modulación PWM	128
Figura 6.16 Inversor monofásico de media onda, espectro en frecuencia.....	129
Figura 6.17 Inversor de media onda, sobre modulación.....	131
Figura 6.18 Inversor de media onda, armónicos en la sobre modulación.....	131
Figura 6.19 Inversor monofásico.....	132
Figura 6.20 Inversor monofásico, modulación PWM bipolar	132
Figura 6.21 Inversor monofásico, espectro en la modulación PWM bipolar	132
Figura 6.22 Inversor monofásico, modulación PWM monopolar	134
Figura 6.23 Espectro en frecuencia inversor monofásico, PWM monopolar.....	134
Figura 6.24 Inversor puente trifásico	135
Figura 6.25 Inversor puente trifásico, modulación PWM.....	135
Figura 6.26 Espectro en frecuencia, inversor puente trifásico PWM	136
Figura 6.27 Forma de onda, inversión mediante eliminación de armónicos.....	137
Figura 6.28 Ángulo de conmutación para la eliminación de armónicos.....	137
Figura 6.29 Inversor, modulación delta.....	138
Figura 6.30 Modulación delta, diagrama de operación	138

INTRODUCCIÓN

La electrónica de potencia, entendida como la gestión inteligente de la energía eléctrica a través de medios electrónicos, es una tecnología muy presente tanto en el mundo industrial como en nuestro entorno cotidiano. Esta es una disciplina cada vez más presente en muchos planes de estudio. Su gran desarrollo e interés industrial hacen necesaria la aparición de una enseñanza sistemática y motivadora, adaptable a alumnos de pre y postgrado y a la formación de titulados.

Con este dossier se pretende ofrecer a los alumnos de la Escuela Universitaria de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de medios interactivos basados en técnicas de simulación computacional, como herramientas didácticas a través de un plan de acción, para el logro del aprendizaje significativo de los estudiantes de la asignatura de Electrónica de Potencia. Así mismo, tendrá un alcance institucional, debido a que está relacionado con los contenidos académicos, procedimentales y actitudinales, donde los estudiantes aprenden de manera sistemática y progresiva a lo largo de su proceso educativo.

El dossier permitirá, por un lado, ayudar a la explicación en el aula y por otro, estimular el auto aprendizaje por parte de los alumnos, al proporcionar herramientas para profundizar en los contenidos de la asignatura o repasar los temas básicos.

El dossier permitirá, además, que los estudiantes alcancen un holgado dominio en el uso de programas de simulación, donde podrán seguir los ejemplos y el desarrollo de guías, para lo cual se ha empleado MathCadTM y PSimTM.

DESCRIPCIÓN DE LA ASIGNATURA

Presentación

Dentro del ámbito industrial la transformación de la energía eléctrica es imprescindible en tareas como el control de máquinas, los sistemas de alimentación de equipos electrónicos, procesos mineros, sistemas de iluminación, carga de baterías, energías renovables, etc. La transformación de esta energía se puede llevar a cabo mediante la electrónica de potencia con unos rendimientos que en la mayoría de las aplicaciones superan el 90%.

Ubicación en el plan de estudios

En esta asignatura se utilizarán conceptos de Análisis de Circuitos y partes de las asignaturas de Electrónica de la carrera, así como aspectos del control automático. Se imparte en el primer semestre del cuarto año.

Descripción de la asignatura. Adecuación al perfil profesional

La asignatura contribuye a desarrollar competencias relacionadas con la transformación de energía eléctrica. Se presentarán los diferentes tipos de conversión de energía eléctrica DC/DC, CA/DC, CA/CA y DC/CA. Se presentan los conceptos básicos de los componentes de potencia, las topologías más usuales donde son utilizados y las aplicaciones más frecuentes en la industria.

Relación con otras asignaturas. Prerrequisitos y recomendaciones

En esta asignatura se utilizarán conceptos de Análisis de Circuitos I, Análisis de Circuitos II, Electrónica I y Electrónica II. Por lo que se exige haber cursado dichas asignaturas.

PROGRAMA DE LA ASIGNATURA



**ESCUELA DE INGENIERIA
ELECTRICA Y ELECTRONICA
UNIVERSIDAD DE TARAPACA**

IDENTIFICACION

ASIGNATURA	:	Electrónica de Potencia
CODIGO ASIGNATURA	:	IE-177/028/485
Nº HORAS SEMESTRALES	:	(4, 0, 1)
PRE-REQUISITOS	:	Electrónica II
CARRERA	:	Ingeniería Civil Eléctrica
SEMESTRE ACADEMICO	:	Primero

OBJETIVOS GENERALES

- 1.- Describir la características de los dispositivos electrónicos utilizados en los equipos de control de potencia
- 2.- Analizar, calcular y especificar circuitos convertidores de potencia para condiciones y aplicaciones dadas

OBJETIVOS ESPECIFICOS

1. Estudiar las bases conceptuales de la electrónica de potencia como conjunción de la energía, la electrónica y el control, con el uso de los semiconductores.
2. Reconocer las posibles aplicaciones de la electrónica de potencia en la industria, así como los diferentes tipos de convertidores.
3. Analizar los convertidores básicos, calculando corrientes, tensiones y pérdidas.
4. Evaluar el funcionamiento y prestaciones de convertidores a partir de simulaciones.
5. Especificar los componentes adecuados para cada aplicación.

CONTENIDO PROGRAMATICO

- 1.- Conceptos Básicos de Circuitos Eléctricos
 - Términos de potencia
 - Series de Fourier
 - Factores fundamentales
 - Potencia en sistemas no lineales
- 2.- Fundamentos de Electrónica de Potencia:
 - Objetivos y campos de aplicación
 - El Conversor
 - Dispositivos semiconductores de potencia
 - Conmutación
 - Modelamiento termal y disipadores de calor
- 3.- Conversores AC-DC, rectificadores:
 - conmutación natural o de línea;
 - rectificadores de conmutación natural controlados, semicontrolados y no controlados;
 - ángulos de encendido, de recubrimiento y de extinción;
 - potencia reactiva;

4.- Conversores AC-AC, cicloconvertidores:
▪ convertidor dual; ▪ control de tensión a frecuencia fija, cicloconvertidores de conmutación natural y forzada; ▪ control de frecuencia y tensión en cicloconvertidores.
5.- Conversores DC-DC, fuentes conmutadas:
▪ clasificación de convertidores dc-dc; ▪ convertidores Buck, Boost, Buck-Boost y puente H; ▪ fuentes conmutadas; ▪ convertidores de uno, dos y cuatro cuadrantes.
6.- Convertidor DC-AC, inversores:
▪ inversores monofásicos y trifásicos; ▪ inversión con conmutación forzada y de línea; ▪ controles realimentados de corriente y de voltaje; ▪ métodos de modulación.

CRONOGRAMA	
Clase	Contenidos
Unidad I:	Conceptos básicos de circuitos eléctricos
1	▪ Potencia y términos de potencia ▪ Series de Fourier ▪ Factores que cuantifican el contenido armónico ▪ Potencia en sistemas no lineales
Unidad II:	Fundamentos de la electrónica de potencia
2 y 3	▪ Aplicaciones típicas de la electrónica de potencia ▪ El convertidor de potencia ▪ Dispositivos semiconductores de potencia ▪ Conmutación ▪ Modelamiento térmico y disipador de calor
Unidad III:	Convertidores AC-DC, Rectificadores
4	▪ Rectificador monofásico no controlado de media onda, carga R, RL, RE, RLE, RLD ▫ Valor medio del voltaje de carga ▫ Valor RMS del voltaje de carga ▫ Potencia consumida por la carga ▪ Rectificador monofásico no controlado de media onda: Efecto de la inductancia de la fuente
5 a 7	▪ Rectificador puente monofásico onda completa, no controlado y controlado: carga R, RL, RLE, RLD ▫ Valor medio del voltaje de carga ▫ Valor medio corriente de carga ▫ Valor medio corriente en diodos ▫ Valor rms corriente de entrada ▫ Valor rms corriente en diodos ▫ Potencia activa que sale del convertidor ▫ Potencia activa que entra al convertidor ▫ Desplazamiento de fase ▫ Distorsión armónica total ▫ Factor de potencia del convertidor ▪ Rectificador monofásico onda completa: Efecto de la inductancia de la fuente ▫ Ángulo de conmutación ▫ Valor medio del voltaje de salida ▫ Formas de onda de voltaje y corrientes
8	Ejercicios rectificadores monofásicos

9 a 11	▪ Rectificador trifásico de media onda y onda completa, no controlado y controlado: carga R, RL, RE, RLE, RLD ▫ Valor medio del voltaje de salida ▫ Valor medio corriente de carga ▫ Valor medio corriente en diodos ▫ Valor rms corriente de carga ▫ Valor rms corriente en diodos ▫ Corriente de carga en los diodos ▫ Corriente que entra al convertidor ▫ Potencia activa que sale del convertidor ▫ Potencia activa que entra al convertidor ▫ Desplazamiento de fase ▫ Factor de potencia del convertidor ▪ Efecto inductancia de la fuente
12	▪ Rectificador monofásico y trifásico controlado, modo inversor
13	▪ Ejercicios rectificadores trifásicos
Unidad IV: Convertidores AC-AC, Cicloconvertidores	
14 y 15	▪ Conversión AC-AC directa ▪ Controlador de voltaje monofásico ▪ Controlador de voltaje trifásico con carga monofásica ▪ Controlador de voltaje trifásico con carga trifásica ▪ Cicloconvertidor monofásico ▪ Cicloconvertidor monofásico con y sin corriente circulante ▪ Cicloconvertidor trifásico
16	Ejercicios cicloconvertidor
PRUEBA 1: El alumno debe ser capaz de: – Dado un dispositivo semiconductor de potencia ac-dc, describir su comportamiento estático y dinámico. – Dada la característica de conmutación (on-off) de un dispositivo semiconductor de potencia, determinar la potencia que es necesario disipar. – Dado un problema de aplicación, describir el funcionamiento del convertidor ac-dc en cuanto a las formas de onda de voltajes y corrientes en cualquier elemento del circuito. – Dadas las señales de voltaje y corriente en los dispositivos de potencia, encontrar los parámetros que identifican el funcionamiento del convertidor ac-dc. – Dadas las señales de voltaje y de corriente para un periodo, encontrar los valores medios, rms, factor de potencia, factor de desplazamiento, potencia y distorsión armónica. – Dado los requerimientos de carga, dimensionar el convertidor ac-dc y el transformador de alimentación. – Dado la señal de voltaje y el ángulo de encendido determinar el funcionamiento de un controlador de voltaje monofásico y trifásico. – Describir el funcionamiento de un cicloconvertidor trifásico con y sin corriente circulante	
Unidad V: Convertidores DC-DC, Fuentes conmutadas	
17 y 20	▪ Convertidor reductor (Buck) ▪ Convertidor elevador (Boost) ▪ Convertidor reductor/elevador (Buck-Boost) ▫ Modo de conducción continua y discontinua ▫ Dimensionamiento
21	▪ Convertidor puente ▪ Modulación PWM ▪ Operación con voltaje monopolar y bipolar

22	Ejercicios, convertidores dc –dc
Unidad VI: Convertidores DC-AC, Inversores	
23 y 25	▪ Inversor onda cuadrada monofásico ▪ Inversor onda cuadrada trifásico ▪ Inversor con cancelación de voltaje
26	▪ Inversor de media onda, modulación por ancho de pulso
27	▪ Inversor monofásico onda completa, modulación PWM ▫ modulación PWM bipolar ▫ modulación PWM monopolar
28	▪ Inversor trifásico, modulación PWM ▪ Inversor con eliminación de armónicas ▪ Inversor con modulación delta (histéresis)
29	▪ Ejercicios, convertidores DC-AC
PRUEBA 2: El alumno debe ser capaz de: – Diseñar el convertidor dc-dc, en cualquiera de sus configuraciones, según los requerimientos del modo de conducción, voltaje fluctuante de entrada, voltaje y potencia especificado en la salida. – Describir el funcionamiento del convertidor dc-ac frente a un esquema de conmutación simple tipo onda cuadrada. – Comprender que en el convertidor dc-ac, el control de armónico y de amplitud se puede implementar con el esquema de cancelación de voltaje. – Comprender que en el convertidor dc-ac, la modulación por ancho de pulso proporciona un control de la amplitud a la frecuencia fundamental de salida. Aunque los armónicos tienen grandes amplitudes, tienen lugar a frecuencias elevadas y se pueden filtrar fácilmente.	

ACTIVIDAD DE APRENDIZAJE
Clases expositivas, Resolución de problemas, Guías de ejercicios y Lecturas

SISTEMA DE EVALUACIÓN
Dos pruebas con igual ponderación 70 % Dos a tres Tareas con promedio final 15 % Tres laboratorio con promedio final 15 % $NF = 0.70 \cdot NP + 0.15 \cdot NT + 0.15 \cdot NL$ Requisito: promedio pruebas ≥ 4.0

BIBLIOGRAFÍA
Básica: 1. Mohán. , Undeland, Robbins "Power electronics", Ed. J. Wiley & sons, 3a Edición. 2003 2. Electrónica de Potencia; Daniel W. Hart; Prentice Hall 2001 3. Rashid, Muhammad H. "Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones" Pearson, Prentice Hall, Edición: 3era ed. 2004. Complementaria: 1. Electrónica de Potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones; M. H. Rashid, Prentice Hall 1995.

DIRECTOR DE DEPARTAMENTO	DECANO DE ESCUELA

DIRECCIÓN DE DOCENCIA

Unidad I

Conceptos Básicos de Circuitos Eléctricos

1.1 Introducción

La electrónica de potencia y la tecnología de conversión de la energía eléctrica se refieren a los sistemas que producen, transmiten, controlan y miden la energía eléctrica. Al describir las características de estos sistemas, se requiere la aplicación de varios parámetros de medida llamados factores. Entre los factores más importantes están, el factor de potencia (FP), eficiencia en la transferencia de energía (η), el factor de ondulación o rizado (FO) y la distorsión armónica total (THD). En la enseñanza de la ingeniería eléctrica, con estos factores se han descrito con éxito las características de los sistemas (generación, transmisión, distribución, protección y análisis armónico) y la mayoría de los accionamientos de motores ac y dc. En esta unidad se hace un repaso de la determinación de estos factores.

1.2 Potencia y términos de potencia

Hay varios términos de potencia, como potencia aparente (o potencia compleja), S , potencia activa (o real), P y la potencia reactiva, Q .

Potencia aparente S

La potencia aparente S se define de la siguiente manera:

$$S = VI^* = P + jQ$$

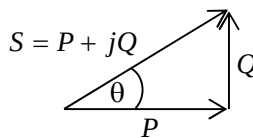


Figura 1.1 Triangulo de potencia en una carga R-L

Potencia activa P

Potencia activa o potencia real P es la parte real de la potencia aparente:

$$P = VI \cos \theta = RI^2$$

Potencia reactiva Q

Potencia reactiva Q es la parte imaginaria de la potencia aparente:

$$Q = VI \sin \theta = XI^2$$

Factor de potencia FP

El factor de potencia se define como:

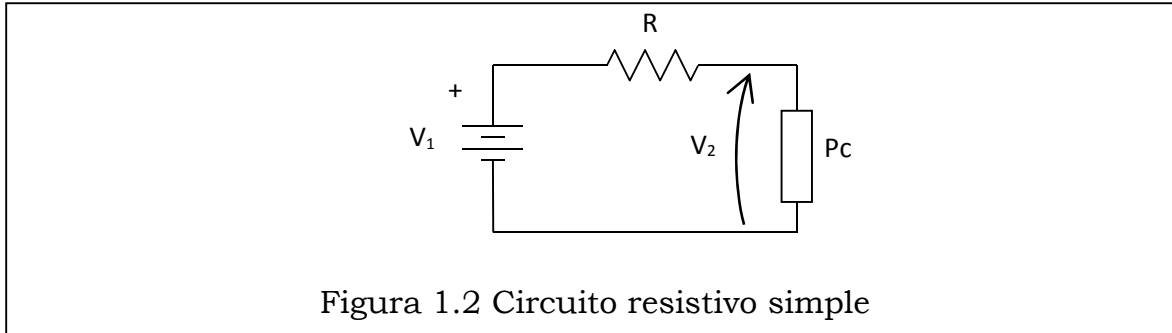
$$FP = \frac{P}{S} = \cos \theta = \frac{RI^2}{VI^*}$$

Eficiencia en la transferencia de energía η

La eficiencia de la transferencia de energía (η) se define por la relación de la potencia activa de salida P_{sal} dividido por la potencia activa de entrada $P_{entrada}$:

$$\eta = \frac{P_{SAL}}{P_{ENTRADA}}$$

Ejemplo 1.1 Para el circuito resistivo simple de la figura 1.2, la carga se encuentra consumiendo una potencia activa P . Para esta condición, determinar la potencia entregada por la batería y la eficiencia de la transmisión.



Para la operación del circuito, se puede plantear

$$I = \frac{V_1 - V_2}{R}$$

$$P_C = V_2 I = \frac{V_1 V_2}{R} - \frac{V_2^2}{R}$$

de donde

$$V_2 = \frac{V_1}{2} + \frac{\sqrt{V_1^2 - 4P_C R}}{2}$$

Si en la potencia de carga, la resistencia R y el voltaje en la batería, son respectivamente:

$$P_C = 70 \text{ W} \quad V_1 = 100 \text{ V} \quad R = 2 \text{ } \Omega$$

entonces, el voltaje en la carga, la potencia que entrega la batería y la eficiencia en la transmisión son:

$$V_2 = 98.58 \text{ V}$$

$$P_1 = V_1 \frac{V_1 - V_2}{R} = 70.98 \text{ W}$$

$$\eta\% = \frac{P}{P_1} 100 = 98.62 \%$$

Ejemplo 1.2 La figura 1.3 muestra una fuente de alimentación monofásica sinusoidal con una resistencia de interconexión $R = 0,2 \text{ } \Omega$ que alimenta una la carga R-L con $R_C = 2 \text{ } \Omega$ y $L_C = 4 \text{ mH}$. El voltaje de la fuente es sinusoidal con un voltaje de 100 V (voltaje RMS) y la frecuencia $f = 50 \text{ Hz}$.

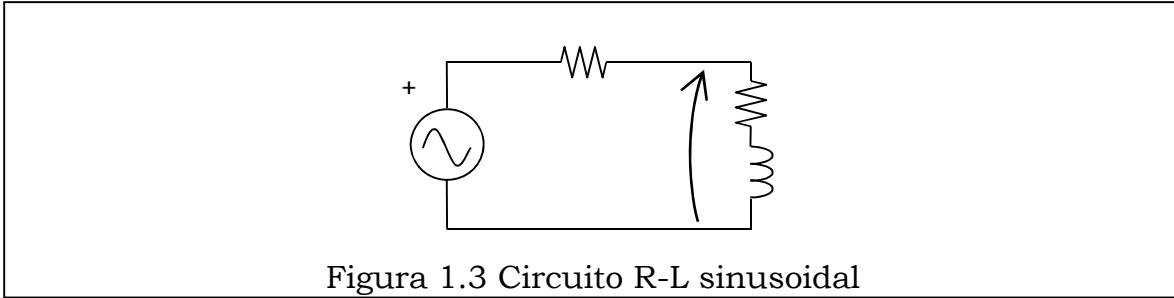


Figura 1.3 Circuito R-L sinusoidal

Con el voltaje de la fuente sinusoidal, la corriente en la carga es:

$$V = 100\sqrt{2}\sin(100\pi t) \text{ V}$$

$$I = \frac{V}{R + R_c + jX_c} = 34.273 - j19.576 \text{ A}$$

la potencia que entrega la fuente es:

$$S = VI^* = 3427.352 + j1957.642 \text{ VA}$$

$$P_i = 3427.352 \text{ W}$$

$$Q_i = 1957.642 \text{ VAr}$$

el voltaje y la potencia consumida en la carga:

$$V_c = Z_c I = 93.145 + j3.915 \text{ V}$$

$$S_c = V_c I^* = 3115.684 + j1957.642 \text{ VA}$$

$$P_c = 3115.684 \text{ W}$$

$$Q_c = 1957.642 \text{ VAr}$$

el factor de potencia y eficiencia de la transmisión:

$$F_p = \cos\left(\tan^{-1}\left(\frac{Q_c}{P_c}\right)\right) = 0.847 \text{ atraso}$$

$$\eta = \frac{P_c}{P_i} 100 \% = 90.906 \%$$

1.3 Series de Fourier

Para una señal periódica que es integrable en $[-\pi, \pi]$, su descomposición en serie de Fourier tiene la siguiente expresión.

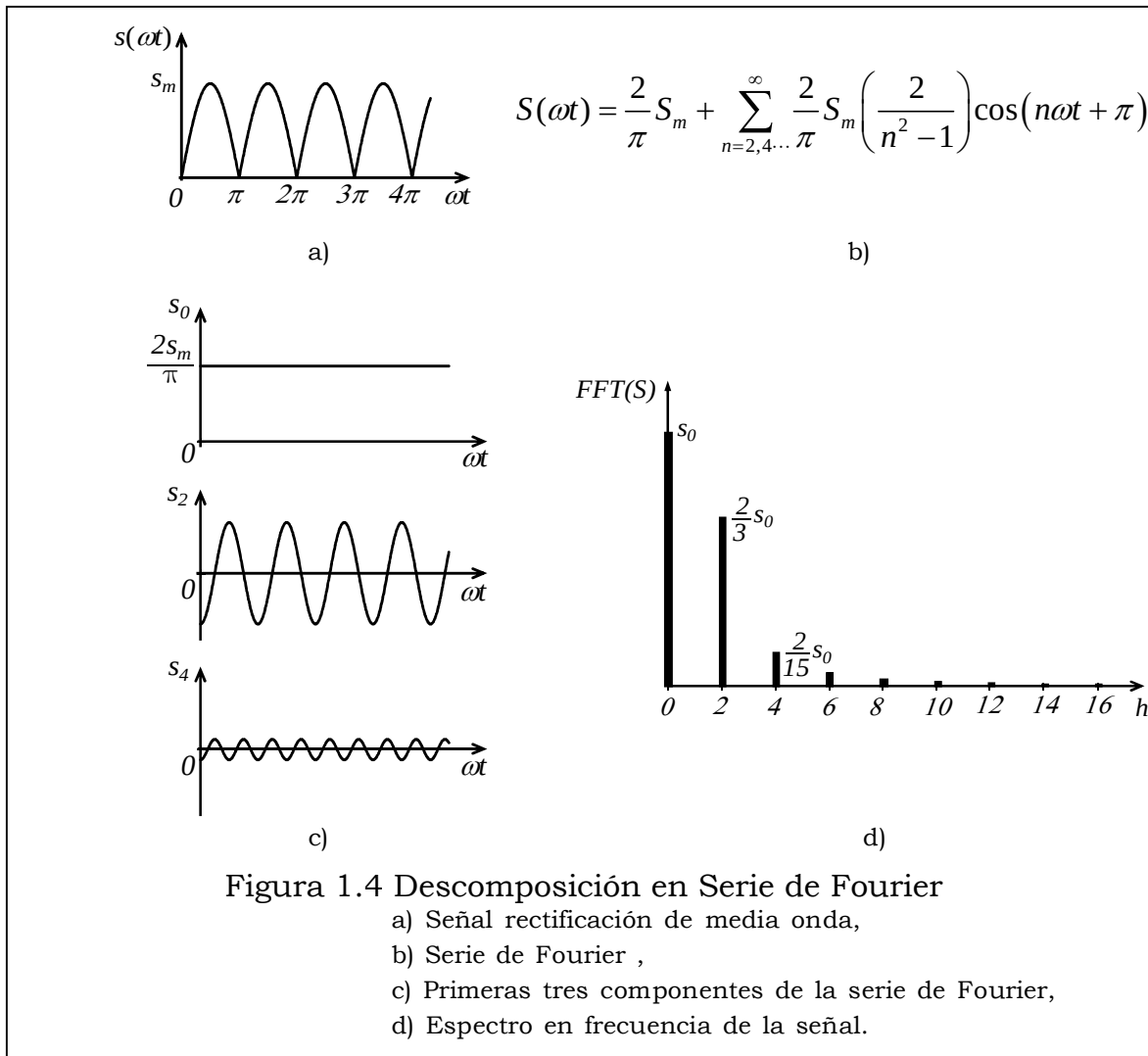
$$S(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(nt) + b_n \sin(nt)]$$

donde a_n y b_n son llamados coeficientes de Fourier

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} S(t) \cos(nt) dt \quad n \geq 0$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} S(t) \sin(nt) dt \quad n \geq 1$$

Ejemplo 1.3 Descomposición en serie de Fourier de la señal de rectificación de media onda.



1.4 Factores que cuantifican el contenido armónico

Los factores que se emplean ampliamente son:

Factor de distorsión armónica total THD

Una forma de onda periódica de AC, generalmente, posee diversos armónicos de alto orden. Dado que los valores instantáneos se repiten periódicamente en la frecuencia fundamental f (o $\omega = 2\pi f$), el espectro correspondiente en el dominio de la frecuencia consiste de picos discretos en las frecuencias nF (o $n\omega = 2n\pi f$), donde $n = 1, 2, 3, \dots, \infty$. La componente de primera, orden ($n = 1$), corresponde a la componente fundamental. La distorsión armónica total (THD) se define por la relación de la suma de todos los armónicos de orden superior (valor RMS) respecto de la armónica fundamental (valor RMS):

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} S_{RMS_i}^2}}{S_{RMS_1}}$$

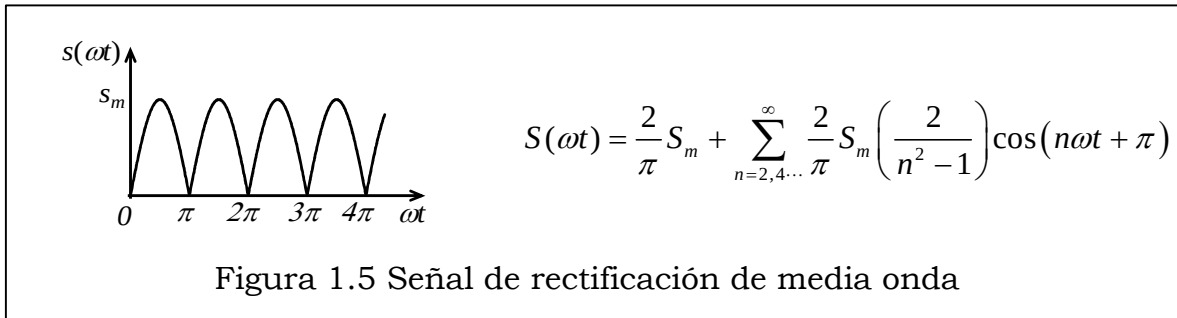
Factor de ondulación o rizado FO

Una forma de onda DC posee, generalmente, una componente DC junto a diversos armónicos de orden superior. Estos armónicos producen una ondulación sobre la forma de onda DC. Dado que los valores instantáneos se repiten periódicamente en la frecuencia fundamental f (o $\omega = 2\pi f$), el espectro correspondiente en el dominio de la frecuencia consiste en picos discretos en las frecuencias nf (o $n\omega = 2n\pi f$), donde $n = 0, 1, 2, 3, \dots, \infty$. El orden cero, componente ($n = 0$), corresponde a la componente de DC. El factor de ondulación (FO) se define por la relación de la suma de todos los armónicos de orden superior respecto a la componente DC:

$$FO = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} S_{RMS_i}^2}}{S_{dc}}$$

Con el fin de describir de mejor forma los factores fundamentales, se presentan algunos ejemplos como la aplicación de estos.

Ejemplo 1.4 De la señal de rectificación de media onda del problema anterior, calcular el factor de distorsión armónica total THD y el factor de ondulación FO.



Amplitud de los veinte primeros armónicos de la señal $S(\omega t)$, $S_m = 100$

Orden	DC	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
Amplitud	63.662	42.441	8.488	3.638	2.021	1.286	0.89	0.653	0.499	0.394	0.319

El factor de distorsión armónica total, THD

$$THD = \frac{\sqrt{\left(\frac{8.488}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{3.638}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{2.021}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{1.286}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0.89}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0.653}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0.499}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0.394}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0.319}{\sqrt{2}}\right)^2}}{\left(\frac{42.441}{\sqrt{2}}\right)} = 0.277$$

El factor de distorsión o rizado, FO

$$FO = \frac{\sqrt{\left(\frac{42.441}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{8.488}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{3.638}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{2.021}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{1.286}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0.89}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0.653}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0.499}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0.394}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0.319}{\sqrt{2}}\right)^2}}{\left(\frac{2}{\pi}100\right)} = 0.483$$

1.5 Potencia en sistemas no lineales

De manera general, las señales de voltaje y corriente expresadas en serie de Fourier.

$$v(t) = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \phi_n)$$

$$P = V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n I_n}{2} \cos(\theta_n - \phi_n)$$

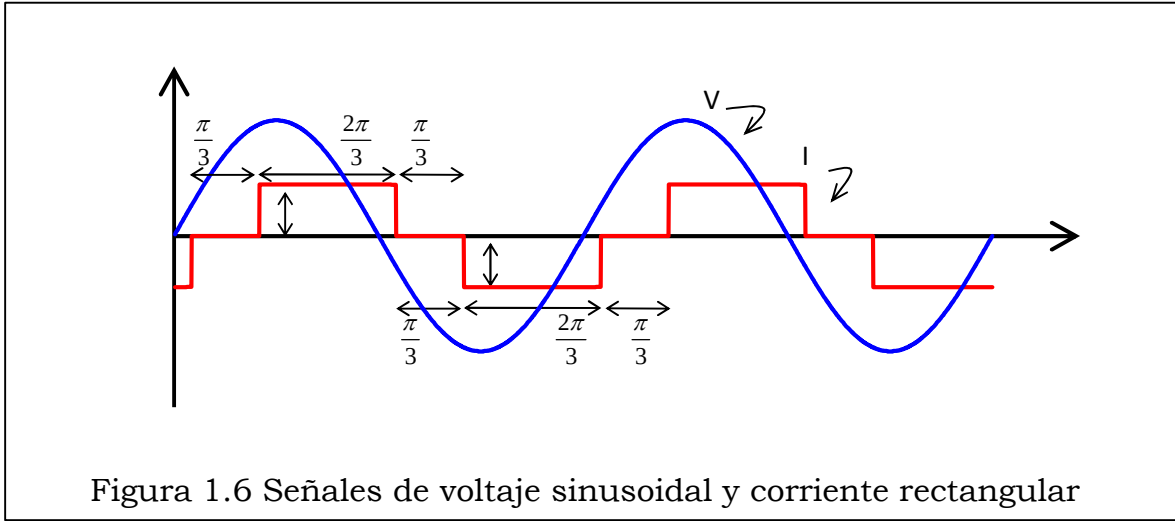
Por ortogonalidad, en la potencia media sólo aparecen términos con productos de voltajes y corrientes de igual frecuencia. Si el voltaje es una

sinusoidal perfecta, sólo contendrá primer armónico, la potencia media queda:

$$P = (0)I_0 + \frac{V_1 I_1}{2} \cos(\theta_1 - \phi_1) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(0)I_n}{2} \cos(\theta_n - \phi_n)$$

$$P = \frac{V_1 I_1}{2} \cos(\theta_1 - \phi_1) = V_{1_RMS} I_{1_RMS} \cos(\theta_1 - \phi_1)$$

Ejemplo 1.5 Para las señales de voltaje sinusoidal y corriente rectangular de la figura 1.6, determine el Fp y la distorsión armónica total, THD.



El valor rms de la corriente es:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} i(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} I_0^2 d\theta} = I_0 \sqrt{\frac{2}{3}}$$

El valor peak y rms de la primera armónica o fundamental de la corriente son:

$$I_{1,pick} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i(t) \sin(\beta) d\beta = \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_0 \sin(\beta) d\beta = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_0$$

$$I_{1,RMS} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_0$$

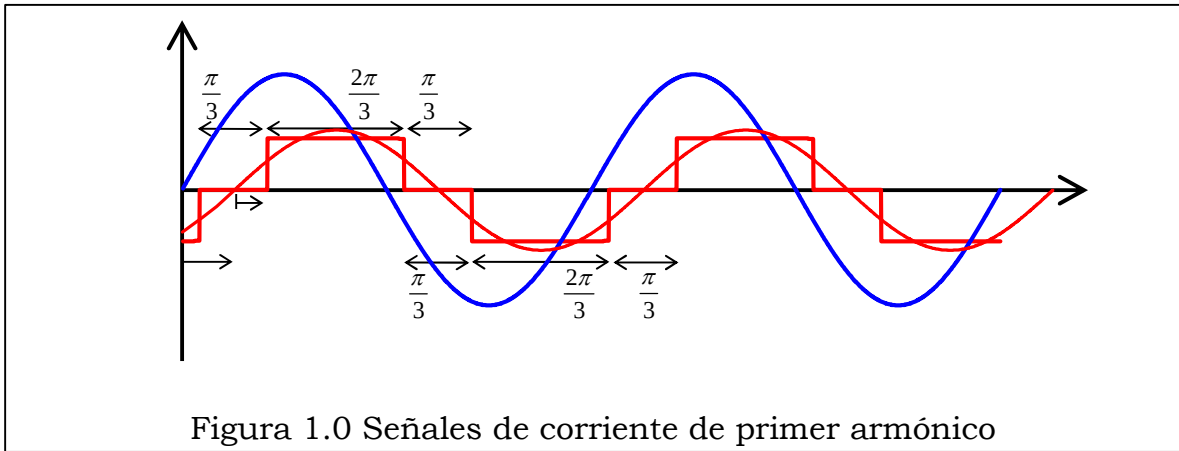
El valor rms de la corriente es:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} i(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} I_0^2 d\theta} = I_0 \sqrt{\frac{2}{3}}$$

El valor peak y el valor rms de la primera armónica o fundamental de la corriente son:

$$I_{1,pick} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i(t) \sin(\beta) d\beta = \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_0 \sin(\beta) d\beta = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_0$$

$$I_{1,RMS} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_0$$



El ángulo de desfase de la corriente fundamental en relación al voltaje es:

$$\phi_1 = \alpha$$

Por tanto el factor de potencia es:

$$FP = \frac{I_1 \cos(\phi)}{I_s} = \frac{\sqrt{6}\sqrt{3}I_0 \cos \alpha}{\pi\sqrt{2}I_0} = \frac{3}{\pi} \cos \alpha$$

y la potencia media:

$$P = V_{1,RMS} I_{1,RMS} \cos(\phi) = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_{RMS} I_0 \cos \alpha$$

La distorsión armónica:

$$THD = \frac{I_{ac}}{I_1} = \frac{\sqrt{I_s^2 - I_1^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{\frac{2}{3} - \frac{6}{\pi^2}}}{\frac{\sqrt{6}}{\pi}} = \frac{\sqrt{\pi^2 - 9}}{3} = 0.3108$$

Unidad II

Fundamentos de la Electrónica de Potencia

2.1 Introducción

La electrónica de potencia es la tecnología de conversión de energía eléctrica de una forma a otra, basándose en circuitos eléctricos que emplean dispositivos semiconductores de potencia. También puede ser vista como la interfaz que facilita la transferencia de potencia desde la fuente a la carga, convirtiendo el voltaje y la corriente de una forma definida a otra deseada.

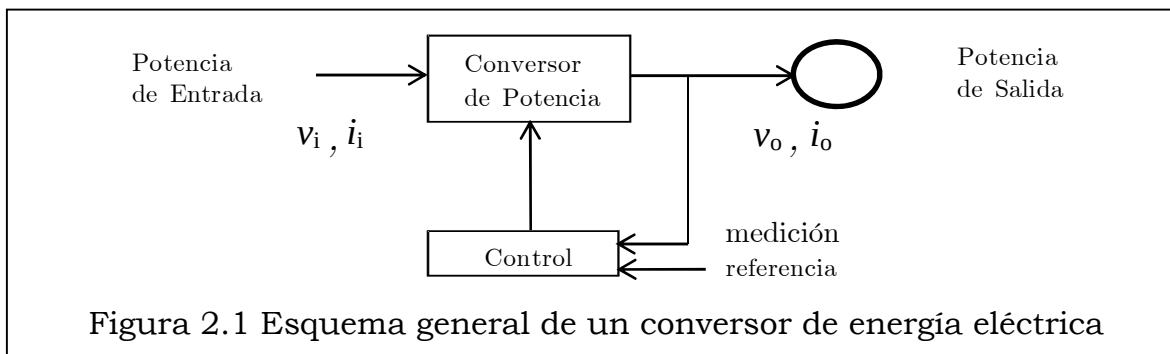
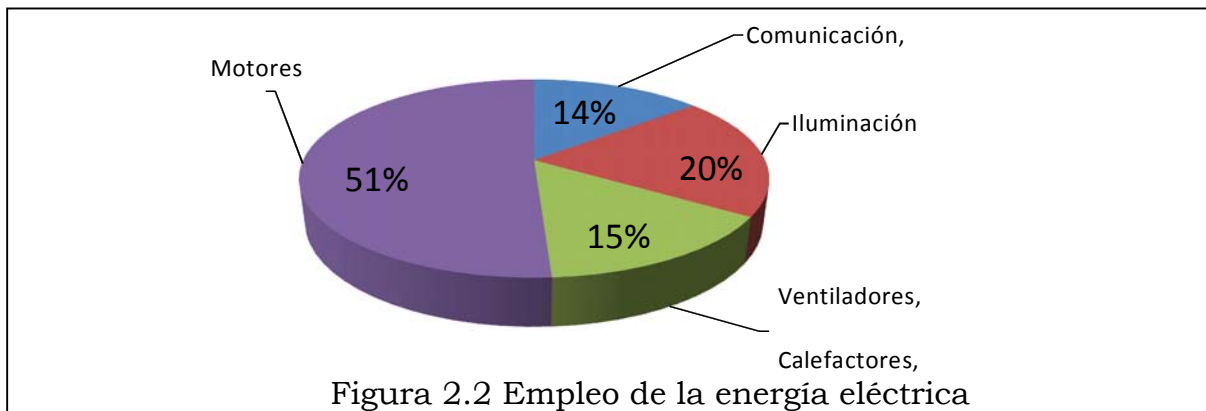


Figura 2.1 Esquema general de un convertor de energía eléctrica

En la implementación de un equipo conversor de potencia, se incorporan los conceptos de circuitos analógicos, dispositivos electrónicos, sistemas de control, sistemas de energía, magnetismo, y las máquinas eléctricas, entre otros.

2.2 Aplicaciones

La energía eléctrica requiere convertirse debido a que no todos los equipos (cargas) tienen características similares y los procesos industriales emplean la energía de igual manera.

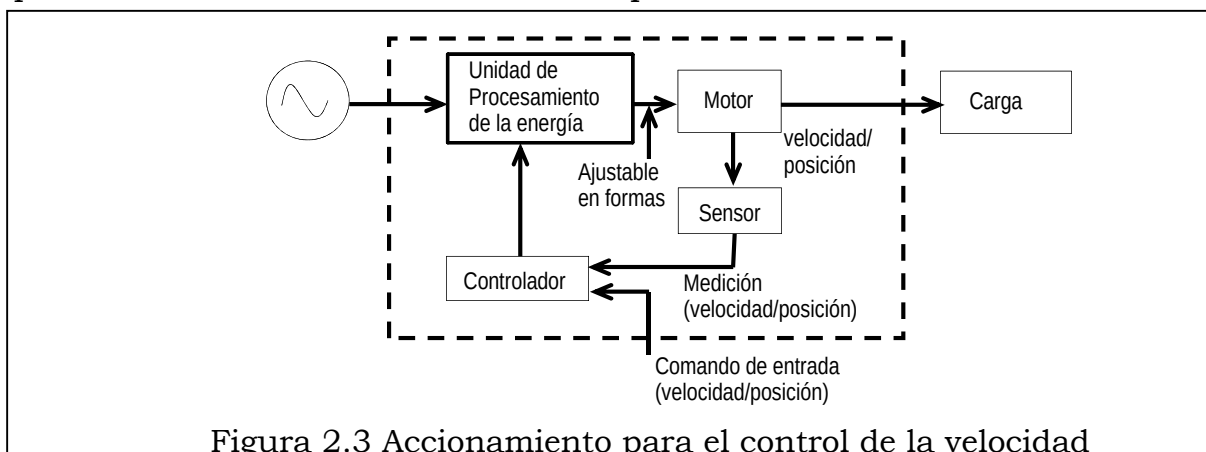


2.3 Aplicaciones típicas de la electrónica de potencia

La gran parte de las aplicaciones de la electrónica de potencia se encuentran en el accionamiento eléctrico y equipos electrónicos, como fuentes de poder. A continuación se indican algunas de estas aplicaciones.

Accionamiento para el control de la velocidad de un motor

En la figura se muestra un diagrama general de un accionamiento para el control de velocidad de una máquina:



Este tipo de aplicación integra varias tecnologías y se compone principalmente de:

Convertidor: Procesador de la energía (rectificador, inversor, etc.).

Sistema electromecánico: Transforma la energía eléctrica en energía mecánica (máquinas, motores, etc.).

Sensores: Miden las variables del sistema (ω , δ , V , A , etc.).

Controlador: Permite accionar el sistema electromecánico y la carga.

Interfaz digital: Adapta las señales de control para su uso en el convertidor.

Dependiendo del tipo de conversor, es posible invertir el flujo de la energía, en este caso se habla de una regeneración.

Computador portátil (laptop)

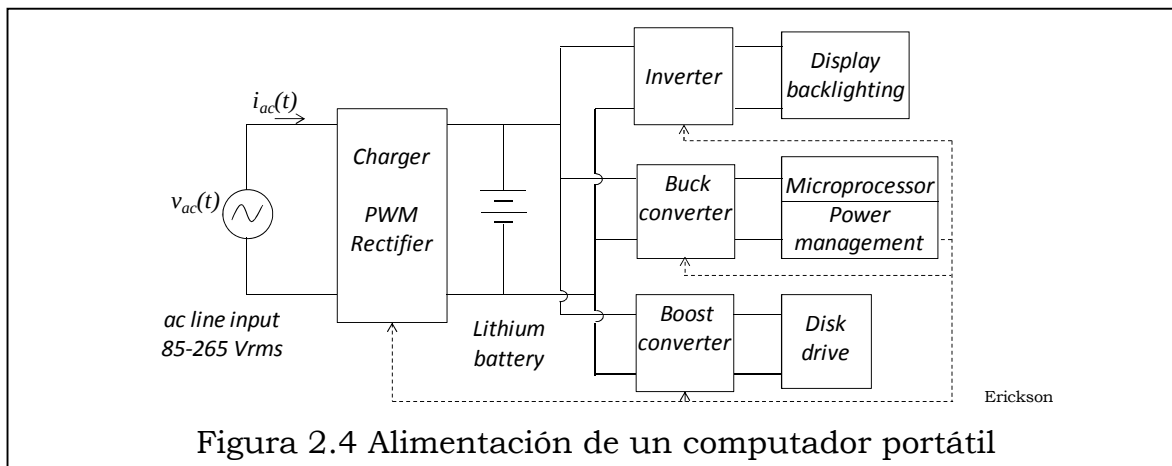


Figura 2.4 Alimentación de un computador portátil

Sistema eléctrico de un satélite

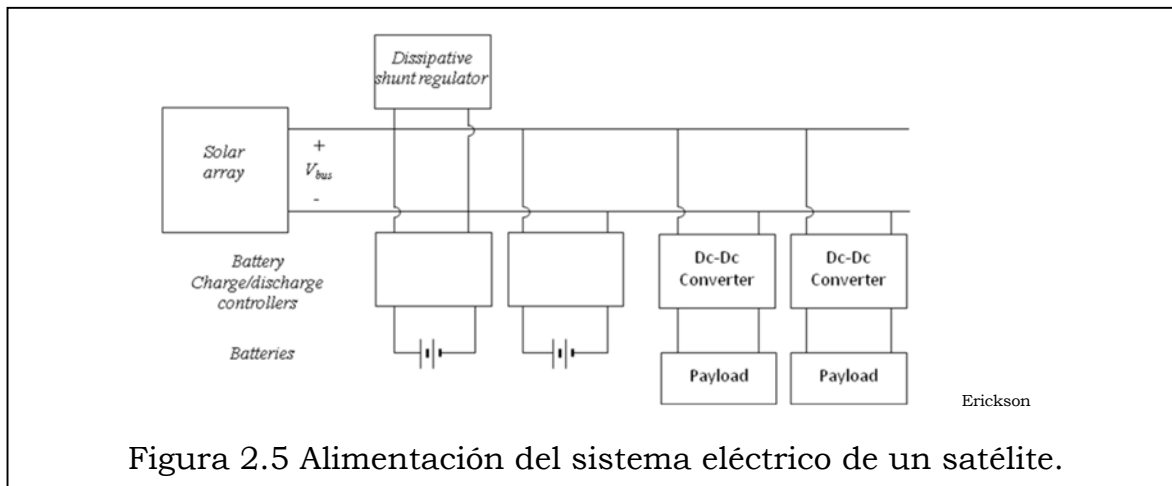
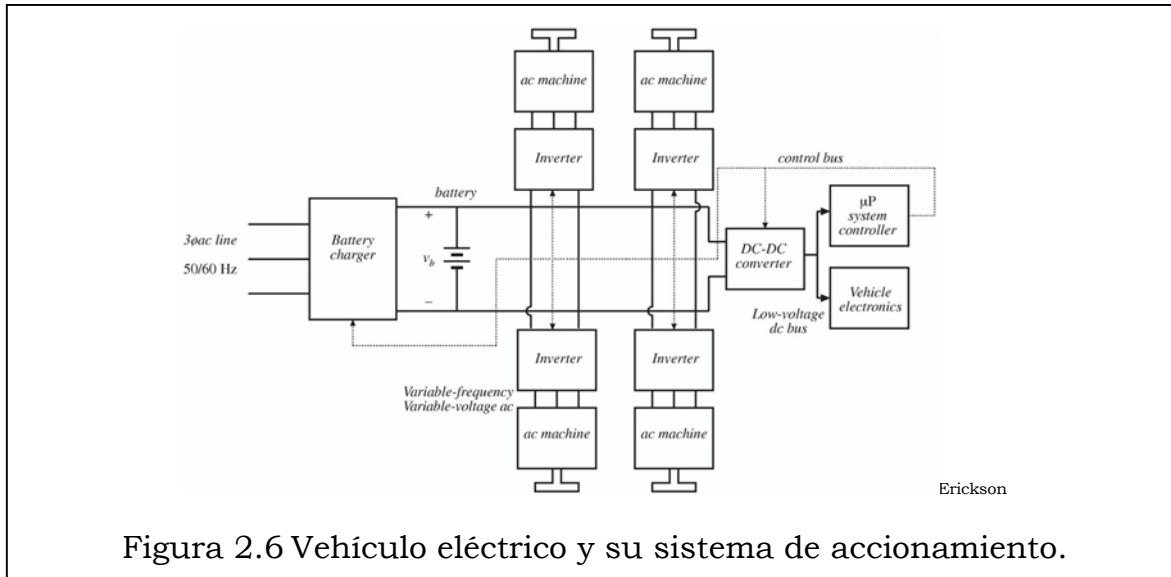


Figura 2.5 Alimentación del sistema eléctrico de un satélite.

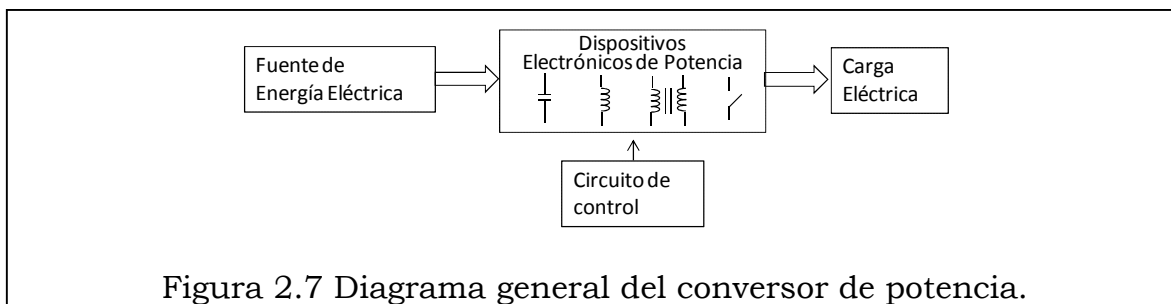
Vehículo eléctrico



2.4 El Conversor de potencia

La interacción entre el suministro y la carga depende de la topología del convertidor, que adapta las señales de voltaje y corrientes de la línea a condiciones aptas para la carga. La disponibilidad de una conmutación rápida de estos dispositivos y los progresos en la tecnología digital han conducido a un rápido desarrollo del convertidor.

El conversor está constituido por dispositivos semiconductores de potencia junto con elementos de circuitos pasivos. Los dispositivos semiconductores operan como conmutadores, donde la operación de encendido y apagado está controlada de tal manera que la fuente de energía eléctrica, en los terminales de entrada del convertidor, es vista con características diferente en sus terminales de salida.



Dada la ubicación del convertidor se requiere que:

- Su diseño considere el empleo de componentes sin pérdidas.
- No considere componentes mecánicos rotatorios ni móviles
- Alta confiabilidad, idealmente un convertidor no sufrirá fallas de operación en toda su vida útil. Este objetivo es mucho más difícil de alcanzar que una alta eficiencia.

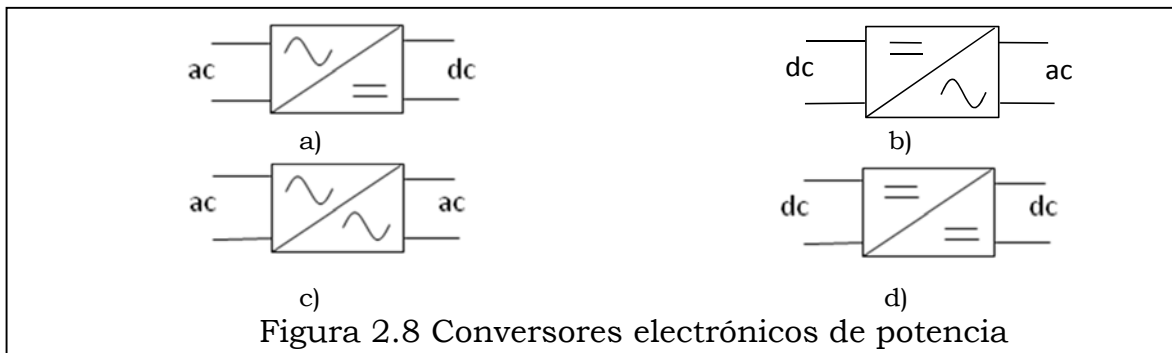
Las cuatro clases principales conversores electrónicos de potencia se representan en la figura 2.8. Son:

Conversores AC/DC, llamados rectificadores que convierten el voltaje AC de la entrada a un voltaje DC controlado de salida (figura 2.8 a)

Conversores DC/AC, llamados inversores que convierten el voltaje voltaje DC de entrada a un voltaje AC de la salida, con magnitud y frecuencia controlable (figura 2.8 b)

Conversores AC/AC, llamados cicloconvertor cuando se controla la frecuencia de la señal de salida y regulador de fase cuando se controla la magnitud de la salida (figura 2.8 c)

Conversores DC/DC, llamados chopper que regulan los niveles de voltaje y corriente de salida. También se conocen como fuentes conmutadas (figura 2.8 d)



2.5 Dispositivos semiconductores de potencia

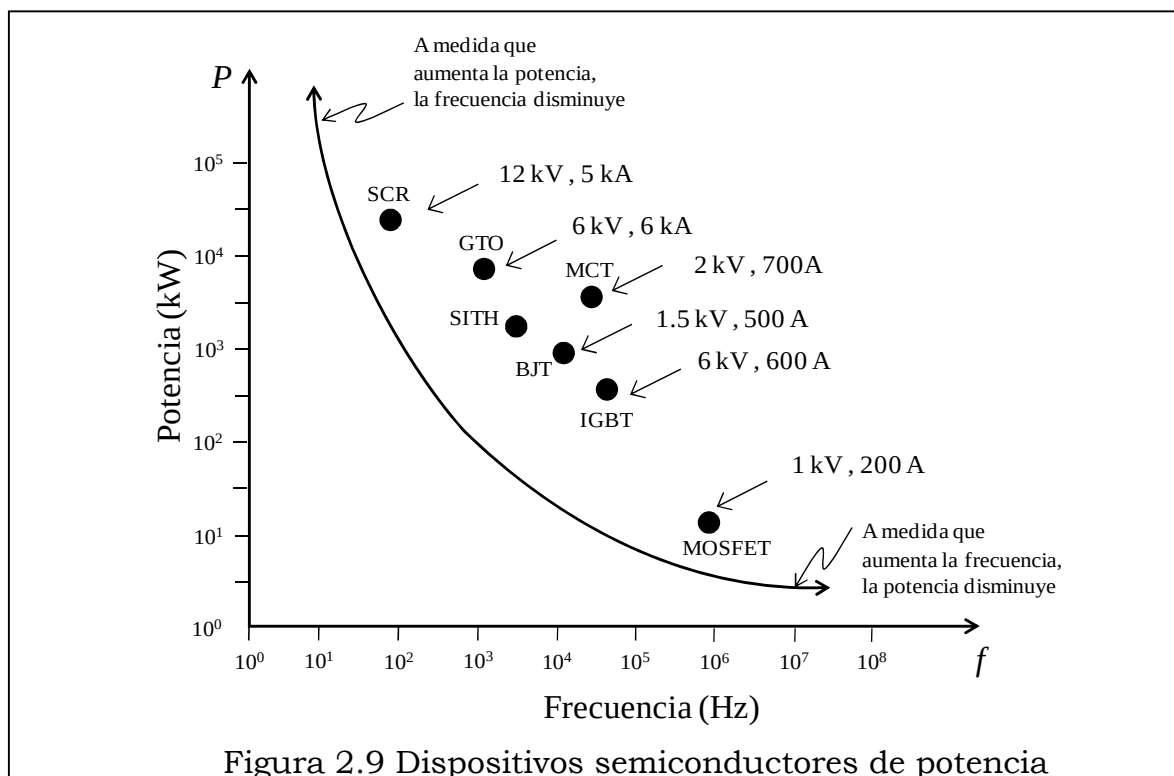
El rápido desarrollo de los dispositivos semiconductores de potencia se ha manifestado en significativas mejoras, como:

- Velocidad de conmutación
- Capacidad de potencia
- Eficiencia
- Confiabilidad

Los principales dispositivos semiconductores de potencia, agrupados de acuerdo a su capacidad de control son:

- Diodos: Dispositivos no controlados, se incluyen además diodos Zener, diodos optoelectrónico, diodos Schottky y diacs
- SCR: Conocidos también como tiristores, su encendido es controlado por una señal de corriente de baja potencia, su apagado debe hacerse a través del circuito de potencia
- GTO: Dispositivo con capacidad de control en el encendido y el apagado, en ambos casos el control es por una señal de corriente.
- BJT: Es un transistor con juntura bipolar, su encendido y apagado es controlado por una corriente de base.
- MOSFET: Transistor de efecto de campo su encendido y apagado es controlado por una señal de voltaje.
- IGBT: Dispositivo que combina la capacidad de encendido de un transistor FET con la capacidad de corriente de conducción de un transistor bipolar.

La figura muestra las capacidades de frecuencia de conmutación y potencia, así como sus rangos de voltaje de bloqueo y de corriente de conducción.



Diodos

Es un dispositivo de dos terminales que no es controlable. Su estado de conducción lo determina el circuito de potencia.

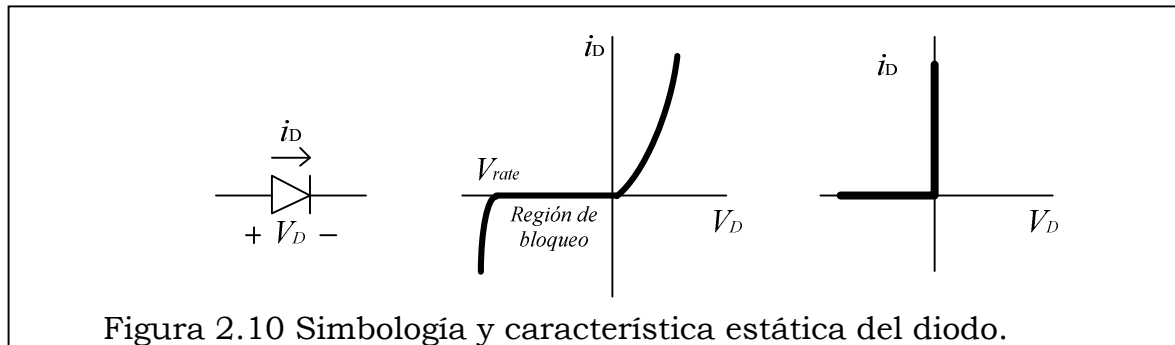


Figura 2.10 Simbología y característica estática del diodo.

El Tiristor (SCR)

Dispositivo controlable. La activación (enclavamiento) se lleva a cabo mediante la inyección de una corriente en el terminal de puerta (i_G), mientras está polarizado en forma directa ($V_{AK} > 0$). En esta condición, $i_G > 0$, cargas negativas salen por la compuerta, transformando el material tipo p en uno de tipo n. Entonces, respecto a los terminales ánodo-cátodo, el dispositivo es visto como un diodo que permanece en conducción mientras $V_{AK} > 0$.

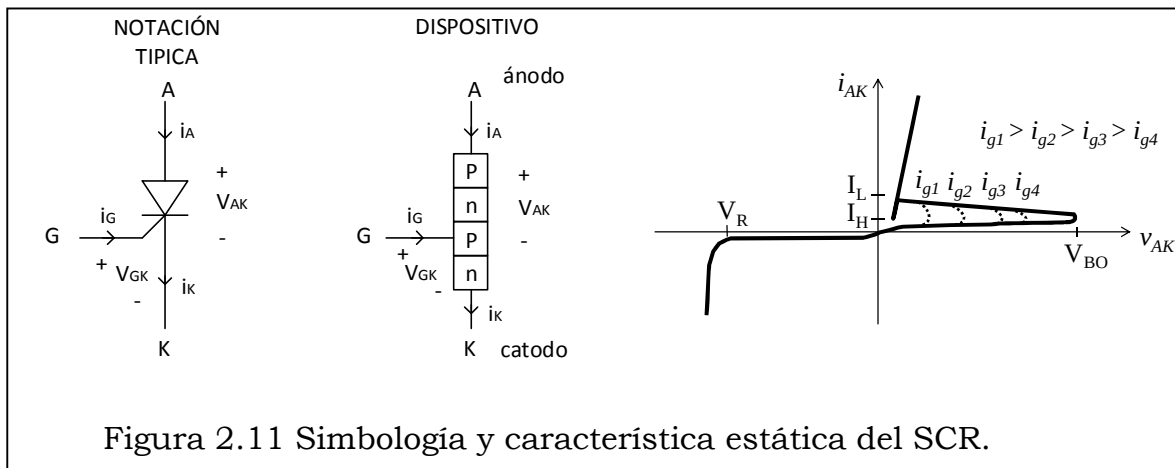


Figura 2.11 Simbología y característica estática del SCR.

- IL : Corriente de enganche (Latching Current), es la corriente ánodo cátodo mínima que deja en conducción al dispositivo.
- IH : Corriente de mantenimiento (Holding Current), es la corriente ánodo cátodo mínima que mantiene encendido el dispositivo.
- VBO: Voltaje de bloqueo directo máximo (Break-Over Voltage), es el voltaje ánodo cátodo máximo que mantiene apagado al dispositivo.
- VR : Voltaje de bloqueo inverso (Reverse Voltage), es el voltaje ánodo cátodo inverso máximo que mantiene apagado al dispositivo.

Circuito de Compuerta SCR

El circuito de compuerta se debe diseñar de manera que su recta de carga este dentro de la región de operación de la compuerta, la cual está definida por las siguientes regiones.

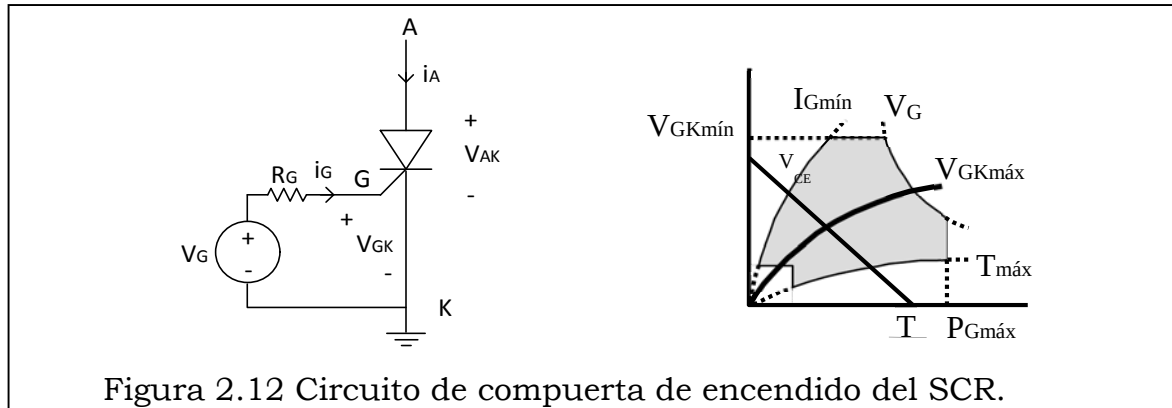


Figura 2.12 Circuito de compuerta de encendido del SCR.

V_{GKmax} , V_{GKmin}	: Voltaje de compuerta máximo y mínimo
I_{Gmax} , I_{Gmin}	: Corriente de compuerta máxima y mínima
T_{max} , T_{min}	: Temperatura de compuerta máxima y mínima
P_{Gmax}	: Potencia de compuerta máxima

GTO, Gate turn-off thyristor

Dispositivo con alta capacidad de conmutación en alta potencia, frecuencia de conmutación hasta 5 kHz. Para el apagado se requiere una gran corriente inversa de gate ($\sim 1/3 I_A$), lo que complica el circuito de compuerta.

El GTO requiere normalmente un circuito snubbers, los cuales en alta potencia son caros. En la actualidad son dispositivos que están en retirada.

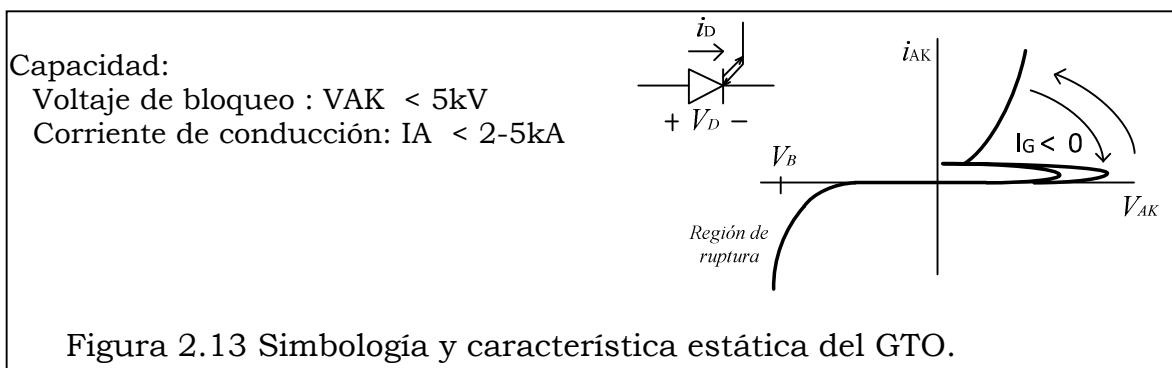
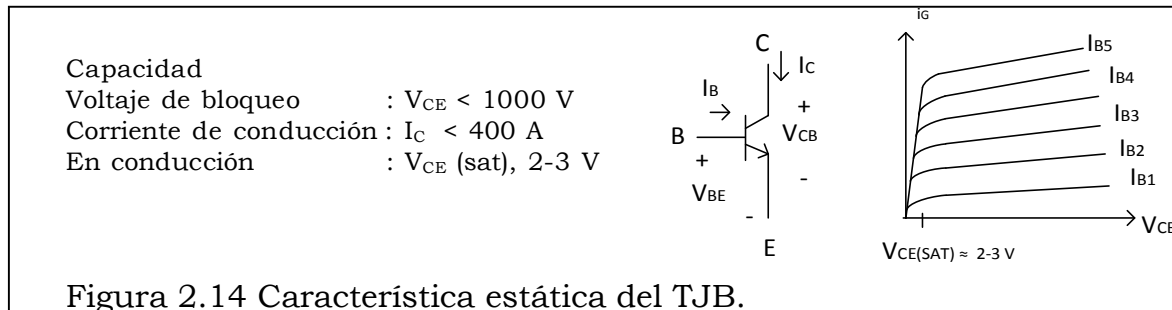


Figura 2.13 Simbología y característica estática del GTO.

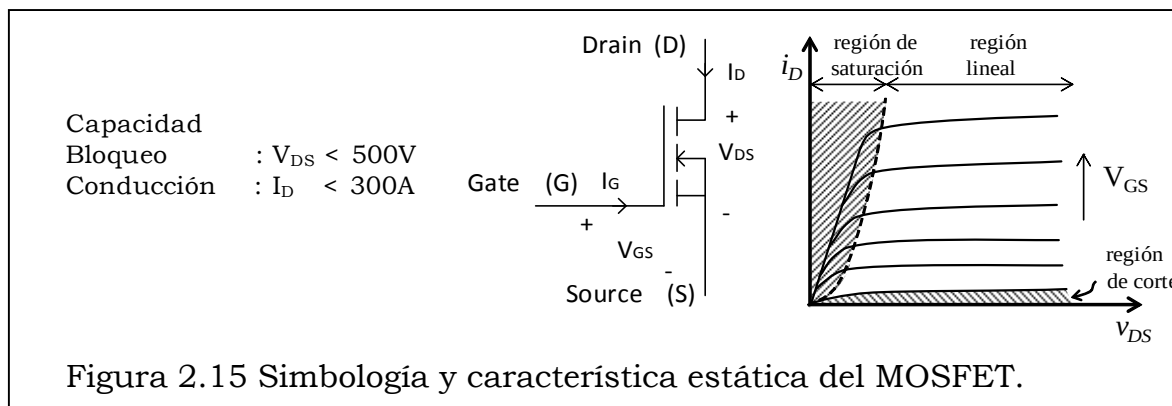
Transistor de juntura bipolar (TJB)

Es un dispositivo con capacidad de encendido y apagado a través de una señal de corriente (I_B), para el apagado basta eliminar la corriente de base. Opera en las regiones de saturación y corte, la operación en su zona lineal presenta excesivas pérdidas. La velocidad de conmutación puede llegar hasta 10 kHz. Posee una escasa capacidad de sobrecorriente (~ 2 veces I_n).



Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor (MOSFET)

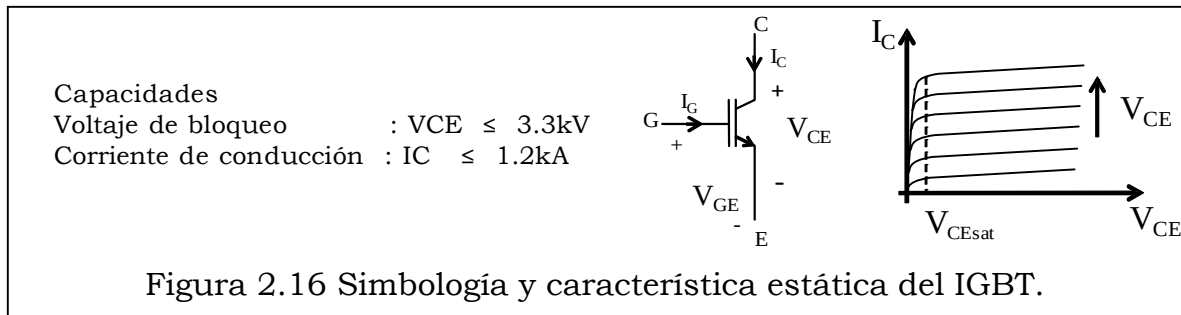
Dispositivo que se enciende por voltaje, presenta un circuito de compuerta de encendido simple, se necesita aplicar $V_{GS} = +15\text{V}$ para el encendido y 0 V para el apagado. Velocidad de conmutación de hasta 100 KHz, para dispositivos de baja potencia (algunos cientos de Watts) puede llegar al rango de los MHz.



Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

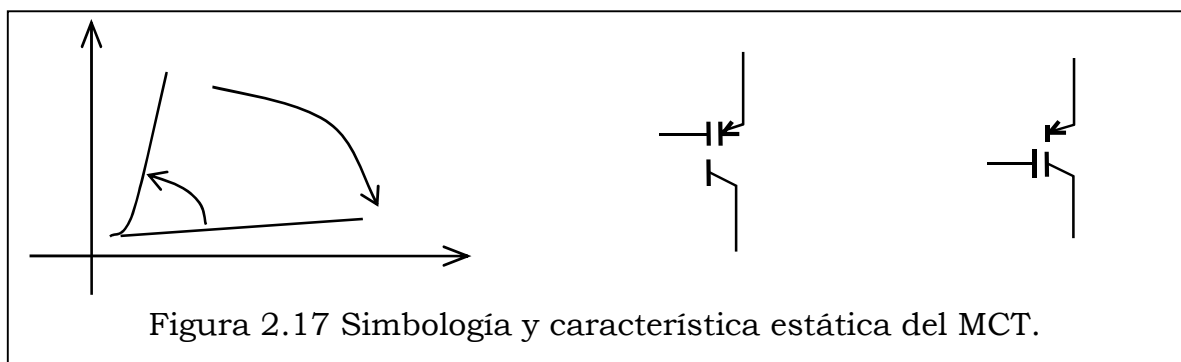
Dispositivo que combina las características de un BJT con un MOSFET, tiene una compuerta de encendido similar a la de un MOSFET, por lo que presenta un fácil encendido y apagado.

Bajas pérdidas similar al BJT debido a que en conducción el voltaje colector emisor es pequeño (3-4V).



MOS Controlled Thyristors (MCT)

Características similares al GTO pero con la ventaja que no requiere una corriente elevada para apagar el dispositivo. Menor voltaje de conducción que el IGBT.



Ejemplo 2.1 Encendido de un Tiristor. Indique si el SCR, en el circuito de la figura, opera de manera satisfactoria en las siguientes condiciones.

- Estando abierto S2, se cierra S1, energizando el conjunto (carga resistiva, $R=5\ \Omega$)
- Estando cerrado S1 el interruptor S2 se cierra por 1ms. Considere las siguientes cargas:
 - $R = 5\ \Omega$
 - $R = 1\ \Omega \quad L = 10\ H$
 - $R = 20\ \Omega \quad L = 10\ mH$

Datos del SCR

PIV = 800 V

$I_{(AV)} = 150\ A$

$I_H = 100\ mA$

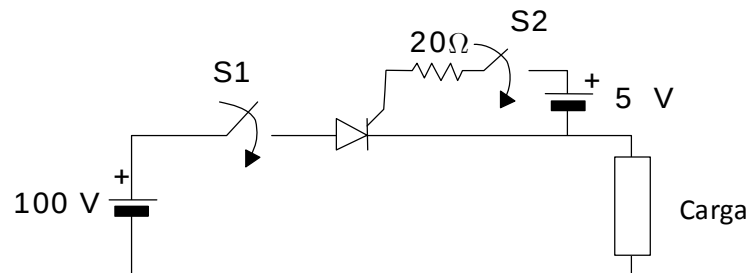
$I_L = 200\ mA$

$I_{GT} = 100\ mA$

$V_{GT} = 3\ V$

$dv/dt = 20\ V/ms$

$di/dt = 100\ A/ms$



- No, al no haber corriente de compuerta y considerando que el SCR soporta el voltaje de bloqueo de 100 V.
- Al cerrarse S2, se activa la compuerta de encendido del SCR circulando una corriente de:

$$I_G = \frac{5-3}{20} = 100\ mA$$

Esta corriente en el Gate está presente por 1 ms.

- Carga $R = 5\ \Omega$

Se establece una corriente de carga de 20 A, la cual está dentro del rango de operación del dispositivo

- Carga $R = 1\ \Omega \quad L = 10\ H$

En este caso la corriente de carga tiene la siguiente expresión

$$i(t) = 100 - 100e^{-0.1t}$$

Para $t = 1\ ms$, instante en que se abre S2, la corriente de carga tiene un valor igual a 0.0099 A que es menor a la corriente de enganche (200

mA), por lo que el dispositivo no mantiene la conducción y deja de conducir.

iii) Carga $R = 20 \, \Omega$ $L = 10 \, \text{mH}$

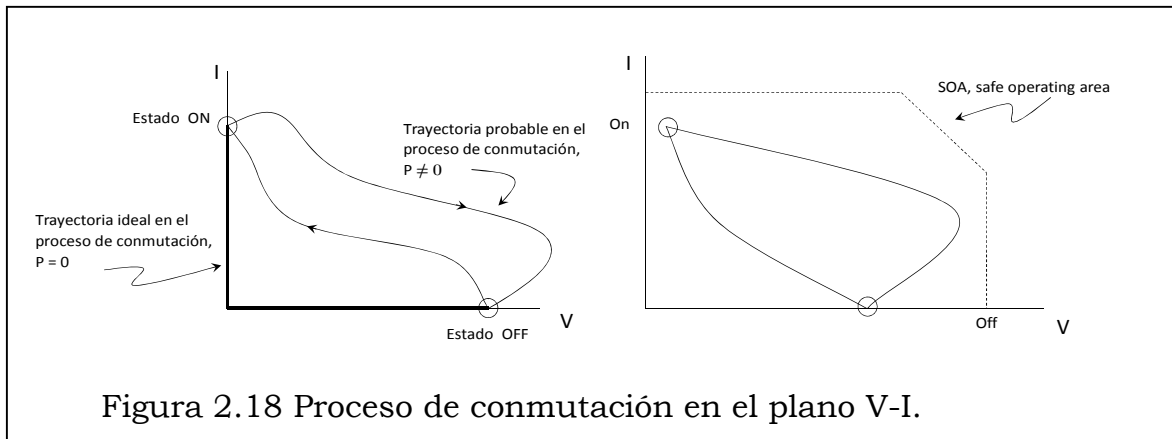
Acá, la corriente de carga tiene la expresión

$$i(t) = 5 - 5e^{-2000t}$$

Para $t = 1 \text{ ms}$, instante en que se abre S2, la corriente de carga tiene un valor igual a 4.32 A que es mayor que la corriente de enganche (200 mA), por lo que el dispositivo se mantiene la conducción alcanzando, en estado estacionario, una corriente de 5 A.

2.6 Conmutación

Es el comportamiento dinámico de un dispositivo semiconductor de potencia durante el proceso de encendido y apagado. Este comportamiento puede registrarse en el plano V-I para definir una zona de operación segura (SOA, safe operating area). La trayectoria seguida en la conmutación de un dispositivo debe caer dentro de ésta área.



Pérdidas en conmutación

Durante un período de conducción T , se distinguen tres estados donde se definen cuatro diferentes tiempos: conducción, bloqueo, encendido y apagado.

$$W_{estática} = \int_{conducción} i_{on}(t) v_{residual}(t) dt + \int_{bloqueo} i_{residual}(t) v_{off}(t) dt$$

$$W_{switch} = \int_{encendido} i(t) v(t) dt + \int_{apagado} i(t) v(t) dt$$

$$P_{pérd} = \frac{D_{on} TV_{residual} I_{on} + D_{off} TV_{off} I_{residual} + W_{switch}}{T}$$

Hay casos típicos de transición que son importantes de analizar puesto que permiten cuantificar las pérdidas en el dispositivo y de esta manera estimar la energía calórica que se debe extraer.

Transición lineal, la trayectoria de conmutación para una transición lineal se indica en la figura.

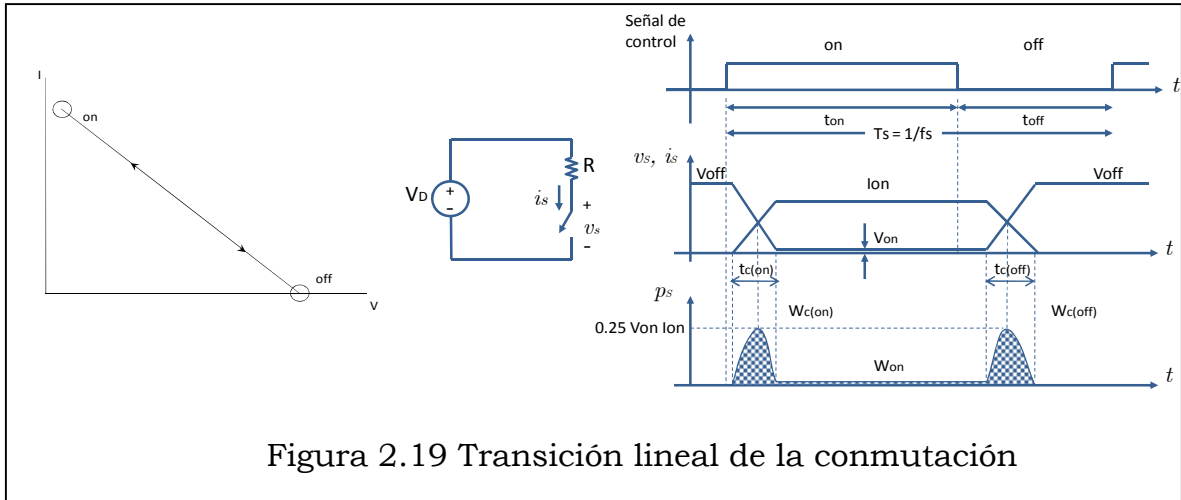


Figura 2.19 Transición lineal de la conmutación

En este caso, las pérdidas por período son:

$$W_{switch} = \int_0^{t_{c(on)}} \frac{I_{on}}{t_{c(on)}} t \left(V_{off} - \frac{V_{off}}{t_{c(on)}} t \right) dt + \int_0^{t_{c(off)}} \frac{V_{off}}{t_{c(off)}} t \left(I_{on} - \frac{I_{on}}{t_{c(off)}} t \right) dt$$

$$W_{switch} = \frac{V_{off} I_{on} t_{c(on)}}{6} + \frac{V_{off} I_{on} t_{c(off)}}{6} = \frac{V_{off} I_{on} (t_{c(on)} + t_{c(off)})}{6} = \frac{V_{off} I_{on} t_{switch}}{6}$$

Transición rectangular, la trayectoria de conmutación para una transición rectangular:

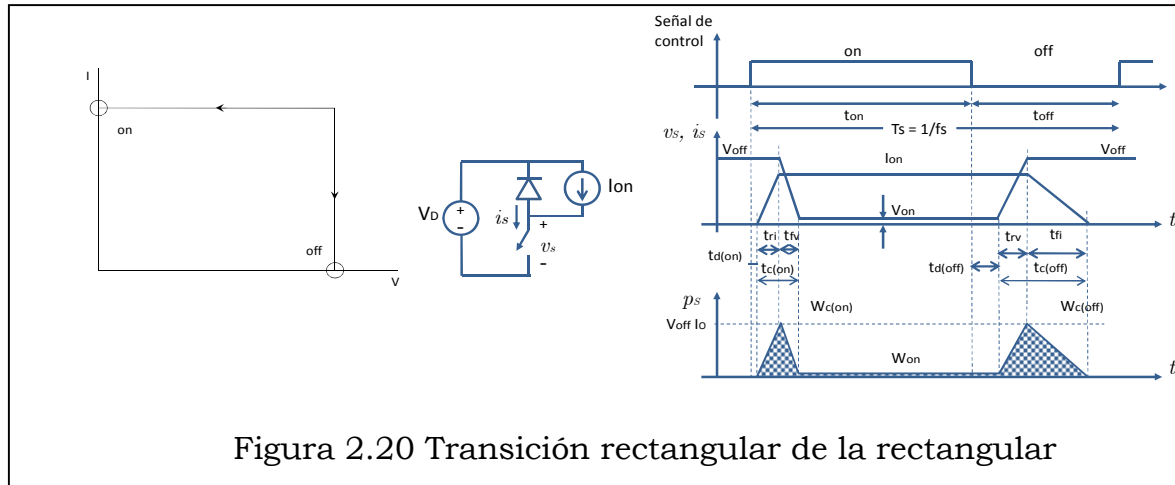


Figura 2.20 Transición rectangular de la rectangular

En este caso, las pérdidas por período son:

$$W_{switch} = 2 \int_0^{\frac{t_{c(on)}}{2}} V_{off} \frac{2I_{on}}{t_{c(on)}} t dt + 2 \int_0^{\frac{t_{c(off)}}{2}} V_{off} \left(I_{on} - \frac{2I_{on}}{t_{c(off)}} t \right) dt$$

$$W_{switch} = \frac{V_{off} I_{on} (t_{c(on)} + t_{c(off)})}{2} = \frac{V_{off} I_{on} t_{switch}}{2}$$

Una aproximación más general de la energía perdida en la conmutación es indicada a continuación, donde a es un parámetro de conmutación.

$$W_{switch} = \frac{V_{off} I_{on} t_{switch}}{a}$$

Tabla 1.1 Pérdidas de conmutación para distintos tipos de transiciones

Tipo de conmutación	Pérdidas en la conmutación	Comentarios
Lineal	$V_{off} I_{on} t_{switch} / 6$	Mejor caso para las pérdidas
Rectangular	$V_{off} I_{on} t_{switch} / 2$	Carga inductiva switch ideal
Inductiva	$V_{off} I_{on} t_{switch} / 1.5$	Carga inductiva switch no ideal

$$P_{switch} = \frac{V_{off} I_{on} t_{switch} f_{switch}}{a} = \frac{V_{off} I_{on}}{a} \frac{t_{switch}}{T}$$

Las pérdidas de potencia en un dispositivo semiconductor de potencia se deben principalmente al proceso de conmutación y al voltaje en conducción, V_{ON} . Estas pérdidas se disipan como calor, así que para mantener la juntura a una temperatura razonable T_J es necesario extraer este calor.

Métodos para la eliminación del calor en los dispositivos

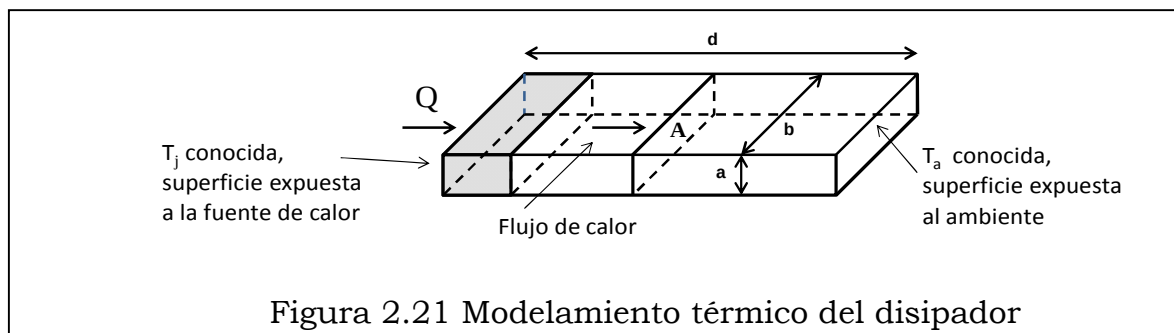
Convección: Transferencia de calor provocada por un fluido en movimiento, el cual transporta la energía térmica entre dos zonas.

Conducción: Transferencia de calor entre dos puntos de un cuerpo que se encuentran a diferente temperatura sin que se produzca transferencia de materia entre ellos.

Radiación: Transferencia de calor en un cuerpo debido a su temperatura, no existe contacto ni fluidos intermedios que transporten el calor. Simplemente por existir un cuerpo A (sólido o líquido) a una temperatura mayor que un cuerpo B existirá una transferencia de calor por radiación de A a B.

2.7 Modelamiento termal y disipador de calor

Cuando las secciones de un material, como el indicado en la figura, tiene una diferencia de temperatura, se presenta un flujo neto de calor desde el extremo de mayor temperatura hacia el extremo de menor temperatura, (conducción)



El calor disipado por unidad de tiempo es la potencia de pérdida, y para una conducción longitudinal, está dada por:

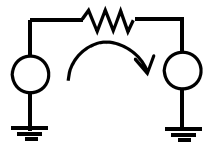
$$Q_{disipado} = \frac{\lambda A \Delta T}{d}$$

Donde:

- λ : Conductividad termal, W/m-°C
- A : Sección transversal, m²
- ΔT : Diferencia de temperatura, $T_j - T_a$, °C
- d : Longitud en metros

Para el Aluminio de 90% de pureza, con el cual se construye típicamente los disipadores, la conductividad termal es de 220 W/m-°C.

La expresión anterior, sugiere una analogía eléctrica, donde se define la resistencia termal $R_{\theta,cond}$ como:



$$R_{\theta,cond} = \frac{\Delta T}{Q_{disipada}} = \frac{d}{\lambda A}$$

Figura 2.22 Modelo de circuito del sistema térmico

Comúnmente el calor debe circular por diferentes materiales, cada uno con distinta conductividad termal y diferentes áreas.

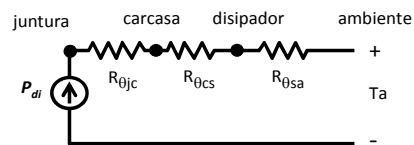
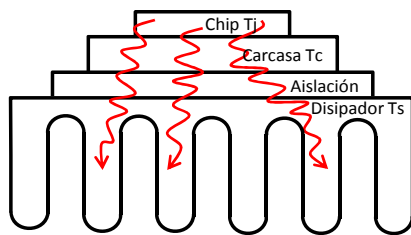


Figura 2.0 Disipador de temperatura

La resistencia termal desde la junta hasta el ambiente ($R_{\theta ja}$) está dada por:

$$R_{\theta ja} = R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa}$$

ecuación que permite determinar la resistencia térmica total con los adecuados valores de λ , A y d.

Asumiendo una potencia disipada de P_d , la temperatura de la junta es:

$$T_j = P_d (R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa}) + T_a$$

Unidad III

Conversores AC-DC

Rectificadores

3.1 Introducción

Los conversores AC-DC se emplean fundamentalmente como rectificadores. Convierten un voltaje alterno en otro continuo para una serie de aplicaciones tanto industriales como domésticas, agrícolas y otras.

Los rectificadores tienen diversas aplicaciones, se emplean como unidades independientes para alimentar, en corriente continua, cargas individuales o múltiples y como etapas de entrada a sistemas de corriente alterna, debido a su potencia de salida prácticamente ilimitada y gran capacidad de control.

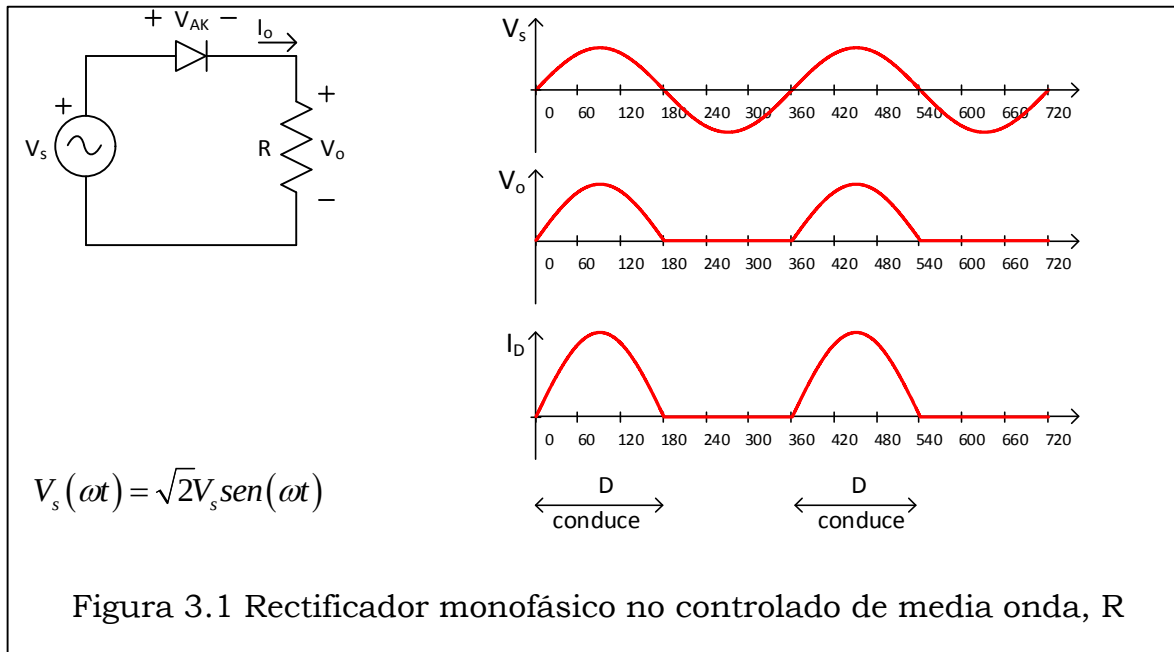
La capacidad de conmutación de los dispositivos empleados en este tipo de convertidor, es suficiente para manejar transitorios electromecánicos que ocurren en cargas rotatorias y en sistemas proveedores de energía.

Los convertidores AC-DC, conocidos también como convertidores con conmutación natural o de línea, se encuentran habitualmente en aplicaciones en que se dispone de alimentación monofásica o trifásica. Su gran versatilidad se debe a la simpleza de los circuitos, que requieren un número mínimo de componentes.

Los dispositivos de conmutación normalmente empleados son tiristores. El término "conmutación de línea" se refiere al tipo de conmutación, es decir, la transferencia de corriente de un dispositivo semiconductor al siguiente, como una función de la tensión de red. Para activar un tiristor, se requiere una inyección de un pulso de corriente en su terminal de encendido.

Los circuitos rectificadores se clasifican en rectificadores no controlados basados en diodos y rectificadores controlados que emplean tiristores, en ambos casos, en configuraciones de media onda, onda completa y trifásica.

3.2 Rectificador monofásico no controlado de media onda, carga R



⇒ En el circuito, el diodo conduce por medio periodo, 180°, lo restante del periodo está bloqueando.

Valor medio del voltaje de carga

$$V_0 = \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^\pi \sqrt{2}V_s \sin(\omega t) d\omega t \right) = I_0 R = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_s = 0.45V_s$$

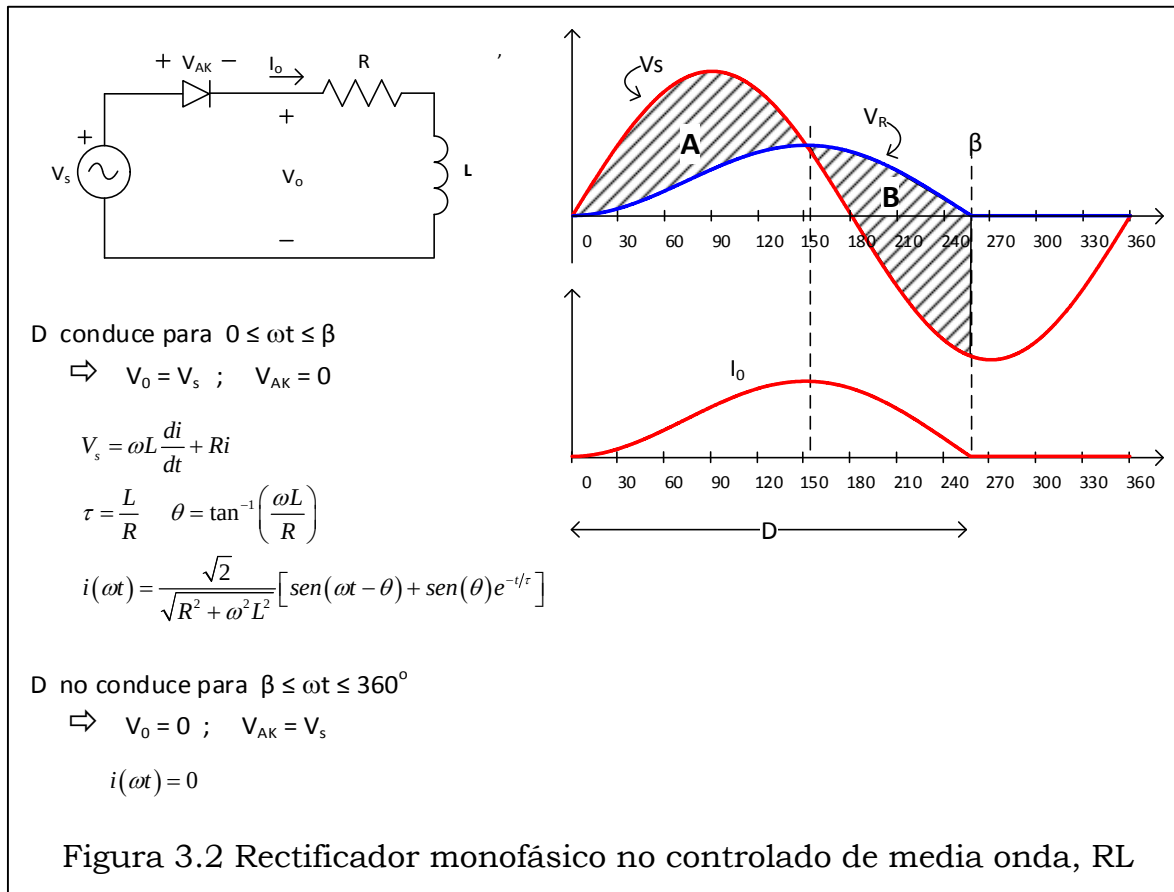
Valor RMS del voltaje de carga

$$V_{0,rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\int_0^\pi \left(\sqrt{2}V_s \sin(\omega t) \right)^2 d\omega t \right)} = I_{0,rms} R = \frac{1}{\sqrt{2}} V_0 = 0.707V_0$$

Potencia consumida por la carga

$$P_o = I_{0,rms}^2 R = \frac{1}{2} \frac{V_0^2}{R}$$

3.3 Rectificador monofásico no controlado de media onda, carga RL



- $\Rightarrow$ El rectificador monofásico de media onda, carga R-L, permite observar algunos principios básicos de la rectificación. De la figura se observa que la corriente se atrasa respecto al voltaje. Así mismo, el voltaje en la inductancia, que corresponde a la diferencia instantánea entre el voltaje de la fuente y el voltaje en la resistencia, tiene un área bajo la curva que representan los "volt-segundo", y está representada en la figura por las áreas A y B. En A, la inductancia absorbe energía y en B, la inductancia devuelve la energía al circuito.
- $\Rightarrow$ Por periodo estas áreas son iguales, lo que nos indica que el valor medio del voltaje en la inductancia es cero. También, podemos observar que los volt-segundo son proporcionales al cambio de corriente en la inductancia

$$v_L = L \frac{di}{dt} \quad v_L \Delta t = L \Delta i \quad \text{volt-seg}$$

- $\Rightarrow$ Para cargas R-L el voltaje medio en la carga es:

$$V_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\beta \sqrt{2} V_s \sin(\omega t) d\omega t = I_0 R$$

3.4 Rectificador monofásico no controlado de media onda, carga R-E

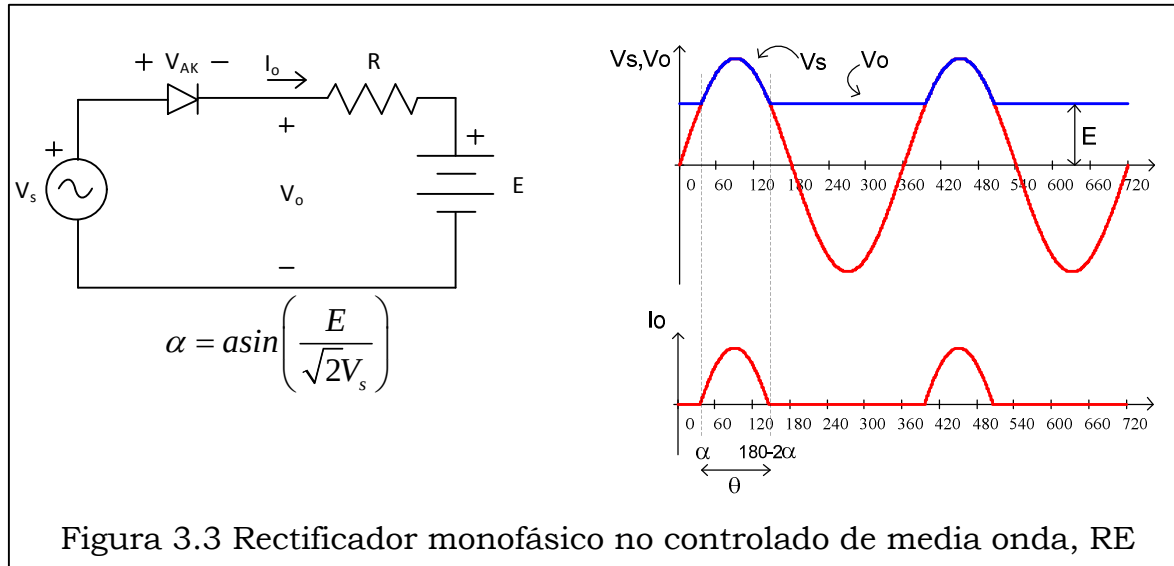


Figura 3.3 Rectificador monofásico no controlado de media onda, RE

⇒ El diodo conduce cuando $V_o > E$

Voltaje medio y rms de carga:

$$V_o = \left(\frac{1}{2} + \frac{\alpha}{\pi}\right)E + \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} \sqrt{2}V_s \sin(\omega t) d\omega t = \left(\frac{1}{2} + \frac{\alpha}{\pi}\right)E + \frac{1}{\pi} \sqrt{2}V_s \cos(\alpha)$$

$$V_{o,rms} = \left[E^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{\alpha}{\pi}\right) + V^2 \left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin(2\alpha)\right)^2 \right]^{1/2}$$

Corriente media y rms de carga:

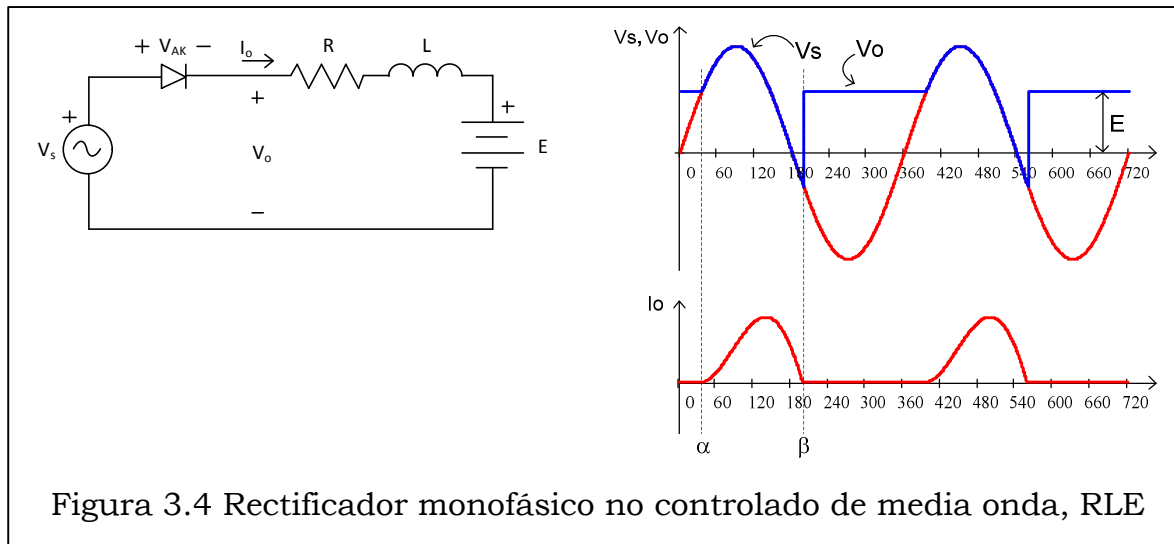
$$I_o = \frac{1}{R} \left[\frac{\sqrt{2}V_s}{\pi} \cos(\alpha) - E \left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{\pi}\right) \right] = \frac{1}{R} \left[\frac{\sqrt{2}V_s}{\pi} \sin\left(\frac{1}{2}\theta\right) - E \left(\frac{\theta}{2\pi}\right) \right]$$

$$I_{o,rms} = \frac{1}{R} \left[\frac{V^2}{2\pi} \sin(2\theta) - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s E \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) + (V^2 + E^2) \frac{\theta}{2\pi} \right]^{1/2}$$

Potencia total entregada a la carga R-E:

$$P_o = P_R + P_E = I_{o,rms}^2 R + E I_o$$

3.5 Rectificador monofásico no controlado de media onda, carga RL-E



⇒ El tiempo de conducción del diodo se extiende mientras se descarga la inductancia

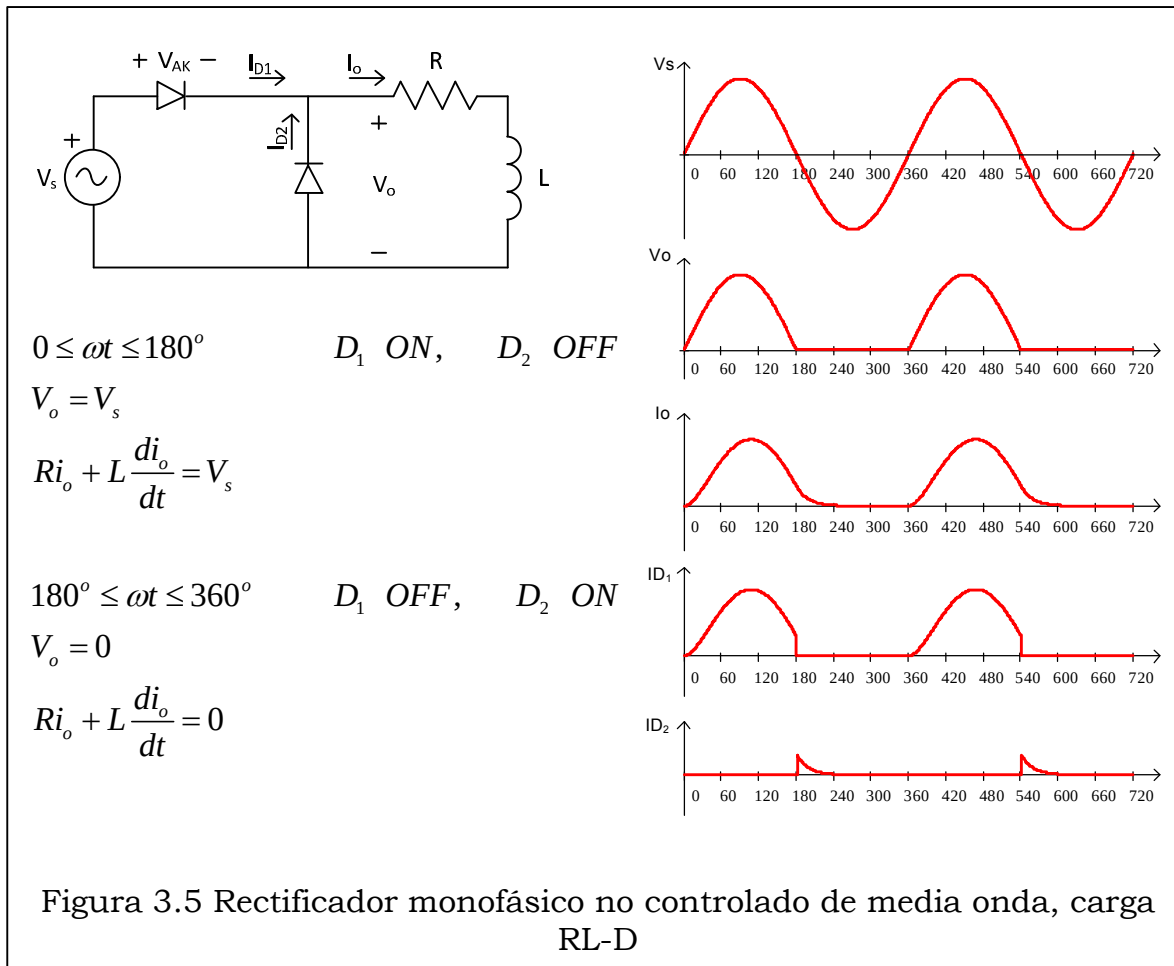
Corriente de carga:

$$i(\omega t) = \begin{cases} \frac{\sqrt{2}V_s}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \sin(\omega t - \theta) - \frac{E}{R} + Ae^{-\omega t/\omega\tau} & \alpha \leq \omega t \leq \beta \\ 0 & \text{otro caso} \end{cases}$$

$$\alpha = \sin^{-1}\left(\frac{E}{\sqrt{2}V_s}\right)$$

$$A = \left(-\frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \sin(\alpha - \theta) + \frac{E}{R}\right) e^{\alpha/\omega\tau}$$

3.6 Rectificador monofásico no controlado de media onda, carga RL-D

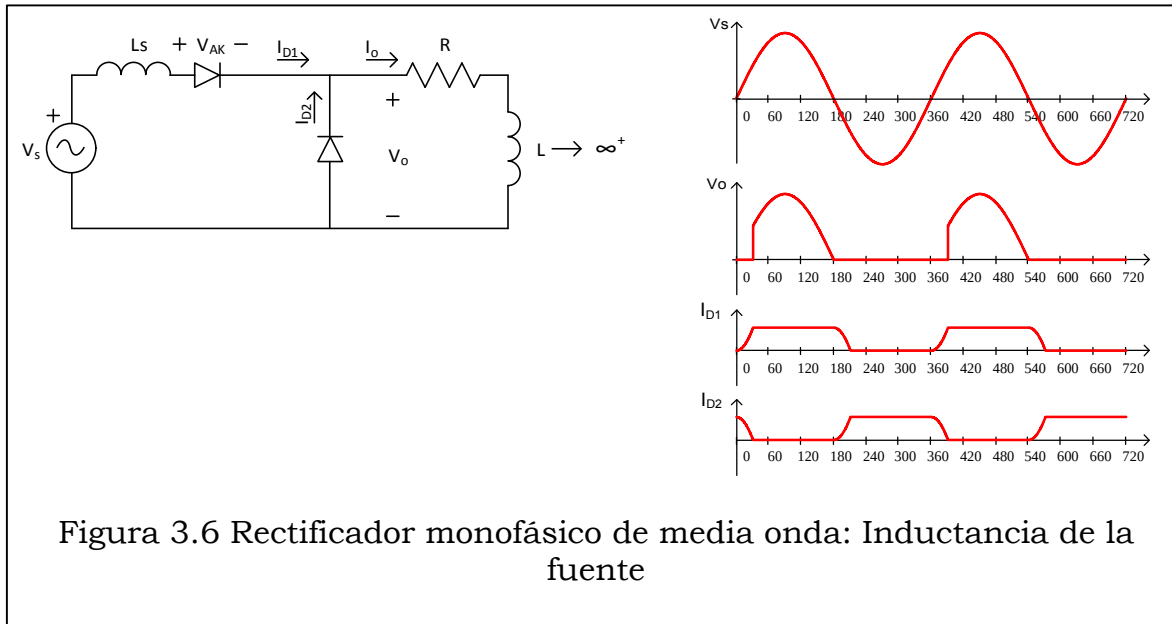


Valor medio en la carga:

$$V_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2} V_s \sin(\omega t) d\omega t = \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi}$$

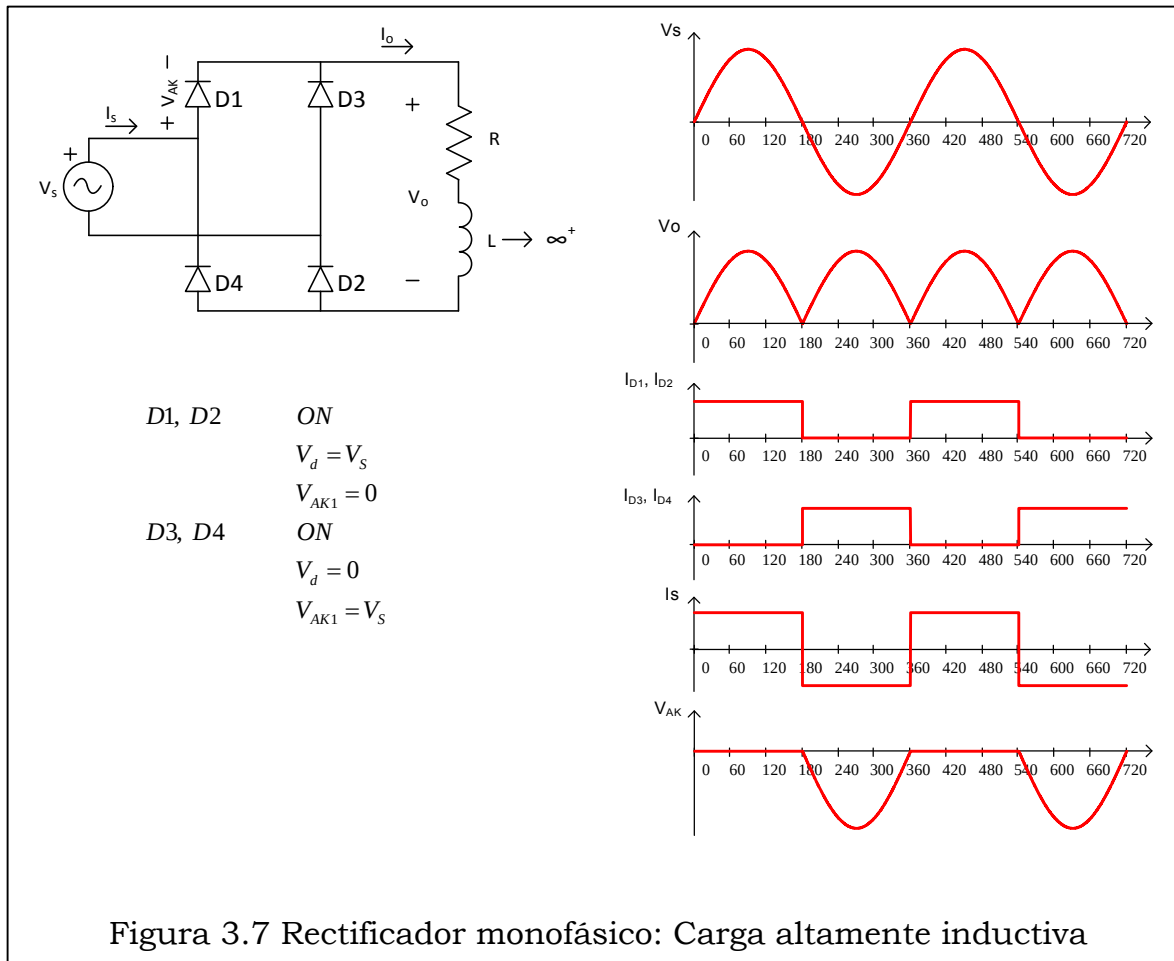
- ⇒ Cuando la corriente se transfiere desde el diodo D_1 al diodo D_2 ocurre el proceso denominado conmutación, donde el diodo D_2 previene la aparición de un voltaje negativo en la carga.
- ⇒ Magnéticamente es un circuito desbalanceado, aconsejable sólo para pequeña potencia, donde el tamaño del transformador no sea una limitante.

3.7 Rectificador monofásico media onda: Efecto inductancia de la fuente



- ⇒ Al considerar una inductancia infinita de carga nos permite asumir que la corriente de carga es constante.
- ⇒ Al considerar la inductancia de la fuente se observa que la conmutación no es instantánea, como lo era en los casos anteriores.
- ⇒ Producto de la inductancia de la fuente, en el instante de conmutación, conducen los dos diodos y, por supuesto, la suma de ambas corrientes es la corriente de carga..

3.8 Rectificador puente monofásico: Carga altamente inductiva



⇒ En este caso observamos que la corriente de carga es totalmente plana, no tiene ondulación, su comportamiento es ideal, equivalente a una fuente de corriente constante como carga. Bajo esta condición, analizar la característica de salida del conversor es más simple.

Valor medio del voltaje de salida:

$$V_o = \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2}V_s \sin(\omega t) d\omega t = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s = 0.9V_s$$

El valor medio y rms de la corriente de carga y por los diodos:

$$I_{o_av} = I_o$$

$$I_{o_rms} = I_o$$

Por los diodos pasa la corriente de carga durante medio período:

$$I_{\text{diodo_av}} = \frac{I_o}{2}$$

$$I_{\text{diodo_rms}} = \frac{I_o}{\sqrt{2}}$$

La corriente que entra al puente es alterna, su valor rms de sus armónicos es:

$$I_{s_rms} = I_o$$

$$I_{s1_rms} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_o$$

$$I_{sh_rms} = \frac{I_{s1_rms}}{h} \quad \text{h par}$$

Potencia activa que sale del conversor y es consumida por la carga, lado dc.

$$P_{dc} = V_d I_o$$

Potencia activa que entra al conversor, lado ac

$$P_{ac} = V_{s1_rms} I_{s1_rms} DPF$$

$$= V_s I_{s1_rms} DPF$$

$$= \frac{V_o}{0.9} 0.9 I_o DPF, \quad DPF = 1$$

$$P_{ac} = V_o I_o = P_{dc}$$

$DPF = \cos(\phi)$, desplazamiento de fase

3.9 Rectificador monofásico: Efecto de la inductancia de la fuente

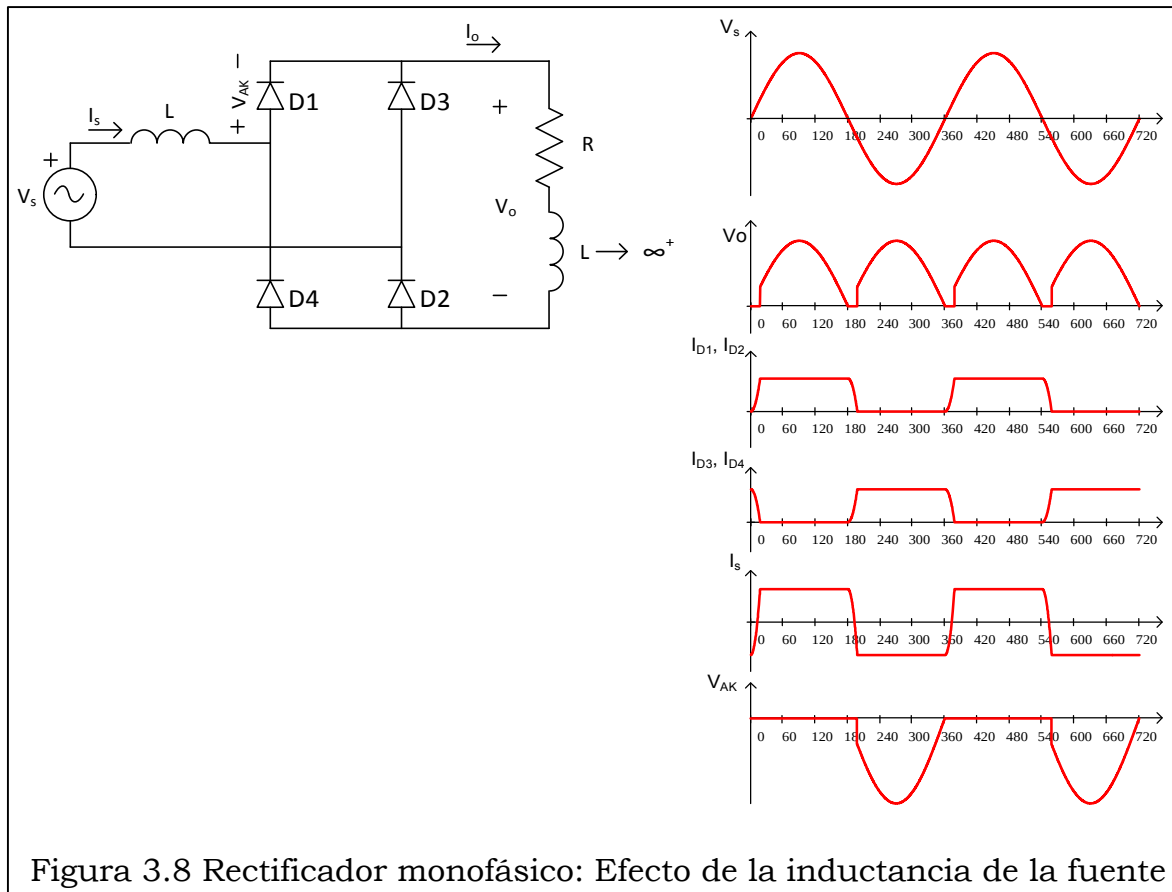
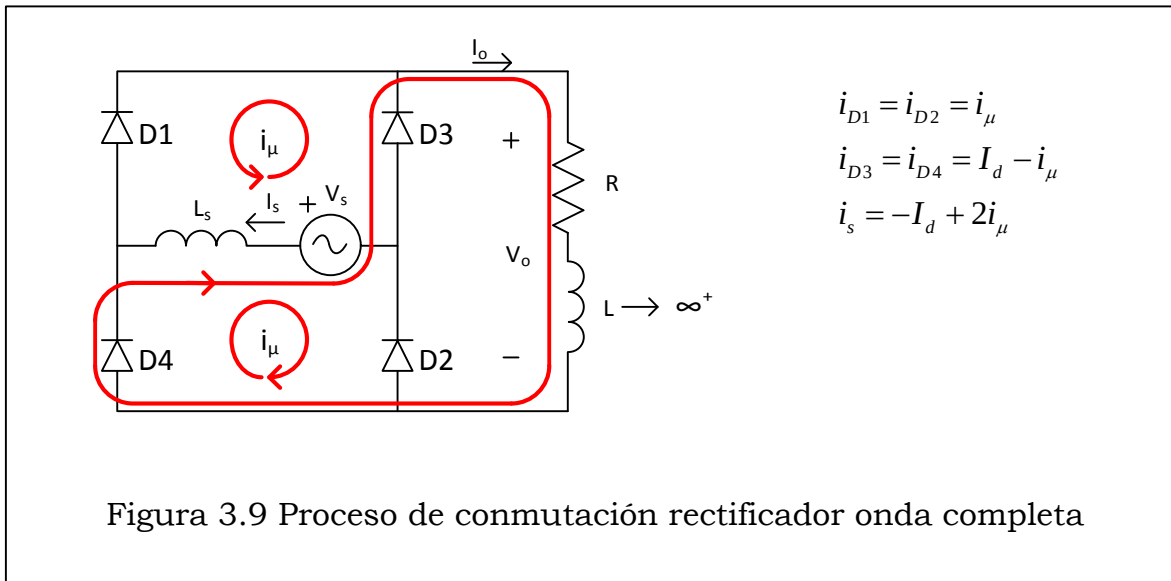
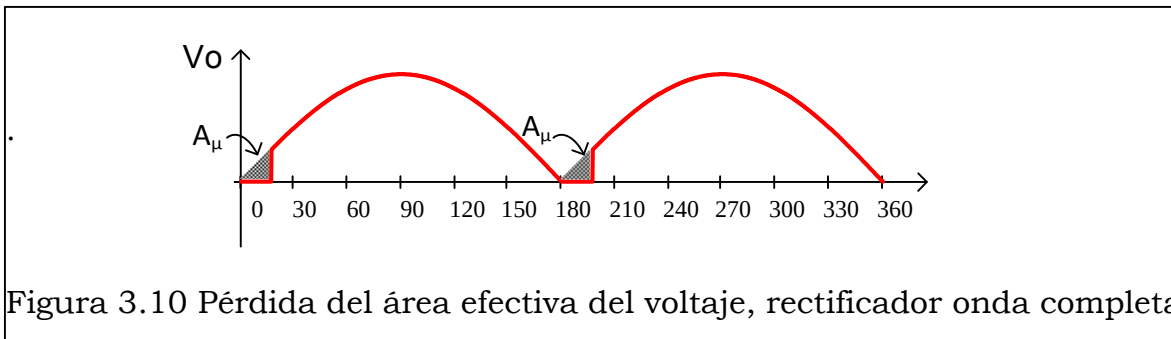


Figura 3.8 Rectificador monofásico: Efecto de la inductancia de la fuente

- ⇒ Al considerar la inductancia de la fuente L_s , la conmutación de los diodos no es instantánea, tampoco la transición de la corriente i_s , en el lado alterno. Se requiere un determinado tiempo finito para que se produzca la conmutación de los diodos, este instante se denomina tiempo de conmutación de la corriente y en forma angular se denota por μ .
- ⇒ Durante la conmutación, los cuatro diodos están conduciendo, $D1-D2-D3-D4$ "ON", por tanto por los diodos circulará una corriente i_μ durante la conmutación.



⇒ Debido a la conducción simultánea de los cuatro diodos, existe una pérdida A_{μ} del área efectiva en el voltaje de salida que reduce el valor medio de salida.



⇒ Durante la conmutación, la corriente cambia desde los diodos D3-D4 a los diodos D1-D2, al mismo tiempo, la corriente i_s , que es la corriente en la inductancia L_s , cambia de $-I_d$ a I_d .

$$A_{\mu} = \int_0^{\mu} \sqrt{2} V_s \sin(\omega t) d\omega t = \omega L_s \int_{-I_d}^{I_d} dI_s = 2\omega L_s I_d$$

⇒ Como se indicó, hay dos áreas efectivas de pérdidas (A_μ) por período. Durante la conmutación.

$$0 \leq \omega t \leq \mu \quad V_s = \omega L_s \frac{d}{d\omega t} I_s(\omega t)$$

$$\int_0^\mu \sqrt{2} V_s \sin(\omega t) d\omega t = \omega L_s \int_{-I_d}^{I_d} dI_s$$

$$A_\mu = \int_0^\mu \sqrt{2} V_s \sin(\omega t) d\omega t = \omega L_s \int_{-I_d}^{I_d} dI_s = 2\omega L_s I_d = \sqrt{2} V_s (1 - \cos(\mu))$$

$$V_d = V_{do} - \frac{\text{Área } A_\mu}{\pi} = 0.9 V_s - \frac{2\omega L_s}{\pi} I_d$$

$$\cos(\mu) = 1 - \frac{\sqrt{2}\omega L_s}{\pi} I_d$$

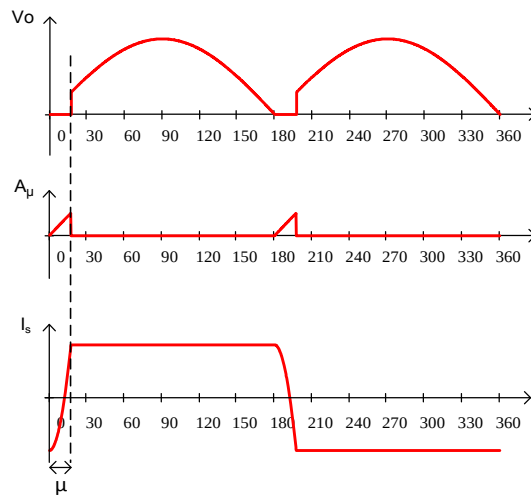
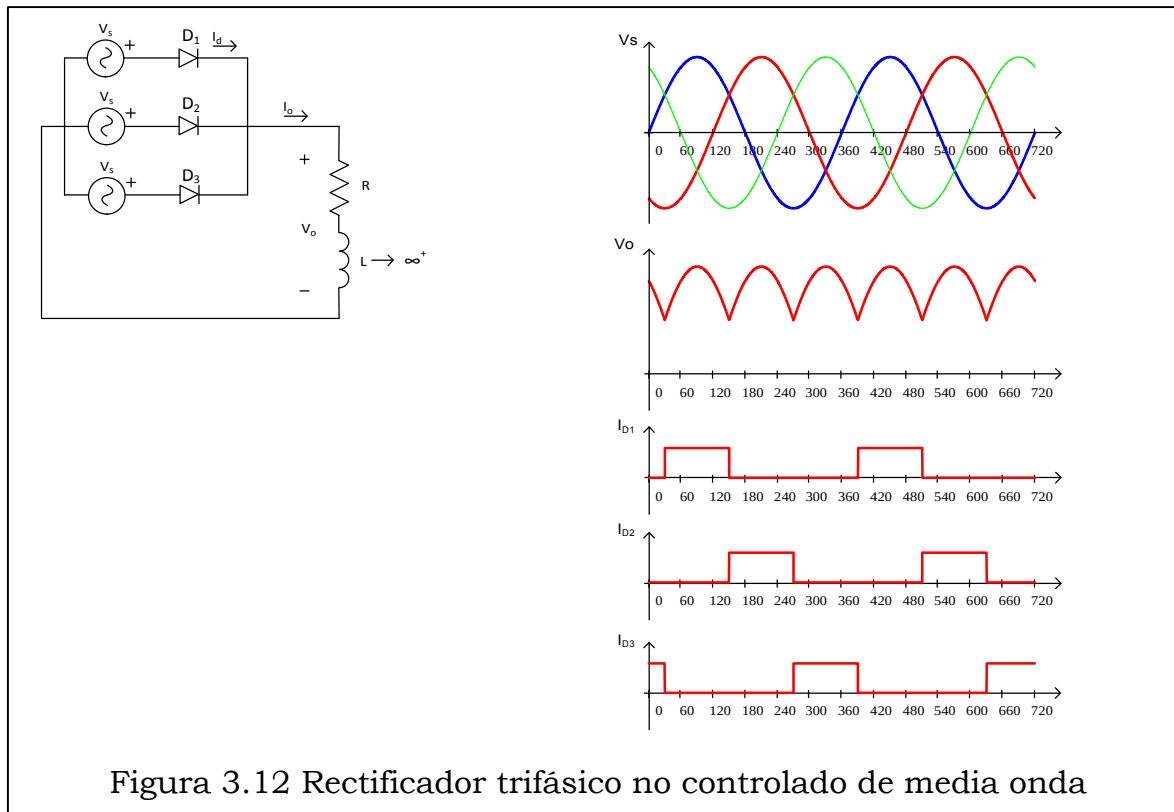


Figura 3.11 Corriente de entrada, rectificador onda completa

3.10 Rectificador trifásico no controlado de media onda: (3 pulsos)



⇒ Es una configuración de tres pulsos en que cada diodo conduce por 120° , es decir, $1/3$ del período. En cada instante del período hay sólo un diodo en conducción, permitiendo que en la carga aparezca el voltaje de una de las fases, la conmutación de los diodos es de forma natural.

El valor medio del voltaje de salida es

$$V_o = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \sqrt{2}V_s \sin(\omega t) d\omega t = 1.17V_s$$

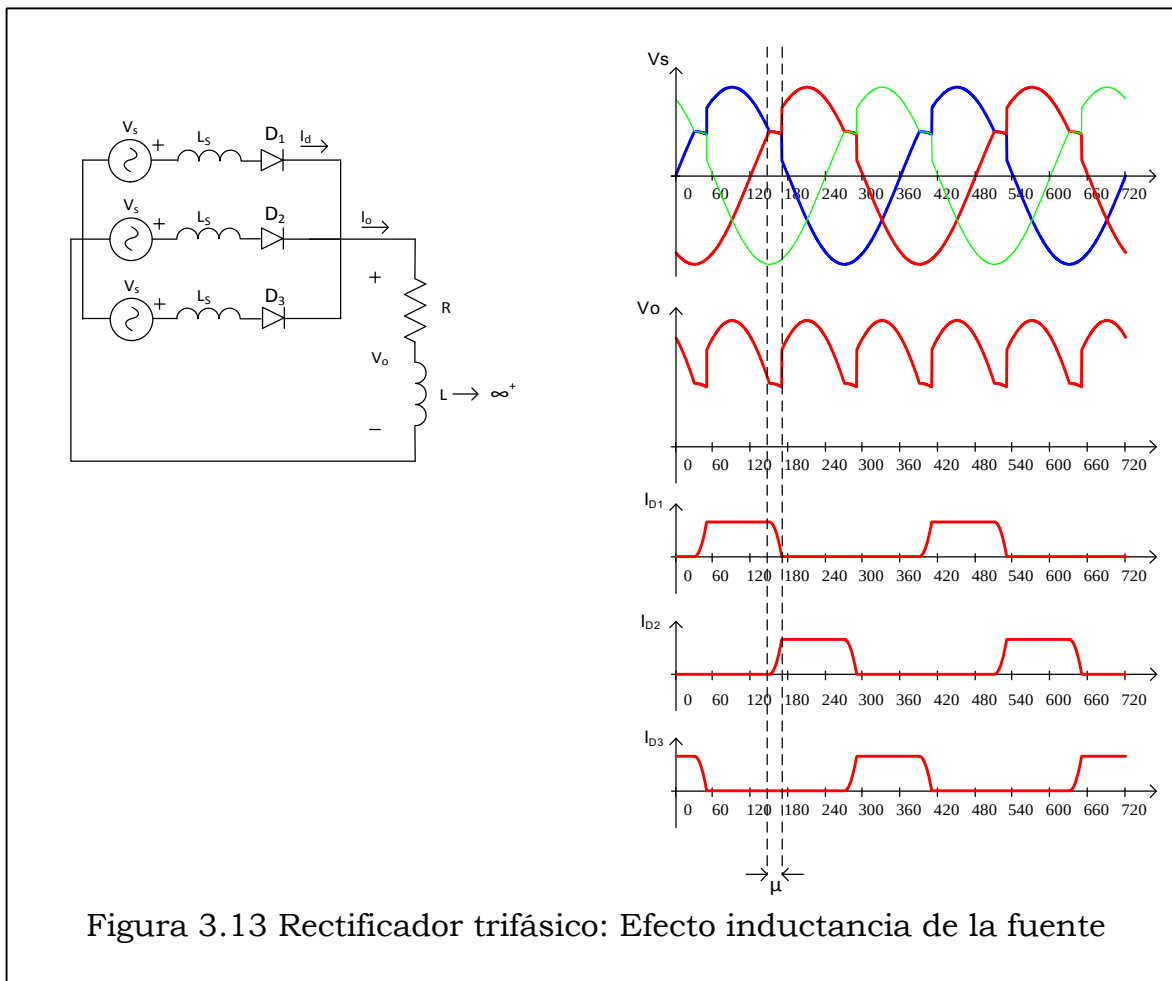
Cuando $L \rightarrow \infty$ la corriente de carga queda

$$I_o = \frac{V_o}{R}$$

Además, el valor medio y rms de la corriente en los diodos o en las fases es:

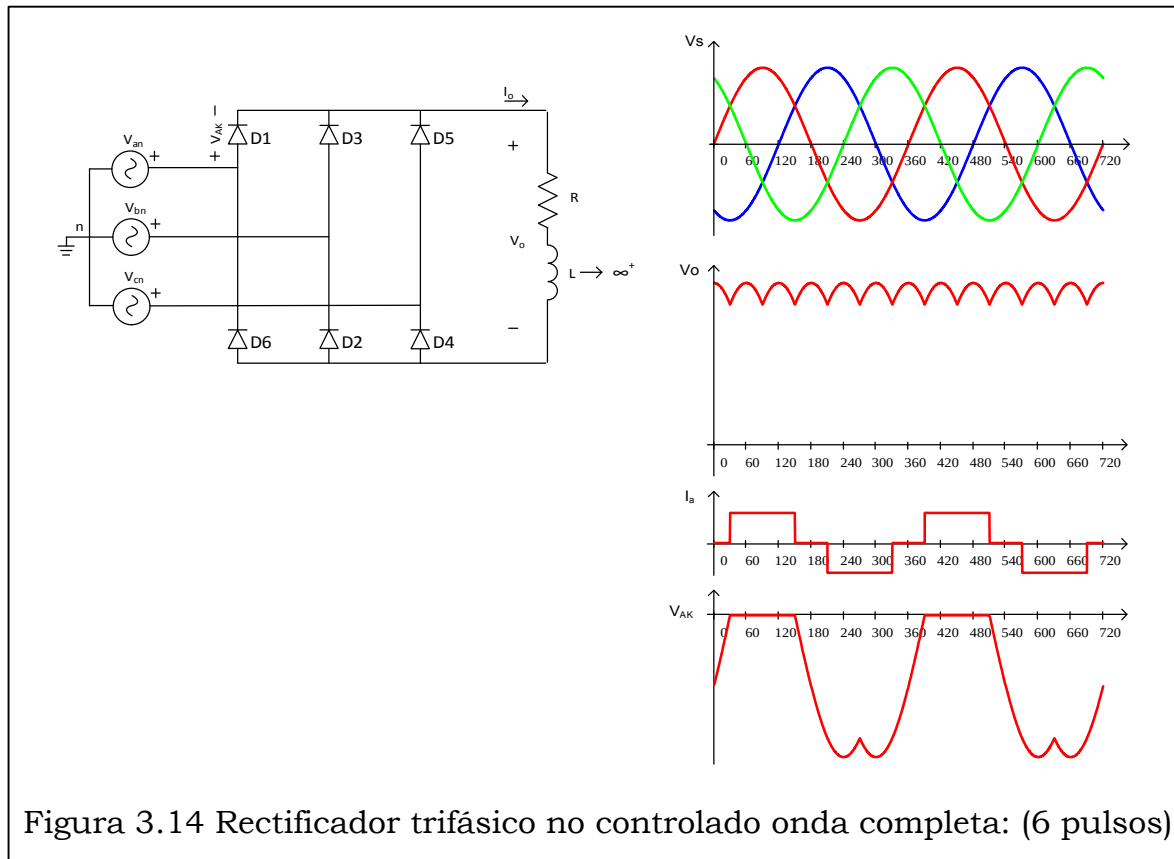
$$I_{Diodo_av} = \frac{I_o}{3} \quad I_{Diodo_rms} = \frac{I_o}{\sqrt{3}}$$

3.11 Rectificador trifásico de media onda: Efecto inductancia de la fuente



⇒ Nuevamente, al considerar la inductancia de la fuente la conmutación no es instantánea, durante la conmutación hay dos diodos conduciendo simultáneamente. Este tiempo de conmutación se denota por μ .

3.12 Rectificador trifásico no controlado onda completa: (6 pulsos)



⇒ Es una configuración de seis pulsos en que cada fase conduce por 240° y los diodos conducen por 120° . Los diodos conducen en pareja 1-4, 1-6, 3-6, 3-2, 5-2, 5-4, y cuando conducen, en la carga se refleja el voltaje entre líneas. La conmutación de los diodos es de forma natural.

El valor medio del voltaje de carga es:

$$V_o = \frac{6}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{2}V_{LL} \cos(\omega t) d\omega t = 1.35V_{LL} = 2.34V_s$$

El valor medio y rms de la corriente de carga es:

$$I_o = \frac{V_o}{R} \quad I_{o_RMS} = I_o$$

El valor medio y rms de la corriente de fase es:

$$I_{s_av} = 0 \quad I_{s_RMS} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_o$$

⇒ Como no hay desfase entre el voltaje de fase V_a y la corriente de primer armónico de la corriente de fase I_{s1} , entonces:

$$FDP = \cos(\theta_1 - \phi_1) = 1$$

Potencia que entra por el lado AC:

$$P_{ac} = 3V_{1_RMS} I_{1_RMS} \cos(\theta_1 - \phi_1)$$

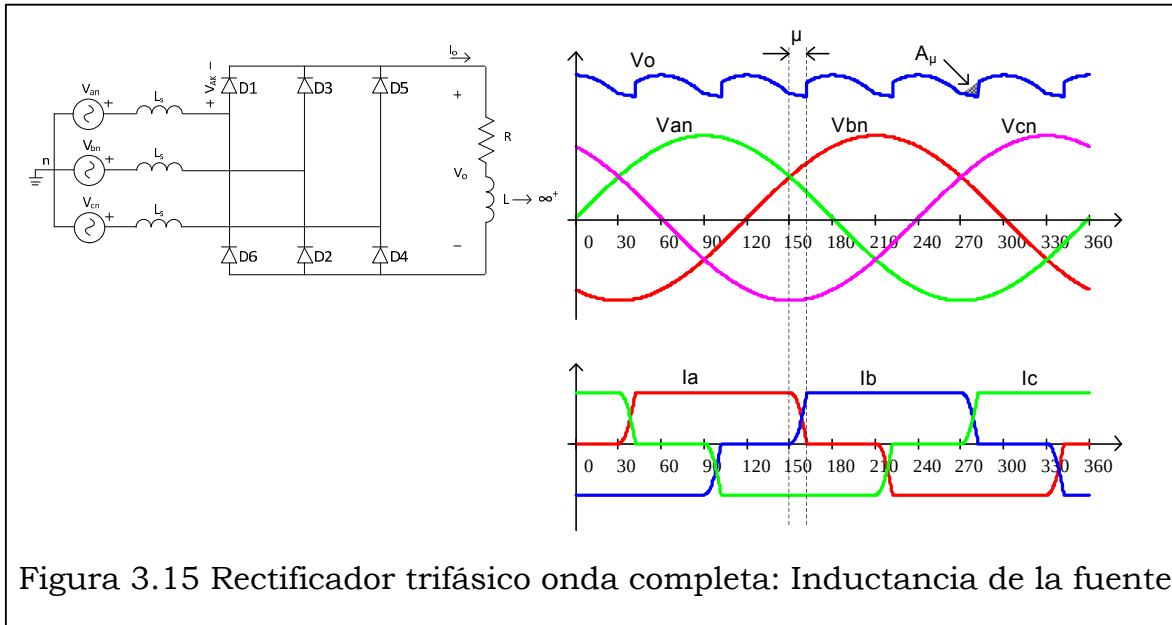
Además, como se considera diodos ideales, entonces:

$$\begin{aligned} P_{ac} &= P_{dc} \\ P_{ac} &= 3V_s I_{s1} = P_{dc} = V_o I_o \\ I_{s1} &= \frac{2.34}{3} I_o = 0.78 I_o \end{aligned}$$

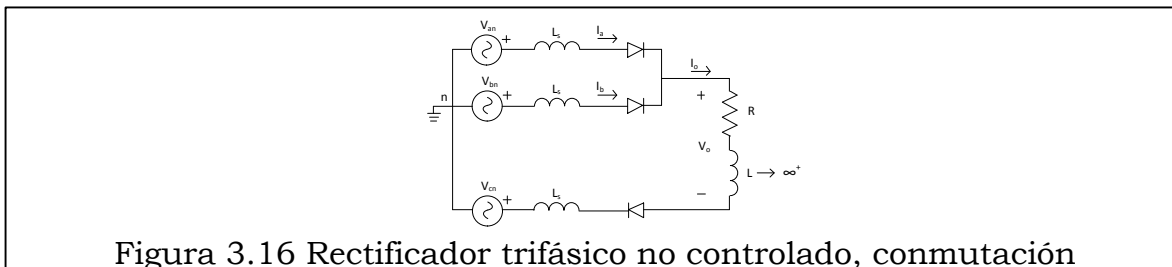
La distorsión armónica es:

$$\begin{aligned} THD \% &= \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} I_{n_RMS}^2}}{I_{1_RMS}} \times 100 \\ &= \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1}{(6n-1)^2} + \frac{1}{(6n+1)^2} \right]} \times 100\% \quad n = 5, 7, 11, 13, 17 \dots \infty \\ &= 31.084 \% \end{aligned}$$

3.13 Rectificador trifásico onda completa: Efecto inductancia de la fuente



⇒ En conmutación hay tres diodos en conducción. La figura 3.16, muestra la conmutación entre los diodos D1 y D3:

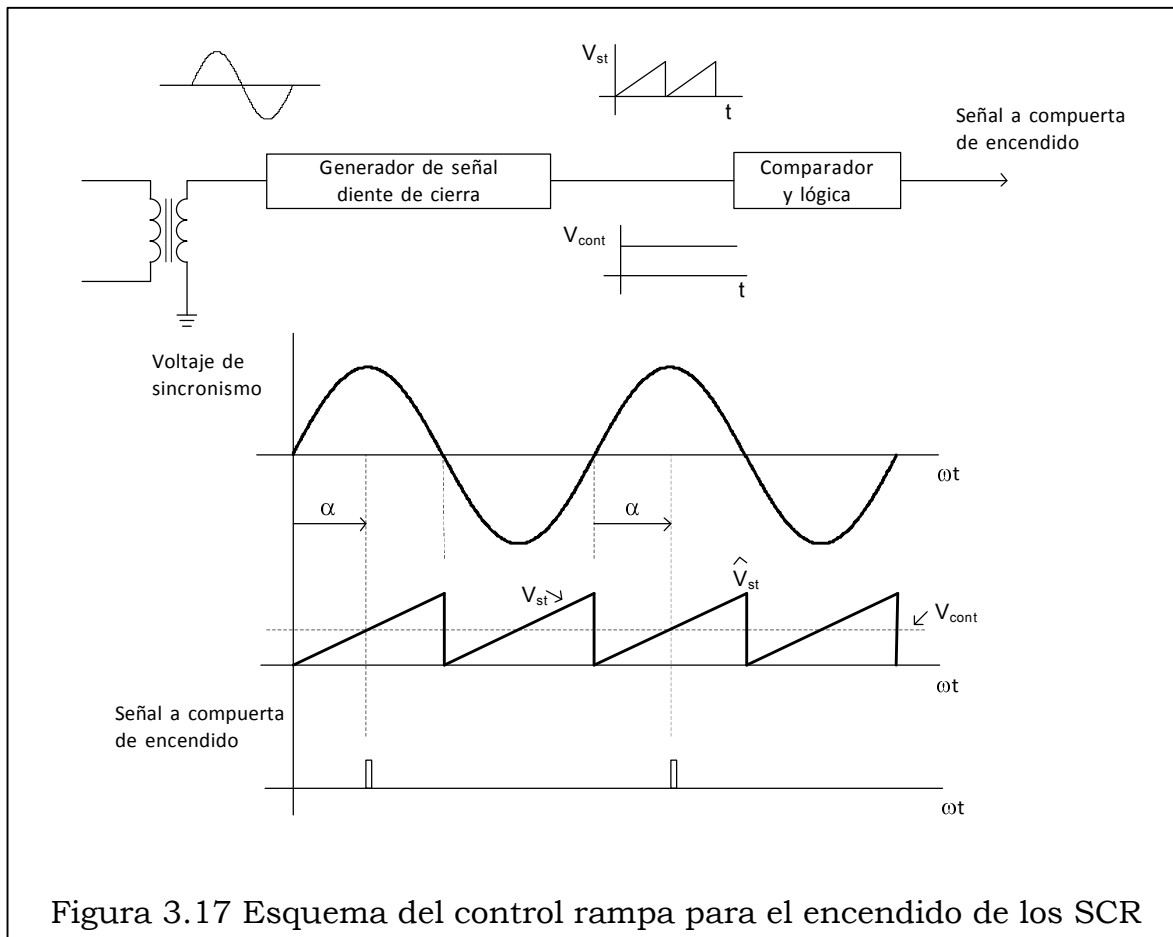


⇒ A partir del circuito se deduce la pérdida del área efectiva de voltaje A_μ y el voltaje continuo de salida, V .

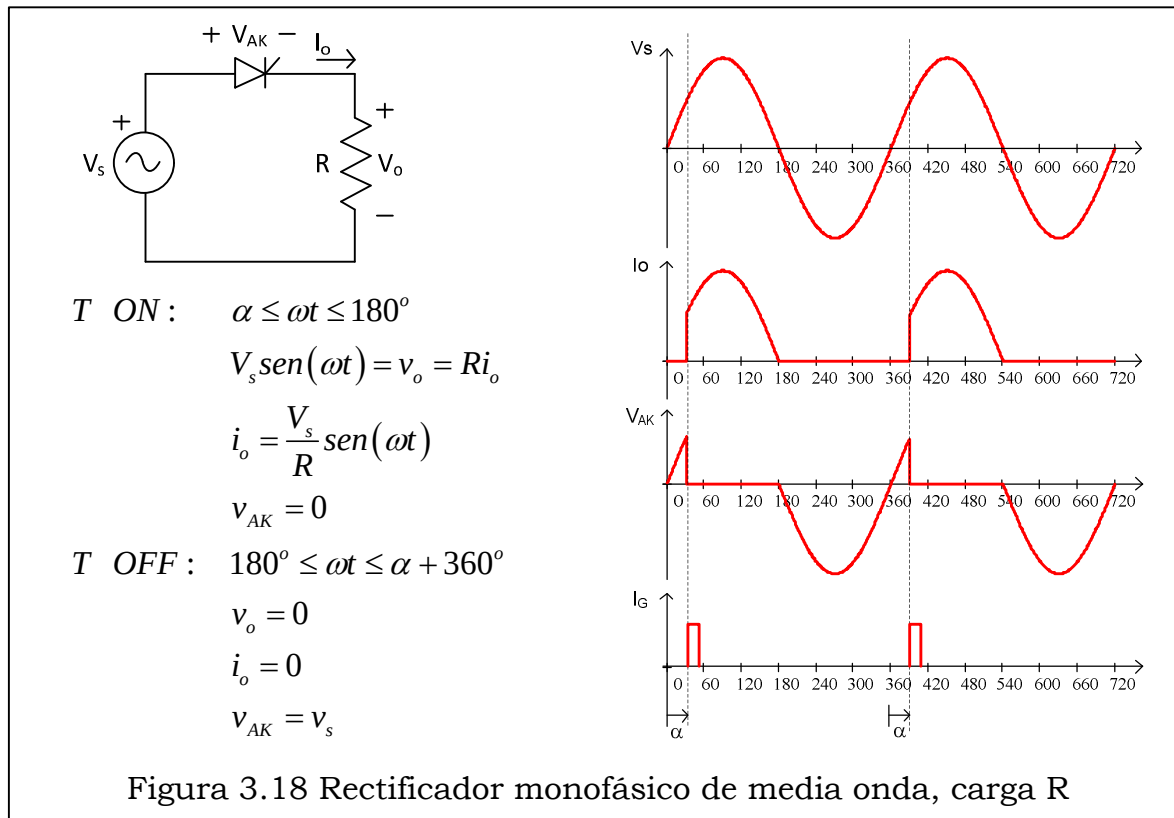
$$\begin{aligned}
 I_a &= I_o - I_b \\
 V_{bn}(\omega t) - V_{an}(\omega t) &= 2\omega L_s \frac{dI_b}{d\omega t} \\
 \int_0^\mu (V_{bn}(\omega t) - V_{an}(\omega t)) d\omega t &= 2\omega L_s \int_0^{I_o} dI_b = 2\omega L_s I_o = \sqrt{2}V_{LL}(1 - \cos(\mu)) \\
 I_o &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{V_{LL}}{\omega L_s} (1 - \cos(\mu)) \\
 \cos(\mu) &= 1 - \frac{2\omega L_s}{\sqrt{2}V_{LL}} I_o \\
 A_\mu &= \int_0^{I_o} \omega L_s dI_b = \omega L_s I_o \\
 V_{d0} &= 3 \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_o
 \end{aligned}$$

3.14 Esquema de control rampa

⇒ Con el control rampa se establece una relación lineal entre el ángulo de encendido y el voltaje de control.

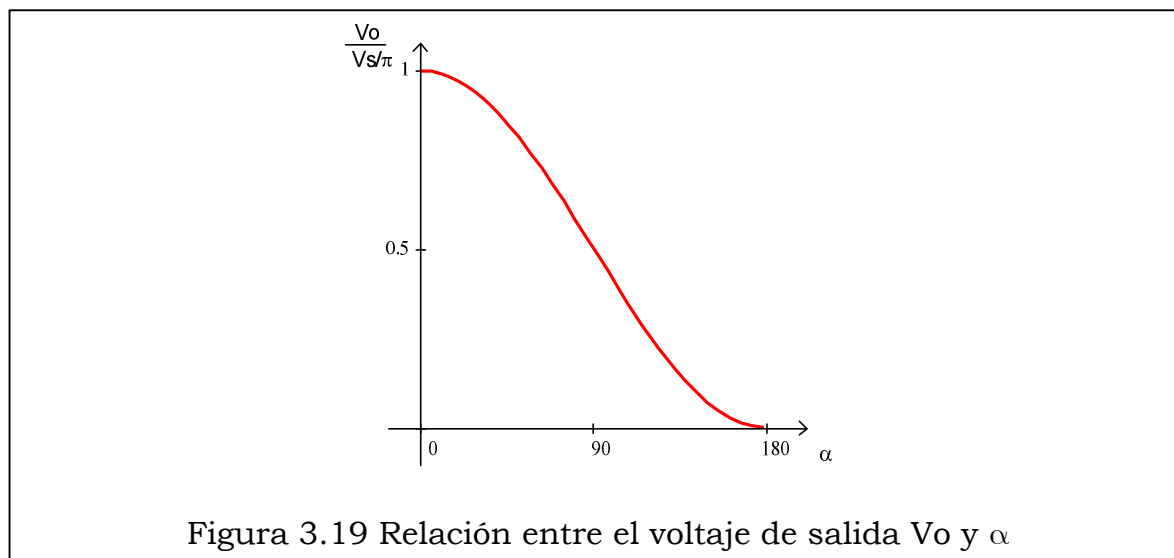


3.15 Rectificador monofásico de media onda, carga R



El valor medio del voltaje de carga es:

$$V_o = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_s \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_s}{2\pi} (\cos \alpha + 1)$$



3.16 Rectificador monofásico controlado de media onda, carga L

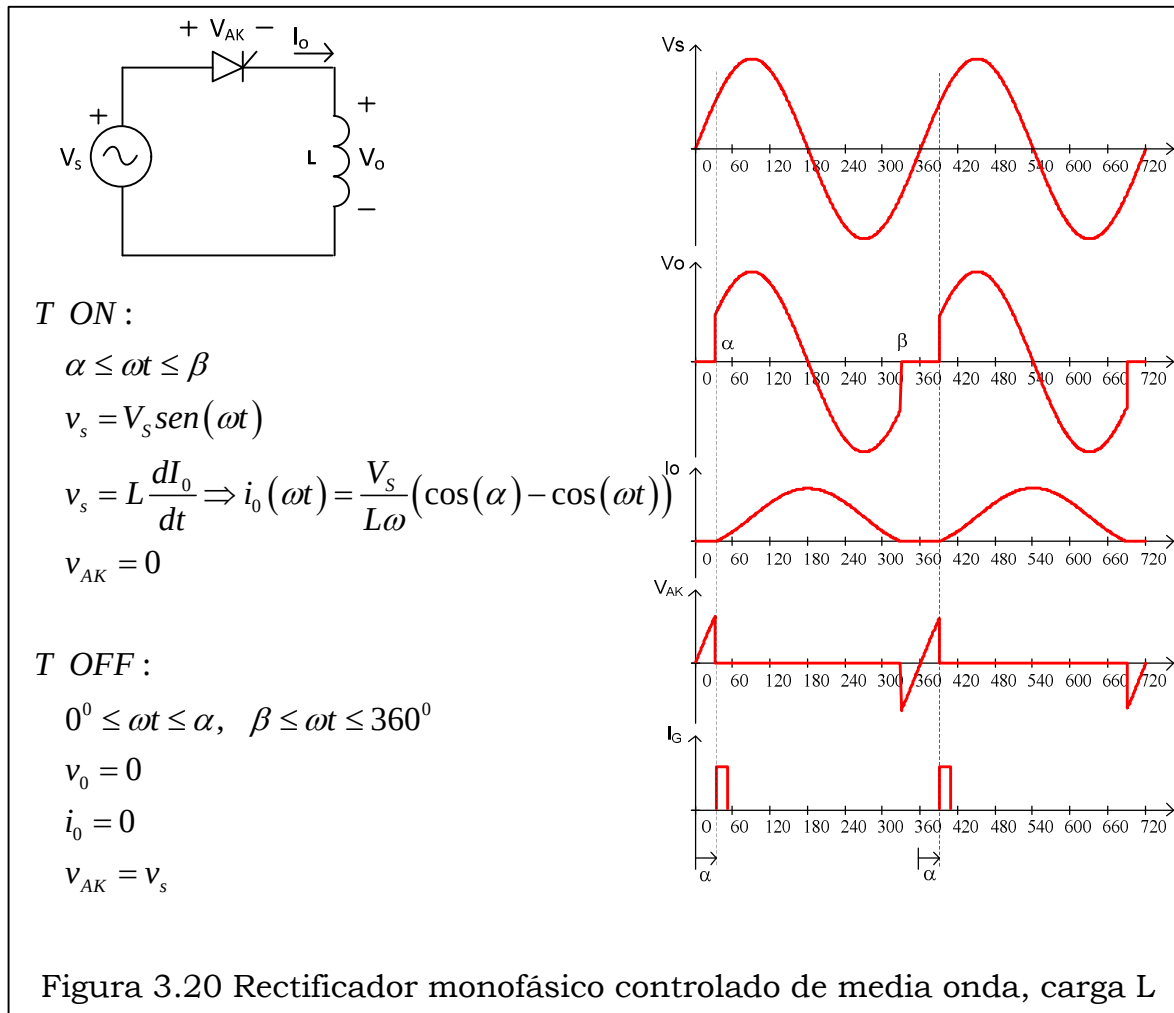


Figura 3.20 Rectificador monofásico controlado de media onda, carga L

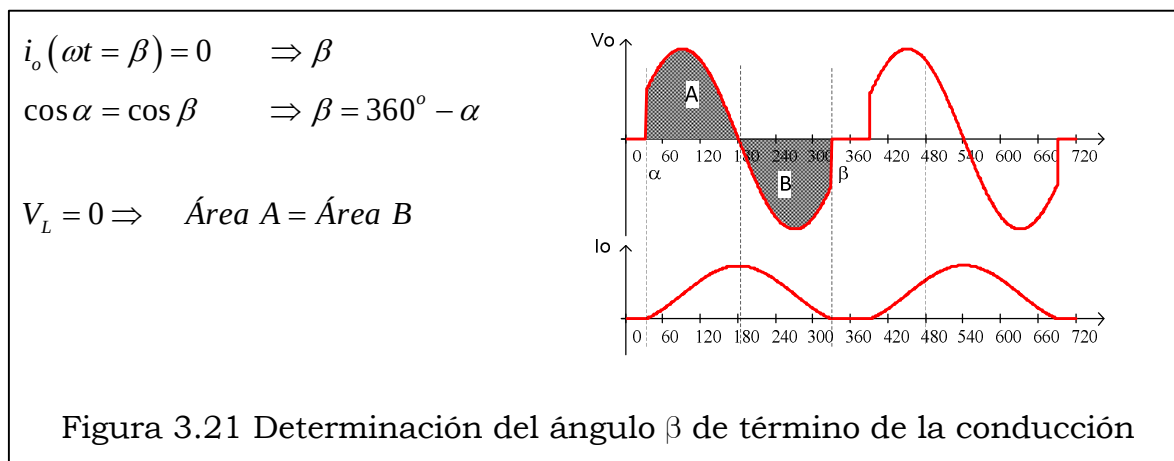


Figura 3.21 Determinación del ángulo β de término de la conducción

3.17 Rectificador monofásico de media onda, carga RL

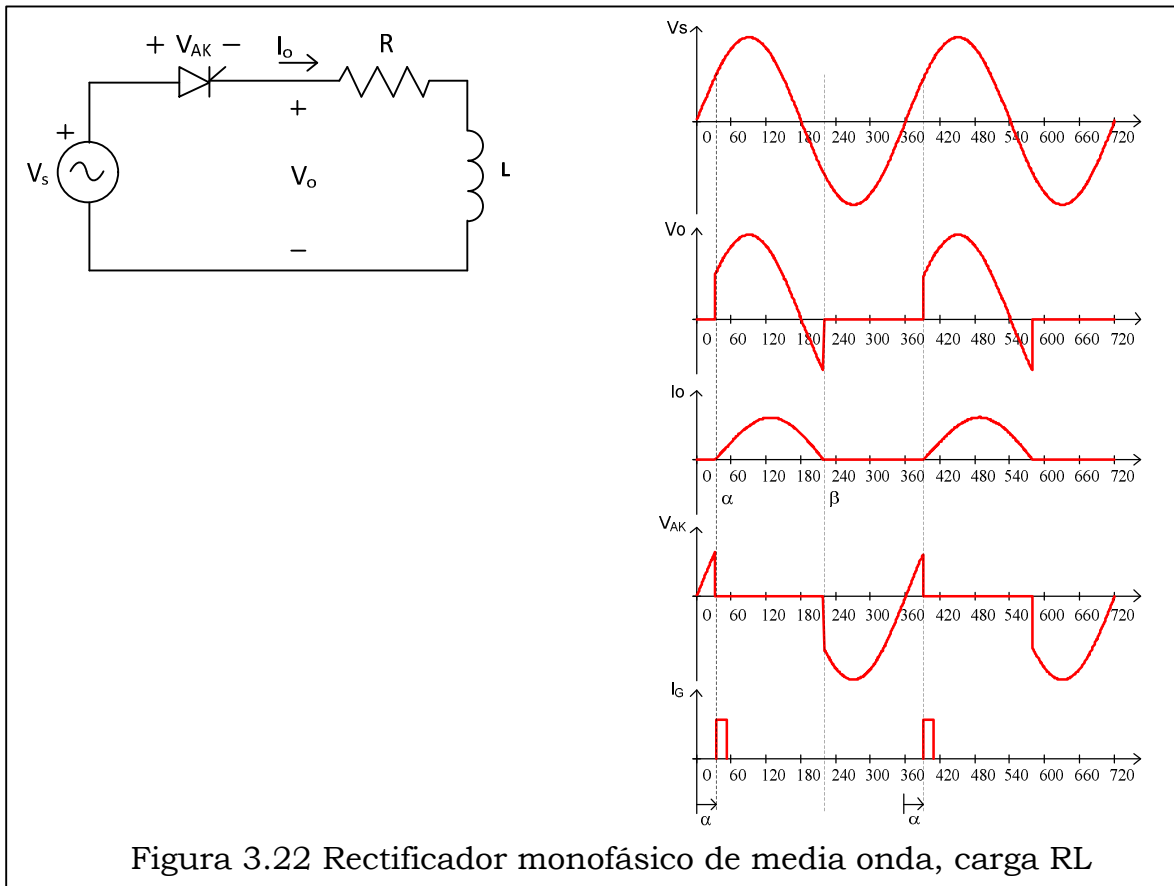


Figura 3.22 Rectificador monofásico de media onda, carga RL

$T \text{ ON} : \quad \alpha \leq \omega t \leq \beta$

$$v_s = V_s \sin(\omega t) = v_o$$

$$v_s = Ri_o + L \frac{di_o}{dt} \Rightarrow i_o$$

$$i_o(\omega t) = \frac{V_s}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \left[\sin(\omega t - \phi) - e^{\frac{R}{\omega L}(\alpha - \omega t)} \sin(\alpha - \phi) \right]$$

$$\phi = \arctan\left(\frac{\omega L}{R}\right)$$

$$v_{AK} = 0$$

$T \text{ OFF} : \quad 0 \leq \omega t \leq \alpha, \quad \beta \leq \omega t \leq 360^\circ$

$$v_o = 0$$

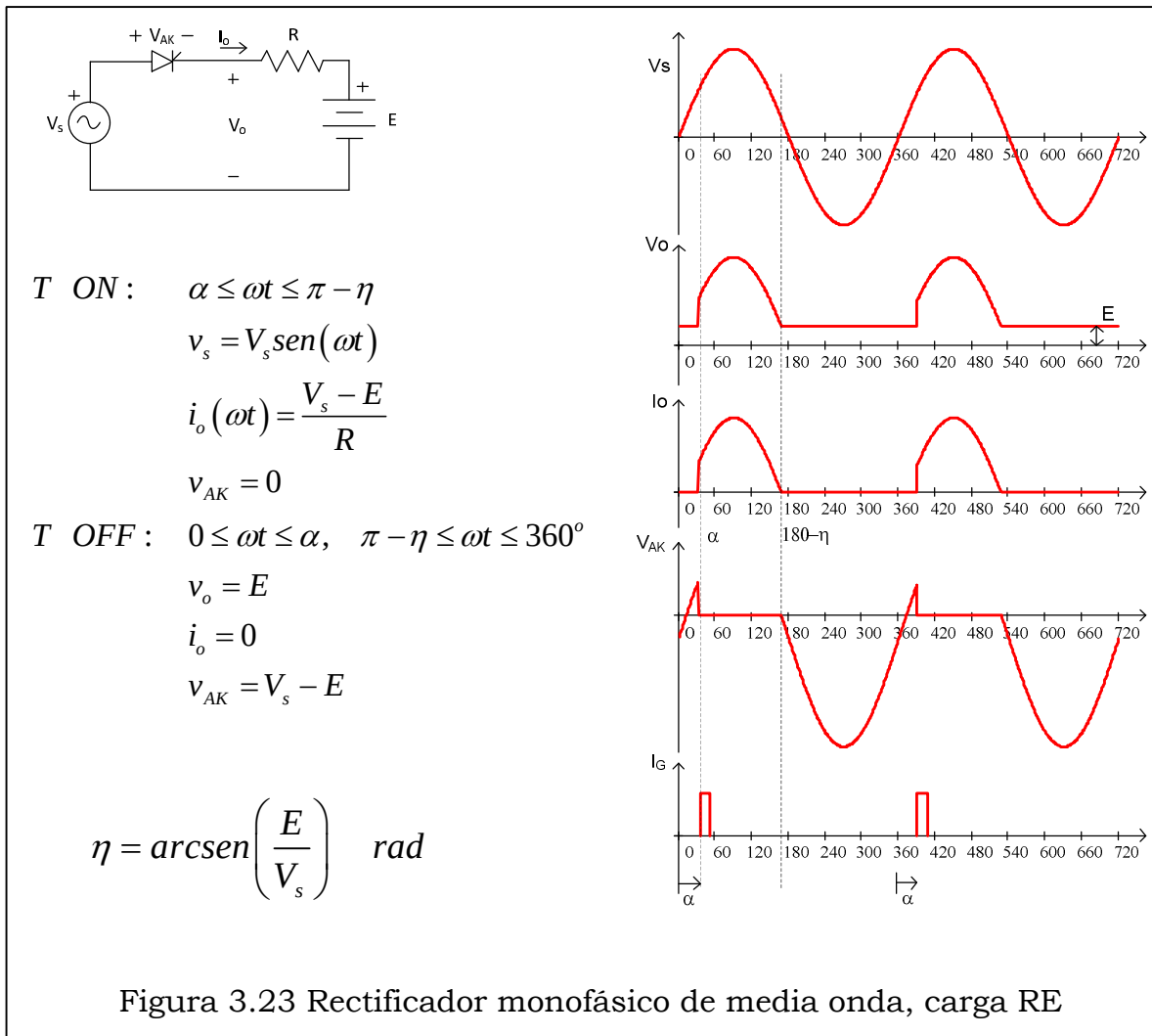
$$i_o = 0$$

$$v_{AK} = v_s$$

Cálculo del ángulo β se obtiene resolviendo la siguiente ecuación:

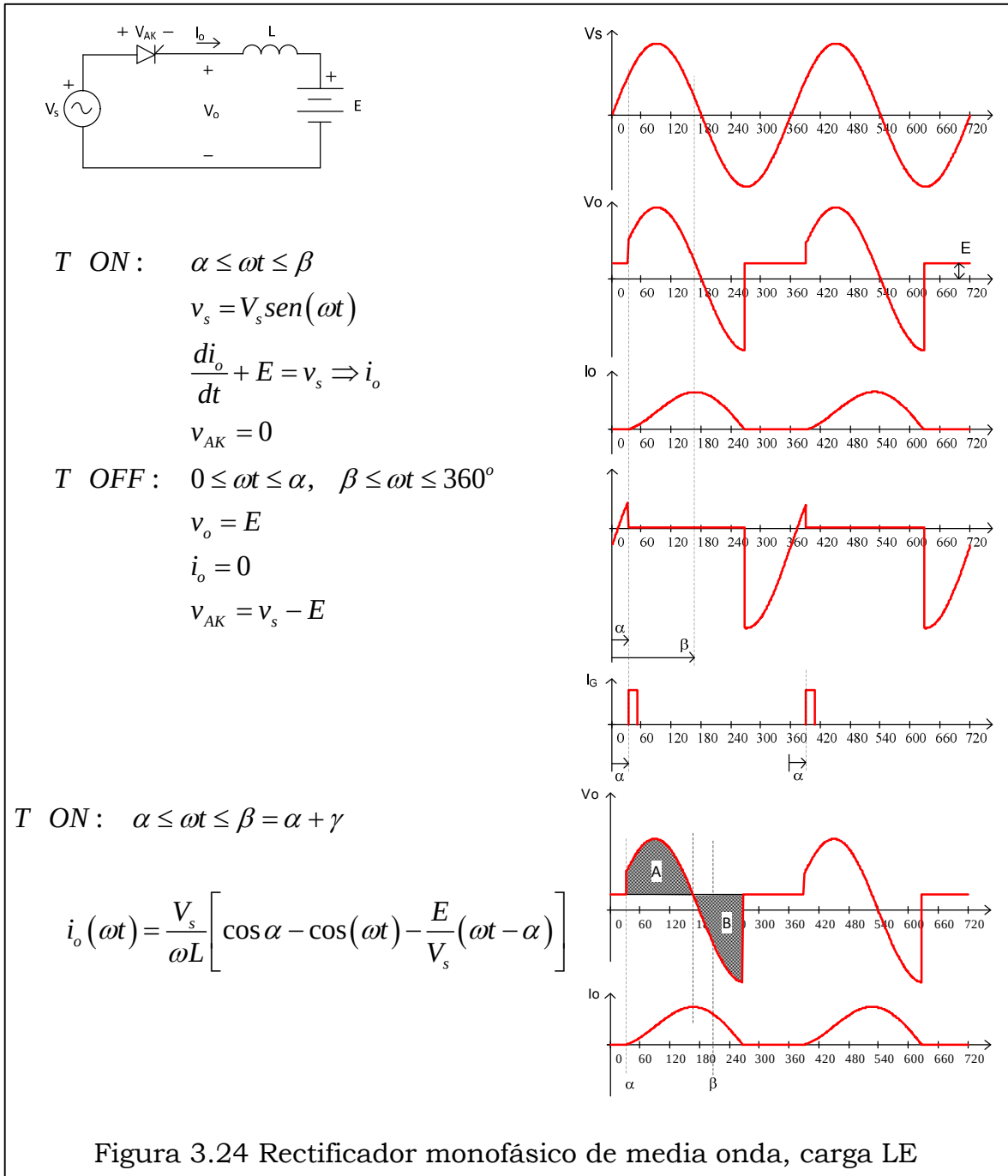
$$i_o(\omega t = \beta) = 0 \quad \Rightarrow 0 = \sin(\beta - \phi) - e^{\frac{R}{\omega L}(\alpha - \beta)} \sin(\alpha - \phi)$$

3.18 Rectificador monofásico de media onda, carga RE



⇒ Para que el SCR se enganche y continúe conduciendo, el ángulo α debe ser mayor η ángulo para el cual $V_s = E$.

3.19 Rectificador monofásico de media onda, carga LE



$$i_o(\omega t = \beta = \alpha + \gamma) = 0 \Rightarrow \frac{E}{V_s} \gamma = \cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) \Rightarrow \gamma$$

$$V_L = 0 \Rightarrow \text{Área A} = \text{Área B}$$

3.20 Rectificador monofásico de media onda, carga RLE

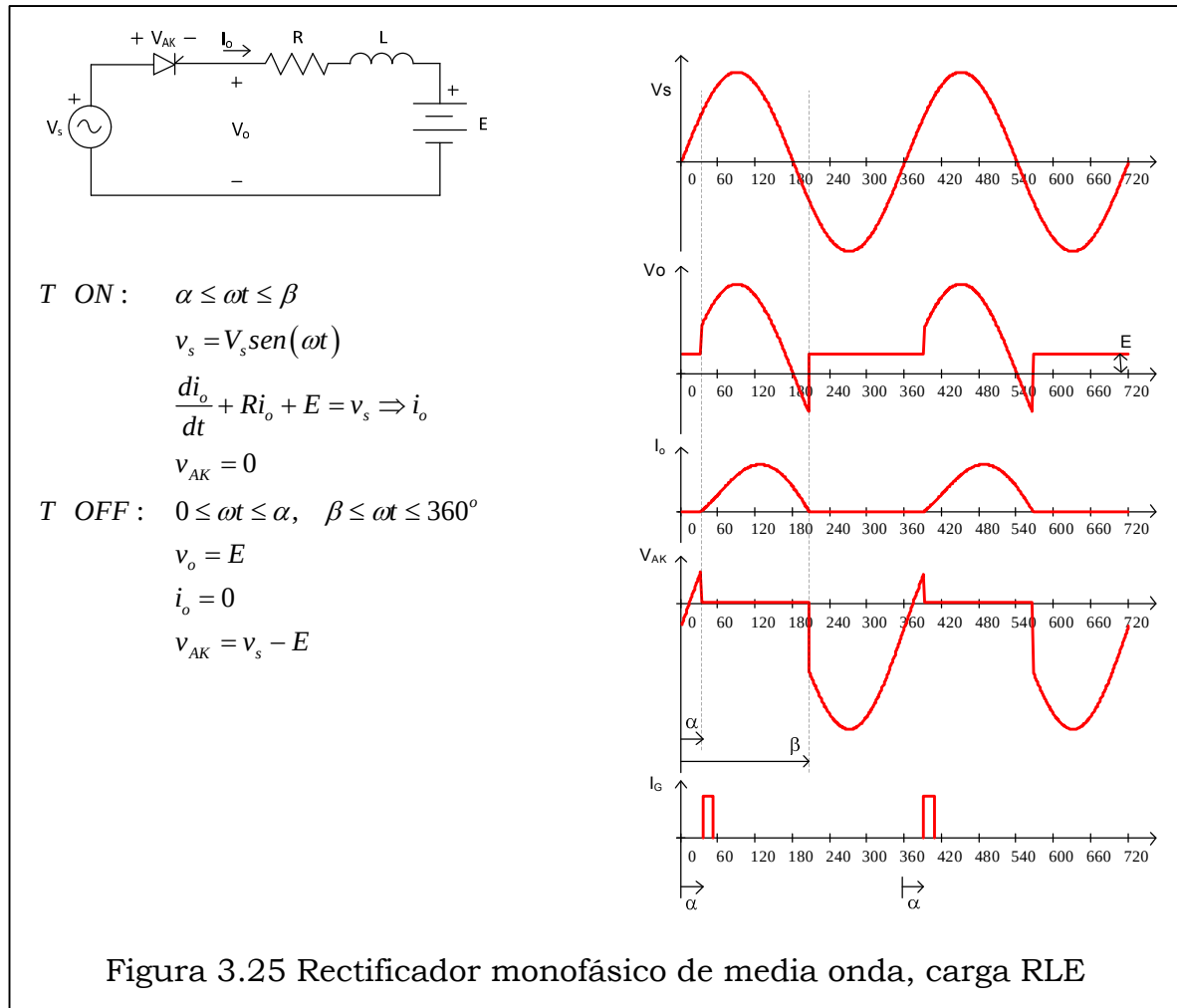


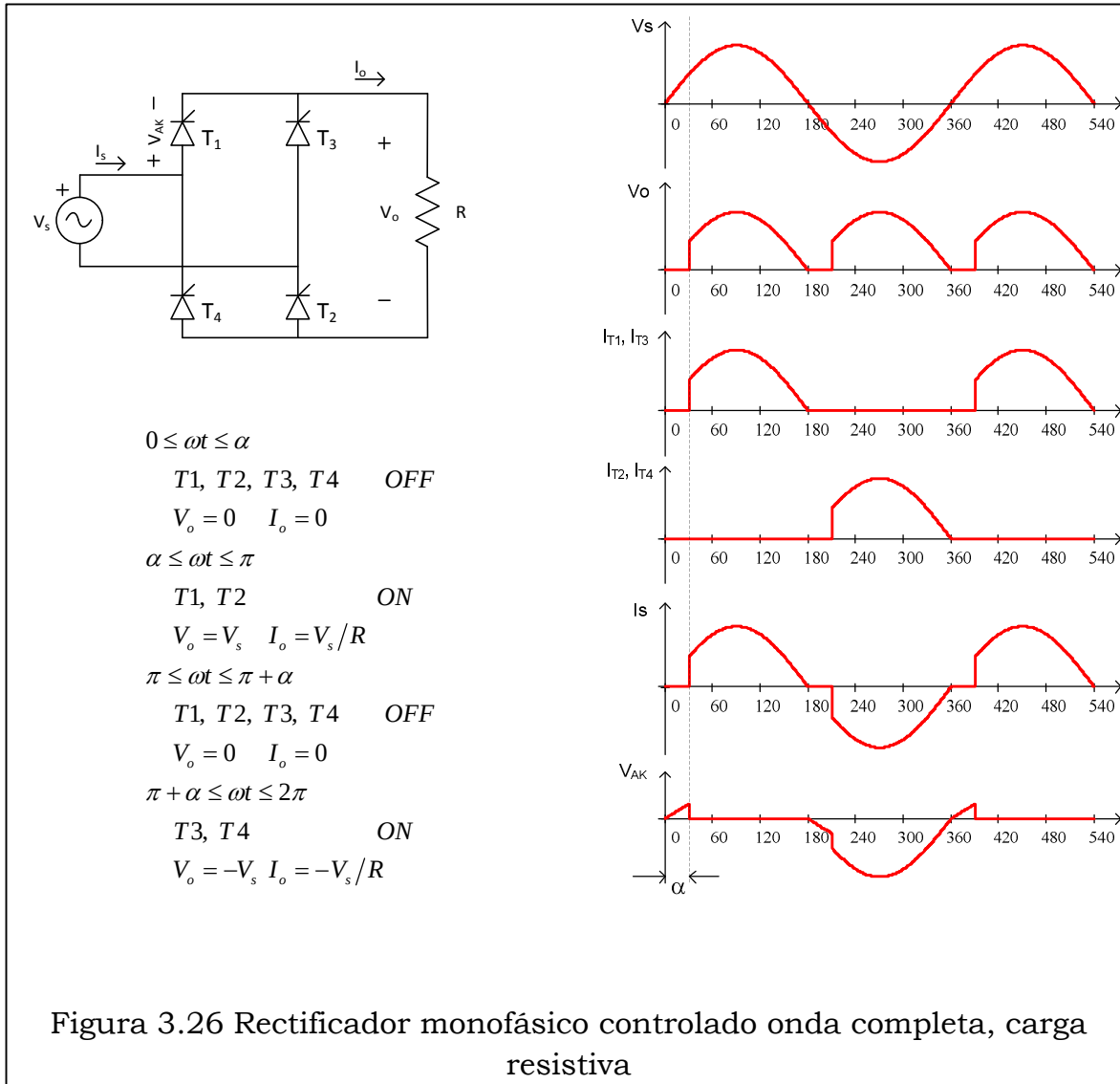
Figura 3.25 Rectificador monofásico de media onda, carga RLE

Corriente en la carga

T ON: $\alpha \leq \omega t \leq \beta$

$$i_o(\omega t) = \frac{V_s}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \left[\sin(\omega t - \phi) - \left(\frac{E}{V_s} \frac{1}{\cos \phi} - \left(\frac{E}{V_s} \frac{1}{\cos \phi} - \sin(\alpha - \phi) \right) e^{\frac{R}{\omega L}(\alpha - \omega t)} \right) \right]$$

3.21 Rectificador monofásico controlado onda completa, carga resistiva



El valor medio del voltaje de carga es:

$$V_o = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} V_s \sin(\omega t) d\omega t = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s (1 + \cos(\alpha))$$

$$V_o = 0.9 V_s (1 + \cos(\alpha))$$

3.22 Rectificador monofásico controlado onda completa, carga RL

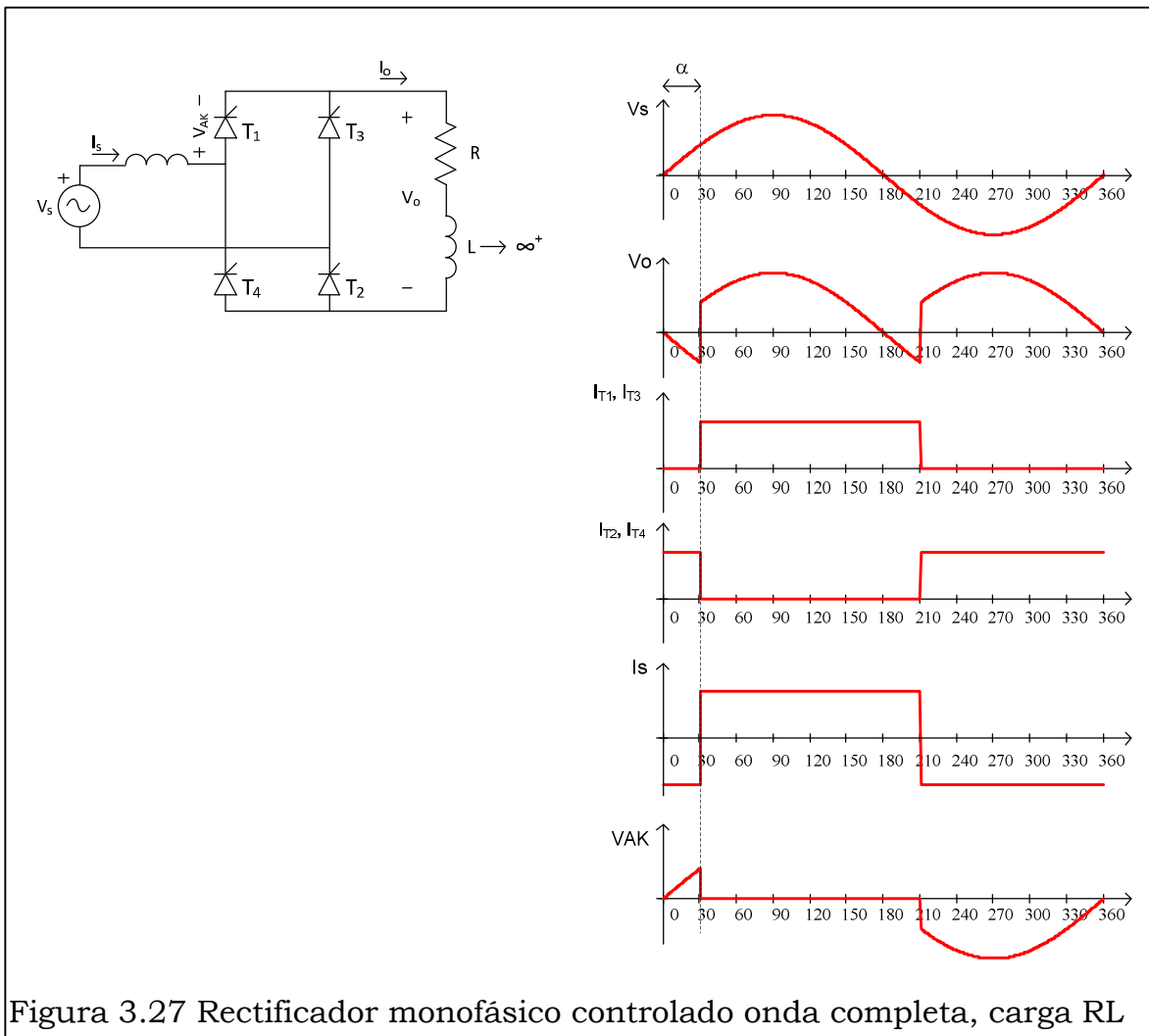


Figura 3.27 Rectificador monofásico controlado onda completa, carga RL

⇒ Durante el intervalo de α a 180° , se está entregando potencia a la carga. En el intervalo de 180° a $(180^\circ + \alpha)$, se estará suministrando potencia a la fuente de alimentación.

El valor medio del voltaje de carga es:

$$V_o = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2}V_s \sin(\omega t) d\omega t = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s \cos(\alpha)$$

⇒ Para prevenir las tensiones negativas en la carga se usa:

- o Puente monofásico totalmente controlado con diodo volante.
- o Puente mixto, con dos diodos y dos tiristores.

3.23 Rectificador monofásico controlado onda completa, carga RLD

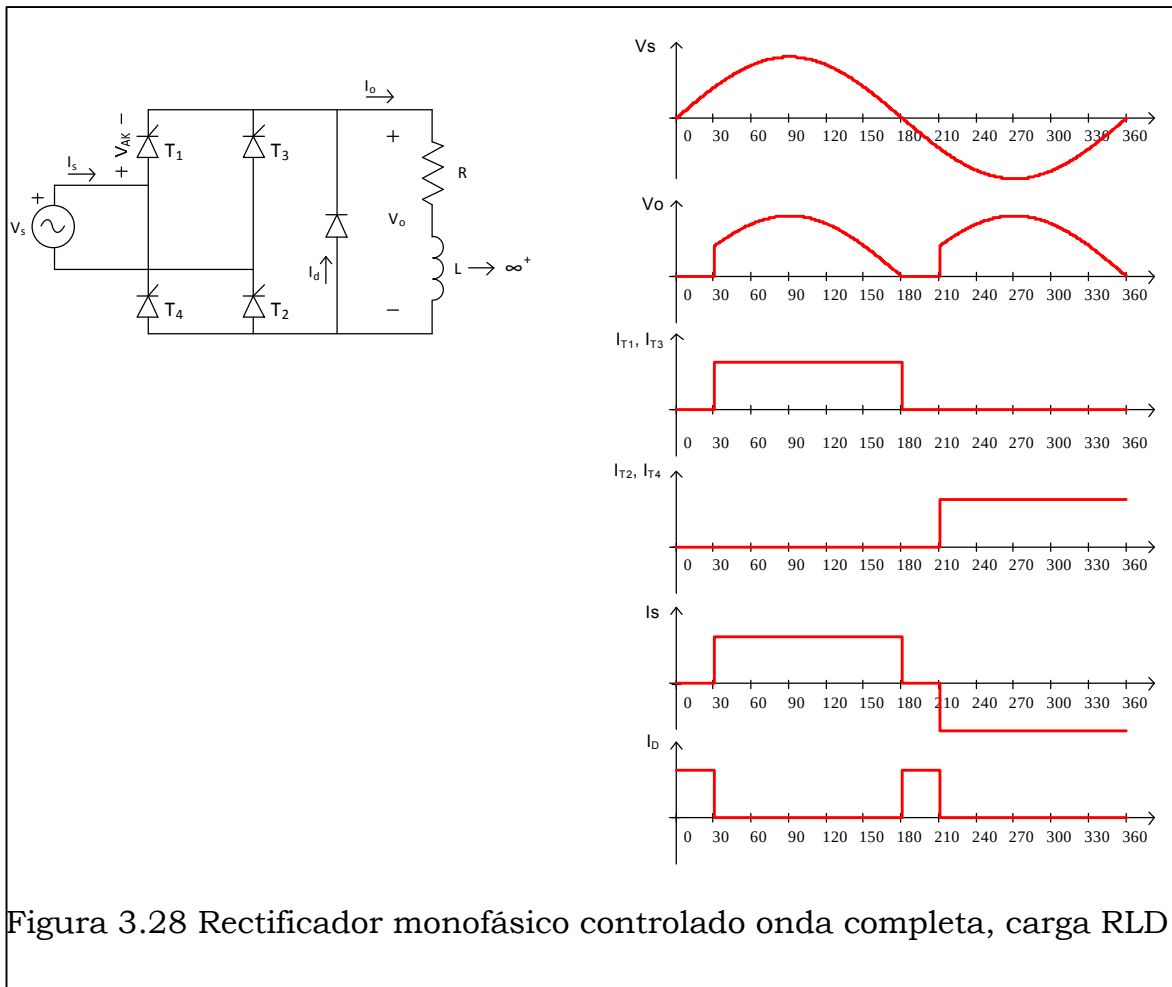


Figura 3.28 Rectificador monofásico controlado onda completa, carga RLD

⇒ La parte negativa de V_o del esquema sin diodo volante, se hace cero.

El valor medio del voltaje de carga es:

$$V_o = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s (1 + \cos(\alpha))$$

El valor medio de la corriente en los tiristores:

$$I_T = I_o \left(\frac{\pi - \alpha}{2\pi} \right)$$

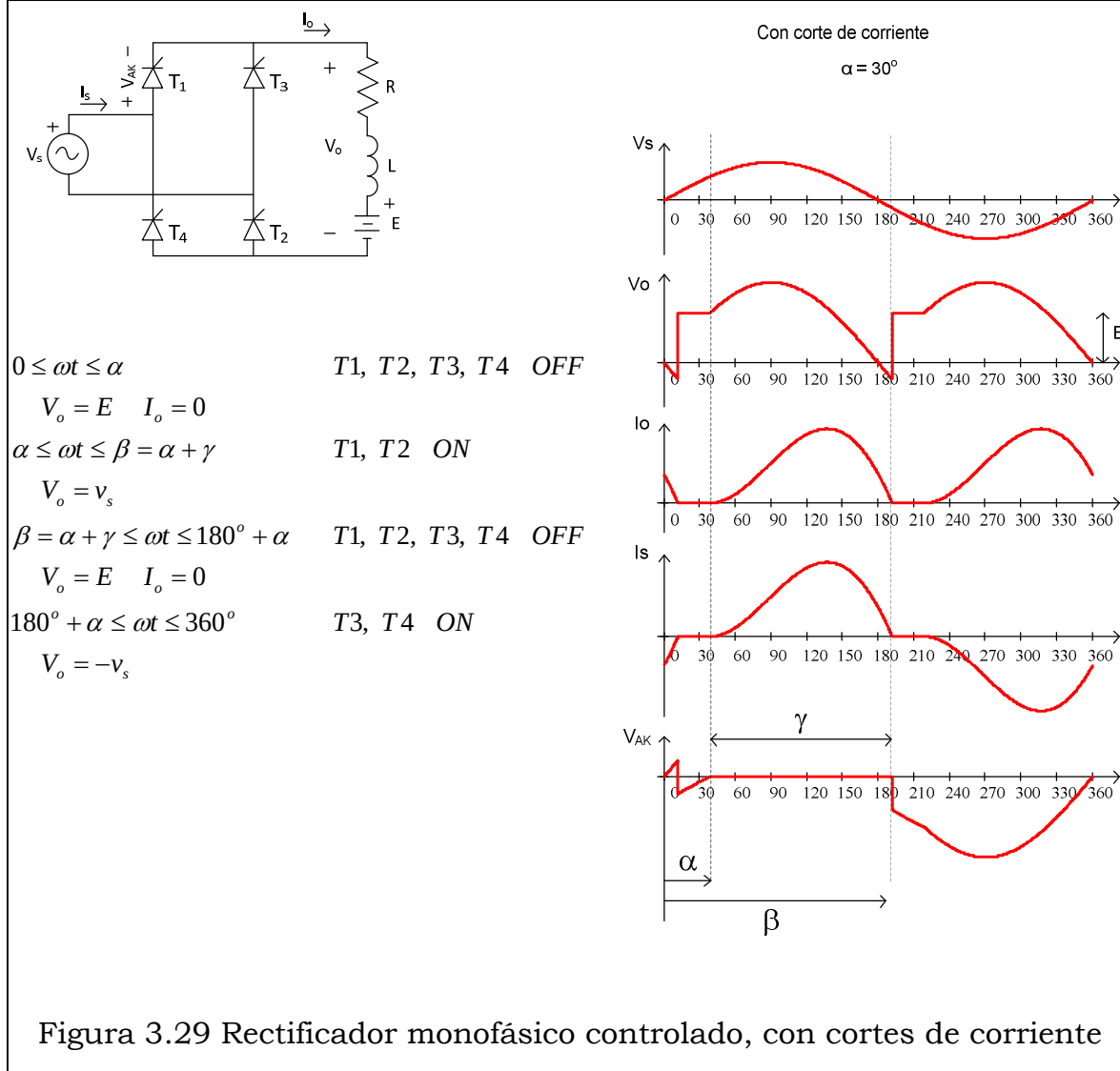
El valor medio de la corriente en el diodo volante:

$$I_{DV} = I_o \left(\frac{\alpha}{\pi} \right)$$

3.24 Rectificador monofásico controlado onda completa, carga RLE

⇒ En este circuito se pueden considerar dos casos, según la conducción de la corriente en la carga es continua o discontinua.

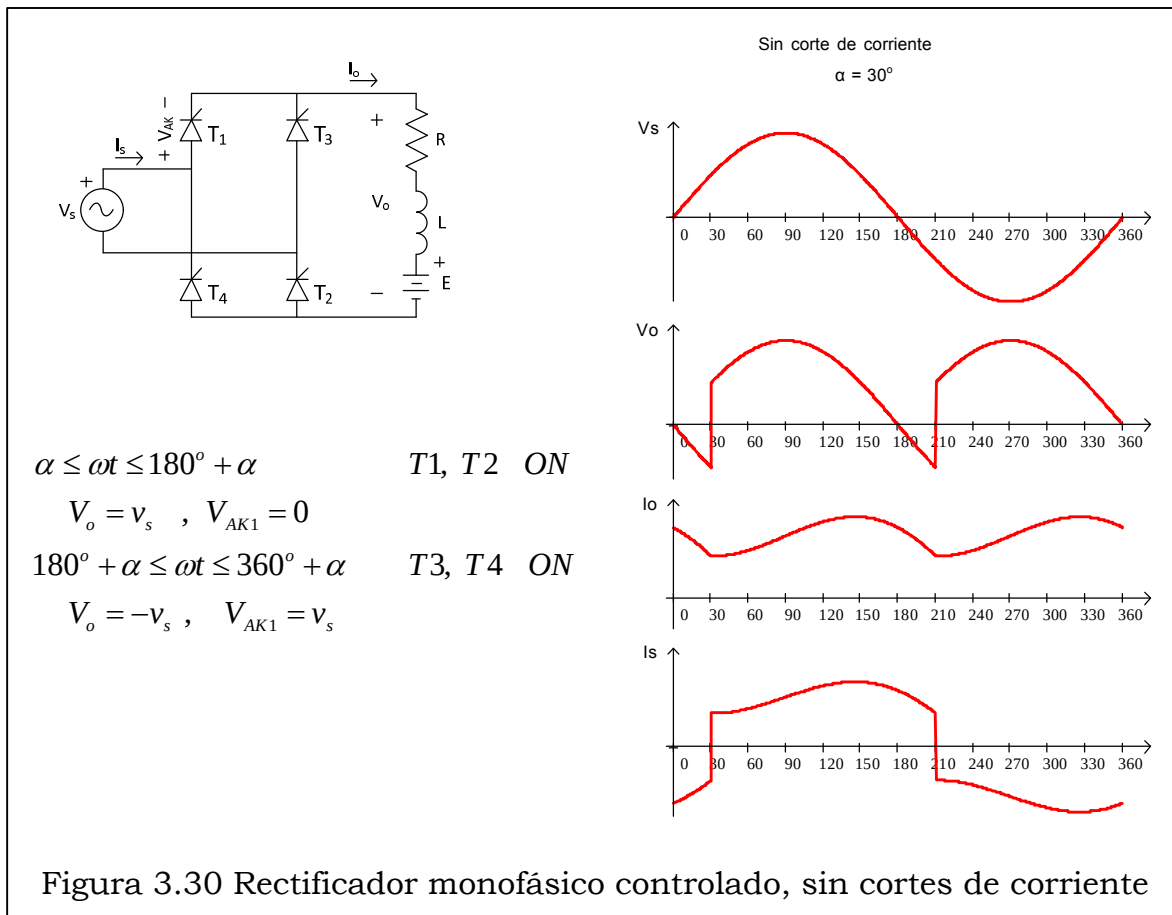
Caso de conducción discontinua, con corte de corriente:



El valor medio del voltaje de carga es:

$$V_o = \frac{1}{\pi} \left(\int_{\alpha}^{\beta=\alpha+\gamma} \sqrt{2}V_s \sin(\omega t) d\omega t + \int_{\beta=\alpha+\gamma}^{\pi+\alpha} E d\omega t \right)$$

Caso de conducción continua, sin corte en la corriente:



El valor medio del voltaje de carga es:

$$V_o = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{180^\circ + \alpha} \sqrt{2} V_s \sin(\omega t) d\omega t = \frac{2V_s}{\pi} \cos \alpha$$

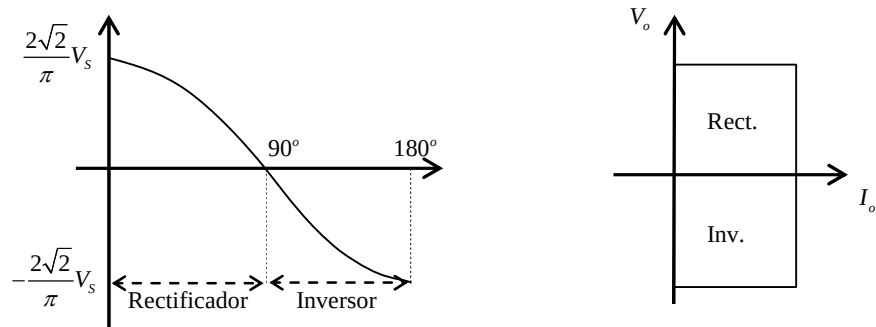
El valor medio de la corriente en la carga:

$$V_o = R I_o + E$$

$$I_o = \frac{V_o - E}{R}$$

Luego por medio de α , controlamos V_d , y al mismo tiempo I_d ; controlamos de esta manera el flujo de potencia suministrado a la carga.

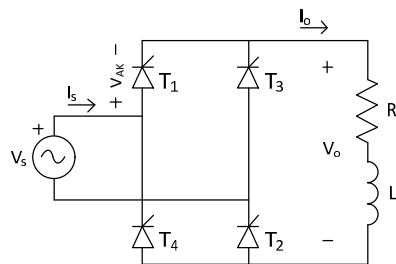
3.25 Rectificador monofásico controlado onda completa, carga RLE



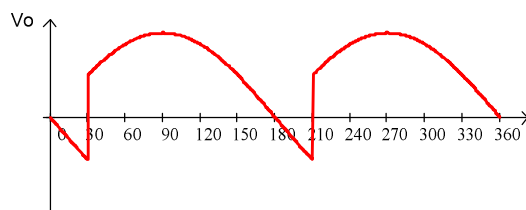
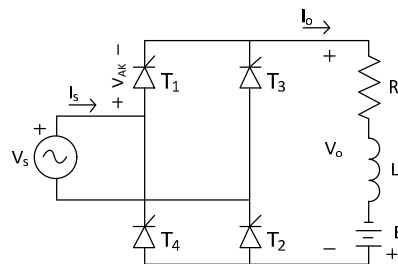
Funcionamiento como rectificador ($0^\circ < \alpha < 90^\circ$) $\rightarrow V_o (+)$

Funcionamiento como inversor ($90^\circ < \alpha < 180^\circ$) $\rightarrow V_o (-)$

Rectificación

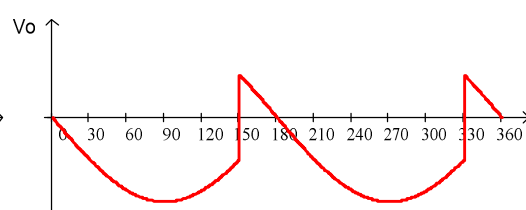
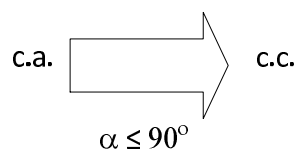


Inversión



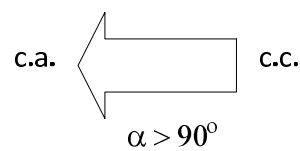
$$I_o \geq 0$$

$$V_o \geq 0, \quad P_o \geq 0$$



$$I_o \geq 0$$

$$V_o < 0, \quad P_o < 0$$



Requiere de una fuente de c.c. en la carga con la polaridad adecuada

Figura 3.31 Rectificador monofásico controlado onda completa, carga RLE

3.26 Rectificador monofásico: Efecto inductancia de la fuente, $L_s \neq 0$.

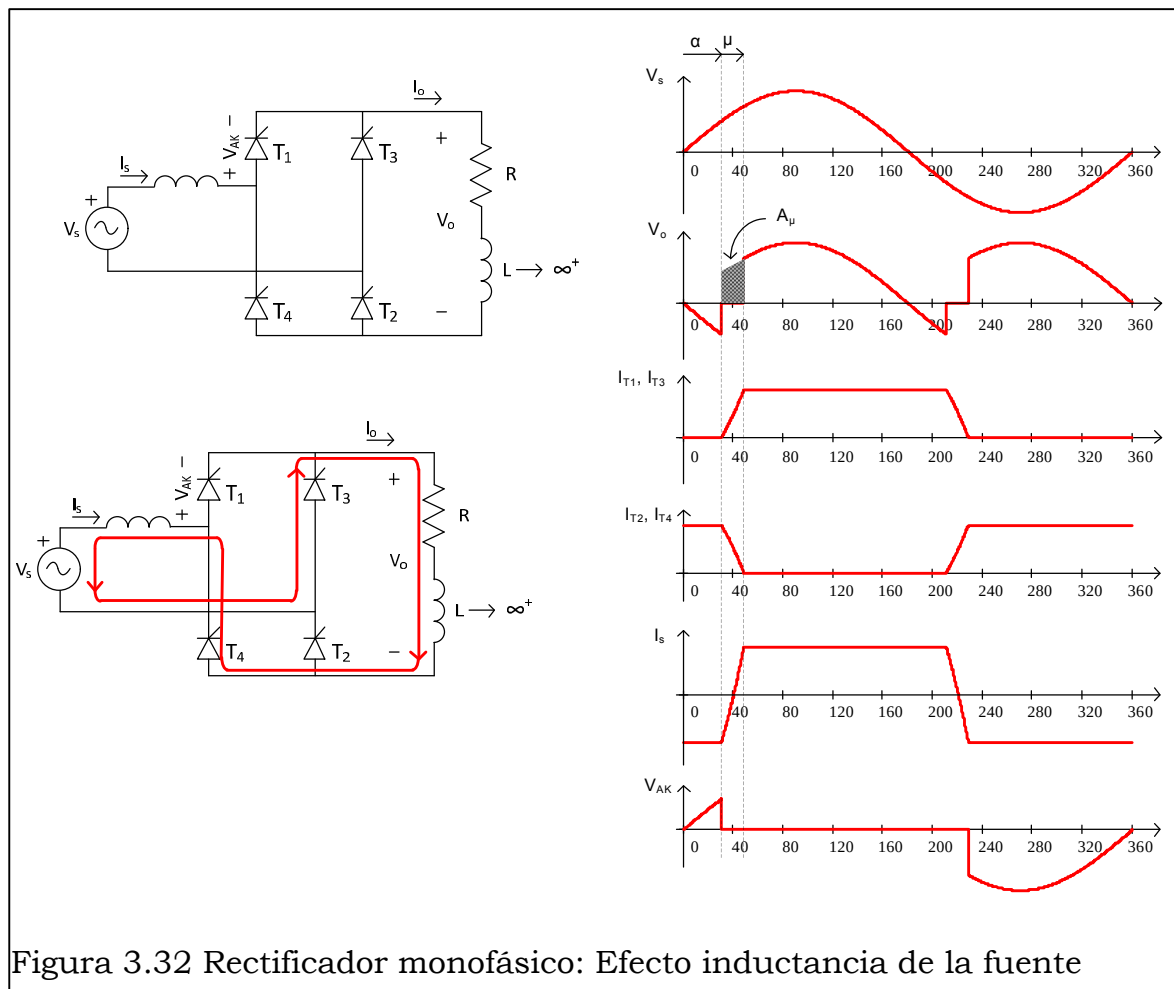


Figura 3.32 Rectificador monofásico: Efecto inductancia de la fuente

⇒ En la figura, se observa que i_s tiene una forma de onda trapezoidal, por lo cual se cumple que:

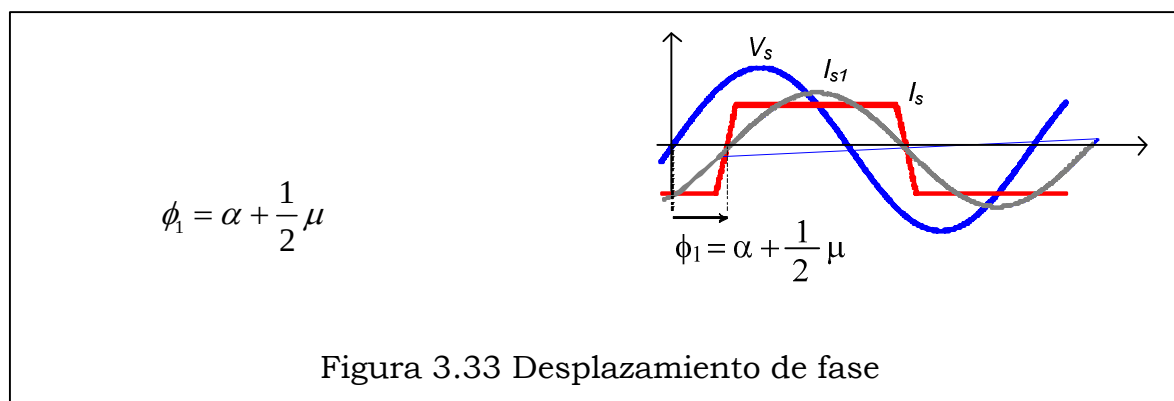
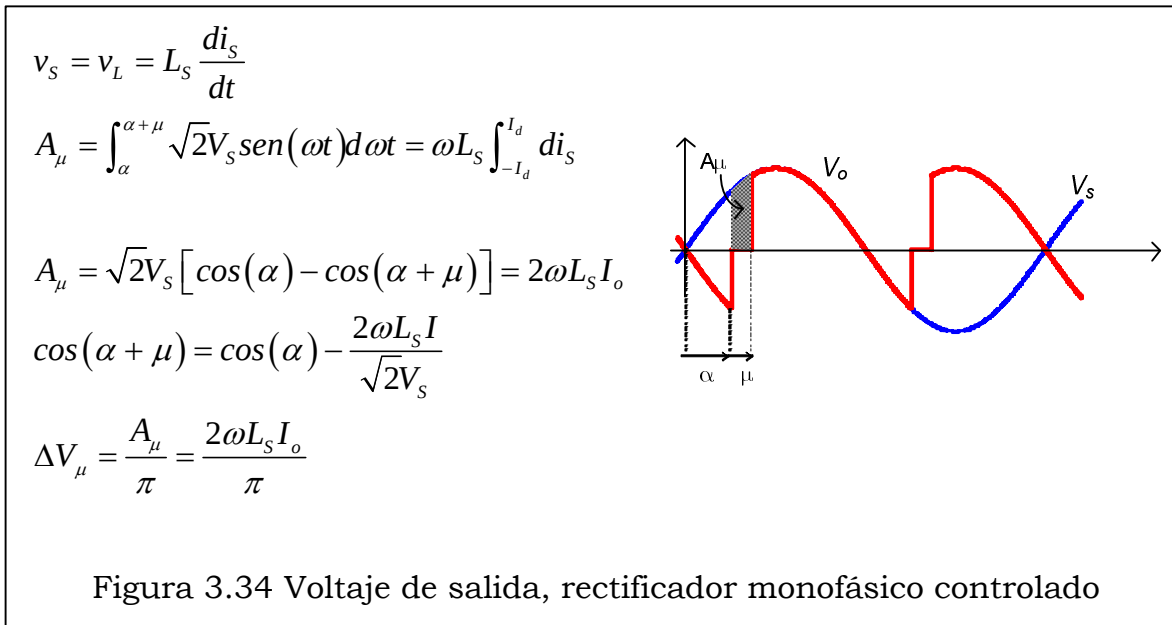


Figura 3.33 Desplazamiento de fase

⇒ En conmutación los cuatro tiristores conducen, de manera que



El valor medio del voltaje de carga es:

$$V_o = 0.9V_s \cos(\alpha) - \frac{2}{\pi} \omega L_s I_o$$

⇒ Teniendo en cuentas esto, e igualando la potencia activa o consumida en el lado de continua y en el de alterna, se puede obtener el valor eficaz de la componente fundamental de i_s .

$$P = V_o I_o = V_s I_{s1} \cos(\phi)$$

$$V_o I_o = 0.9V_s I_o \cos(\alpha) - \frac{2}{\pi} \omega L_s I_o^2$$

$$I_{s1} = \frac{.9V_s I_o \cos(\alpha) - \frac{2}{\pi} \omega L_s I_o^2}{V_s \cos\left(\alpha + \frac{1}{2}\mu\right)}$$

3.27 Rectificador trifásico controlado de media onda, carga RL

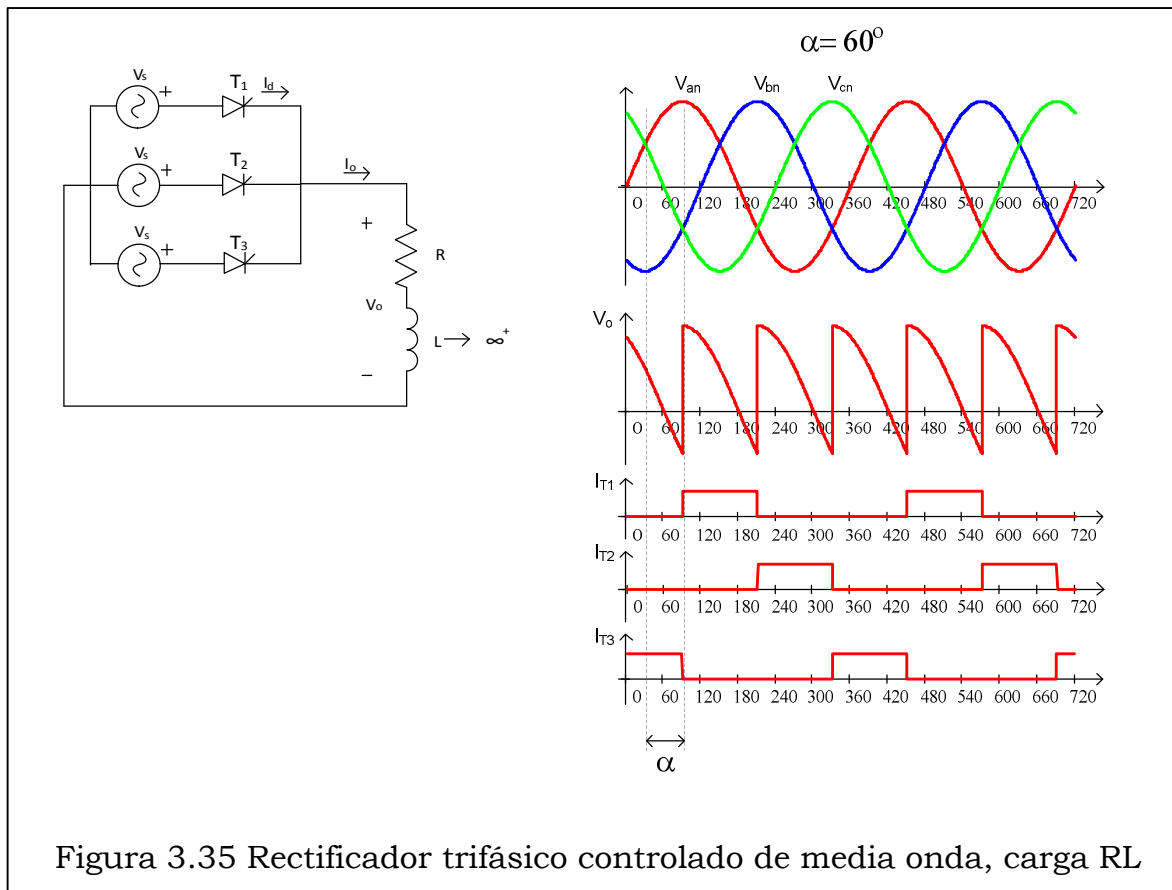


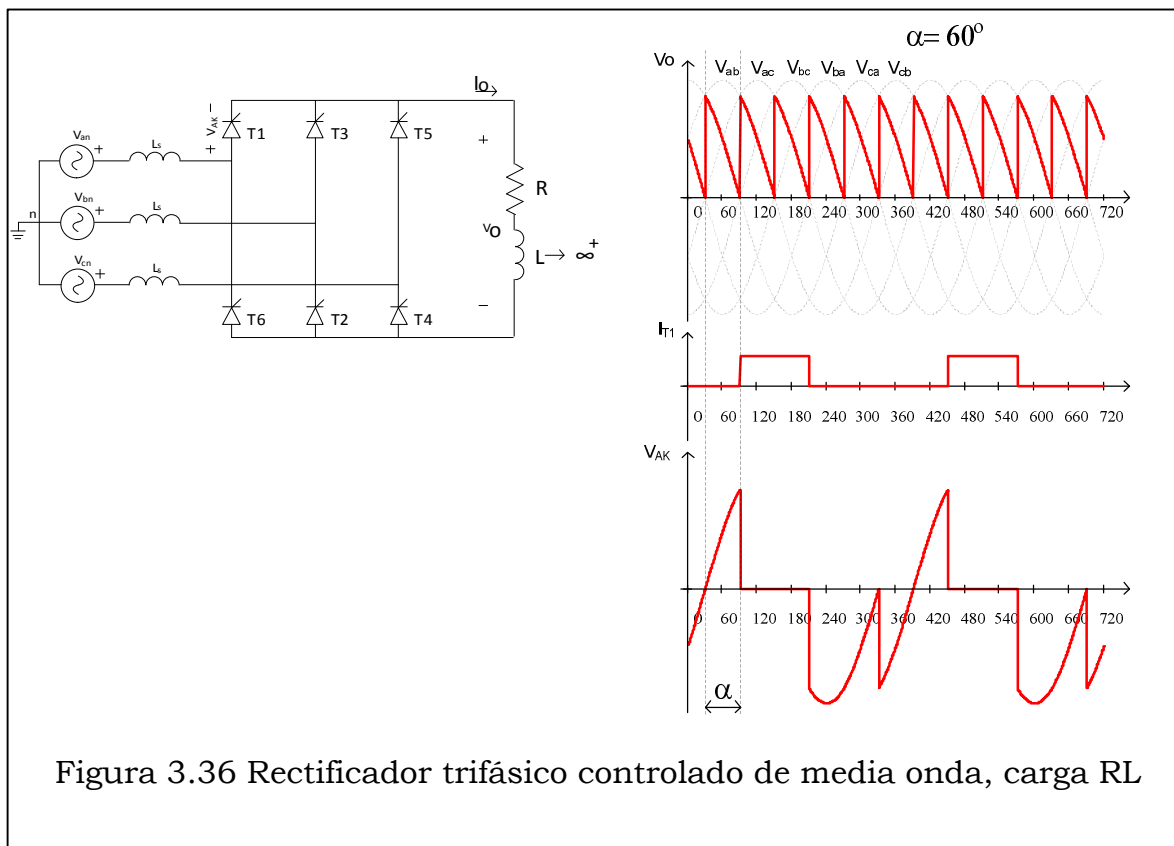
Figura 3.35 Rectificador trifásico controlado de media onda, carga RL

- ⇒ Cada fase conduce por 120° , obteniéndose una señal de salida de frecuencia el triple de la señal de entrada (convertor de 3 pulsos).
- ⇒ El voltaje de carga está formado por partes de los voltajes de fase
- ⇒ Dependiendo de la carga la corriente de salida puede ser continua o discontinua
- ⇒ Puede funcionar como rectificador y como inversor

3.28 Rectificador trifásico controlado onda completa, carga RL

- ⇒ Dependiendo de la carga la corriente de salida puede ser continua o discontinua
- ⇒ Puede funcionar como rectificador y como inversor
- ⇒ El ángulo α se mide a partir del momento en que comenzaría la conducción si se trata de diodos, V_{ab} mayor que cualquier otro voltaje en el circuito.

Corriente continua de carga



⇒ Para cargas fuertemente inductivas la corriente de carga es continua, sin cortes, en este caso se cumple:

- o El voltaje de carga está formado por partes de los voltajes de línea. El valor medio del voltaje de carga es:

$$V_0 = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2}V_{LL} \cos \omega t \, d\omega t = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha = 1.35V_{LL} \cos \alpha = 2.34V_{LN} \cos \alpha$$

- o Cada fase conduce por 240° y cada tiristor lo hace por 120° obteniéndose una señal de salida de frecuencia seis veces de la frecuencia de la señal de entrada (convertor de 6 pulsos)

$$I_{T1} = \frac{1}{3} I_o$$

$$I_{T1_RMS} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_o$$

$$I_s = 0$$

$$I_{S_RMS} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_o$$

⇒ Para cargas inductivas puras, el voltaje de salida es cero para $\alpha=90^\circ$ y la corriente de carga se hace cero.

3.29 Rectificador trifásico controlado onda completa, carga RLE

Corriente discontinua de carga

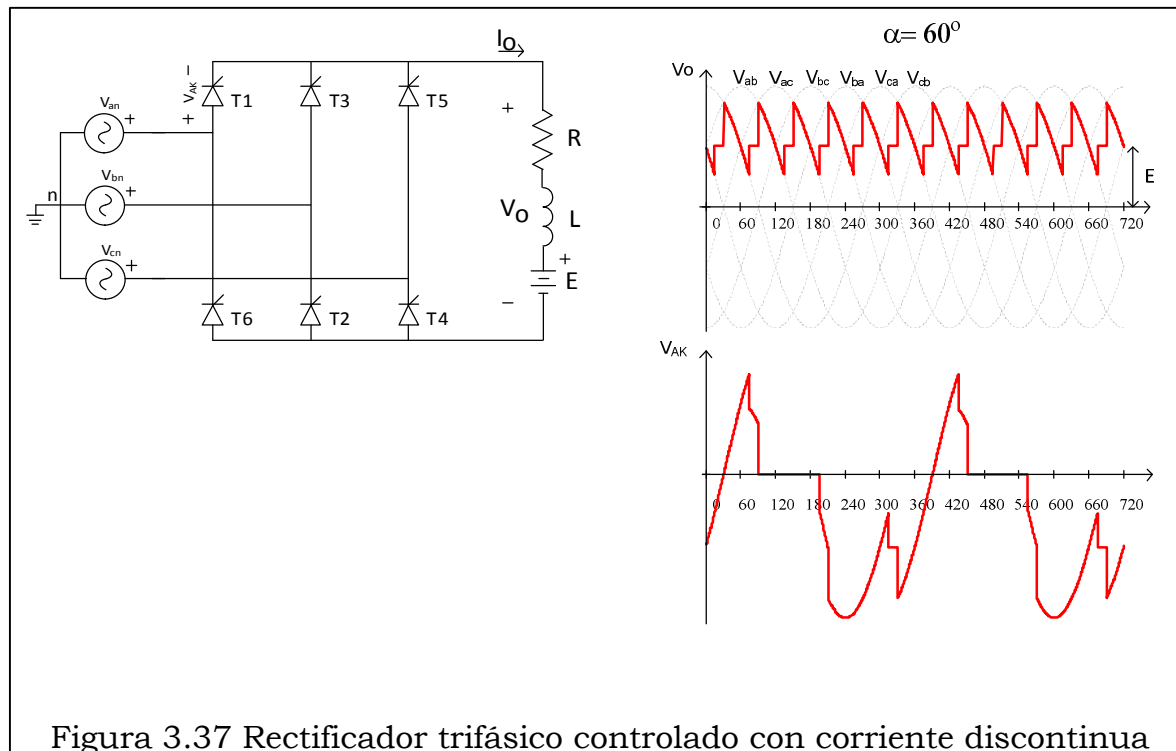
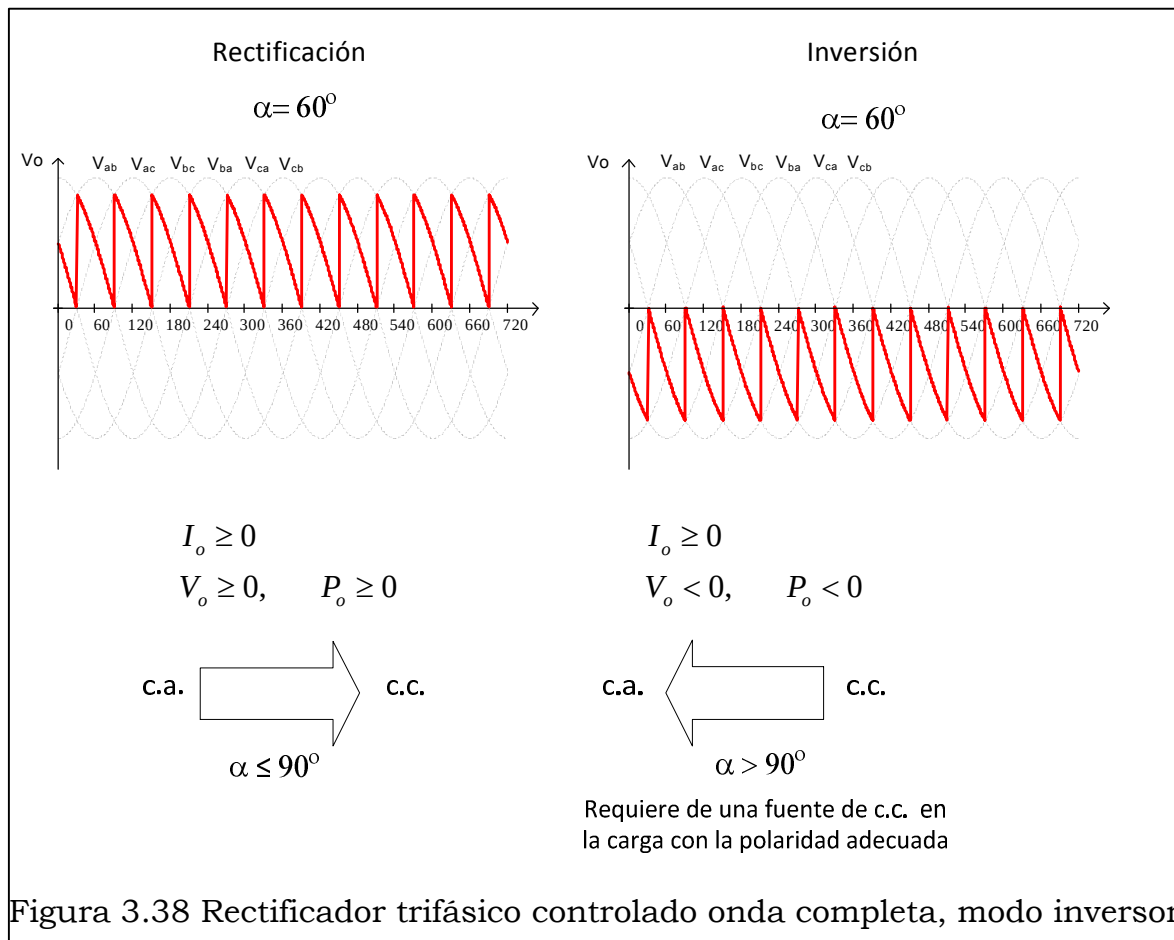


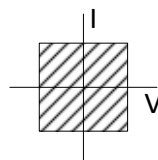
Figura 3.37 Rectificador trifásico controlado con corriente discontinua

⇒ Para cargas débilmente inductivas la corriente de carga se hace cero antes que se produzca la siguiente conmutación. En esta condición el voltaje de salida es E .

3.30 Rectificador trifásico controlado onda completa, modo inversor



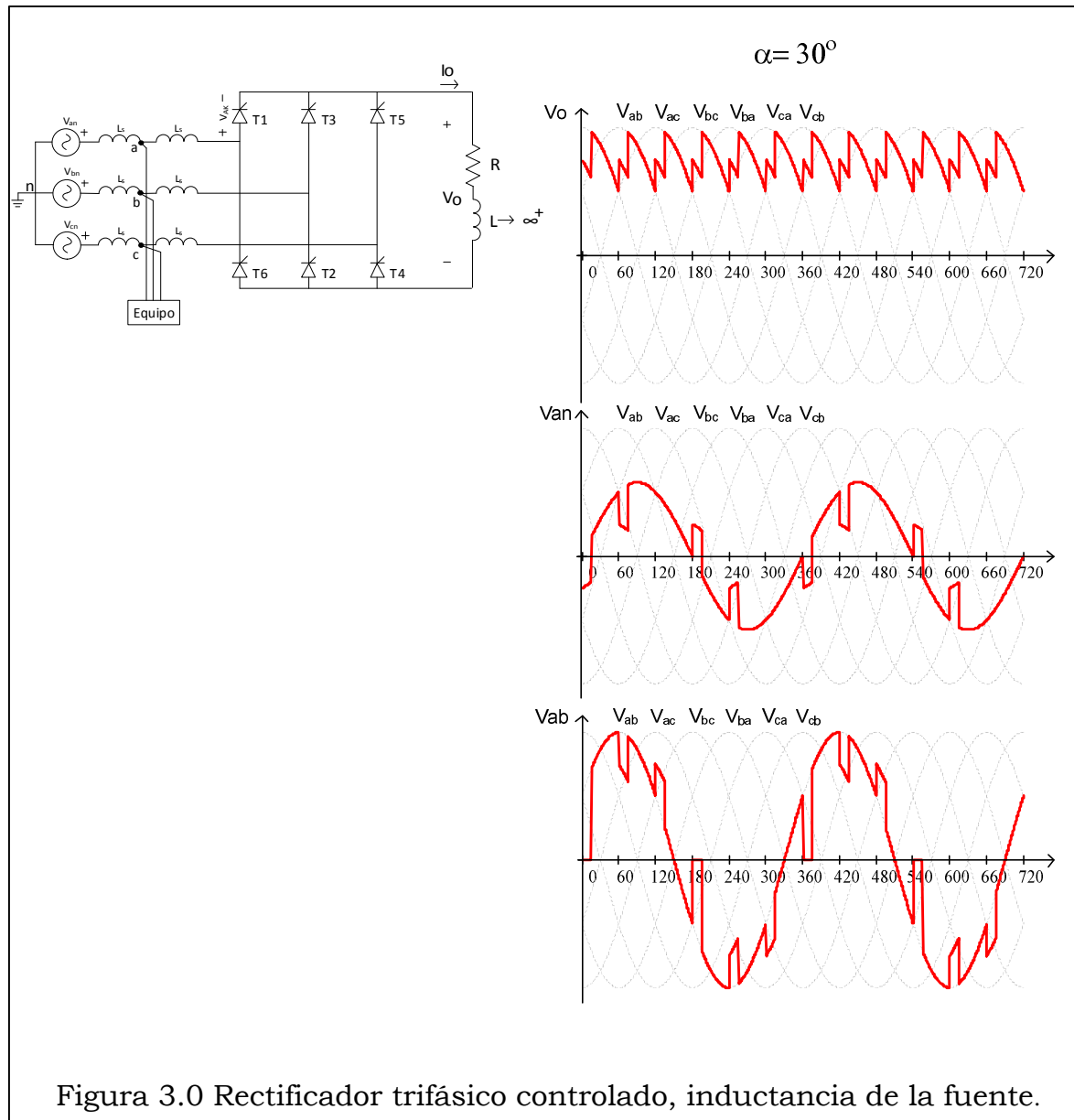
⇒ Cuando se describe la operación de los rectificadores controlados, es común definir el voltaje y la corriente para cuatro cuadrantes de operación, como se indica en la figura.



⇒ Como rectificador la operación está en el cuadrantes I, pero si la carga posee una fuente CC con la polaridad adecuada, el conversor puede trabajar en el II cuadrante. Esta operación se denomina Inversión, la energía va desde el lado DC al AC.

⇒ Los circuitos híbridos, o aquellos con diodos volantes, o cualquier rectificador con carga resistiva pura, no pueden operar en los dos cuadrantes, operan sólo en el primer cuadrante.

3.31 Rectificador trifásico controlado onda completa, efecto inductancia de la fuente



- ⇒ Se observa la distorsión que provoca el convertidor (conmutaciones) en la señal de voltaje del sistema, que afecta el funcionamiento de equipos aledaños.
- ⇒ De acuerdo a las normas alemanas VDE, se debe seleccionar el transformador al cual se conecta el convertidor de forma que

$$\omega L_s I_{s1} \geq 0.05 \frac{V_{LL}}{\sqrt{3}}$$

Unidad IV

Conversores AC-AC

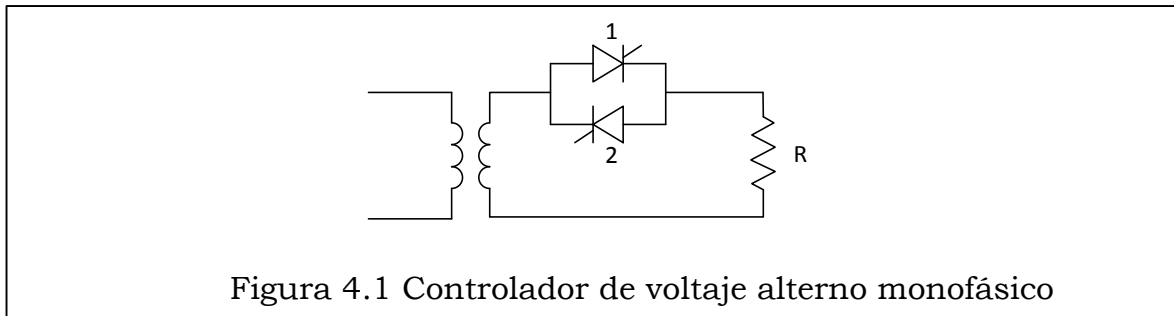
Reguladores y Cicloconversores

4.1 Introducción

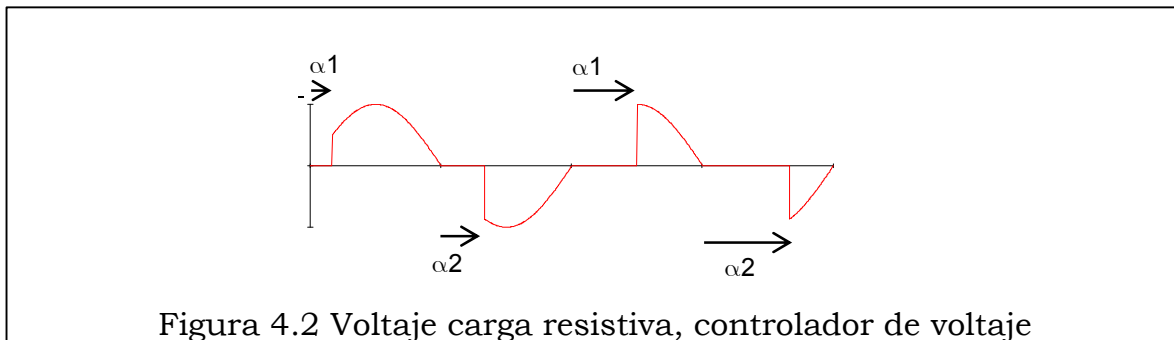
Este conversor tiene un amplio uso en la industria. Las aplicaciones como atenuadores de luz, controladores de motores de corriente alterna, controladores de calor, sistemas de alimentación ininterrumpida son algunos ejemplos de los convertidores AC-AC. Hay muchos tipos diferentes de convertidores AC-AC pero básicamente su función es suministrar voltaje y corriente alterna variable a partir de una fuente alterna.

Hay de dos tipos de convertidores AC-AC, el primer grupo de estos convertidores se denominan convertidores directos o cicloconversores que cambian directamente la forma del voltaje y frecuencia de la fuente AC. El otro grupo utiliza un enlace de corriente continua, donde se utiliza un rectificador como regulador de voltaje DC mientras que un inversor genera una tensión alterna de cierta frecuencia y magnitud.

4.2 Conversión AC-AC directa



- ⇒ Este convertidor está conformado por dos semiconductores de potencia colocados en antiparalelo que controlan la conexión de la fuente en cada semiciclo.
- ⇒ Por el tipo de componente de potencia que se utiliza en su construcción se clasifican en dos tipos: controlado (SCR o TRIAC) y semicontrolado (SCR y Diodo).

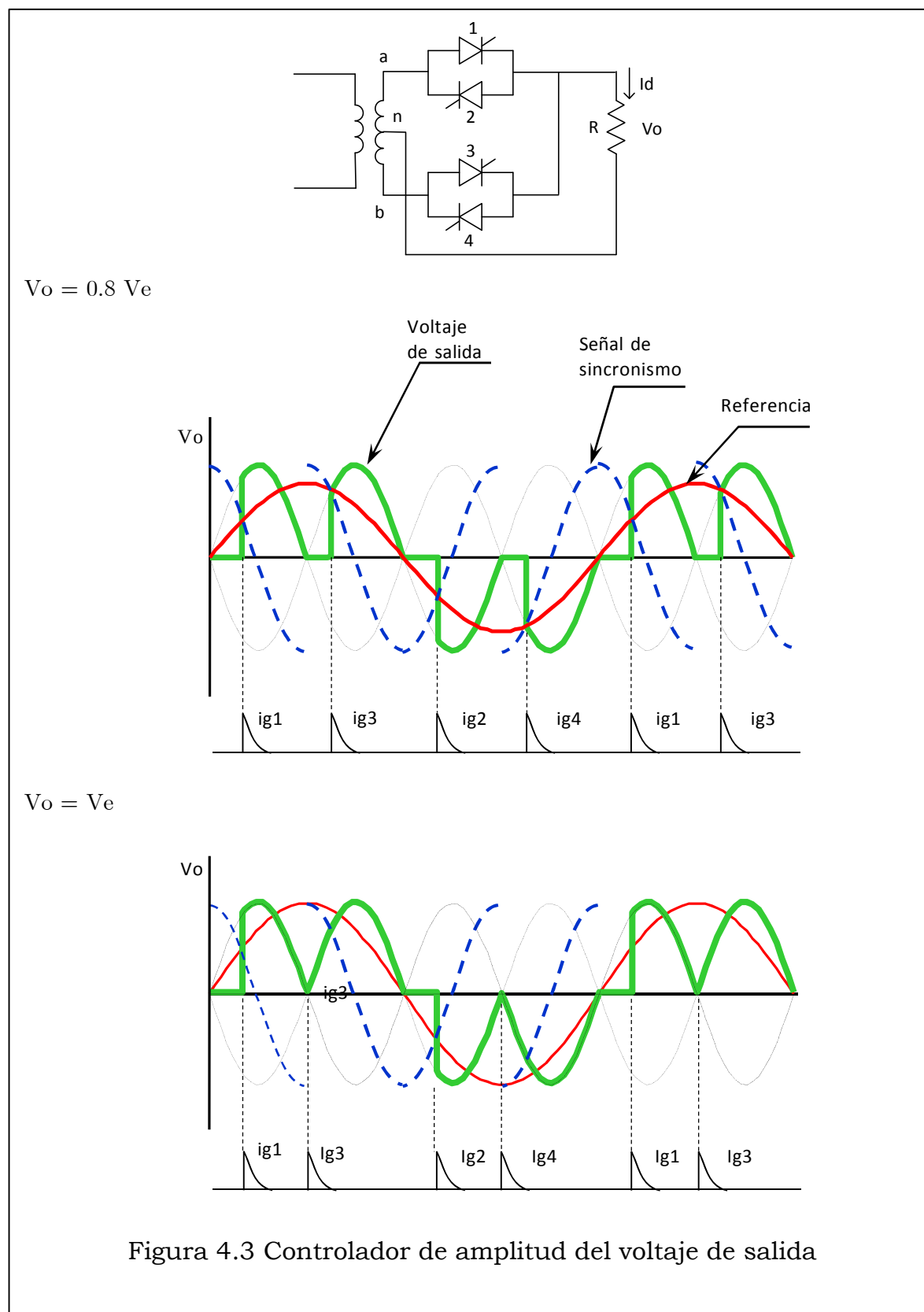


El voltaje efectivo de carga

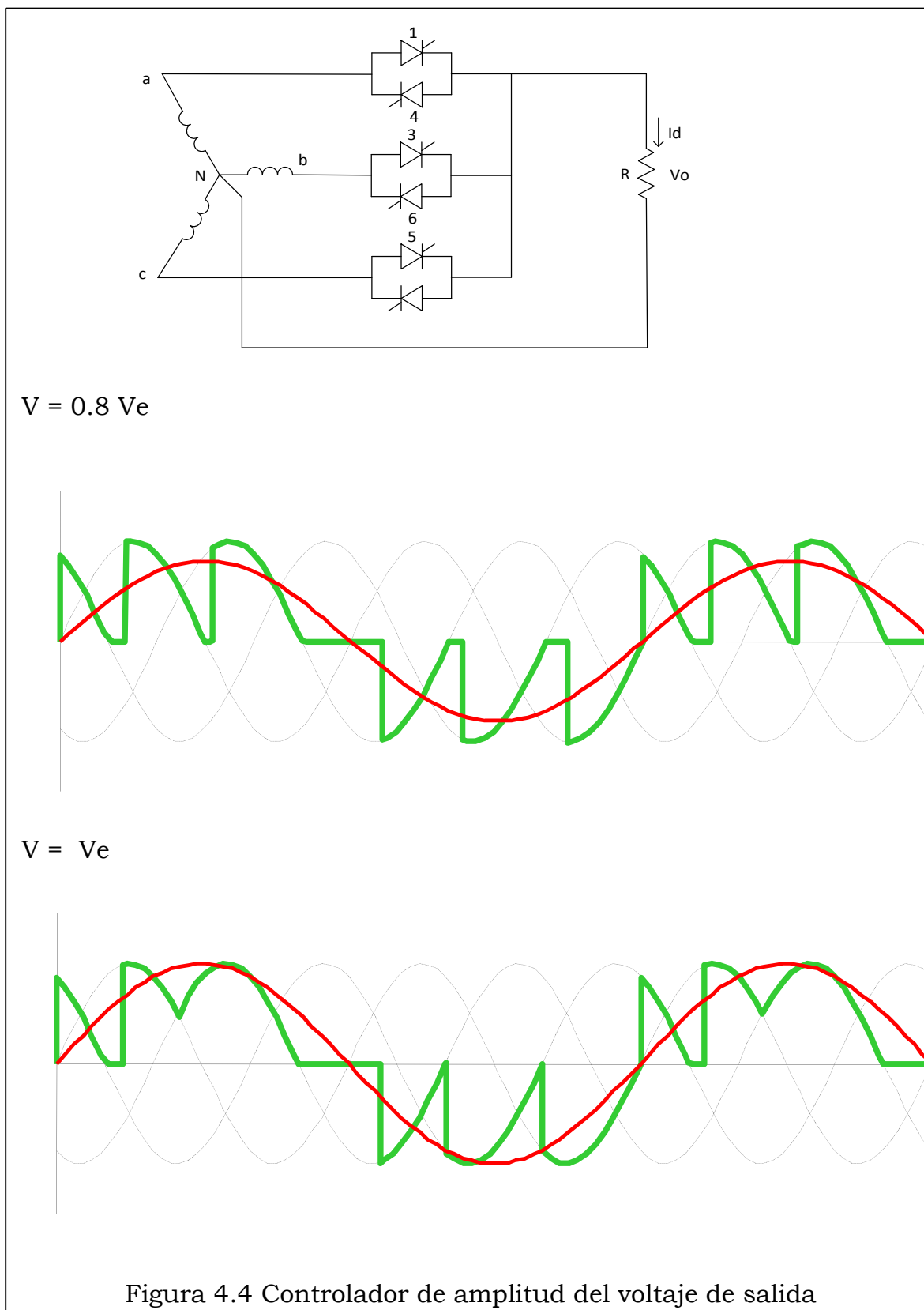
$$V_o = V_e \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right)}$$

Donde V_e es el valor efectivo del secundario del transformador

4.3 Controlador de voltaje monofásico



4.4 Controlador de voltaje trifásico, carga monofásica



4.5 Controlador de voltaje trifásico con carga trifásica

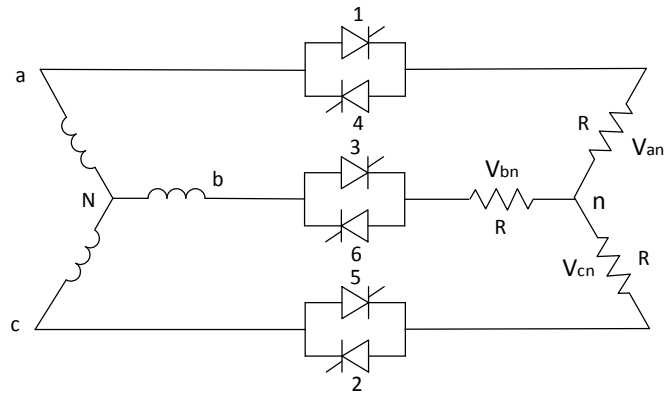


Figura 4.5 Controlador de voltaje trifásico

- ⇒ Los SCR se activan en secuencia, 1,2,3,4,5,6, en intervalos de 60°
- ⇒ Si $\alpha \leq 60^\circ$ Podrán estar conduciendo la tres fases al mismo tiempo

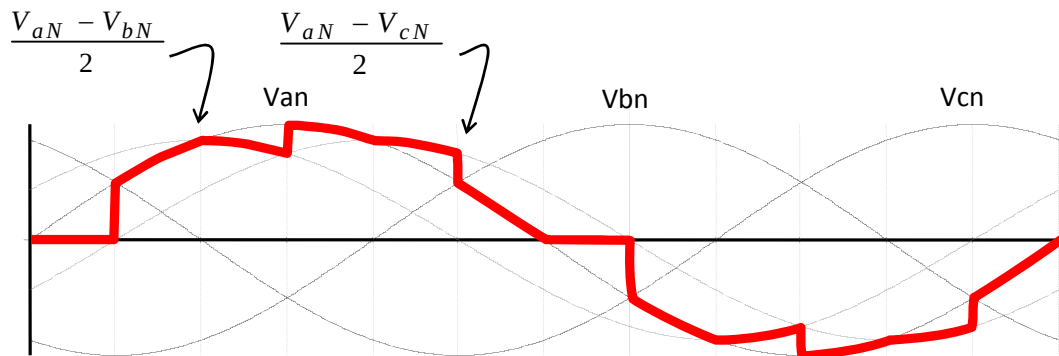
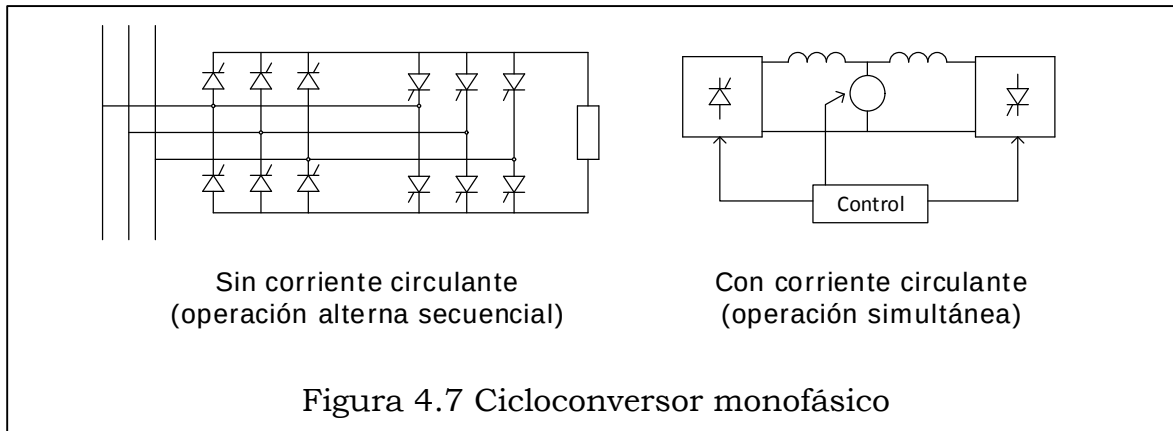


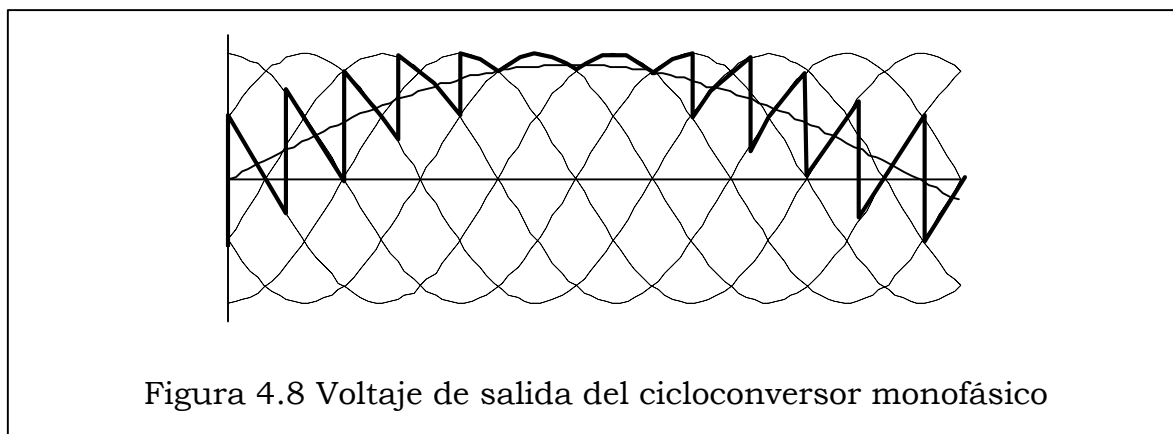
Figura 4.6 Voltaje trifásico en la carga

4.6 Cicloconvertor monofásico

Permite obtener una señal alterna de magnitud y frecuencia controlada. Acá hay dos modos de funcionamiento para los convertidores, operación alternada y simultánea.



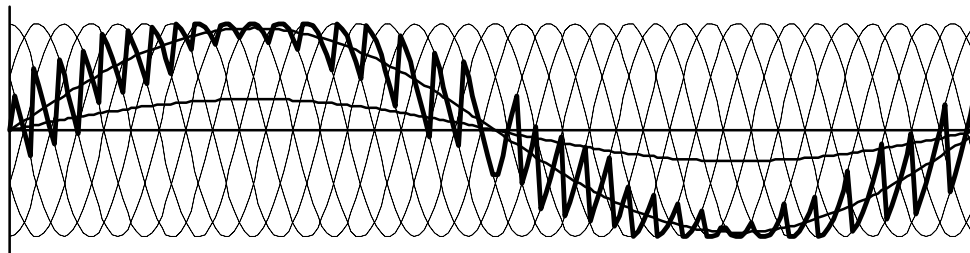
- ⇒ Aplicaciones típicas: molienda, revolvedoras en general accionamiento de máquinas de alta potencia y baja velocidad.
 - o con corriente circulante (ambos puentes simultáneos)
 - o sin corriente circulante (secuencial)
- ⇒ opera satisfactoriamente hasta $f_o = 1/3 f_s$



Cicloconvertor sin corriente circulante $f_s = f_o/6$

ϕ : Ángulo de Desfase de la Corriente de Carga

$\phi = 0$, carga resistiva

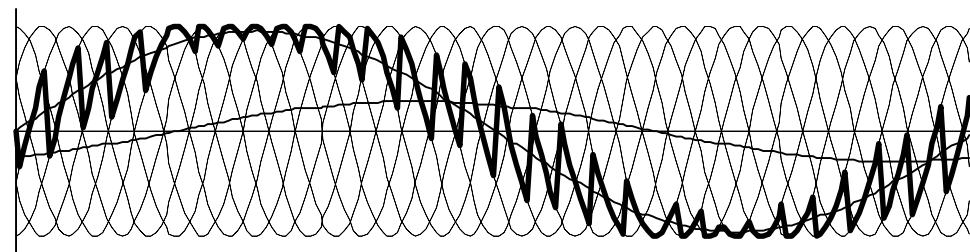


CONV I RECTIFICADOR

CONV II RECTIFICADOR

ϕ : Ángulo de Desfase de la Corriente de Carga

$\phi = 60$, carga inductiva



CONV II INVERSOR

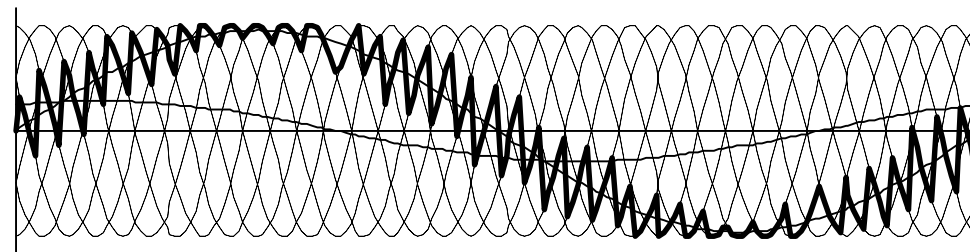
CONV I RECTIFICADOR

CONV I INVERSOR

CONV II RECTIFICADOR

ϕ : Ángulo de Desfase de la Corriente de Carga

$\phi = -60$, carga capacitiva



CONV I RECTIFICADOR

CONV II INVERSOR

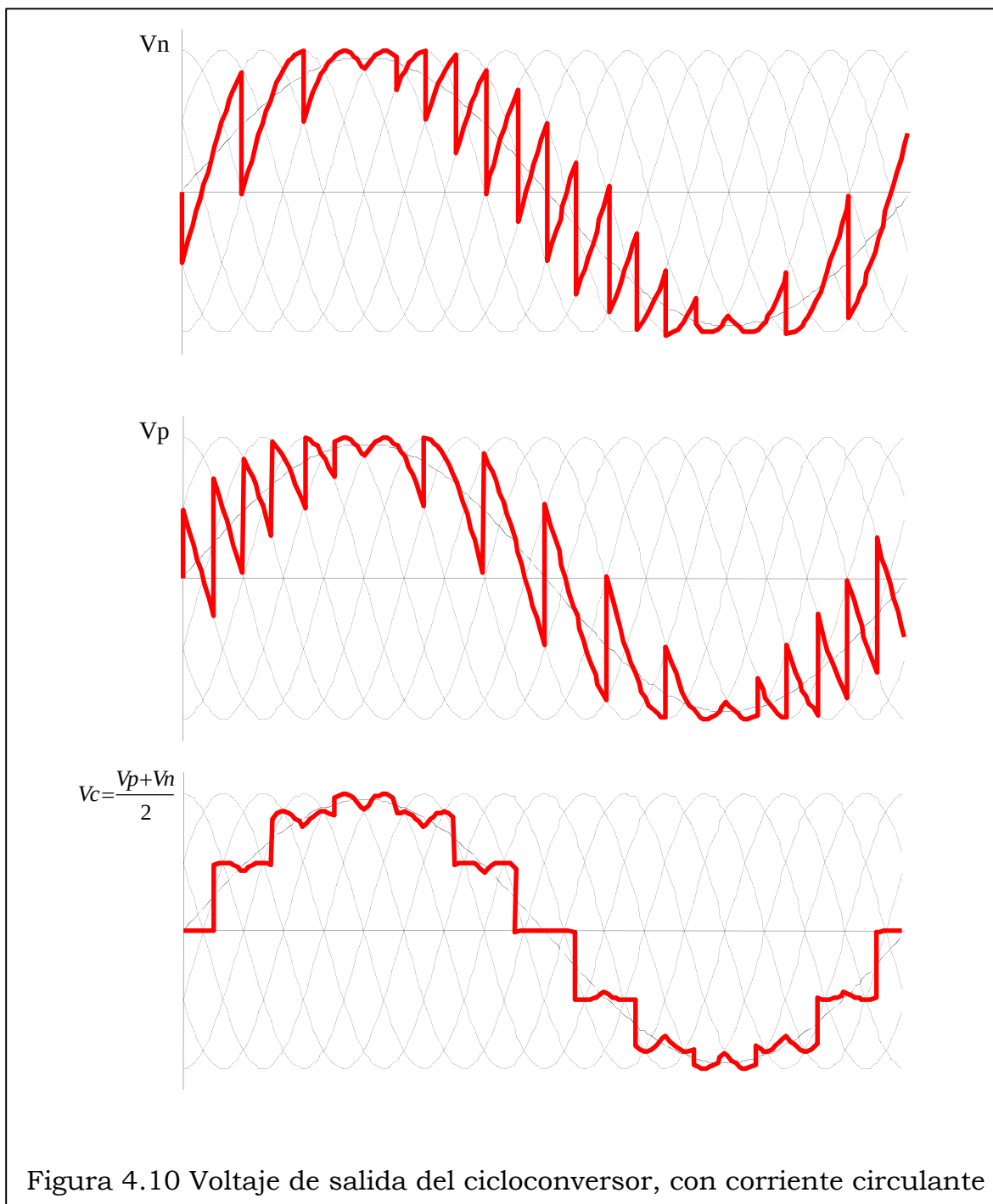
CONV II RECTIFICADOR

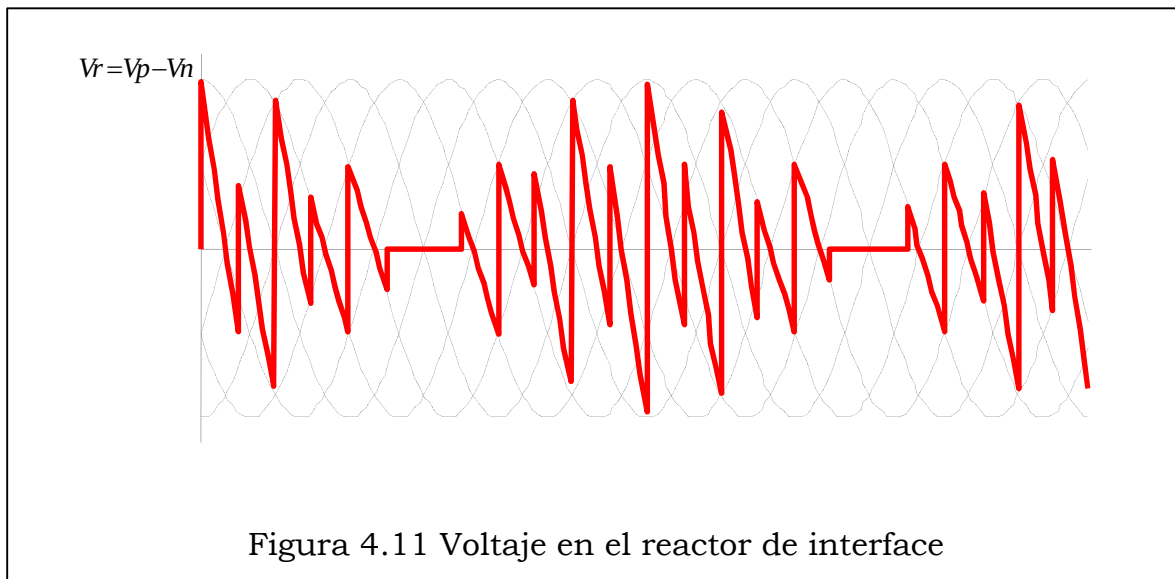
CONV I RECTIF

Figura 4.9 Voltaje de salida del cicloconvertor, sin corriente circulante

Cicloconvertor con corriente circulante, $f_s = f_o/3$

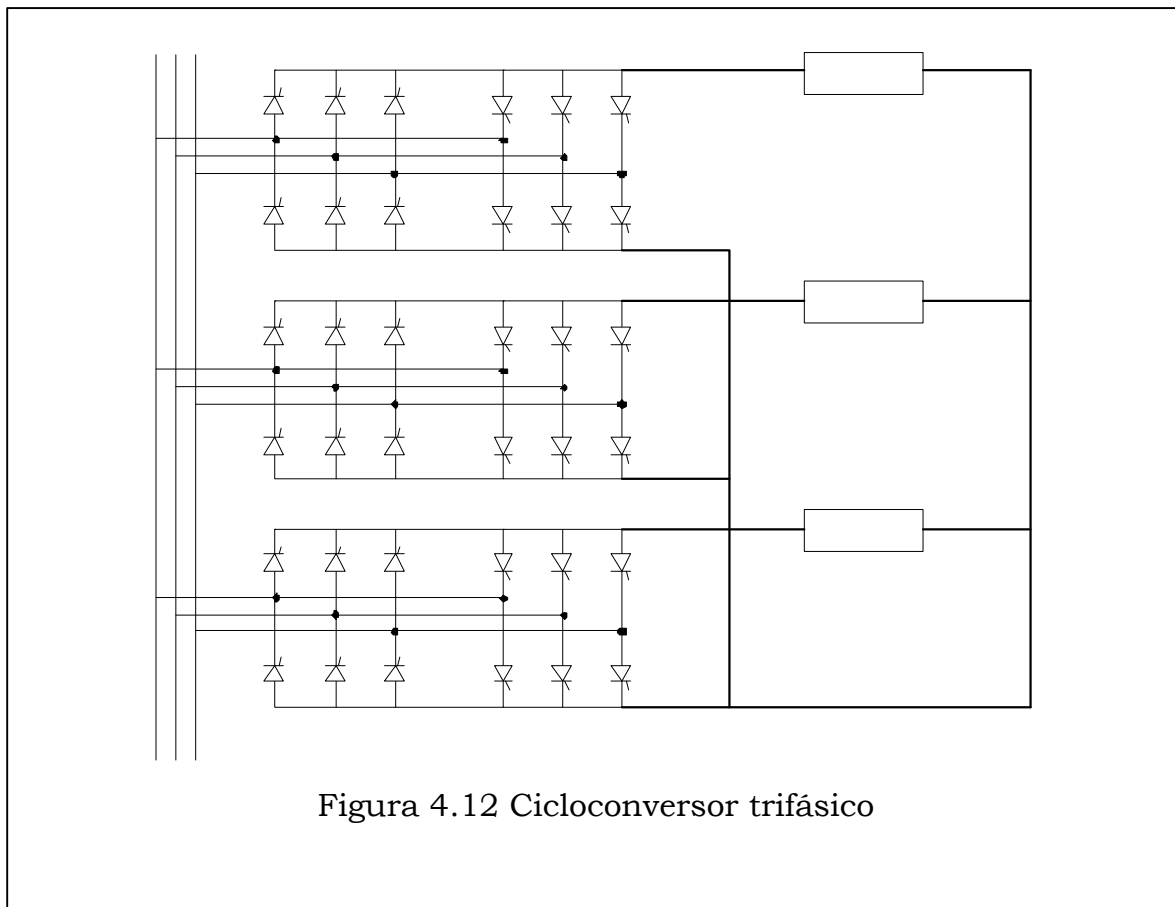
Carga Resistiva





Cicloconvertor trifásico

Frecuencia de salida múltiplo de 3 de la frecuencia de la red



Simulación cicloconvertor monofásico

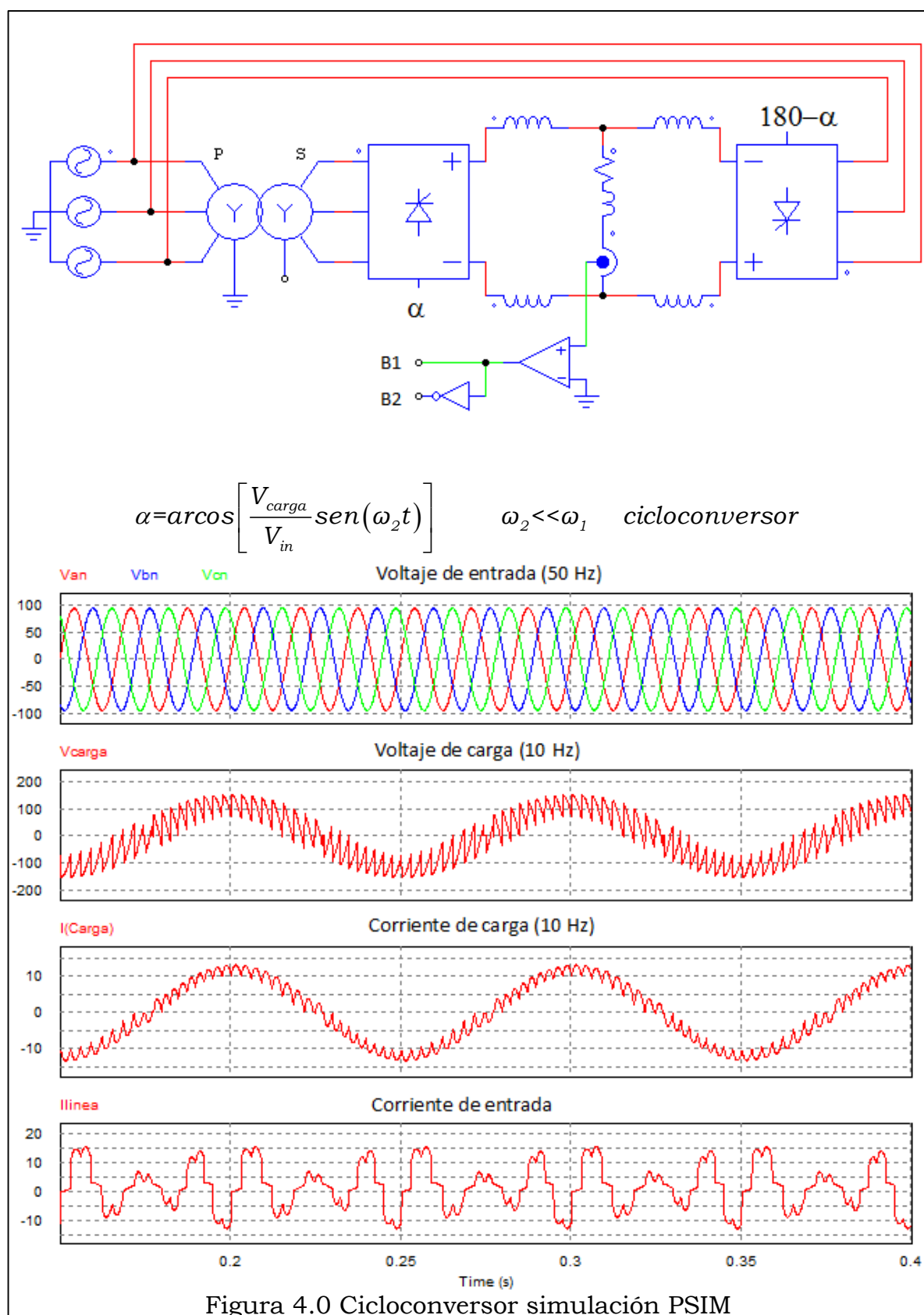


Figura 4.0 Cicloconvertor simulación PSIM

Unidad V

Conversores DC-DC

Fuentes Conmutadas

5.1 Introducción

Los conversores modo switch, permiten convertir una entrada DC no regulada en una salida DC regulada. Se utilizan ampliamente en fuentes de regulables (switching-mode dc power supplies), sistemas de comunicación, satélites, equipos telefónicos, inversores para UPS y alimentación para equipos de tracción, vehículos eléctricos: trenes, autos.

Los conversores DC-DC más comunes, son:

- Conversor reductor (buck)
- Conversor elevador (boost)
- Conversor reductor/elevador (buck-boost)
- Conversor puente

- ⇒ En el análisis se asume que los componentes son ideales (circuito sin pérdidas) y su operación puede hacerse en los modos de operación continua y discontinua.
- ⇒ Desde el punto de vista constructivo, estos convertidores pueden usar uno o varios dispositivos semiconductores (switch), en circuitos aislados (acoplamiento magnético, transformadores) y no aislados.

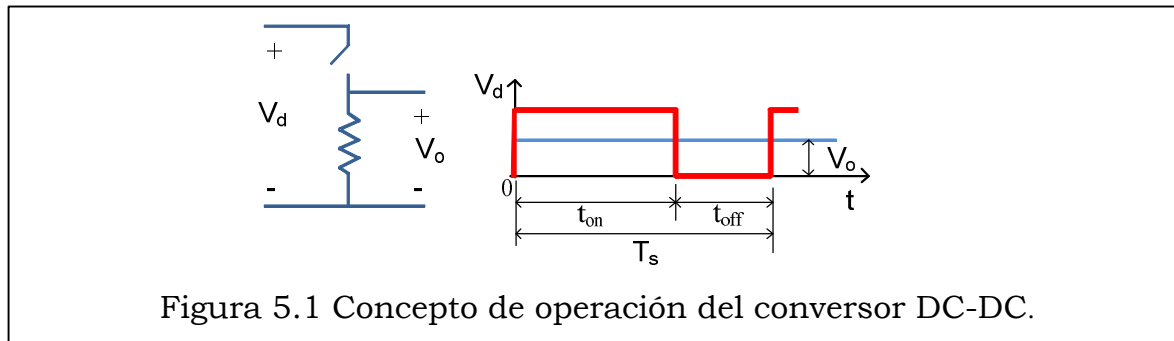


Figura 5.1 Concepto de operación del convertidor DC-DC.

- ⇒ El valor medio del voltaje de salida, se controla a un nivel fijo a pesar que el voltaje de entrada o la carga de salida sean fluctuantes, para esto, el control ajusta la duración de los estados on y off de los switch (ton y toff).
- ⇒ Una manera de controlar el voltaje de salida es empleando una frecuencia de switching constante (período constante $T_s = t_{on} + t_{off}$) y ajustando la duración de los instantes on y off. Este método se conoce como modulación por ancho de pulso (PWM).

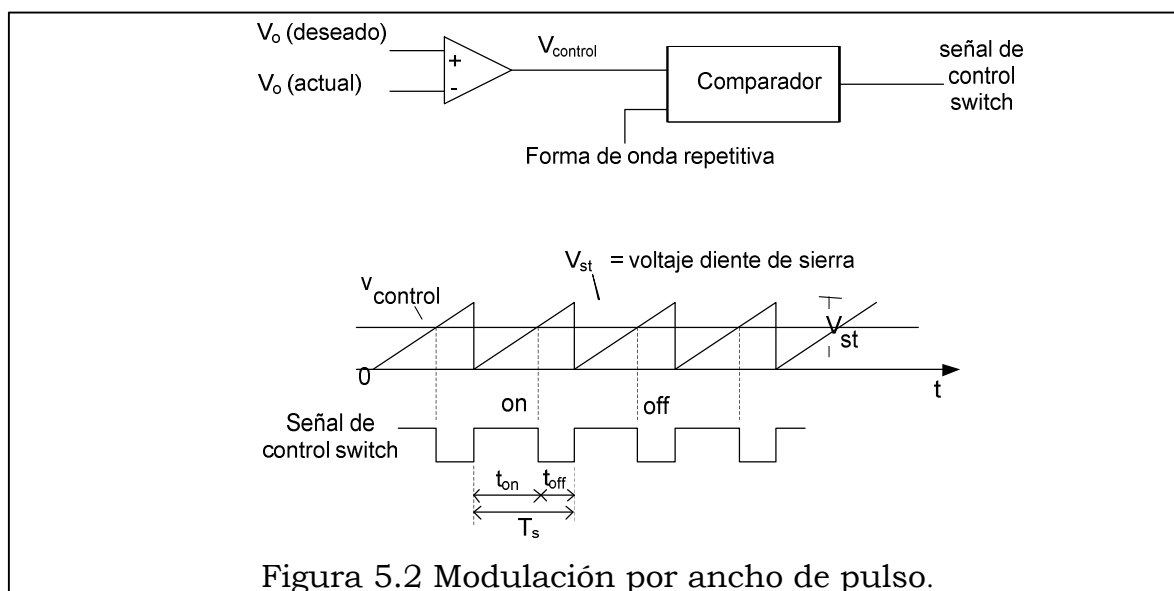


Figura 5.2 Modulación por ancho de pulso.

- ⇒ Los convertidores dc-dc presentan dos modos de operación
 - o CCM (modo de conducción continua)
 - o DCM (modo de conducción discontinua)

5.2 Conversor reductor (Buck)

Modo de Conducción Continua (CCM)

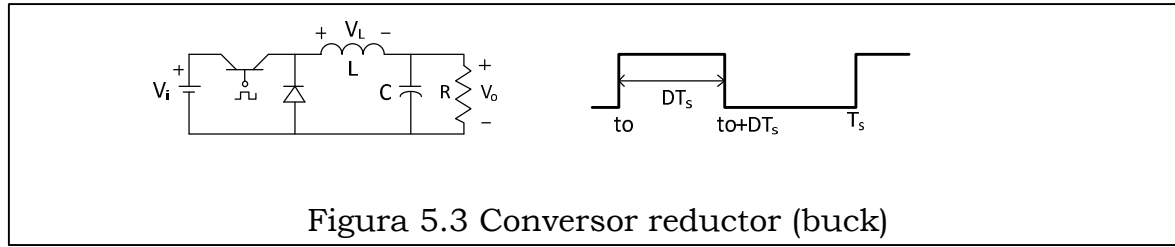


Figura 5.3 Conversor reductor (buck)

Para $t_0 \leq t \leq t_0 + DT_s$ el transistor está en saturación y el diodo no conduce (off).

Para $t_0 + DT_s \leq t \leq t_0 + T_s$ el transistor está en corte y el diodo conduce (on)

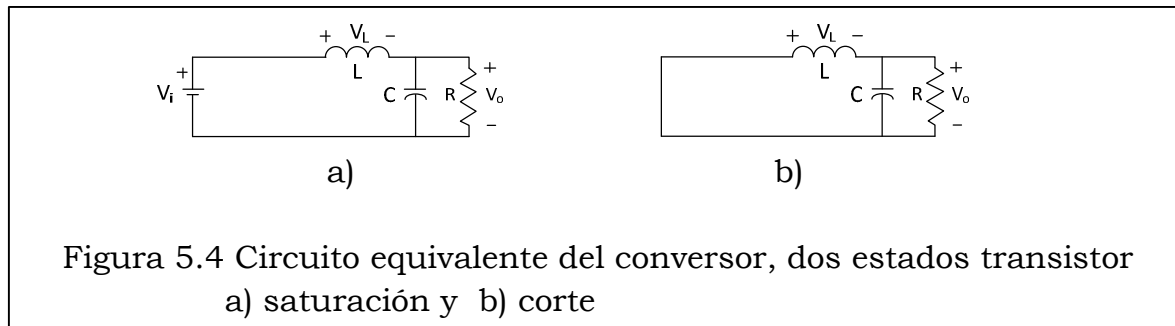


Figura 5.4 Circuito equivalente del conversor, dos estados transistor
a) saturación y b) corte

Considerando los dos estados, el voltaje en la inductancia es:

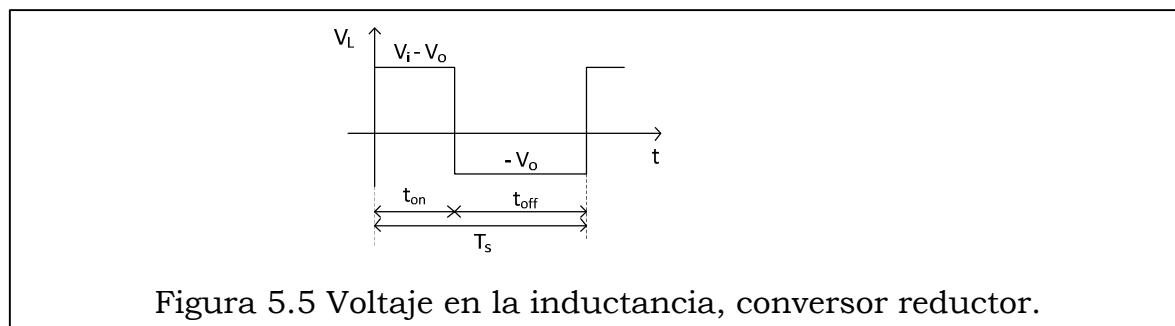


Figura 5.5 Voltaje en la inductancia, conversor reductor.

Por otra parte, en régimen permanente, el voltaje medio en la inductancia ideal es cero.

$$(V_i - V_o)DT_s = V_o(1 - D)T_s$$

$$\frac{V_o}{V_i} = D$$

Además, el circuito es sin pérdidas, por tanto $P_i = P_o$

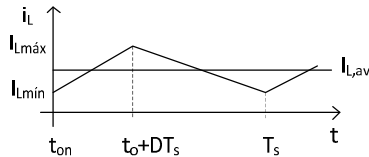
$$V_i I_i = V_o I_o$$

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{1}{D}$$

Se observa que:

- ⇒ El voltaje de salida puede ser controlado ajustando el ciclo de trabajo, pero no puede ser mayor que el voltaje de entrada.
- ⇒ La razón de voltaje del conversor depende únicamente del ciclo de trabajo y es independiente de la condición de carga.
- ⇒ La ondulación de corriente en el condensador es independiente de la carga.
- ⇒ El transistor, cuando no conduce, bloquea el voltaje de entrada, V_i
- ⇒ El conversor se comporta como un transformador reductor ideal, en corriente continua.

Así mismo, en CCM, la corriente en la inductancia varía entre un valor mínimo y máximo, donde se cumple:



$$I_{L\text{máx}} + I_{L\text{min}} = 2I_{L,av} = 2I_o$$

$$I_{L\text{máx}} - I_{L\text{min}} = (1-D) \frac{V_o T_s}{L}$$

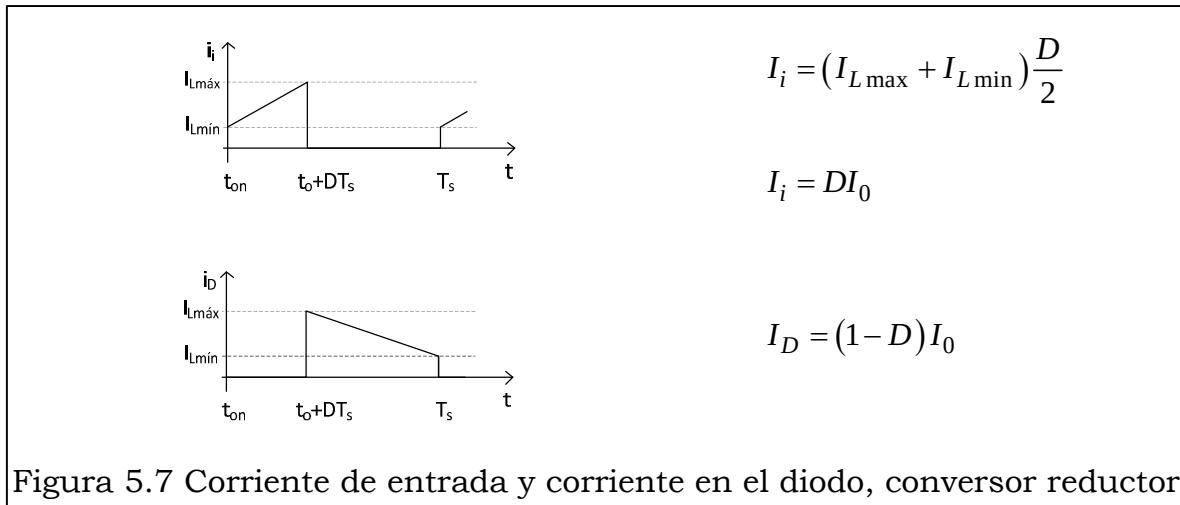
Figura 5.6 Corriente en la inductancia, conversor reductor

Resolviendo el sistema:

$$I_{L\text{max}} = I_o + (1-D) \frac{V_o T_s}{2L}$$

$$I_{L\text{min}} = I_o - (1-D) \frac{V_o T_s}{2L}$$

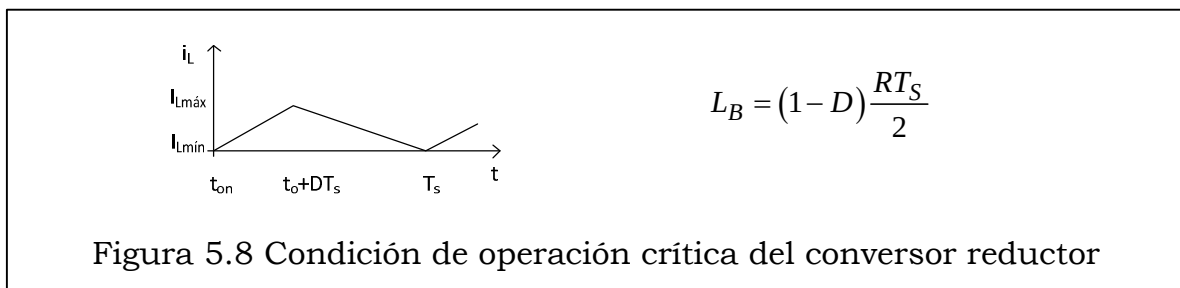
La corriente que entrega la fuente DC es la misma corriente en el transistor y corresponde a la corriente en la inductancia mientras conduce el transistor. En cambio, cuando el transistor está en corte, la corriente por la inductancia pasa por el diodo.



Dimensionamiento de la inductancia:

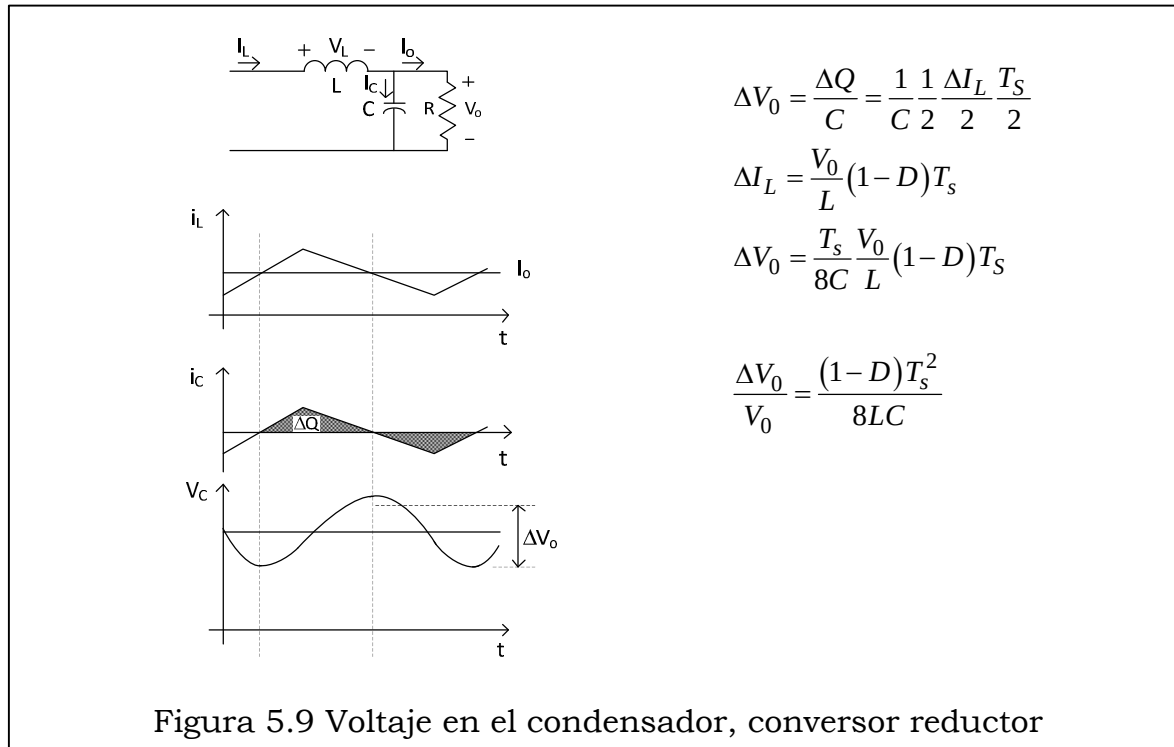
Para que el convertor opere siempre en el modo de conducción continua (CCM) debemos seleccionar un adecuado valor para la inductancia L que asegure que su corriente no se haga cero antes del término del período.

En el límite de la conducción continua, denominada condición crítica, de borde o frontera, la inductancia es:



Dimensionamiento del condensador

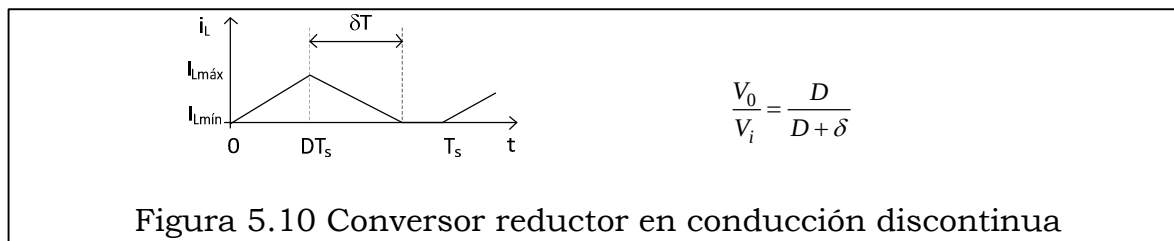
El condensador lo seleccionamos especificando un rizado máximo en el voltaje de salida



Operación en el modo de conducción discontinua (DCM)

En este modo de operación, la corriente en la inductancia se hace cero en parte del período de conmutación.

La relación de voltaje encontrada para el CCM no se cumple



donde δT es el tiempo que tarda la corriente en ir del valor máximo al valor cero

Se puede obtener una nueva relación entre los voltajes de entrada y de salida, igualando la potencia de entrada y de salida.

$$\frac{V_i(V_i - V_0)D^2T_s}{2L} = \frac{V_0^2}{R}$$

$$\left(\frac{V_i}{V_0}\right)^2 - \left(\frac{V_i}{V_0}\right) - \left(\frac{2L}{RT_s}\right)\frac{1}{D^2} = 0$$

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{D}{D + \delta} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + 4\left(\frac{2L}{RT_s}\right)\frac{1}{D^2}}}$$

Se observa que ahora la razón de voltaje ya no depende sólo de D, si no que además, depende de δ .

En términos de los parámetros del circuito, depende de D, L, R y Ts

Uniendo estas dos ecuaciones, se puede concluir

$$\delta = \left(\frac{V_i}{V_0} - 1\right)D$$

$$\left(\frac{V_i}{V_0} - 1\right) = \frac{\delta}{D} = \frac{2}{D^2} \left(\frac{LI_0}{V_i T_s}\right)$$

$$\delta = \frac{2}{D} \left(\frac{LI_0}{V_i T_s}\right) = \frac{2K}{D}$$

$$k > \frac{1}{2}D(1 - D) \quad \text{Operación en MCC}$$

$$k < \frac{1}{2}D(1 - D) \quad \text{Operación en MCD}$$

$$k = \frac{1}{2}D(1 - D) \quad \text{Operación en la frontera}$$

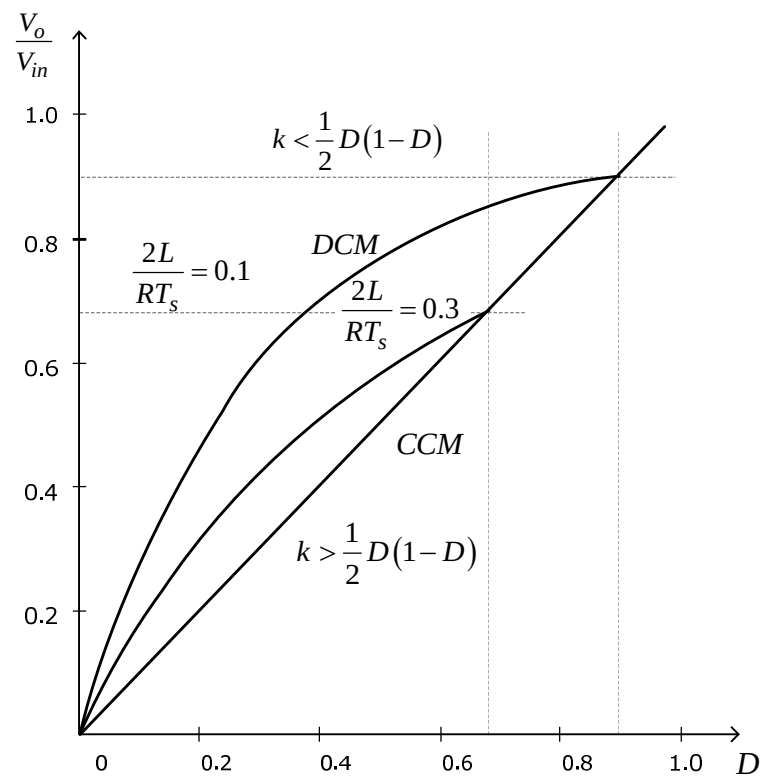


Figura 5.11 Carta de operación del conversor reductor (buck)

5.3 Conversor elevador (Boost)

Modo de Conducción Continua (CCM)

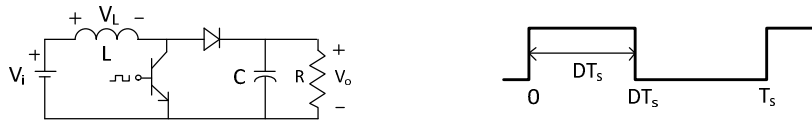


Figura 5.12 Conversor elevador (boost)

Para $0 \leq t \leq DT_s$ el transistor está en saturación y el diodo se encuentra polarizado en forma inversa aislando la salida (off). La fuente suministra energía al inductor.

Para $DT_s \leq t \leq T_s$ el transistor está en corte y el diodo conduce (on), la salida recibe energía tanto del inductor como de la fuente de entrada.



a)

b)

Figura 5.13 Circuito equivalente del conversor, estados del transistor
a) saturación y b) corte

⇒ El condensador de salida se asume muy grande para asegurar, en estado estacionario, que el voltaje de salida sea constante, $v(t) = V_o$

Considerando los dos estados, el voltaje en la inductancia es:

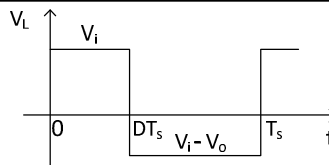


Figura 5.14 Voltaje en la inductancia, conversor elevador

Por otra parte, en régimen permanente, el voltaje medio en la inductancia ideal es cero.

$$V_i DT_s = (V_o - V_i)(1 - D)T_s$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(1 - D)}$$

Además, el circuito es sin pérdidas, por tanto $P_i = P_o$

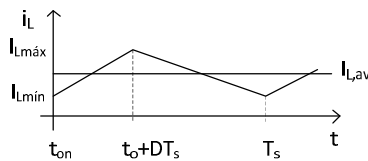
$$V_i I_i = V_o I_o$$

$$\frac{I_o}{I_i} = 1 - D$$

Se observa que:

- ⇒ El voltaje de salida puede ser controlado ajustando el ciclo de trabajo, y siempre será mayor que el voltaje de entrada.
- ⇒ La razón de voltaje del conversor depende únicamente del ciclo de trabajo y es independiente de la condición de carga.
- ⇒ La ondulación de corriente en el condensador es independiente de la carga.
- ⇒ El transistor, cuando no conduce, bloquea el voltaje de salida, V_o .
- ⇒ El conversor se comporta como un transformador elevador ideal, en corriente continua.

Así mismo, en CCM, la corriente en la inductancia varía entre un valor mínimo y máximo, donde se cumple:



$$I_{L\max} + I_{L\min} = 2I_{L,av} = 2I_i$$

$$I_{L\max} - I_{L\min} = (1 - D) D \frac{V_o T_s}{L}$$

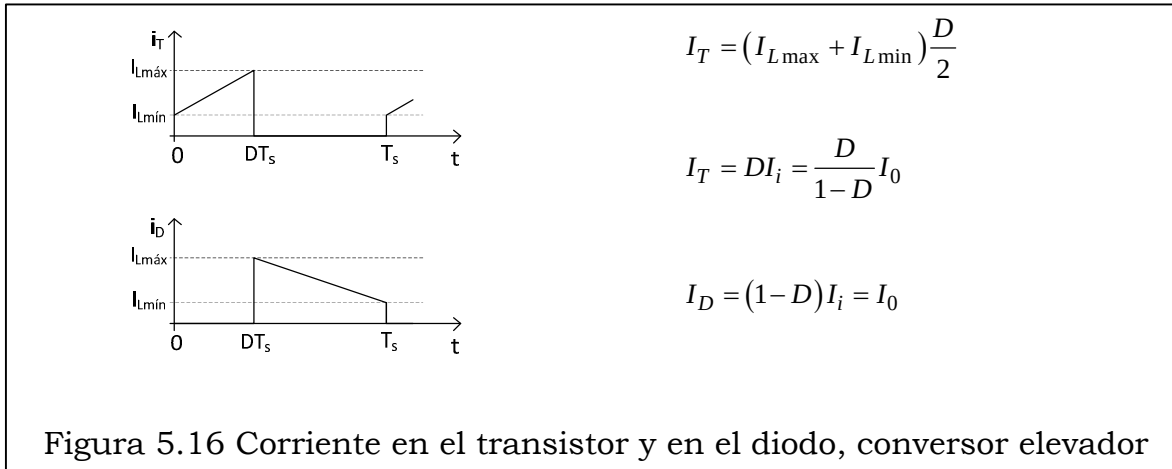
Figura 5.15 Corriente en la inductancia, conversor reductor

Resolviendo el sistema:

$$I_{L\max} = I_i + (1 - D) D \frac{V_o T_s}{2L}$$

$$I_{L\min} = I_i - (1 - D) D \frac{V_o T_s}{2L}$$

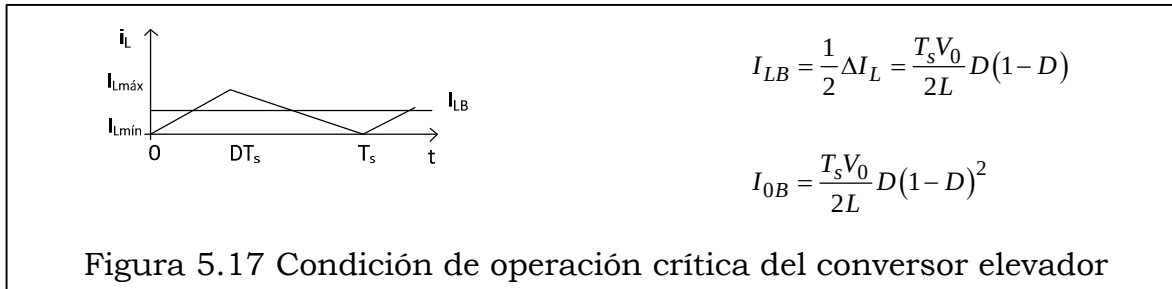
La corriente en el transistor y en el diodo son:



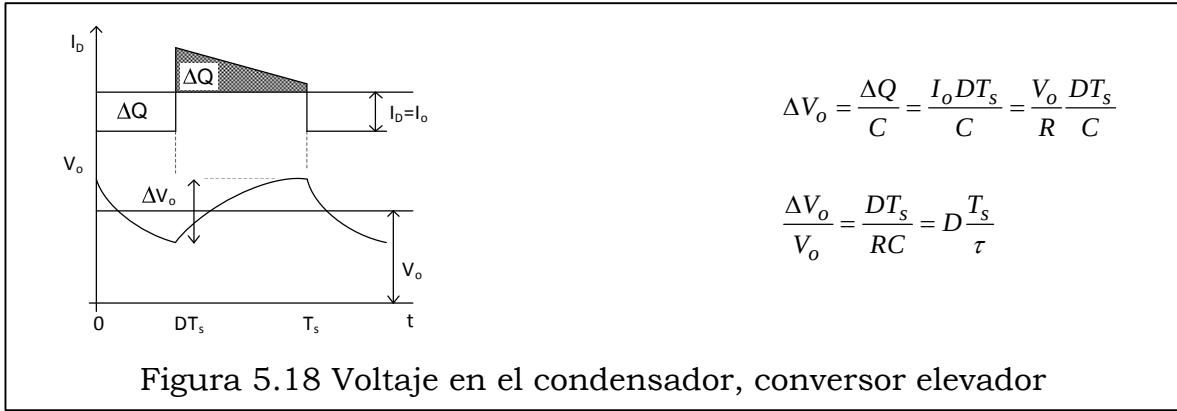
Dimensionamiento de la inductancia del conversor:

Para que el conversor opere siempre en el modo de conducción continua (CCM) debemos seleccionar un adecuado valor de la inductancia L que asegure que la corriente en la inductancia no se haga cero antes del término del período.

La inductancia se deduce de esta condición límite de la conducción continua, denominada condición crítica, de borde o frontera.

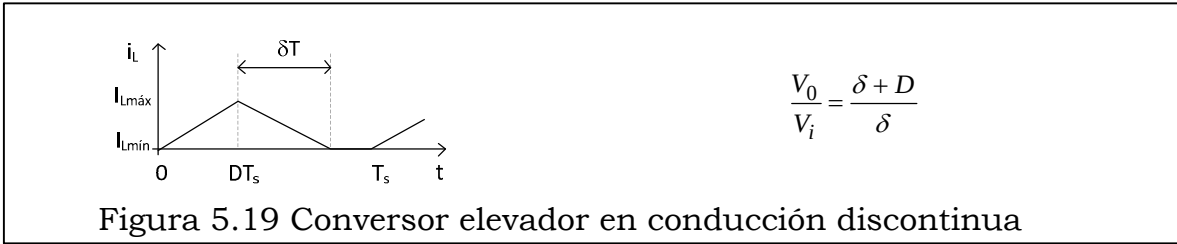


Dimensionamiento del condensador:



Operación en el modo de conducción discontinua (MCD)

En este modo de operación, la corriente en la inductancia se hace cero en parte del período de conmutación.



donde δT_s es el tiempo que tarda la corriente en ir del valor máximo al valor cero

Se puede obtener una nueva relación entre los voltajes de entrada y de salida, igualando la potencia de entrada y de salida, se obtiene:

$$\frac{V_i^2 D(D+\delta)T_s}{2L} = \frac{V_o^2}{R}$$

$$\left(\frac{V_o}{V_i}\right)^2 - \left(\frac{V_o}{V_i}\right) - \left(\frac{RT_s}{2L}\right)D^2 = 0$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + \sqrt{1 + 4\left(\frac{RT_s}{2L}\right)D^2}}{2}$$

Se observa ahora que la razón de voltaje ya no depende sólo de D , si no que además, depende de δ .

En términos del ciclo de trabajo y los parámetros del circuito, depende de D , L , R y T_s .

Uniando estas dos ecuaciones, se puede concluir

$$\delta = \left(\frac{V_i}{V_0 - V_i} \right) D$$

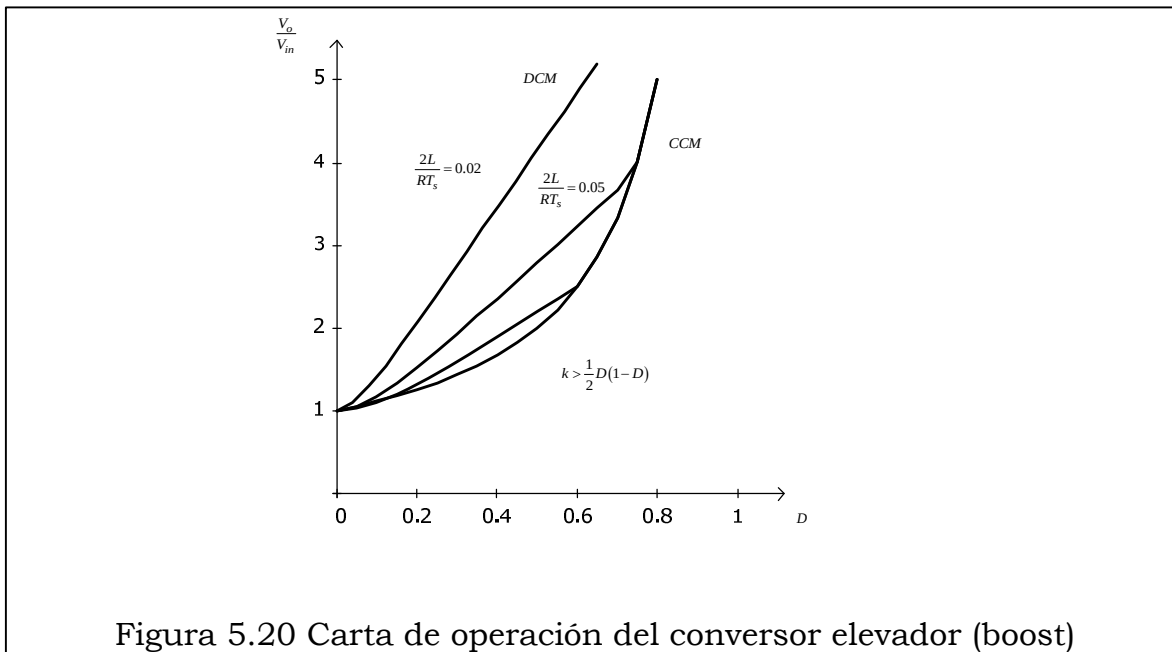
$$\left(\frac{V_0}{V_i} - 1 \right) = \frac{D}{\delta} = \frac{D^2}{2} \left(\frac{V_i T_s}{L I_0} \right)$$

$$\delta = \frac{2}{D} \left(\frac{L I_0}{V_i T_s} \right) = \frac{2K}{D}$$

$$k > \frac{1}{2} D(1-D) \quad \text{Operación en MCC}$$

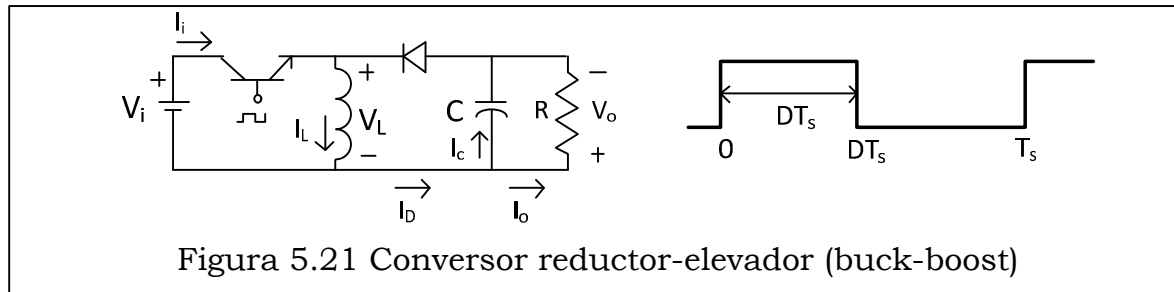
$$k < \frac{1}{2} D(1-D) \quad \text{Operación en MCD}$$

$$k = \frac{1}{2} D(1-D) \quad \text{Operación en la frontera}$$



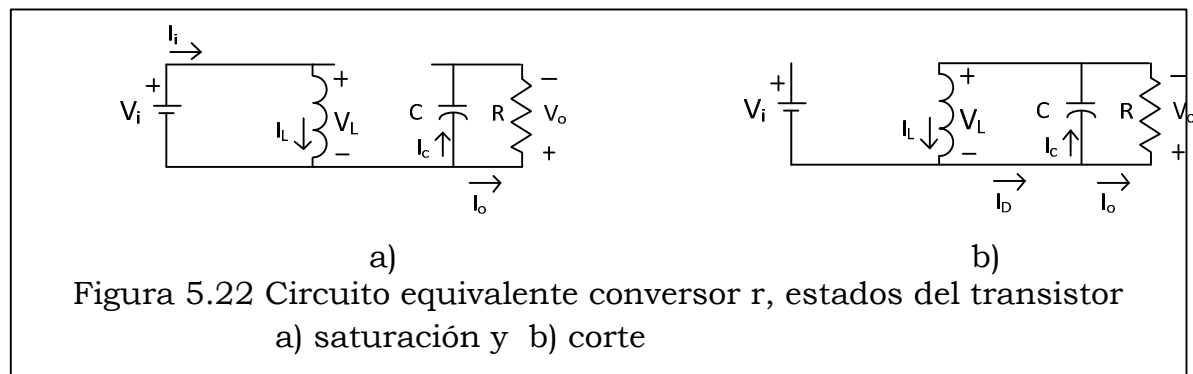
5.4 Conversor reductor - elevador (Buck-Boost)

Modo de Conducción Continua (MCC)



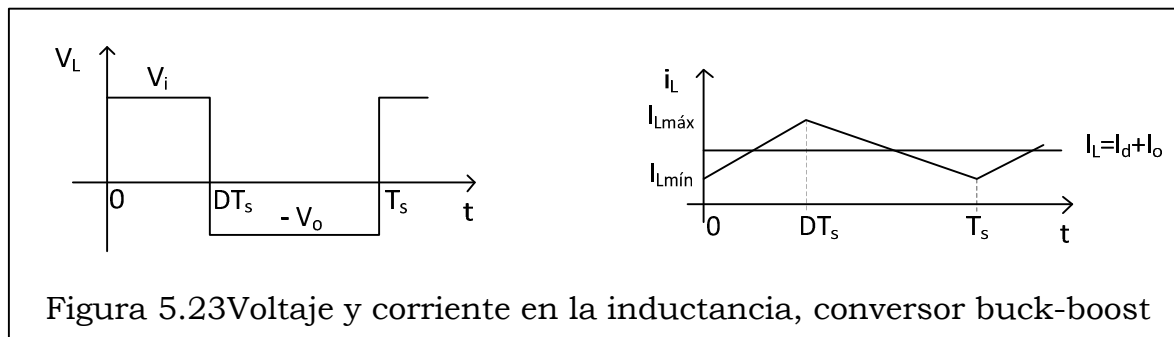
Para $0 \leq t \leq DT_s$ el transistor está en saturación y el diodo se encuentra polarizado en forma inversa aislando la salida (off). La fuente suministra energía al inductor.

Para $DT_s \leq t \leq T_s$ el transistor está en corte y el diodo conduce (on), la salida recibe energía del inductor.



⇒ El condensador de salida se asume muy grande para asegurar, en estado estacionario, que el voltaje de salida sea constante, $v(t) = V_o$.

Considerando los dos estados, el voltaje en la inductancia es:



Como el voltaje en la inductancia por período es cero y si consideramos elementos ideales (sin pérdidas) la potencia de entrada es la misma que la de salida, por tanto:

$$V_i D T_s = (V_o)(1 - D) T_s$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{(1 - D)}$$

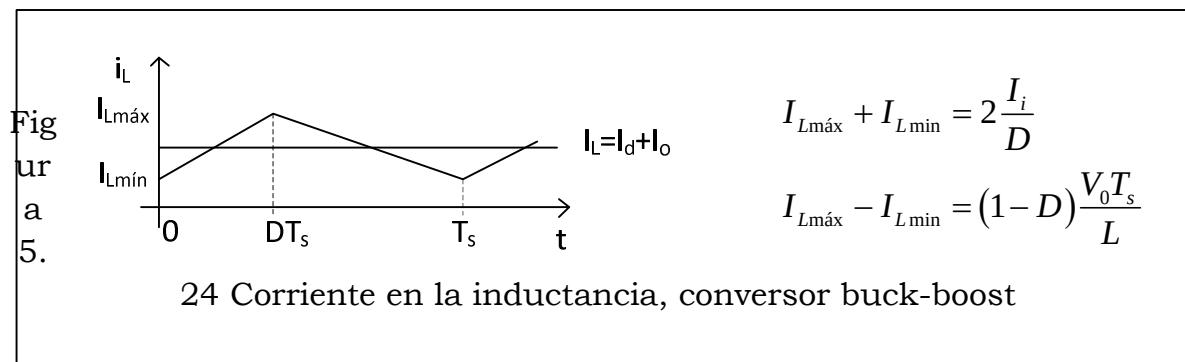
$$V_i I_i = V_o I_o$$

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{1 - D}{D}$$

Se observa que:

- ⇒ El voltaje de salida es controlado ajustando el ciclo de trabajo y puede ser mayor o menor que el voltaje de entrada.
- ⇒ La razón de voltaje del conversor depende únicamente del ciclo de trabajo y es independiente de la condición de carga.
- ⇒ La ondulación de corriente en el condensador es independiente de la carga.
- ⇒ El transistor cuando no conduce bloquea el voltaje.
- ⇒ El conversor se comporta como un transformador ideal reductor-elevador, en corriente continua.

Así mismo, en MCC, la corriente en la inductancia varía entre un valor mínimo y máximo, donde se cumple:



Resolviendo

$$I_{L\max} = \frac{I_i}{D} + (1-D)\frac{V_o T_s}{2L}$$

$$I_{L\min} = \frac{I_i}{D} - (1-D)\frac{V_o T_s}{2L}$$

La corriente en el transistor y el diodo, son:

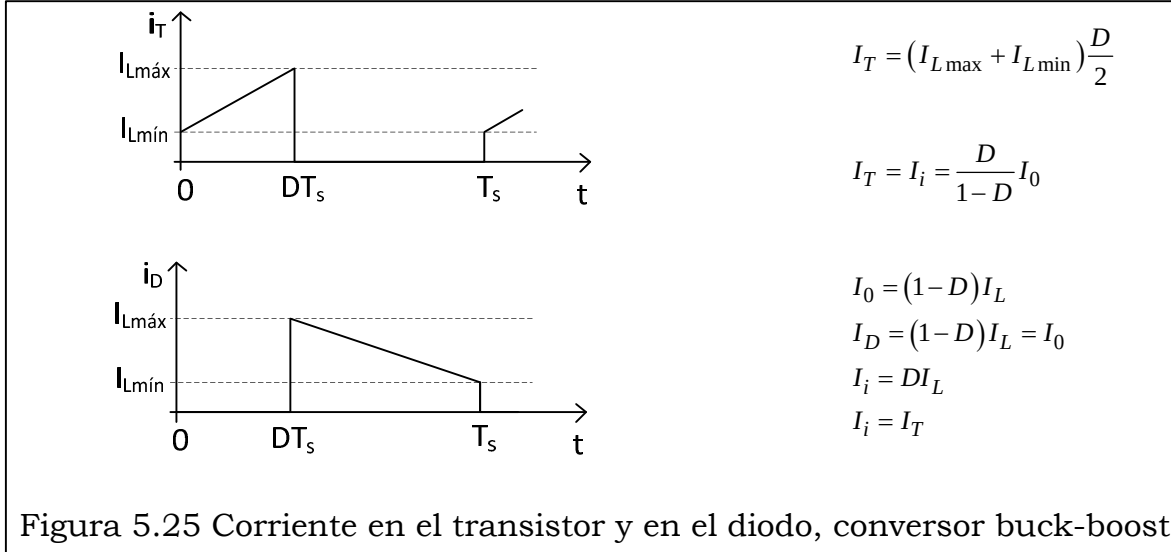


Figura 5.25 Corriente en el transistor y en el diodo, conversor buck-boost

Dimensionamiento de la inductancia del conversor:

Para que el conversor opere siempre en el modo de conducción continua (MCC) debemos seleccionar un adecuado valor de la inductancia L que asegure que la corriente en la inductancia no se haga cero antes del término del período.

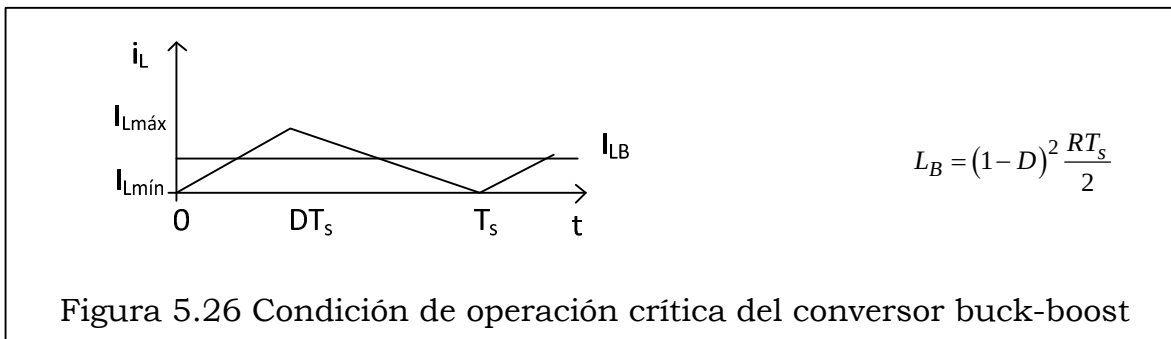
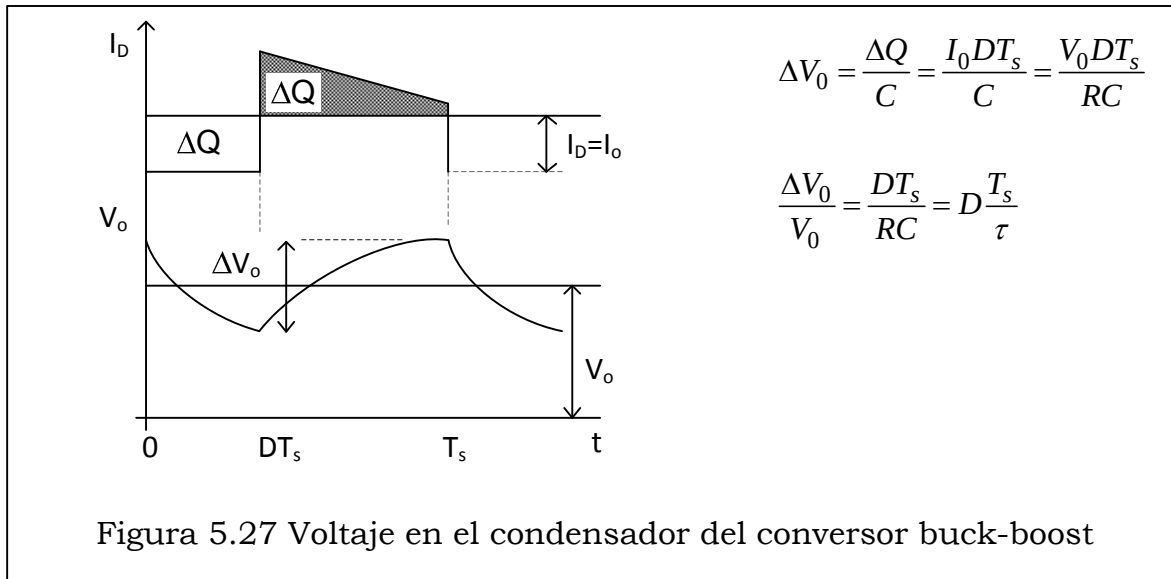


Figura 5.26 Condición de operación crítica del conversor buck-boost

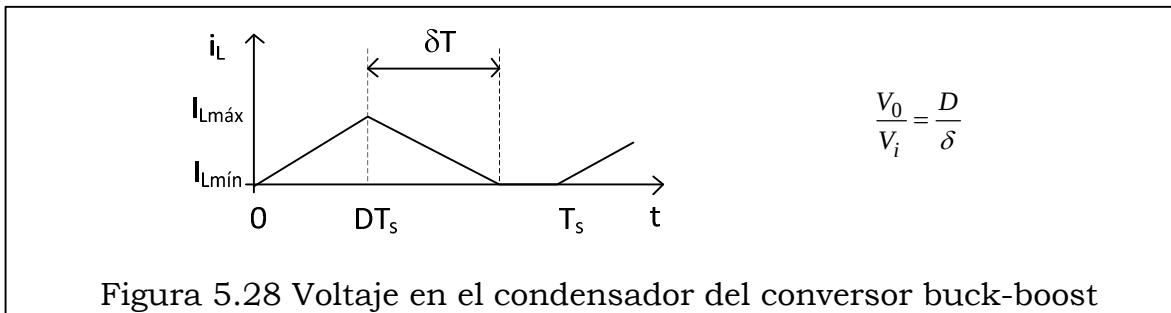
La inductancia se deduce de ésta condición límite de conducción continua, denominada condición crítica, de borde o frontera.

Dimensionamiento del condensador:



Operación en el modo de conducción discontinua (MCD)

En este modo de operación la corriente en la inductancia se hace cero en parte del período de conmutación



Igualando la potencia de entrada y de salida se obtiene

$$\frac{V_{in}^2 D^2 T_s}{2L} = \frac{V_o^2}{R}$$

$$\left(\frac{V_{in}}{V_o} \right)^2 = \frac{2L}{RT_s} \frac{1}{D^2}$$

$$\left(\frac{V_{in}}{V_o} \right) = \frac{2LI_o}{V_{in} T_s} \frac{1}{D^2}$$

Si consideramos que δ es el tiempo que tarda la corriente en ir del valor máximo al valor cero, entonces, del balance de los volts-segundos en la inductancia se obtiene:

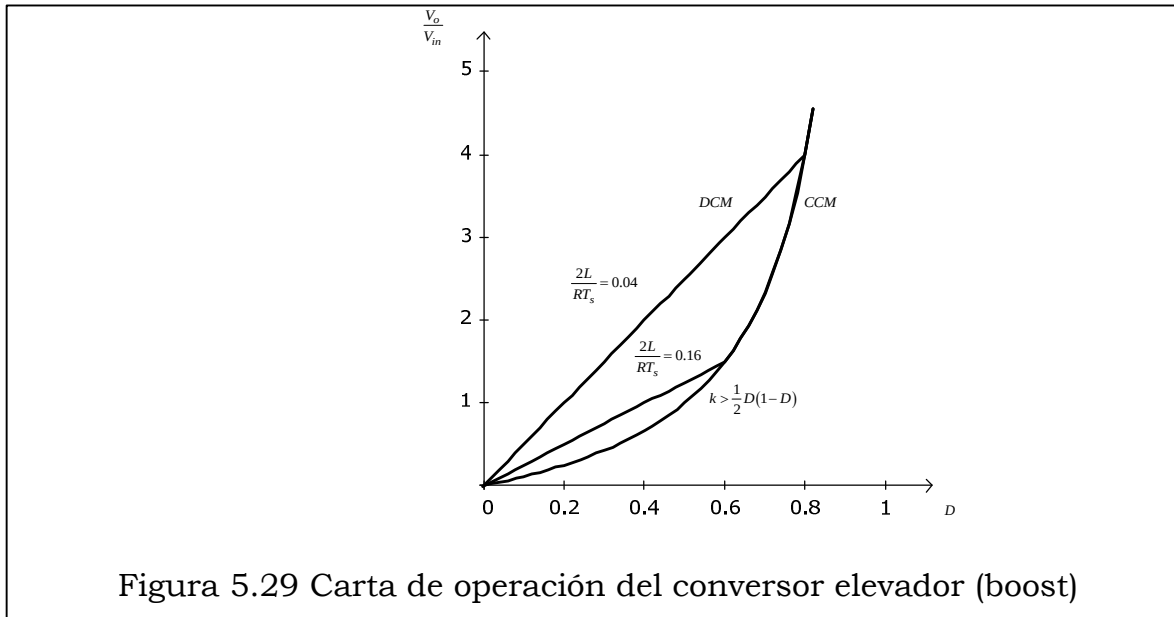
$$\delta = \left(\frac{V_{in}}{V_0} \right) D$$

$$\delta = \frac{2}{D} \left(\frac{LI_0}{V_{in}T_s} \right) = \frac{2k}{D}$$

$$k > \frac{1}{2}D(1-D) \quad \text{Operación en MCC}$$

$$k < \frac{1}{2}D(1-D) \quad \text{Operación en MCD}$$

$$k = \frac{1}{2}D(1-D) \quad \text{Operación en la frontera}$$



En los tres casos se cumple que

$$\delta = \frac{2k}{D}$$

Para que el convertidor opere en el modo de conducción discontinua, se debe cumplir que.

$$\delta = \frac{2k}{D} < (1-D)$$

De donde se obtiene el siguiente polinomio característico para la condición de borde (igualdad)

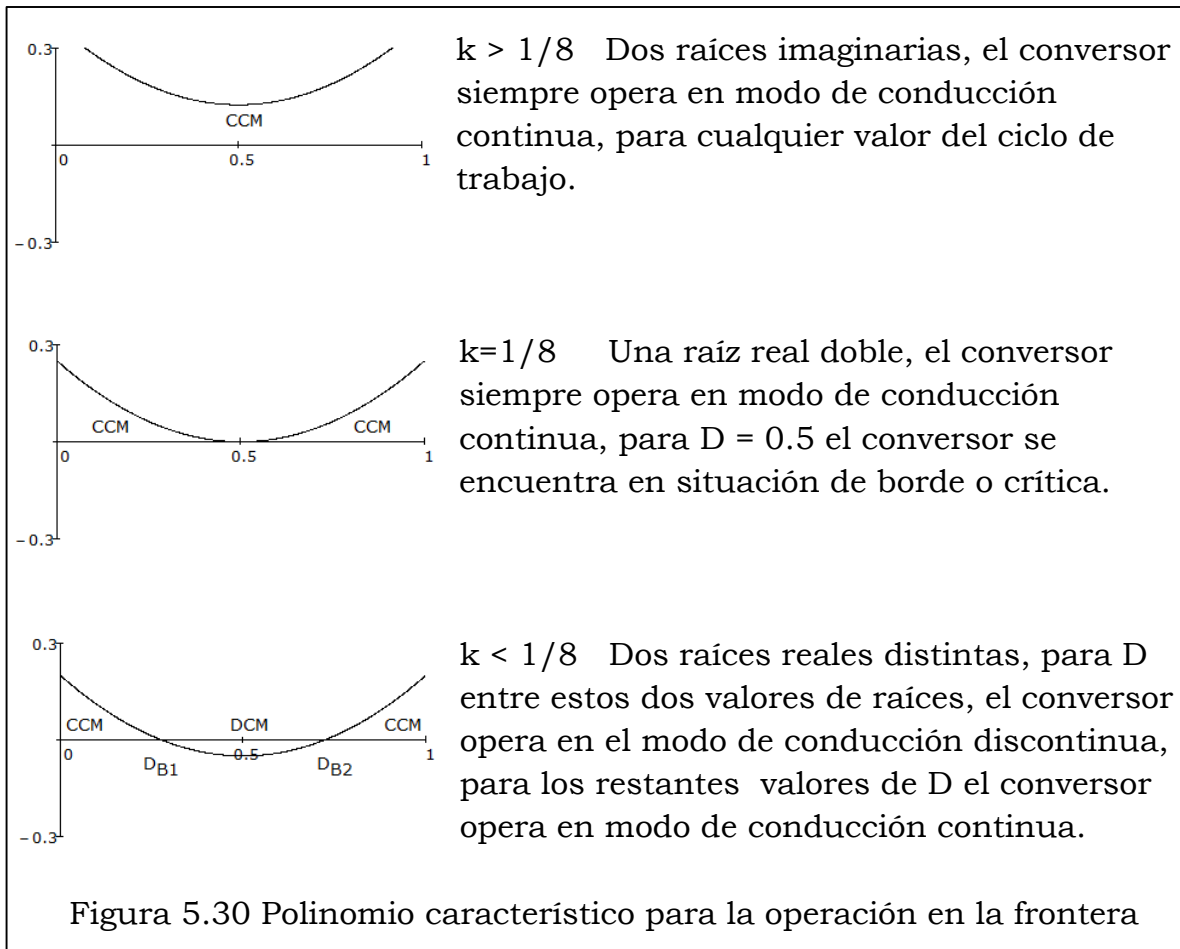
$$D^2 - D + 2k = 0$$

Las raíces de este polinomio son:

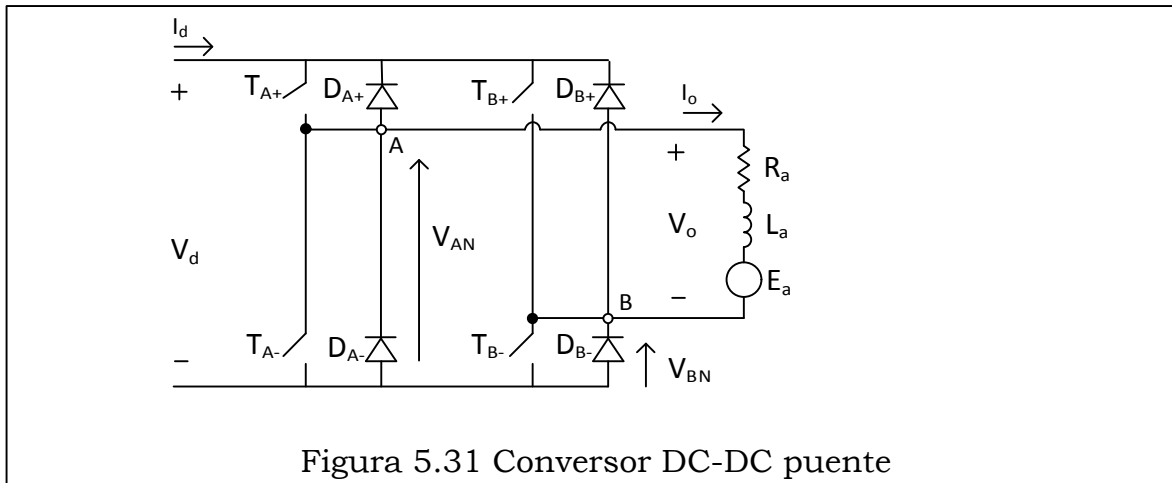
$$\left(\frac{1 + \sqrt{1 - 8k}}{2}, \frac{1 - \sqrt{1 - 8k}}{2} \right) \quad k = \frac{LI_0}{V_{in}T_S}$$

Para determinar la operación de estos tres convertidores observamos el polinomio característico, en la condición de borde

$$D^2 - D + 2k = 0 \quad \left(\frac{1 + \sqrt{1 - 8k}}{2}, \frac{1 - \sqrt{1 - 8k}}{2} \right) \quad k = \frac{LI_0}{V_{in}T_S}$$



5.5 Conversor puente



Las principales aplicaciones del conversor están en:

- ⇒ Accionamiento de motores.
- ⇒ Conversión AC-DC (onda senoidal) para UPS, fuentes ininterrumpidas
- ⇒ En el conversor puente, el voltaje de entrada es continuo y fijo en el valor V_d .

El voltaje de salida, $V_o = (V_{AN} - V_{BN})$, es un voltaje continuo regulable tanto en magnitud como en polaridad.

Similarmente la magnitud y sentido de la corriente de salida, I_o , es controlada.

De esta manera, el conversor puede trabajar en los cuatro cuadrantes

En la operación del conversor, los switch de cada rama operan alternadamente, es decir, cuando uno está "on" el otro está "off". Por tanto, nunca conducen ambos simultáneamente.

Cuando T_{A+} esta "on", I_o pasará por T_{A+} si es positiva o por D_{A+} si es negativa. En ambos casos el potencial en A es el mismo que el del terminal positivo de la fuente dc.

$$\text{si } T_{A+} \text{ está on y } T_{A-} \text{ está off} \Rightarrow V_{AN} = V_d$$

Cuando T_{A-} está "on", lo pasará por T_{A-} si es negativa o por D_{A-} si es positiva. Por tanto.

$$\text{si } T_{A-} \text{ está on y } T_{A+} \text{ está off} \Rightarrow V_{AN} = 0$$

Estas ecuaciones permiten demostrar que V_{AN} depende solamente del estado de los switch y que es independiente de la dirección de I_o .

El voltaje de salida del conversor de la rama A promediado sobre el período de tiempo T_s es

$$V_{AN} = \frac{V_d \times t_{on} + 0 \times t_{off}}{T_s} = V_d \times \text{ciclotrabajo de } T_{A+}$$

donde t_{on} y t_{off} son los intervalos "on" y "off" de T_{A+} respectivamente.

Lo mismo podemos aplicar al conversor de la rama B. V_{BN} depende sólo de V_d y del ciclo de trabajo de T_{B+} , independiente de la dirección de I_o .

$$V_{BN} = V_d \times \text{ciclotrabajo de } T_{B+}$$

De esta manera el voltaje de salida del conversor ($V_o = V_{AN} - V_{BN}$) puede ser controlado mediante el ciclo de trabajo de los switch, y es independiente de la dirección de I_o .

Como este conversor puede operar para las dos polaridades del voltaje de salida, se utiliza una onda triangular para la modulación PWM de los switch.

Se pueden utilizar dos estrategias para la modulación PWM de los switch.

- PWM con voltaje switch bipolar ramas A y B trabajan sincronizadamente
- PWM con voltaje switch monopolar ramas A y B trabajan de manera independiente

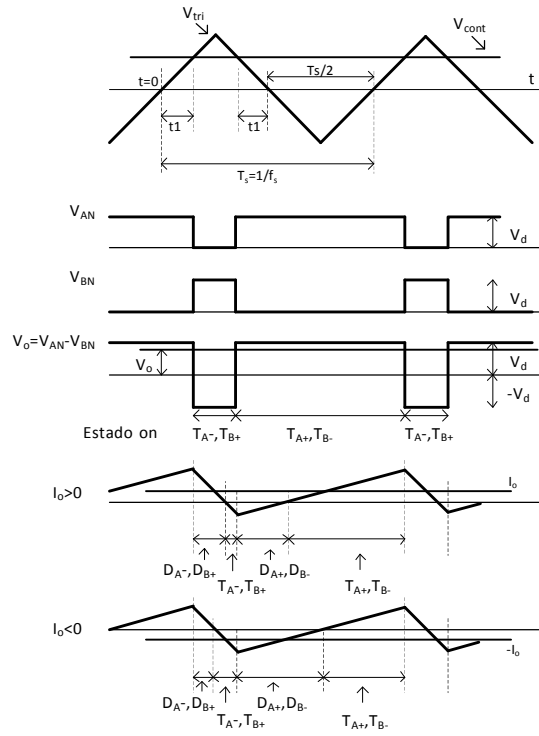


Figura 5.32 PWM con voltaje switch bipolar

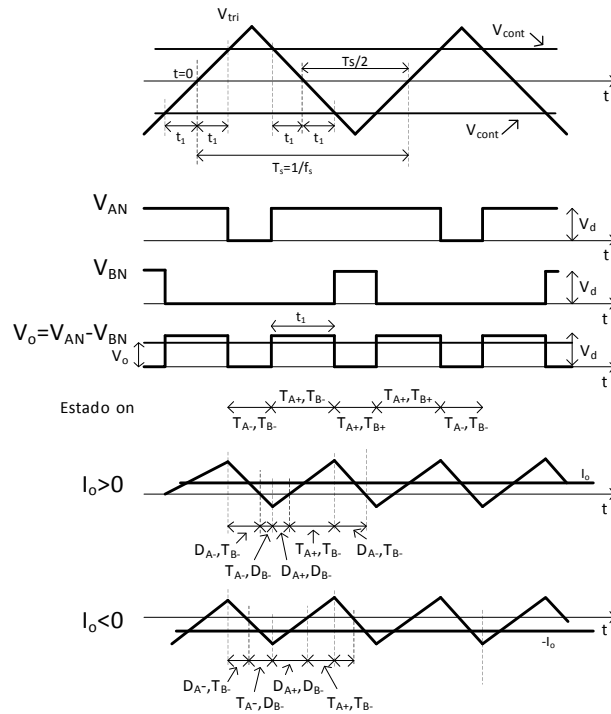


Figura 5.0 PWM con voltaje switch monopolar

Unidad VI

Conversor DC-AC

Inversores

6.1 Introducción

Se utilizan en accionamientos eléctricos y en fuentes alternas ininterrumpidas, donde el objetivo es producir una salida alterna sinusoidal cuya magnitud y frecuencia puede ser controlada.

- Topologías según la carga:
- Inversores monofásicos
- Inversores trifásicos

Esquemas de operación:

- Operación onda cuadrada
- Cancelación de voltaje (monofásicos)
- Modulación por ancho de pulso (PWM)
- Eliminación de armónicas seleccionadas (EAS)
- Modulación delta

Características de entrada y de salida:

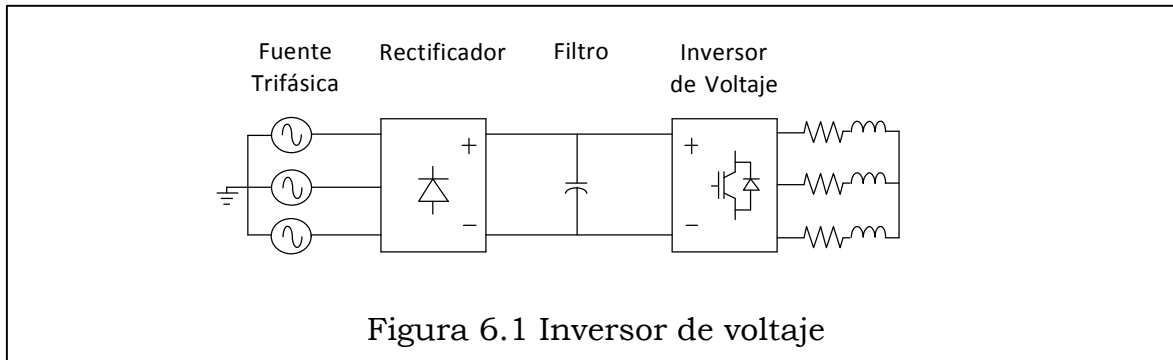
- Entrada: voltaje dc, magnitud fija
- Salida: voltaje ac, frecuencia ajustable magnitud ajustable

Características constructivas:

- Conversión dc-ac
- Dispositivos electrónicos de potencia
- Sin elementos rotatorios

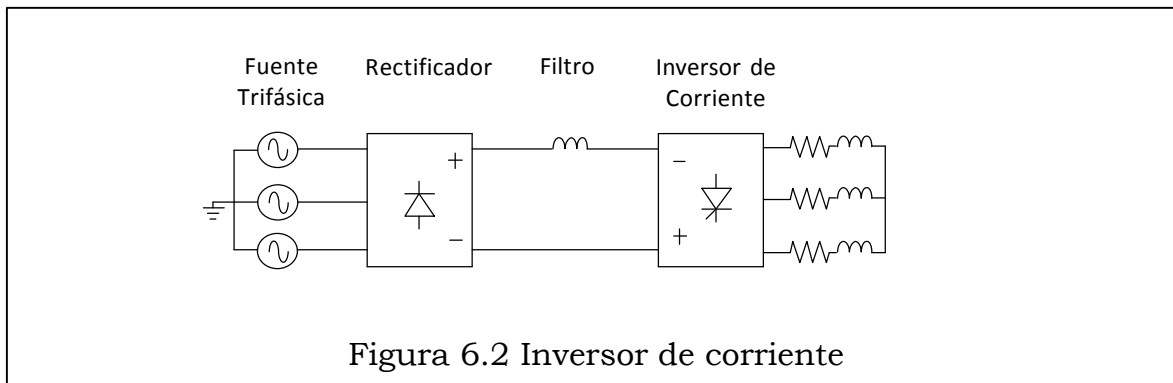
Inversor de voltaje (VSI):

Fuente de voltaje. El voltaje de salida es controlado de acuerdo al esquema de operación de los switch. La corriente en la salida es dependiente de la carga.



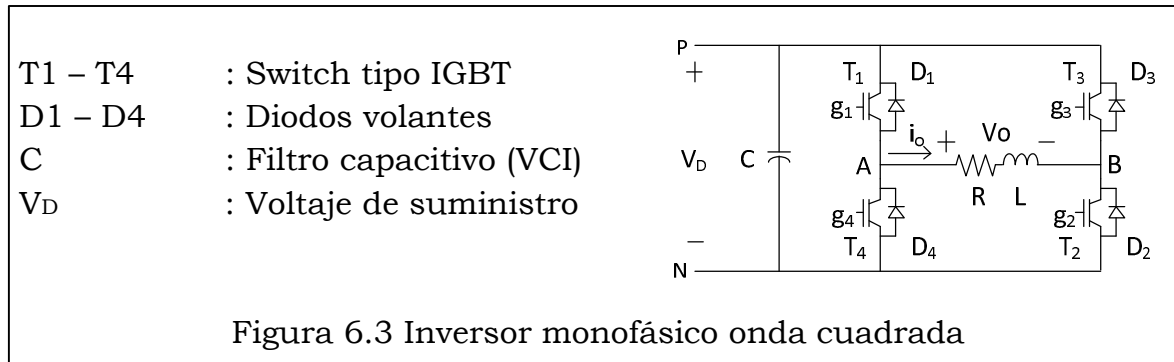
Inversor de corriente (CSI):

Fuente de corriente. La corriente de salida es controlada de acuerdo al esquema de control de los switch. El voltaje de salida es dependiente de la carga.

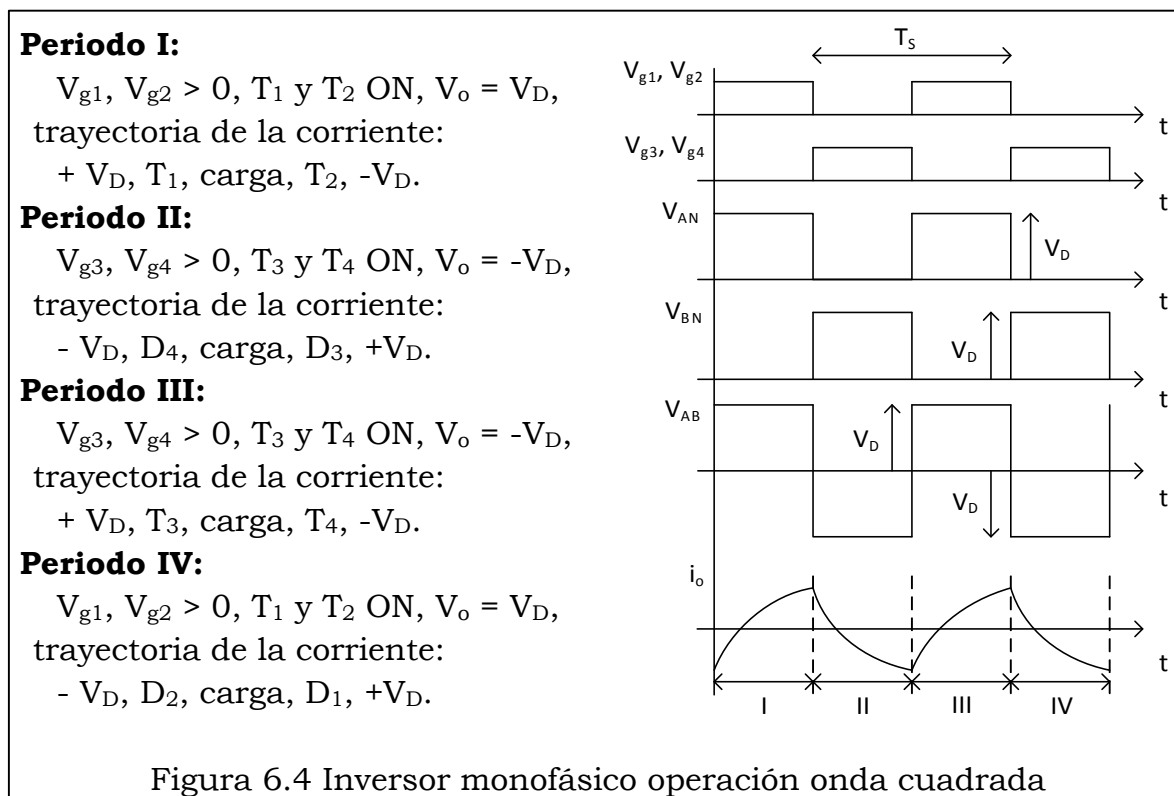


6.2 Inversor onda cuadrada monofásico

Esquema de circuito:



Operación onda cuadrada:



Análisis

Valor rms voltaje de salida

$$V_{o,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_o^2 dt} = V_D$$

Serie de Fourier del voltaje de salida

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_D}{n\pi} \text{sen}\omega t = \frac{4V_D}{\pi} \left(\text{sen}\omega t + \frac{1}{3} \text{sen}3\omega t + \frac{1}{5} \text{sen}5\omega t + \dots \right)$$

Valor rms del voltaje fundamental

$$V_{o1,rms} = \frac{4V_D}{\pi} \bigg/ \sqrt{2} = 0.9V_D$$

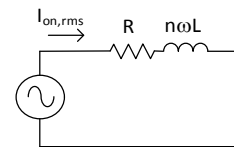
Serie de Fourier de la corriente de salida

$$i_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \sqrt{2} I_{on,rms} \text{sen}(n\omega t - \theta_n) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_D}{n\pi \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \text{sen}(n\omega t - \theta_n)$$

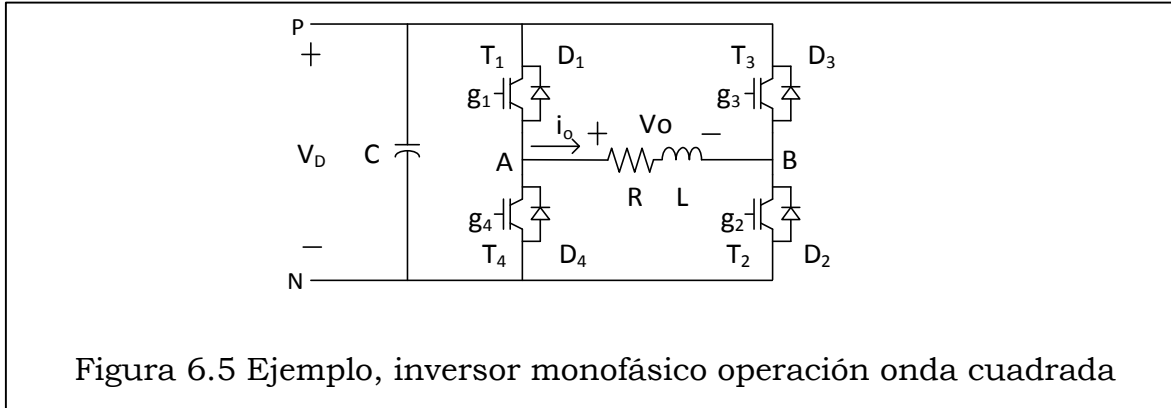
Armónicos de corriente empleando circuito equivalente

$$I_{on,rms} = \frac{V_{on,rms}}{\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}}$$

$$\theta_n = \arctan\left(\frac{n\omega L}{R}\right)$$



Ejemplo: Análisis inversor onda cuadrada con carga RL



$$R = 10 \text{ W}; \quad L = 31.5 \text{ mH} \quad C = 112 \text{ } \mu\text{F} \quad V_D = 220 \text{ V} \quad f_o = 60 \text{ Hz}$$

- Serie de Fourier de v_o e i_o , (hasta el noveno armónico)
- $I_{o1,\text{rms}}$,
- FDA (THD)
- P_{carga}
- I_D

$\omega = 2\pi f_o$	$X_L(n) = n\omega L$	$Z(n)$	$\theta(n)$
		15.524	-49.911
		37	-74.327
		60.208	-80.444
		83.72	-83.143
		107.336	-84.657

$$Z_n = \sqrt{R^2 + (X_L(n))^2} = \sqrt{141n^2 + 100}$$

$$\theta(n) = \arctan\left(\frac{n\omega L}{R}\right) = \arctan(1.188n)$$

$$v_o(n) = \frac{4V_D}{n\pi}$$

$$i_o(n) = \frac{4V_D}{n\pi Z(n)}$$

$v_o(n)$	$i_o(n)$	$\theta(n)$
280.113	18.044	-49.911
93.371	2.524	-74.327
56.023	0.93	-80.444
40.016	0.478	-83.143
31.124	0.29	-84.657

$$v_o = 280.113\text{sen}(\omega t) + 93.371\text{sen}(3\omega t) + 56.023\text{sen}(5\omega t) + 40.016\text{sen}(7\omega t) + 31.124\text{sen}(9\omega t)$$

$$i_o = 18.044\text{sen}(\omega t - 49.911) + 2.524\text{sen}(3\omega t - 74.327) + 0.93\text{sen}(5\omega t - 80.444) + 0.478\text{sen}(7\omega t - 83.143) + 0.29\text{sen}(9\omega t - 84.657)$$

b)

$$I_{o1,rms} = \frac{18.044}{\sqrt{2}} = 12.759$$

d) Distorsión armónica total

$$I_{o,rms} = \sqrt{(I_{o1,rms})^2 + (I_{o3,rms})^2 + (I_{o5,rms})^2 + (I_{o7,rms})^2 + (I_{o9,rms})^2}$$

$$\sqrt{\left(\frac{18.004}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{2.524}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0.93}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0.478}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0.29}{\sqrt{2}}\right)^2} = 12.878$$

$$THD = \sqrt{\frac{I_{o,rms}^2 - I_{o1,rms}^2}{I_{o1,rms}^2}} 100 = 13.695\%$$

d) Potencia de carga

$$P_{carga} = RI_{o,rms}^2 = 1.658 \times 10^3 W$$

e) Asumiendo dispositivos ideales, sin pérdidas

$$P_{in} = P_{carga} = 1.658 \times 10^3 W$$

$$I_D = \frac{P_{carga}}{V_D} = 7.538 A$$

6.3 Inversor onda cuadrada trifásico

T1-T6 : IGBT, switch
D1-D6 : Diodos volantes
C : Filtro capacitivo
Vd : Voltaje dc
R : Carga resistiva

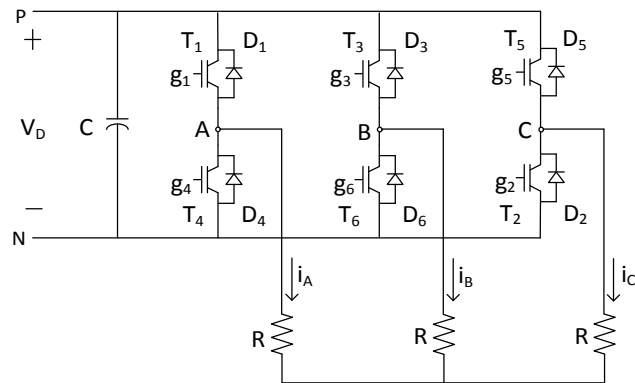


Figura 6.6 Inversor onda cuadrada trifásico

Operación onda cuadrada con carga resistiva

Observaciones:

VAN: es controlado por Vg1 y Vg4 que son complementarios.

VBN: es controlado por Vg3 y Vg6 que son complementarios.

VCN: es controlado por Vg5 y Vg2 que son complementarios.

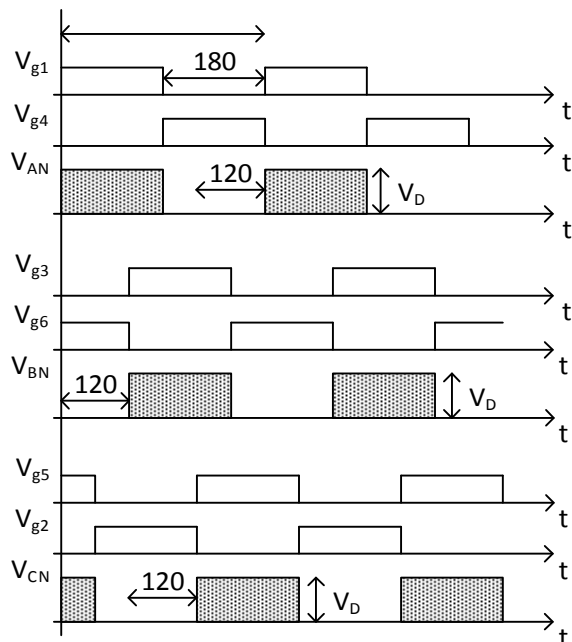


Figura 6.7 Inversor operación onda cuadrada con carga resistiva

Observaciones:

VAN adelanta a VBN en 120°
 VBN adelanta a VCN en 120°
 VCN adelanta a VAN en 120°
 VAB adelanta a VBC en 120°
 VBC adelanta a VCA en 120°
 VCA adelanta a VAB en 120°
 VAN atrasa a VAB en 30°
 VBN atrasa a VBC en 30°
 VCN atrasa a VCA en 30°

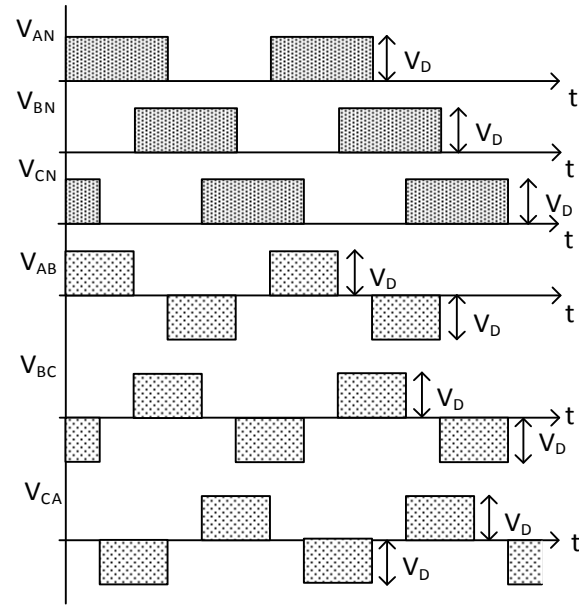


Figura 6.8 Inversor operación onda cuadrada, voltaje de línea

Período I : T5, T6 y T1 en "on"
 Período II : T6, T1 y T2 en "on"
 Período III : T1, T2 y T3 en "on"
 Período IV: T2, T3 y T4 en "on"
 Período V : T3, T4 y T5 en "on"
 Período VI: T4, T5 y T6 en "on"

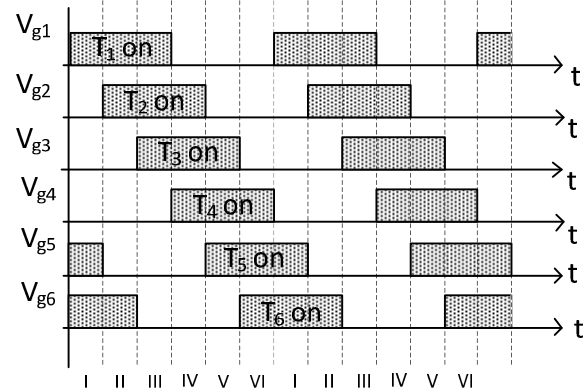
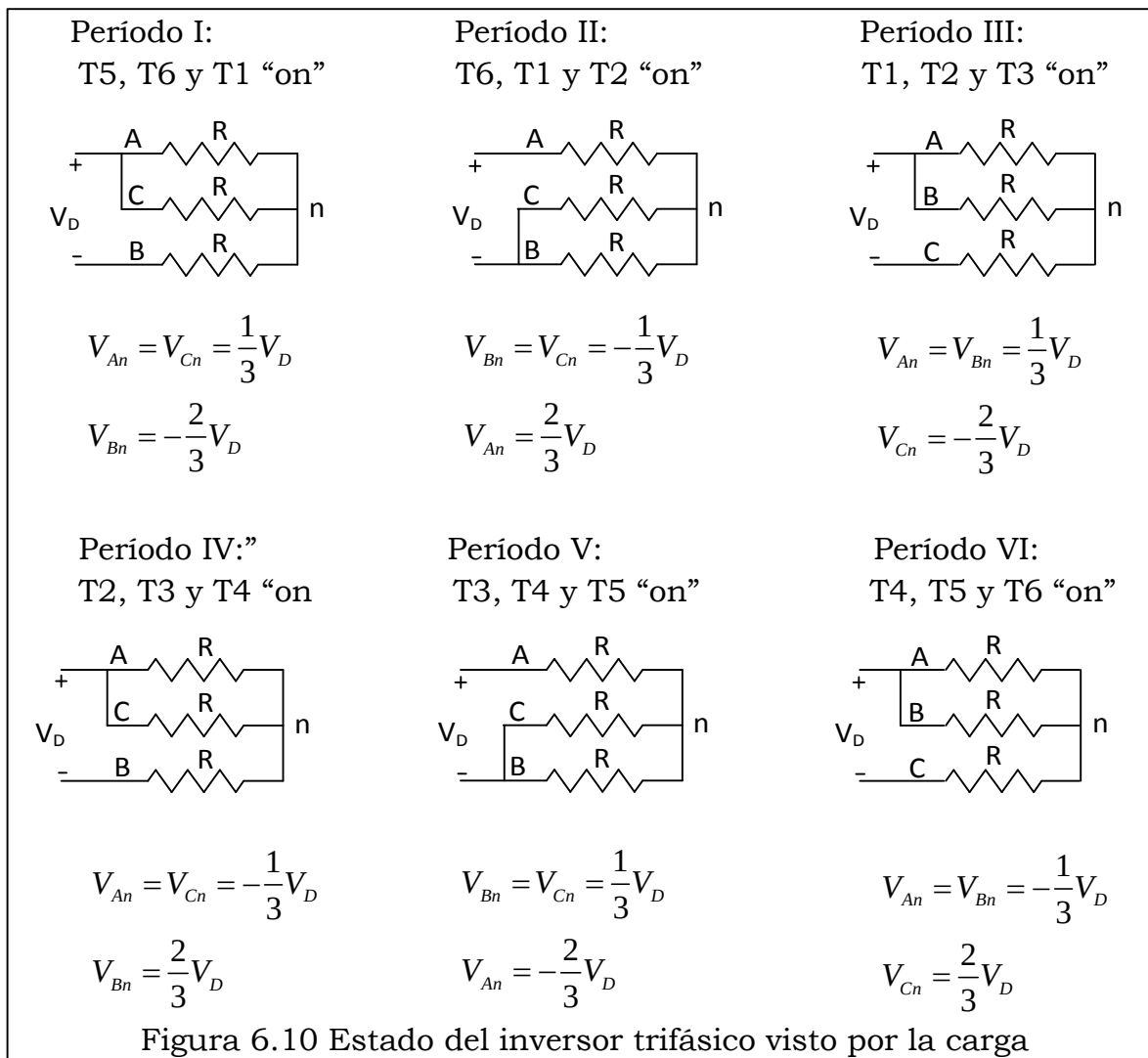
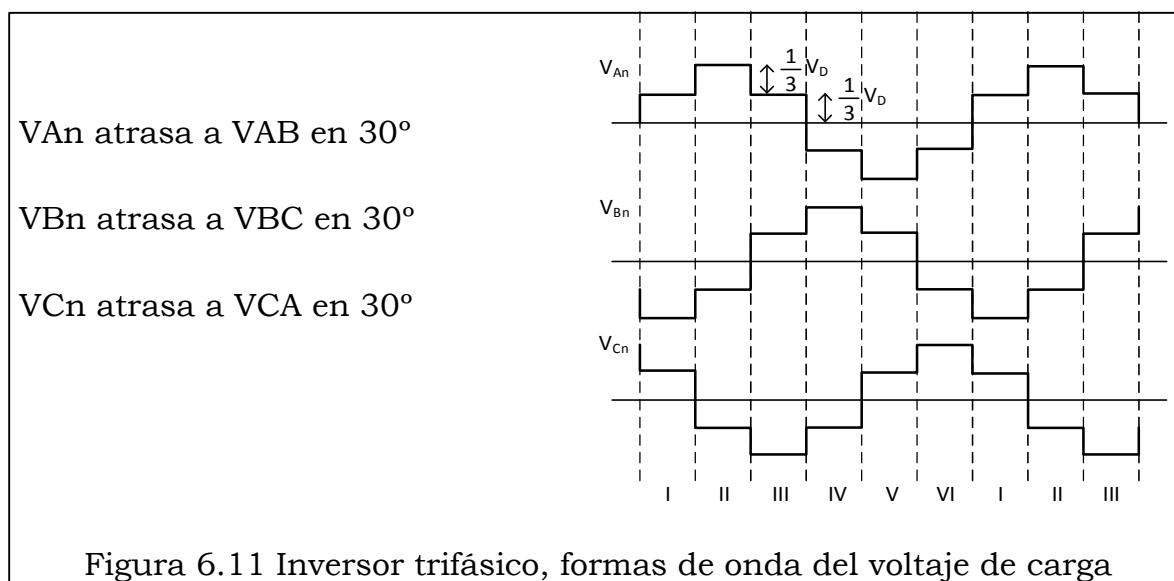


Figura 6.9 Inversor trifásico, secuencia operación de los switch



Formas de onda del voltaje de carga



Análisis del voltaje línea a línea en la carga:

Valor rms

$$V_{LL,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_o^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_D = 0.816 V_D$$

Serie de Fourier

$$\begin{aligned} v_{AB}(t) &= \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_D}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \sin \frac{n\pi}{3} \sin \left(n\omega t + \frac{n\pi}{6} \right) \\ &= \frac{2\sqrt{3}V_D}{\pi} \left(\sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) - \frac{1}{5} \sin \left(5\omega t + \frac{5\pi}{6} \right) - \frac{1}{7} \sin \left(7\omega t + \frac{7\pi}{6} \right) + \dots \right) \end{aligned}$$

Valor rms de la fundamental

$$V_{AB1,rms} = \frac{2\sqrt{3}V_D}{\pi} \bigg/ \sqrt{2} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_D = 0.78 V_D$$

Armónicos múltiples de 3

$$V_{AB3,rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4V_D}{3\pi} \sin \frac{3\pi}{3} = 0$$

$$V_{AB9,rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4V_D}{9\pi} \sin \frac{9\pi}{3} = 0$$

Otros armónicos

$$V_{AB5,rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4V_D}{5\pi} \sin \frac{5\pi}{3} = 0.156 V_D$$

Análisis del voltaje de fase en la carga:

Valor rms

$$V_{p,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_o^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\left(\frac{V_D}{3} \right)^2 \frac{\pi}{3} + \left(\frac{2V_D}{3} \right)^2 \frac{\pi}{3} + \left(\frac{V_D}{3} \right)^2 \frac{\pi}{3} \right)} = \sqrt{\frac{2}{9}} V_D = 0.471 V_D = \frac{V_{LL,rms}}{\sqrt{3}}$$

Serie de Fourier

$$v_{An}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{8V_d}{3n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \sin \frac{n\pi}{3} \cos \left(\frac{n\pi}{6} \right) \sin n\omega t = \frac{2V_D}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots \right)$$

Valor rms de la fundamental

$$V_{An1,rms} = \frac{2V_d}{\pi} \bigg/ \sqrt{2} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_D = 0.45 V_D$$

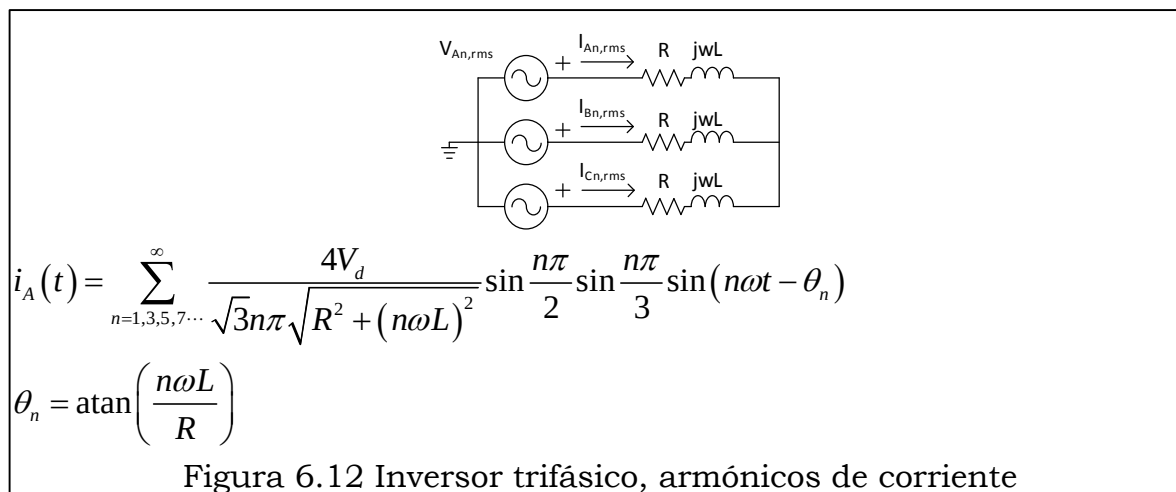
Armónicos múltiplos de 3

$$V_{An3,rms} = 0, \quad V_{An9,rms} = 0$$

Otros armónicos

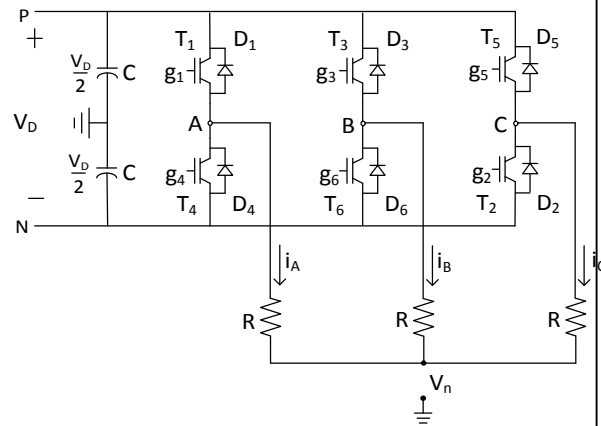
$$V_{An5,rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2V_D}{5\pi} = 0.09 V_D$$

Análisis de armónicos, circuito equivalente



Voltaje en el neutro de la carga

V_n : Voltaje del neutro de la carga respecto de tierra



Voltaje en el neutro de la carga

Frecuencia

$3f_1$, donde f_1 es la frecuencia fundamental

Magnitud:

Valor peak-to-peak $\pm \frac{1}{6} V_D$

Componentes armónicas

Impares múltiplo de 3

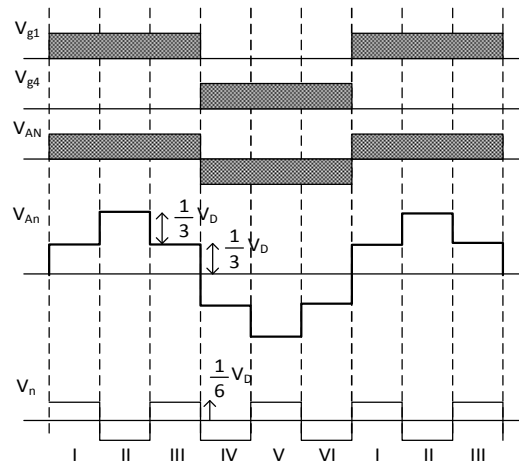


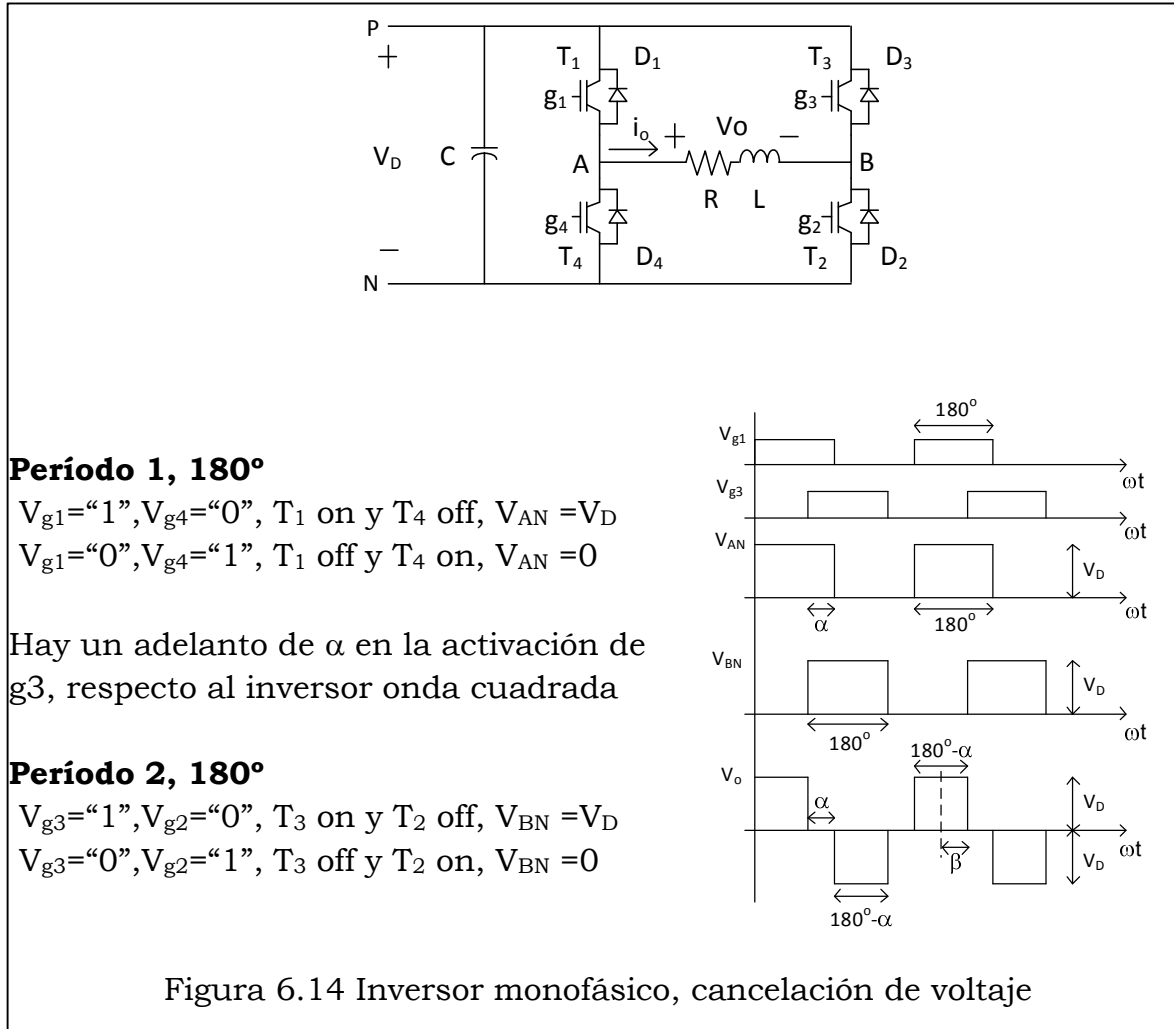
Figura 6.13 Inversor trifásico, voltaje en la carga

$$v_A = \frac{2V_D}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{9} \sin 9\omega t + \dots \right)$$

$$v_{An} = \frac{2V_D}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots \right)$$

$$v_n = \frac{2V_D}{\pi} \left(\frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{9} \sin 5\omega t + \frac{1}{15} \sin 15\omega t + \dots \right)$$

6.4 Inversor con cancelación de voltaje



Análisis del voltaje de carga en el inversor

Valor rms

$$V_{o,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_o^2 dt} = \sqrt{V_D^2 \left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right)}$$

Serie de Fourier

$$v_o(t) = \sum_{n=1,2,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_D}{n\pi} \sin(n\beta) \sin(n\omega t) \quad \beta = 90^\circ - \frac{1}{2}\alpha$$

Valor rms de la fundamental

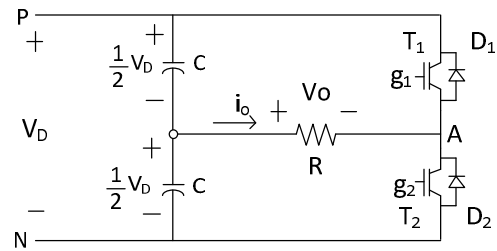
$$v_{o1,rms} = \frac{4V_D}{\pi\sqrt{2}} \sin(\beta)$$

Otros armónicos

$$v_{o3,rms} = \frac{4V_D}{3\pi\sqrt{2}} \sin(3\beta) \qquad v_{o5,rms} = \frac{4V_D}{5\pi\sqrt{2}} \sin(5\beta)$$

6.5 Inversor de media onda, modulación por ancho de pulso

T_1, T_2 : IGBT
 D_1 y D_2 : Diodos volantes
 C : Filtros capacitivos
 V_d : Voltaje dc alimentación
 R : Carga



V_{g1} y v_{g2} son complementarios

V_m es la señal modulada (sinodal)

V_{st} es la señal portadora (triangular)

Cuando $V_m \geq V_c \rightarrow V_{g1} = "1"$
 $V_m < V_c \rightarrow V_{g1} = "0"$

Si $V_{g1} = "1" \rightarrow T_1$ on $V_{A0} = +V_d/2$

Si $V_{g1} = "0" \rightarrow T_2$ on $V_{A0} = -V_d/2$

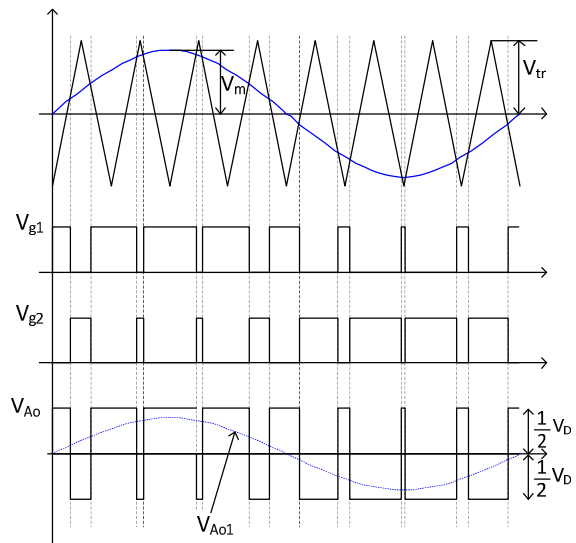


Figura 6.15 Inversor monofásico de media onda, modulación PWM

Modulación

Modulación de amplitud

$$m_a = \frac{\hat{V}_m}{\hat{V}_{st}}$$

$$0 \leq m_a \leq 1$$

Modulación de frecuencia

$$m_f = \frac{f_c}{f_m}$$

$$m_f \geq 9$$

V_{st} amplitud señal portadora

V_m amplitud señal modulada

f_c frecuencia señal portadora

f_m frecuencia señal modulada

Componentes armónicas

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V_{A0} \cos(n\omega t) d\omega t$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V_{A0} \sin(n\omega t) d\omega t$$

Frecuencia f_m fundamental

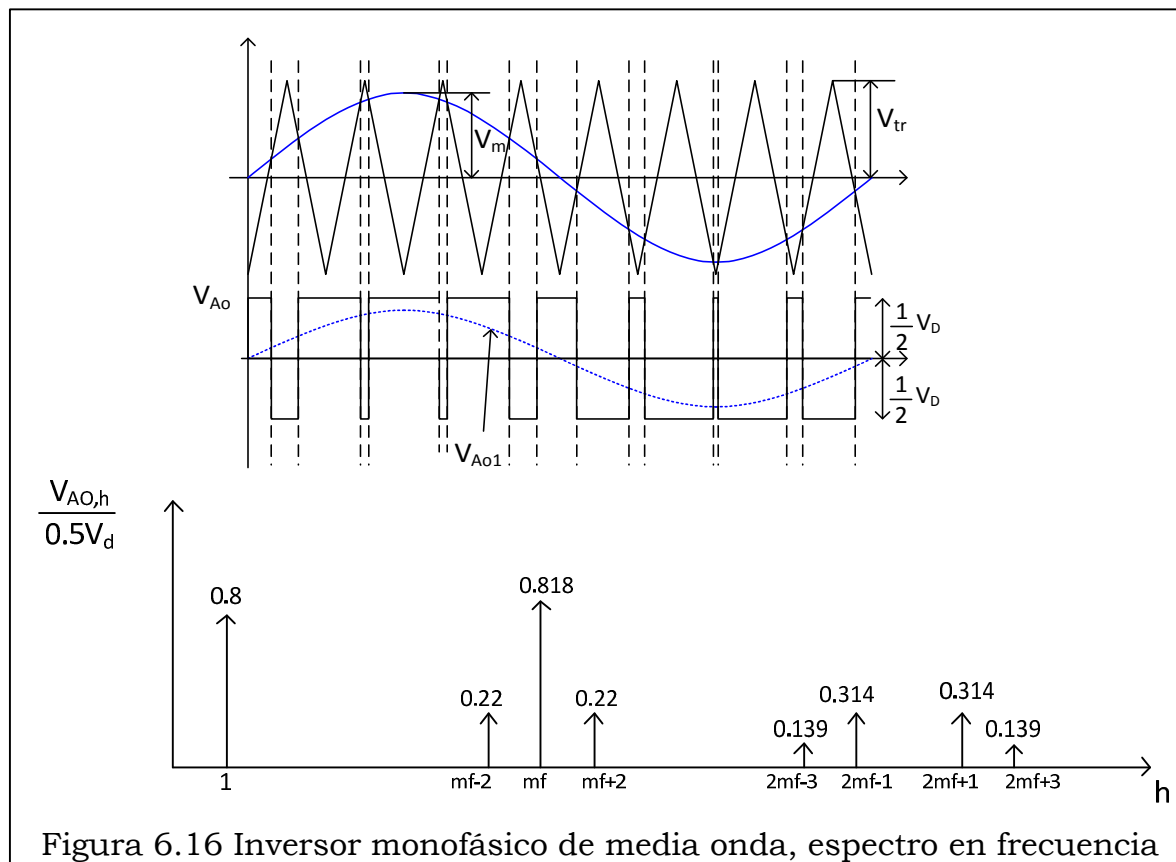


Tabla 2.1 Componentes armónicos puente monofásico, modulación PWM

Componentes armónicas, para el puente de media onda ($V_{AO,h}/0.5V_D$), $m_f > 9$					
h \ ma	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1 fundamental	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
mf	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
mf±2	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
mf±4					0.018
2mf±1	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
2mf±3		0.024	0.071	0.139	0.212
2mf±5				0.013	0.033
3mf	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
3mf±2	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
3mf±4		0.012	0.047	0.104	0.157
3mf±6				0.016	0.004

Ejemplo:

Dado un puente de media onda con:

$$V_D = 300V, \quad m_a = 0.8, \quad m_f = 39, \quad f_m = 47Hz$$

Encontrar:

a) $V_{AO1,rms}$

$$\frac{V_{AO,1}}{0.5V_D} = 0.8 \rightarrow V_{AO,1} = \frac{0.8 \times 0.5 \times 300}{\sqrt{2}} = 84.85 \text{ V}$$

b) Armónicos dominantes $m_f - 2$, m_f , $m_f + 2$

$$m_f - 2 = 37, \quad \frac{V_{AO,37}}{0.5V_D} = 0.22 \rightarrow V_{AO,37} = \frac{0.22 \times 0.5 \times 300}{\sqrt{2}} = 23.3$$

$$m_f = 39, \quad \frac{V_{AO,39}}{0.5V_D} = 0.818 \rightarrow V_{AO,39} = \frac{0.818 \times 0.5 \times 300}{\sqrt{2}} = 86.7$$

$$m_f + 2 = 41, \quad \frac{V_{AO,41}}{0.5V_D} = 0.22 \rightarrow V_{AO,41} = \frac{0.22 \times 0.5 \times 300}{\sqrt{2}} = 23.3$$

$$2m_f - 1 = 77, \quad V_{AO,77} = 33.3$$

$$2m_f + 1 = 79, \quad V_{AO,79} = 33.3$$

Sobre modulación cuando

Como se indicó anteriormente

$$m_a = \frac{\hat{V}_m}{\hat{V}_{st}} > 1$$

Pero si se trabaja con

$$m_a \gg 1$$

$V_{AO} \rightarrow$ Entonces
onda cuadrada

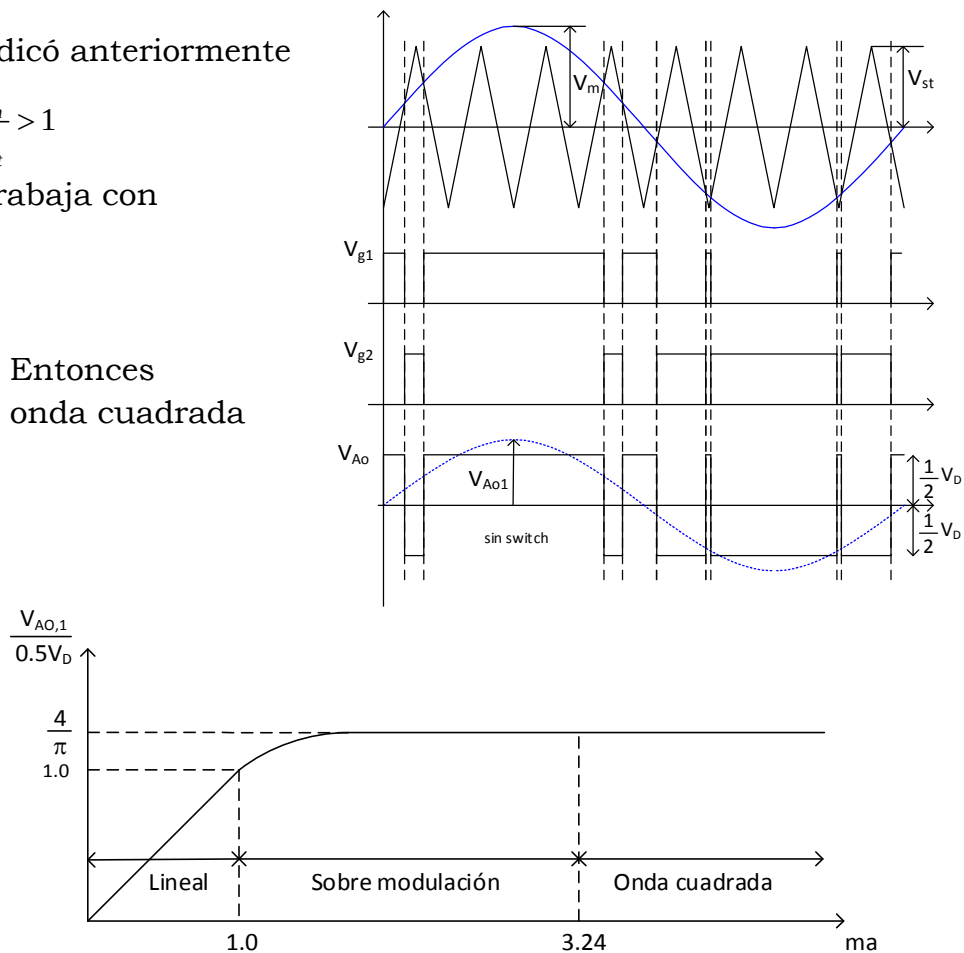


Figura 6.17 Inversor de media onda, sobre modulación

Efecto de la sobre modulación

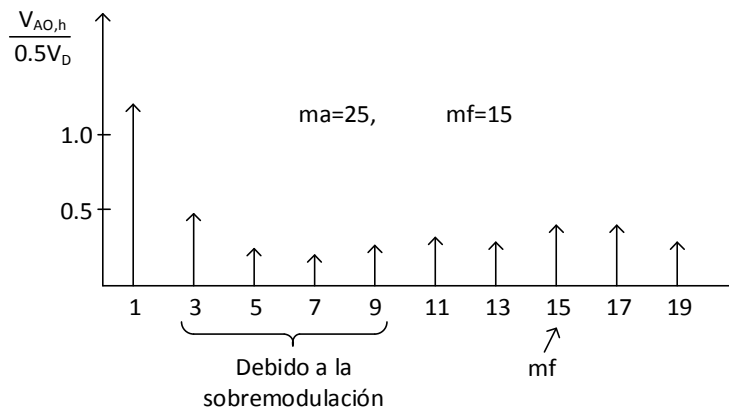
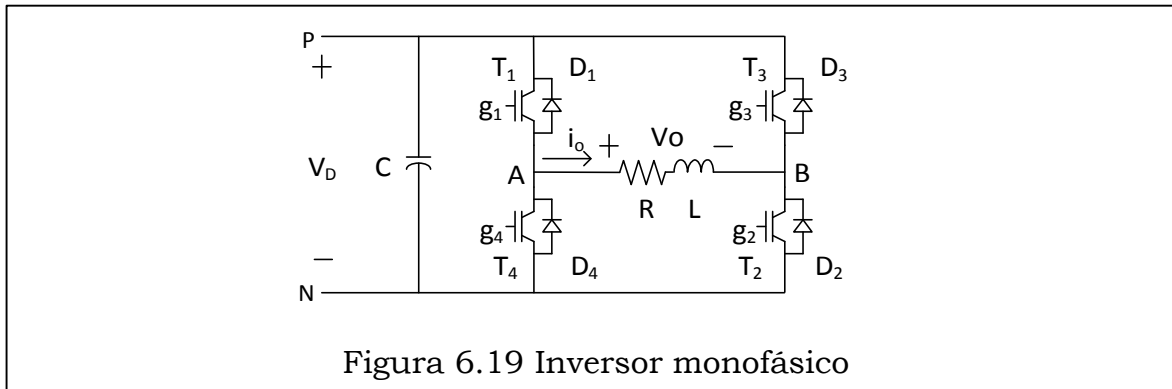


Figura 6.18 Inversor de media onda, armónicos en la sobre modulación

6.6 Inversor monofásico onda completa, modulación PWM bipolar



Modulación PWM bipolar

v_{g1}, v_{g4} complementarios

v_{g2}, v_{g3} complementarios

$v_m \geq V_{st}, v_{g1} \text{ y } v_{g2} \rightarrow "1"$

$v_m < V_{st}, v_{g1} \text{ y } v_{g2} \rightarrow "0"$

Cuando v_{g1} y v_{g2} "1" T_1 y T_2 on y $V_{AB} = V_D$

Cuando v_{g1} y v_{g2} "0" T_3 y T_4 on y $V_{AB} = -V_D$

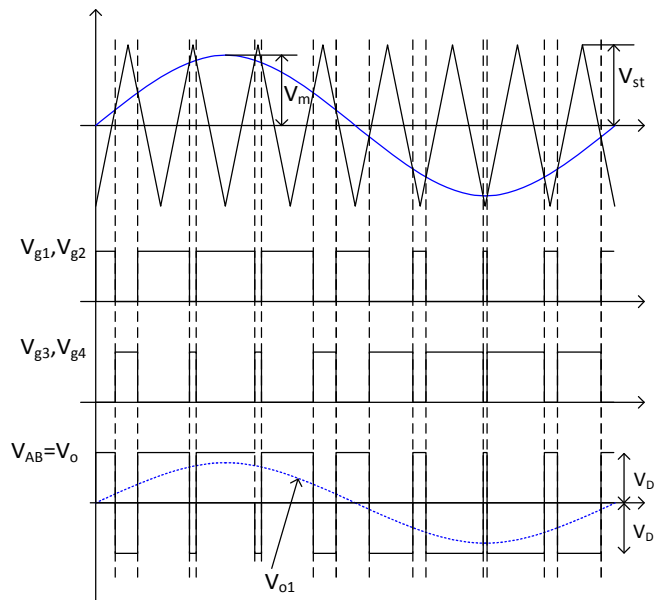
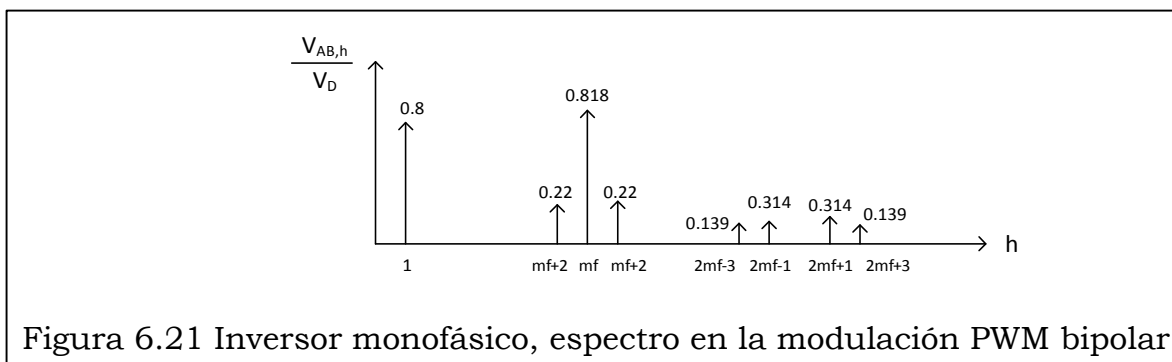


Figura 6.20 Inversor monofásico, modulación PWM bipolar

Componente armónicos PWM bipolar, idénticos al caso puente media onda pero con el doble de amplitud.



Ejemplo inversor puente onda completa

Dado un inversor puente, PWM bipolar, $V_d = 300 \text{ V}$, $m_a = 0.8$, $m_f = 39$, $f_m = 47 \text{ Hz}$.

Encontrar:

$V_{AB1, \text{rms}}$

Armónicas dominantes (valor rms), $m_f - 2$, m_f , $m_f + 2$

Como $m_f > 9$ es posible emplear resultados de tabla, con $m_a = 0.8$

$$\begin{aligned} h=1, \quad \frac{\hat{V}_{AB,1}}{V_D} &= 0.8 \quad \rightarrow V_{AB,1} = \frac{0.8 \times 0.5 \times 300}{\sqrt{2}} = 169.7V \\ h=m_f-2=37, \quad \frac{\hat{V}_{AB,37}}{V_D} &= 0.22 \quad \rightarrow V_{AB,37} = \frac{0.22 \times 0.5 \times 300}{\sqrt{2}} = 46.7V \\ h=m_f=39, \quad \frac{\hat{V}_{AB,39}}{V_D} &= 0.818 \quad \rightarrow V_{AB,39} = \frac{0.818 \times 0.5 \times 300}{\sqrt{2}} = 173.5V \\ h=m_f+2=41, \quad \frac{\hat{V}_{AB,41}}{V_D} &= 0.22 \quad \rightarrow V_{AB,41} = \frac{0.22 \times 0.5 \times 300}{\sqrt{2}} = 46.7V \end{aligned}$$

6.7 Inversor monofásico onda completa, modulación PWM monopolar

vg1, vg4 complementarios

vg2, vg3 complementarios

$v_m \geq v_{st}$, $vg1 \rightarrow "1"$ y $vg2 \rightarrow "0"$

$v_m < v_{st}$, $vg1 \rightarrow "0"$ y $vg2 \rightarrow "1"$

$v_m \geq v_{st}$, $vg3 \rightarrow "1"$ y $vg4 \rightarrow "0"$

$v_m < v_{st}$, $vg3 \rightarrow "0"$ y $vg4 \rightarrow "1"$

Cuando $vg1 "1"$ y $vg3 "0"$

T1 y T2 on y $V_{AB} = V_d$

Cuando $vg1 "1"$ y $vg3 "1"$

T1 y T3 on y $V_{AB} = 0$

Cuando $vg1 "0"$ y $vg3 "0"$

T4 y T2 on y $V_{AB} = 0$

Cuando $vg1 "0"$ y $vg3 "1"$

T4 y T3 on y $V_{AB} = -V_d$

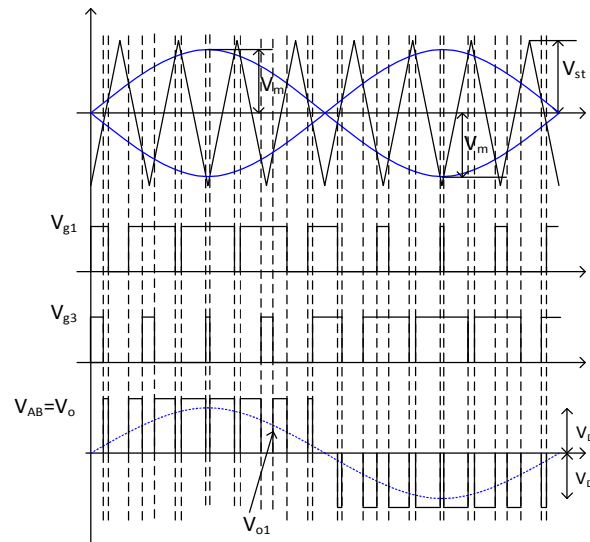


Figura 6.22 Inversor monofásico, modulación PWM monopolar

Espectro de frecuencia, PWM monopolar

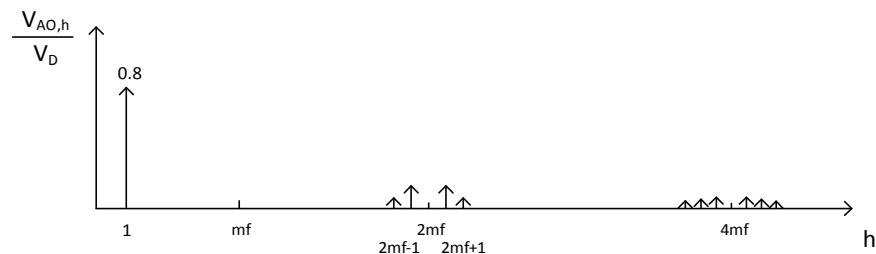


Figura 6.23 Espectro en frecuencia inversor monofásico, PWM monopolar

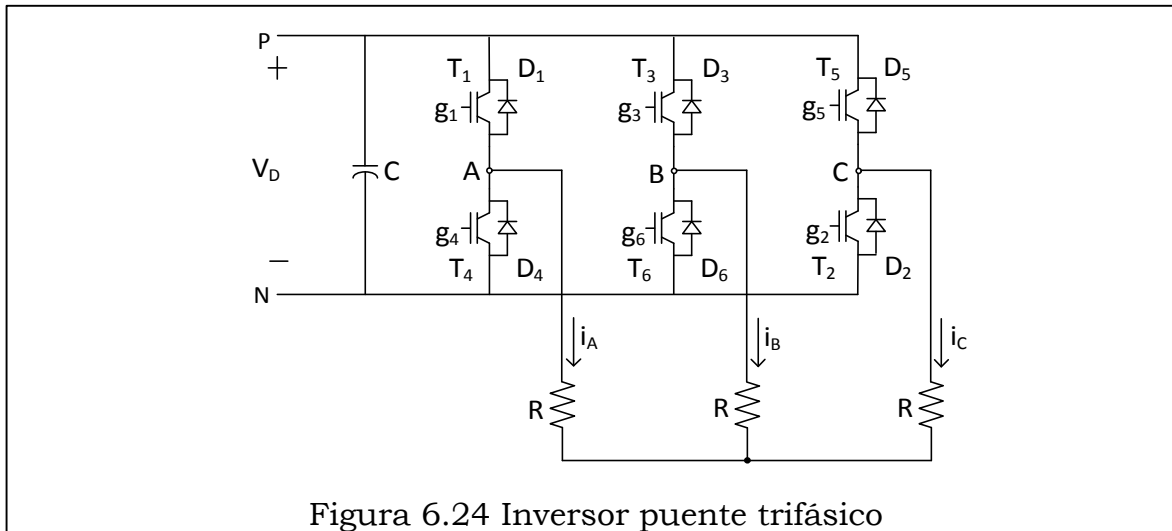
PWM bipolar:

Armónicos dominantes: mf , $mf \pm 2$, $mf \pm 4$

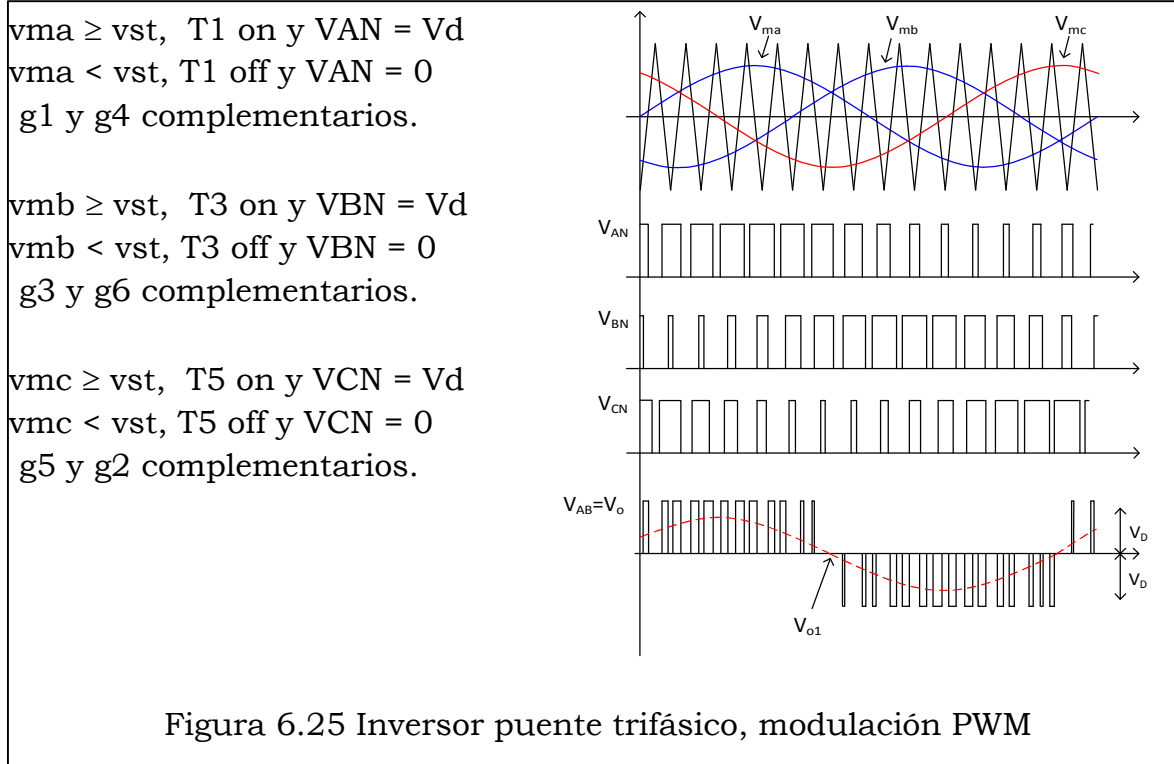
PWM monopolar:

Armónicos dominantes: $2mf \pm 1$, $2mf \pm 3$

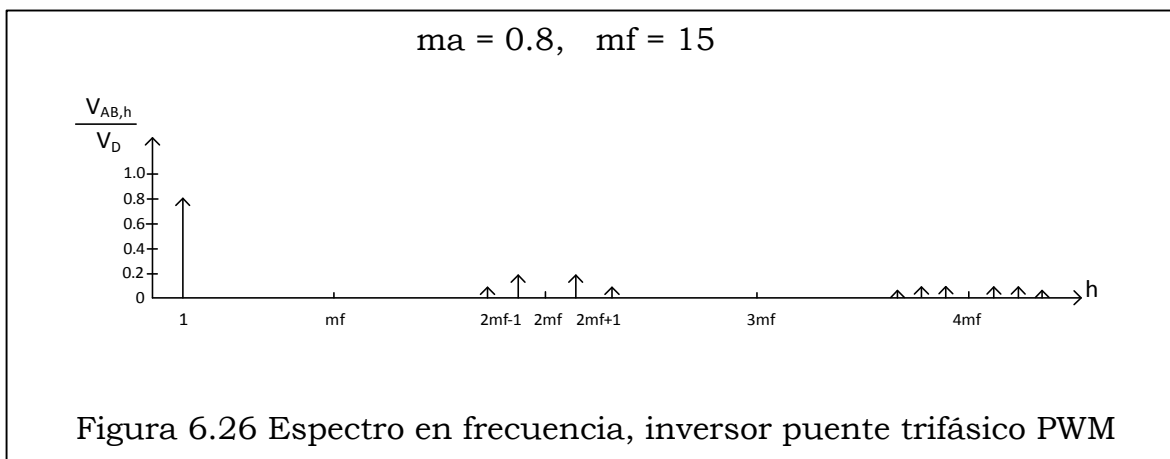
6.8 Inversor trifásico, modulación PWM



Señales moduladas, tres señales de voltaje v_{ma} , v_{mb} y v_{mc} .
Señal portadora, señal triangular de amplitud fija y frecuencia regulable.



Espectro en frecuencia, puente trifásico modulación PWM



No hay armónicos de bajo orden

Tabla 3.2 Inversor trifásico armónicos, modulación PWM

Componentes armónicas, para el puente de media onda ($V_{LL,h}/V_D$), $mf > 9$					
$h \backslash ma$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1 fundamental	0.122	0.245	0.367	0.49	0.612
$mf \pm 2$	0.010	0.037	0.080	0.135	0.195
$mf \pm 4$		--	--	0.005	0.011
$2mf \pm 1$	0.116	0.20	0.227	0.192	0.111
$2mf \pm 5$		--	--	0.008	0.020
$3mf \pm 2$				--	--
$3mf \pm 3$				--	--

6.9 Inversor con eliminación de armónicas

Propósito:

- Eliminar armónicos de baja frecuencia no deseados
- Controlar la componente fundamental del voltaje de salida

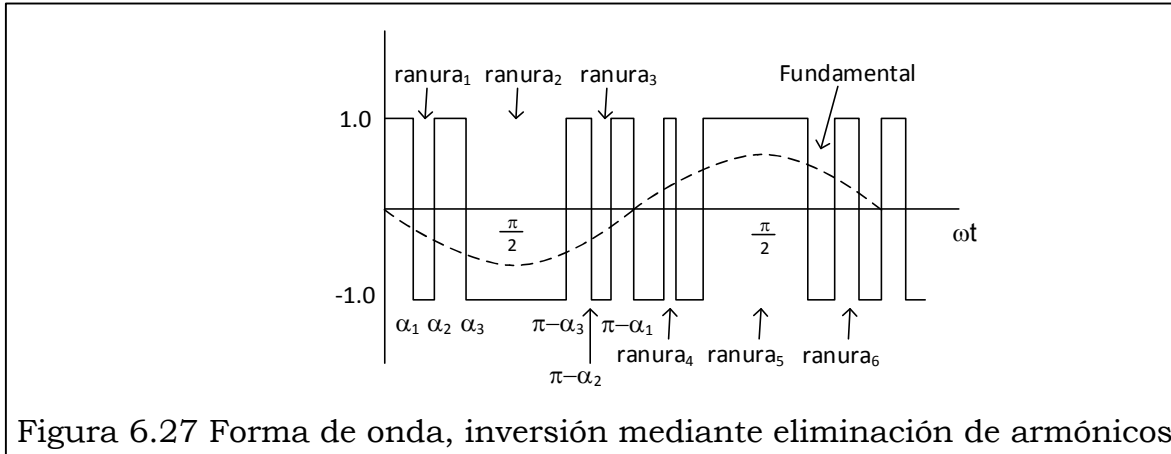


Figura 6.27 Forma de onda, inversión mediante eliminación de armónicos

- ⇒ Tres ángulos de conmutación (switching) independientes: α_1 , α_2 y α_3
- ⇒ Considerando α_1 , α_2 , y α_3 , los otros ángulos de conmutación son determinados por simetría.
- ⇒ α_1 , α_2 , y α_3 utilizados para:
 - o Eliminar armónicos (usualmente el 5to y 7mo),
 - o Controlar la componente fundamental del voltaje de salida
- ⇒ α_1 , α_2 , y α_3 precalculados anticipadamente
- ⇒ Se utilizan métodos numéricos iterativos para resolver un conjunto de ecuaciones no lineales.

Para un 40% del voltaje fundamental máximo, aproximadamente

$$\begin{aligned}\alpha_1 &= 23,3^\circ \\ \alpha_2 &= 34,0^\circ \\ \alpha_3 &= 53,35^\circ\end{aligned}$$

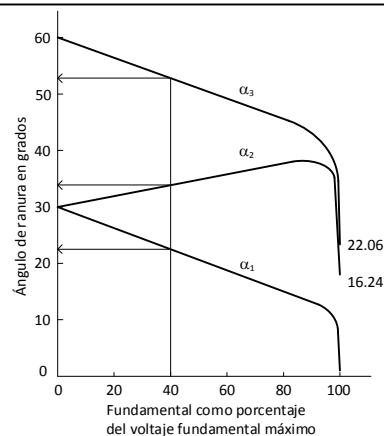


Figura 6.28 Ángulo de conmutación para la eliminación de armónicos

6.10 Inversor con modulación delta (histéresis)

TA+ y TA- interruptores complementarios

Ciclo de operación:

TA+ on, TA- off, $i_A \uparrow$
hasta que i_A alcanza la banda superior

TA+ off, TA- on, $i_A \downarrow$
hasta que i_A alcanza la banda inferior

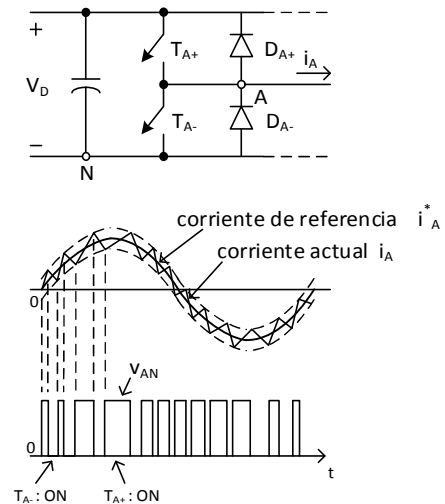


Figura 6.29 Inversor, modulación delta

Los interruptores T1 y T2 se operan de modo de mantener la corriente confinada a la banda de tolerancia, de ancho predefinido

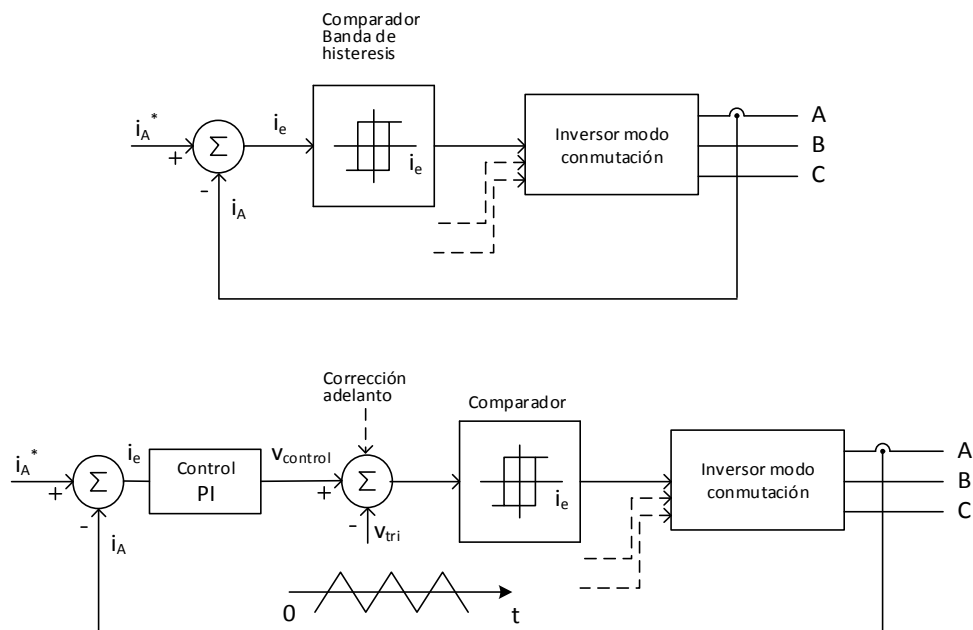


Figura 6.30 Modulación delta, diagrama de operación

BIBLIOGRAFIA

- [1] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, Power Electronics: Converters, Applications, and Design, 3d ed., Wiley, New Yorks, 2003.
- [2] D. W. Hart, Introduction to power Electronics, McGraw-Hill Companies, 2011
- [3] M. H. Rashid, Power Electronics: Circuits, Devices, and Systems, 3d ed., Prentice-Hall, Upper Saddle River, N.J., 2004.
- [4] R. W. Erickson and D. Maksimović, Fundamentals of Power Electronics, 2d ed., Kluwer Academic, 2001.
- [5] B. K. Bose, Power Electronics and Motor Drives: Advances and Trends, Elsevier/Academic Press, 2006.

Anexo I

Pruebas últimos años



PRIMERA PRUEBA

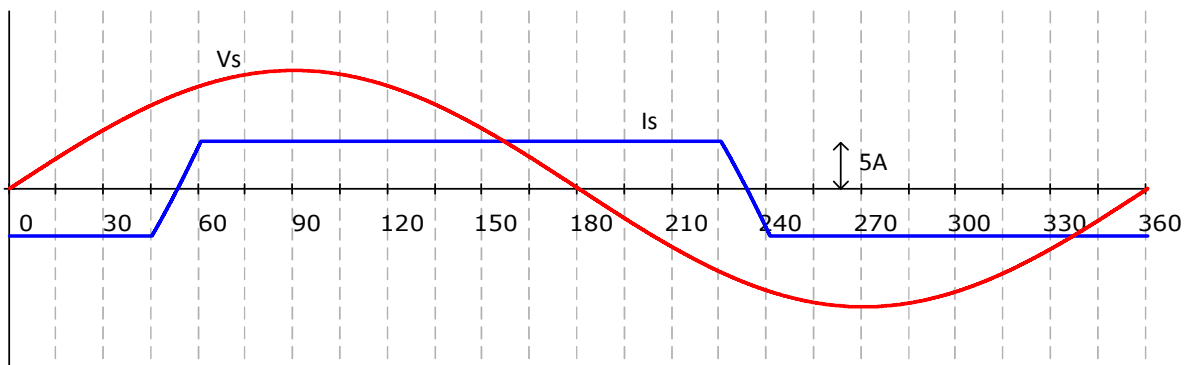
IE 458 ELECTRÓNICA DE POTENCIA

PRIMER SEMESTRE 2009

Problema 1 (2.0 puntos)

La figura muestra las señales de voltaje y corriente a la entrada de un rectificador monofásico controlado onda completa. Se pide:

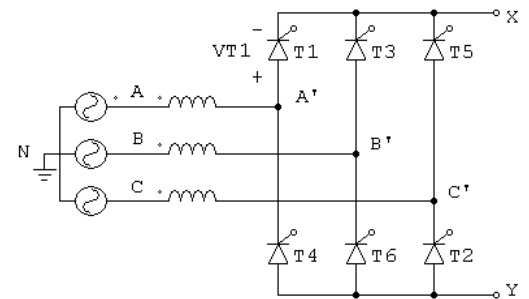
- Dibuje el circuito que permite obtener las formas de ondas indicadas
- Determine el ángulo de encendido
- Determine el ángulo de conmutación
- Calcule el voltaje rms de entrada si el generador entrega una potencia de $P_s = 304 \text{ W}$
- Obtenga en forma aproximada el valor del factor de potencia (PF) si se sabe que el factor de distorsión armónica total de corriente es $\text{THD} = 50\%$



Problema 2 (2.0 puntos)

La figura muestra un rectificador controlado de 6 pulsos alimentado desde un suministro trifásico con una inductancia finita. Para las restantes preguntas asuma que el circuito opera con un ángulo de encendido de 60° y un ángulo de conmutación de 15° .

- En la plantilla con las formas de onda provista, identifique y etiquete claramente los voltajes de fase y de línea (asuma secuencia de fase abc).
- Dibuje las formas de onda de V_{XN} , V_{YN} y V_{XY} .
- Identifique los instantes de conducción de cada tiristores para un periodo
- Dibuje la forma de onda de V_{T1}
- Dibuje la forma de onda de $V_{A'N}$



Problema 3 (2.0 puntos)

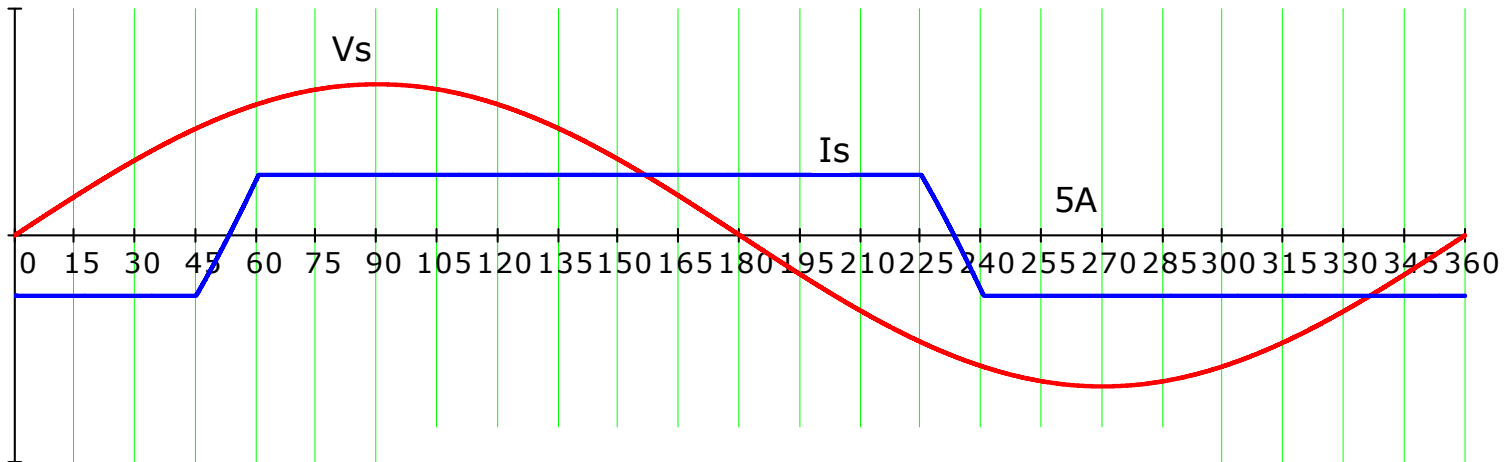
Un circuito rectificador trifásico suministra una corriente de línea de 100 A rms desde un sistema de 415 V y reactancia de $0.251 \Omega/\text{fase}$. El rectificador opera con un factor de desplazamiento de 0.9 y un factor de distorsión de 0.6 . Asumiendo que las corrientes son suaves, determinar:

- Voltaje continuo de salida
- La potencia suministrada por el rectificador al lado DC
- Corriente continua de salida
- Ángulo de encendido
- Ángulo de conmutación

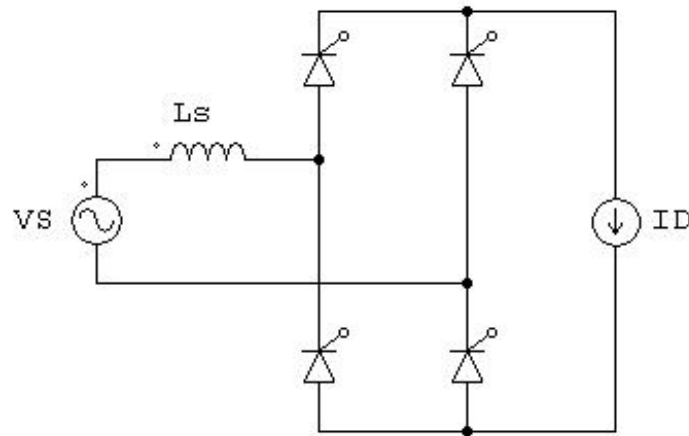
Problema 1

La figura muestra las señales de voltaje y corriente a la entrada de un rectificador controlado onda completa. Se pide:

- Dibuje el circuito que permite obtener las formas de ondas indicadas
- Determine el ángulo de encendido
- Determine el ángulo de conmutación
- Calcule el voltaje rms de entrada si el generador entrega una potencia de $P_s = 304 \text{ W}$
- Obtenga en forma aproximada el valor del factor de potencia (PF) si se sabe que el factor de distorsión armónica total de corriente es $\text{THD} = 50\%$



a)



b)

$$\alpha := 45$$

c)

$$\mu := 5$$

d)

$$P_s := V_s \cdot I_{s1} \cdot \text{DPF}$$

$$I_D := 5 \quad P_s := 304$$

$$\text{DPF} := \cos \left[\left(\alpha + \frac{1}{2} \mu \right) \frac{\pi}{180} \right] = 0.676$$

$$I_{s1} := 0.9 I_D = 4.5$$

$$V_s := \frac{P_s}{I_{s1} \cdot \text{DPF}} = 99.995$$

e)

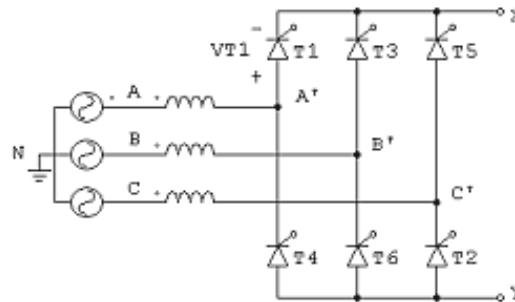
$$\text{THD} := 0.5$$

$$\text{FP} := \frac{\text{DPF}}{\sqrt{\text{THD}^2 + 1}} = 0.604$$

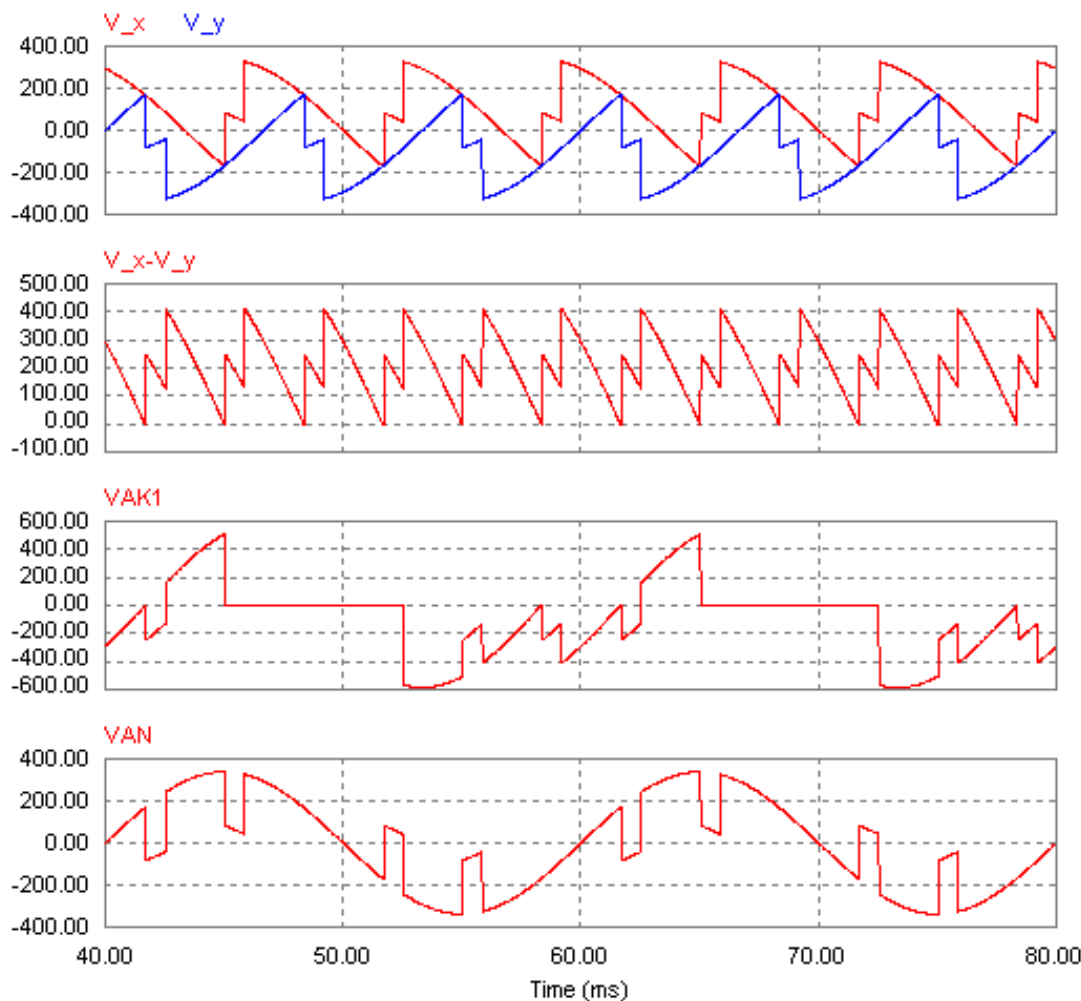
Problema 2

La figura muestra un rectificador controlado de 6 pulsos alimentado desde un suministro trifásico con una inductancia finita. Para las restantes preguntas asuma que el circuito opera con un ángulo de encendido de 60° y un ángulo de conmutación de 15° .

- En la plantilla con las formas de onda provista, identifique y etiquete claramente los voltajes de fase y de línea (asuma secuencia de fase abc).
- Dibuje las formas de onda de V_{XN} , V_{YN} y V_{XY} .
- Identifique los instantes de conducción de cada tiristores para un periodo
- Dibuje la forma de onda de VT1
- Dibuje la forma de onda de $V_{A'N}$



b, c, d, e)



Problema 3

Un circuito rectificador trifásico suministra una corriente de línea de 100 A rms desde un sistema de 415V y reactancia de 0.251 Ω /fase. El rectificador opera con un factor de desplazamiento de 0,9 y un factor de distorsión de 0,6. Asumiendo que las corrientes son suaves, determinar:

a) Voltaje continuo de salida

b) La potencia suministrada por el rectificador al lado DC

c) Corriente continua de salida

d) Ángulo de encendido

e) Ángulo de conmutación

$$I_s := 100 \quad V_{LL} := \frac{415}{\sqrt{2}}$$

$$\text{DPF} := 0.9 \quad \text{FD} := 0.6 \quad X_s := 0.0008 \cdot 2 \cdot 50 \cdot \pi = 0.251$$

a)
$$V_{dc} := \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{LL}}{\pi} \cdot \text{DPF} = 356.666$$

b)
$$I_{s1} := \text{FD} \cdot I_s = 60$$

$$P_{ac_fuente} := \sqrt{3} V_{LL} \cdot I_s \cdot \text{FD} \cdot \text{DPF} = 27446.533$$

c)
$$I_d := \frac{P_{ac_fuente}}{V_{dc}} = 76.953$$

d) y e)

$$\begin{pmatrix} \alpha \\ \mu \end{pmatrix} := \begin{pmatrix} 0 \\ 0.1 \end{pmatrix}$$

Given

$$\cos(\alpha) + \cos(\alpha + \mu) = \frac{V_{dc} \cdot \pi}{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{LL}}$$

$$\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \mu) = \frac{I_d \cdot \sqrt{2} \cdot X_s}{V_{LL}}$$

$$\text{Find}(\alpha, \mu) = \begin{pmatrix} 60.224 \\ 5.985 \end{pmatrix} \cdot \text{deg}$$



**ESCUELA DE INGENIERÍA
ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
UNIVERSIDAD DE TARAPACÁ**

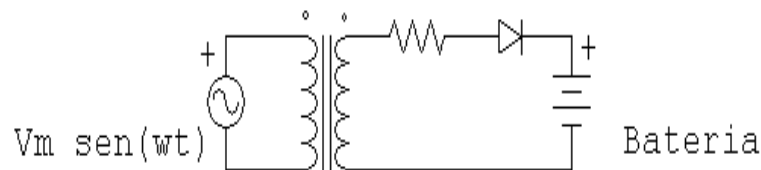
**PRIMERA PRUEBA
IE 458 ELECTRÓNICA DE POTENCIA
PRIMER SEMESTRE 2010**

Tiempo: 1:30 horas.

Problema 1 (2.0 puntos)

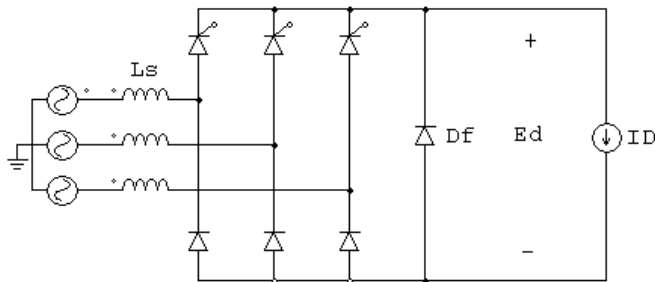
El rectificador de la figura puede usarse como un cargador de baterías. La alimentación es la red monofásica convencional y el transformador tiene una relación de transformación 3.5:1. Si la batería es de 12 V y 100 Ah determinar:

- El ángulo de conducción del diodo.
- El valor de R para que el valor medio de la corriente de carga sea de 5 A.
- La potencia consumida en la resistencia.
- La potencia entregada a la batería.
- La tensión máxima que debe soportar el diodo.



Problema 2 (2.0 puntos)

Considere el convertor trifásico semicontrolado de la figura. Asuma $L_s = 0$

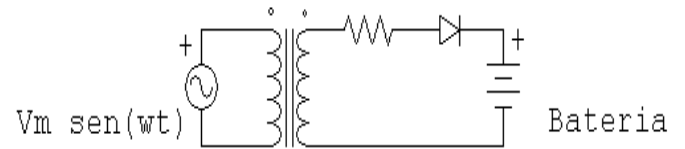


- Calcule el ángulo de retardo α para el cual $E_d = 0.5E_{do}$
- Dibuje la forma de onda de E_d e identifique los intervalos de conducción de cada dispositivo.
- Calcule el desplazamiento de fase, DPF.
- Calcule el factor de potencia, FP.
- Calcular el factor de distorsión armónica (THD) de la corriente de entrada de línea.

Problema 1

El rectificador de la figura puede usarse como un cargador de baterías. La alimentación es la red monofásica convencional y el transformador tiene una relación de transformación 3.5:1. Si la batería es de 12 V y 100 Ah determinar:

- El ángulo de conducción del diodo.
- El valor de R para que el valor medio de la corriente de carga sea de 5 A.
- La potencia consumida en la resistencia.
- La potencia entregada a la batería.
- La tensión máxima que debe soportar el diodo.



Solución

- a) El ángulo de conducción del diodo

$$\alpha_1 := \arcsin\left(\frac{12 \cdot 3.5}{220\sqrt{2}}\right) = 7.758 \cdot \text{deg}$$

$$\alpha_2 := \pi - \alpha_1 = 172.242 \cdot \text{deg}$$

$$\text{ángulo conducción} \quad \alpha_2 - \alpha_1 = 164.484 \cdot \text{deg}$$

- b) El valor de R para que el valor medio de la corriente de carga sea de 5 A

$$V_{r_dc} := \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \left(\frac{220 \cdot \sqrt{2}}{3.5} \cdot \sin(\omega t) - 12 \right) d\omega t \right] = 22.554$$

$$R := \frac{V_{r_dc}}{5} = 4.511$$

- c) La potencia consumida en la resistencia

$$Pr_{dc} := 4.511 \cdot (5)^2 = 112.775$$

$$V_{r_rms} := \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \left(\frac{220 \cdot \sqrt{2}}{3.5} \cdot \sin(\omega t) - 12 \right)^2 d\omega t \right]} = 36.964$$

$$Pr_{ac} := \frac{V_{r_rms}^2}{R} = 302.908$$

- d) La potencia entregada a la batería.

$$P_{bateria} := 5 \cdot 12 = 60$$

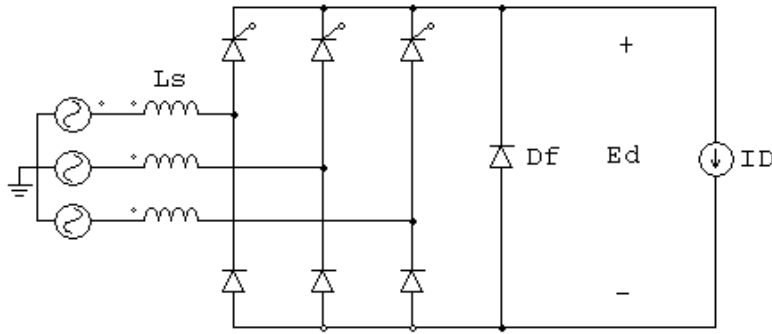
- e) La tensión máxima que debe soportar el diodo.

$$V_{d_max} := \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{3.5} - 12 = 76.893$$

Problema 2

Considere el conversor trifásico semicontrolado de la figura. Asuma $L_s = 0$

- Calcule el ángulo de retardo α para el cual $E_d = 0.5E_{do}$
- Dibuje la forma de onda de E_d e identifique los intervalos de conducción de cada dispositivo.
- Calcule el desplazamiento de fase, DPF.
- Calcule el factor de potencia, FP.
- Calcule el factor de distorsión armónica (THD) de la corriente de entrada de línea.



Solución

- Calcule el ángulo de retardo α para el cual $E_d = 0.5E_{do}$

$$E_d = \frac{3\sqrt{2}\sqrt{3}V_s}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin(\omega t) d\omega t \rightarrow \frac{3\sqrt{2}\sqrt{3}V_s(\cos(\alpha) + 1)}{2\pi}$$

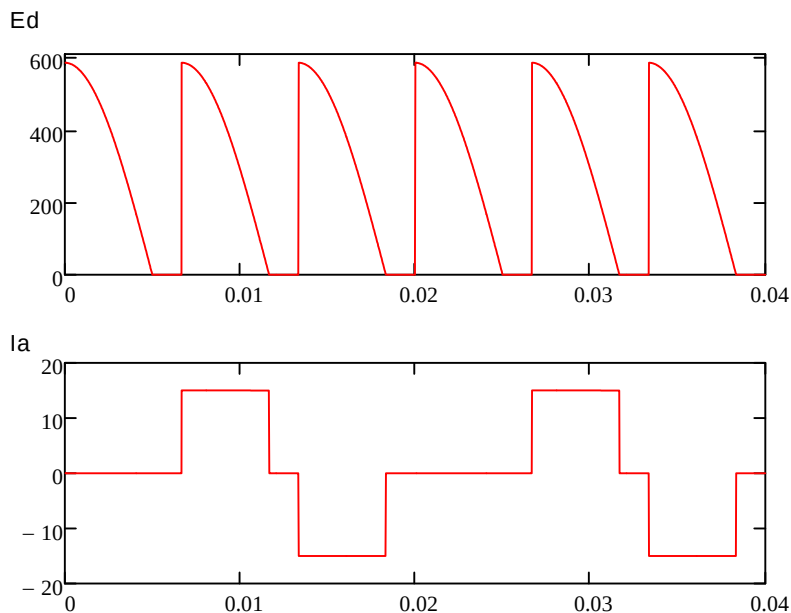
$$E_{do} = \frac{3\sqrt{2}\sqrt{3}V_s}{\pi}$$

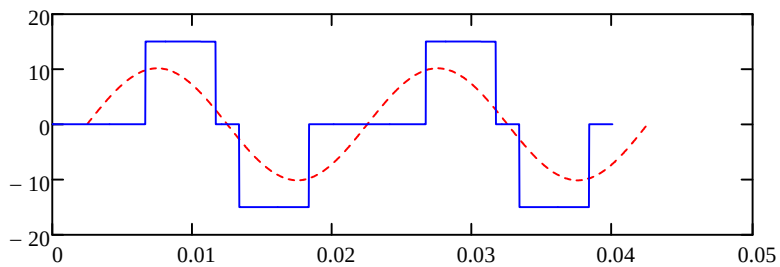
se requiere que:

$$E_d = 0.5E_{do}$$

$$\alpha := \frac{\pi}{2} = 90^\circ$$

- Dibuje la forma de onda de E_d e identifique los intervalos de conducción de cada dispositivo.





$$I_d := 15$$

$$\phi := 0.00250 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot \frac{180}{\pi} = 45$$

$$\text{DPF} := \frac{\pi}{4} = 45\text{-deg}$$

$$I_{a1_rms} := \frac{\sqrt{6}}{\pi \cdot \sqrt{2}} I_d = 8.27$$

$$I_{a_rms} := \frac{I_d}{\sqrt{2}} = 10.607$$

$$\text{FP} := \frac{I_{a1}}{I_a} \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) = 0.543$$

$$\text{THD} := \sqrt{\frac{I_a^2 - I_{a1}^2}{I_{a1}^2}} = 0.832$$



**ESCUELA DE INGENIERÍA
ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
UNIVERSIDAD DE TARAPACÁ**

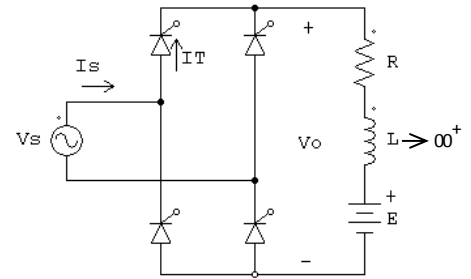
**PRIMERA PRUEBA
IE 458 ELECTRÓNICA DE POTENCIA
PRIMER SEMESTRE 2012**

Tiempo: 1:30 horas.

Problema 1 (2.0 puntos)

En el rectificador puente onda completa de la figura $V_s = 220$ V rms,
 $E = 100$ V y $R = 10\Omega$.

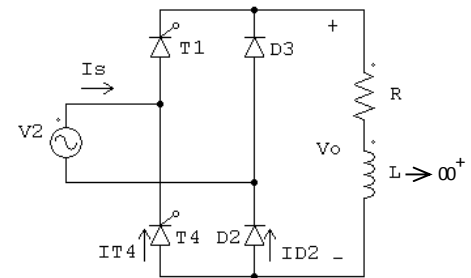
- Si la potencia de entrada, lado alterno, del rectificador es de 1425 W, determinar el valor del ángulo de encendido, α , en los tiristores.
- Calcular el valor medio y rms de la corriente por los tiristores.
- Calcular el factor de potencia con que trabaja el rectificador.
- Grafique las formas de onda de V_s , V_o , I_T , I_s .



Problema 2 (2.0 puntos)

Si la corriente de carga en el rectificador híbrido de la figura es de 15 A
y el ángulo de encendido de los tiristores es, $\alpha = 135^\circ$.

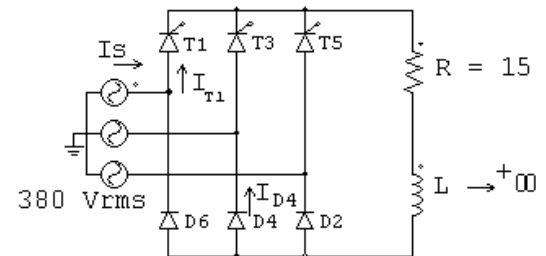
- Calcular el valor de R.
- Grafique las formas de onda de V_s , V_o , I_s , I_{T4} y I_{D2} .
- Calcular el valor medio y rms de la corriente por T4 y D2.



Problema 3 (2.0 puntos)

Para el rectificador puente trifásico semi-controlado de la figura,
que trabaja con $\alpha = 30^\circ$, se pide:

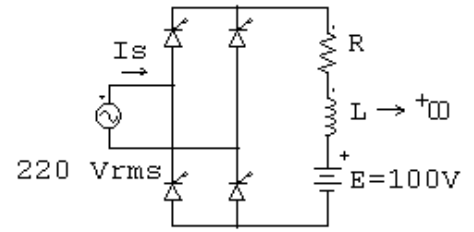
- Calcular el valor medio del voltaje de salida
- Si el tiristor T3 falla quedando en circuito abierto, dibuje las formas de onda de V_o , I_{D4} , I_{T1} e I_s .



Problema 1

En el rectificador puente onda completa de la figura $E = 100 \text{ V}$ y $R = 10\Omega$.

- Si la potencia de entrada, lado alterno, del rectificador es de 1200 W , determinar el valor del ángulo de encendido, α , en los tiristores.
- Calcular el valor medio y rms de la corriente por los tiristores.
- Calcular el factor de potencia con que trabaja el rectificador.
- Grafique las formas de onda de V_s , V_o , I_T , I_s .



Solución

- Si la potencia de entrada al convertidor (lado alterno) es de 1200 W , determinar el valor del ángulo α de encendido de los tiristores

$$V_m := 220 \cdot \sqrt{2} \quad R := 10 \quad E := 100 \quad P_{ac} := 1200 \quad P_o := P_{ac} \quad V_s := 220$$

$$P_{ac} = P_o = V_o \cdot I_o = V_o \cdot \frac{(V_o - E)}{R}$$

$$V_o^2 - V_o \cdot E - R \cdot P_o = 0$$

$$V_o := \text{root}(V_o^2 - V_o \cdot E - R \cdot P_o, V_o) = 170.416$$

Operación sin cortes de corriente en la carga

$$V_o = \frac{2\sqrt{2} \cdot V_s}{\pi} \cos(\alpha)$$

$$\alpha := \arccos\left(\frac{V_o \cdot \pi}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_s}\right) = 30.64 \cdot \text{deg}$$

- Calcular el valor medio y rms de la corriente por los tiristores.

$$I_o := \frac{V_o - E}{R} = 7.042$$

$$I_{T_{av}} := \frac{I_o}{2} = 3.521$$

$$I_{T_{rms}} := \frac{I_o}{\sqrt{2}} = 4.979$$

- Calcular el factor de potencia con que trabaja el rectificador.

$$I_{s_{rms}} := I_o = 7.042$$

$$I_{s_1} := \frac{4 \cdot I_o}{\pi} = 8.966$$

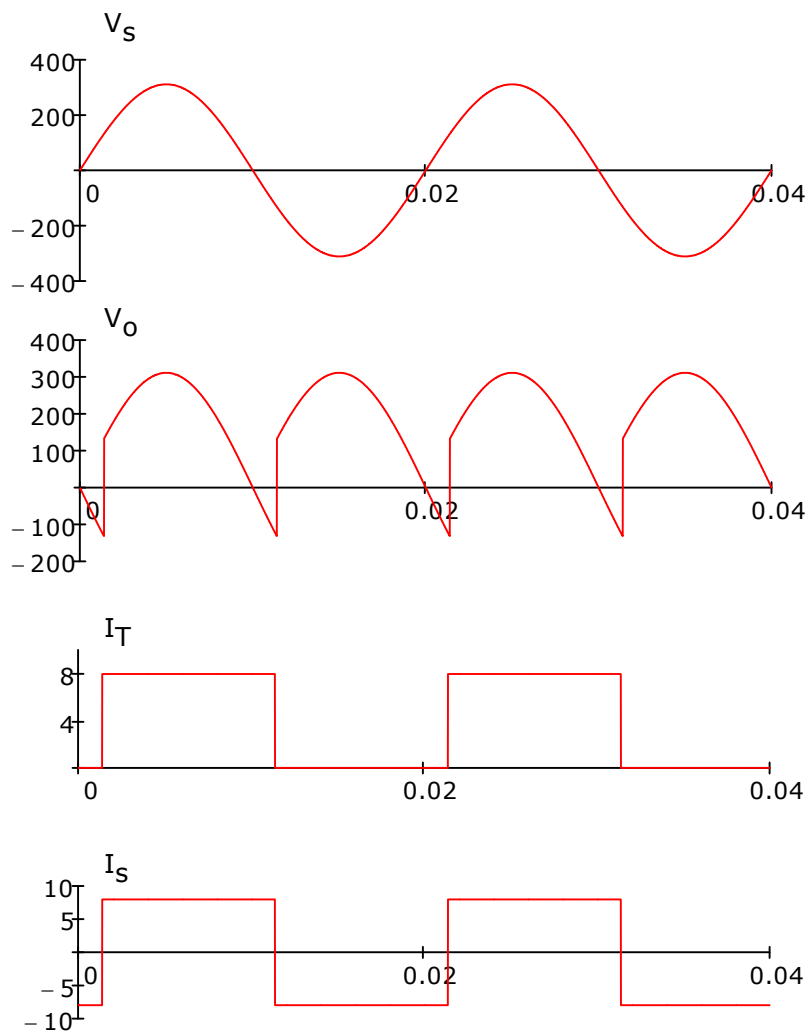
$$I_{s_1_{rms}} := \frac{I_{s_1}}{\sqrt{2}} = 6.34$$

$$\text{Factor_distorsión_armónico_}\% := \frac{\sqrt{I_{s_{rms}}^2 - I_{s_1_{rms}}^2}}{I_{s_1_{rms}}} \cdot 100 = 48.343$$

$$\text{Factor_de_desplazamiento} := \cos(\alpha) = 0.86$$

$$\text{Factor_de_potencia} := \frac{I_{s_1_{rms}}}{I_{s_{rms}}} \cdot \cos(\alpha) = 0.775 \quad \text{inductivo}$$

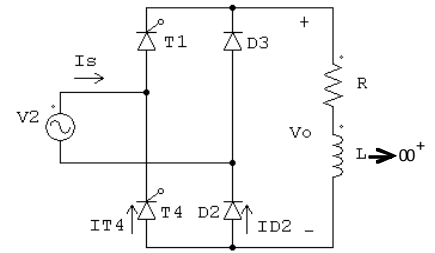
d) Grafique las formas de onda de V_s , V_o , I_T , I_s .



Problema 2

Si la corriente de carga en el rectificador híbrido de la figura es de 15 A y el ángulo de encendido de los tiristores es, $\alpha = 135^\circ$.

- Calcular el valor de R.
- Grafique las formas de onda de V_s , V_o , I_s , I_{T4} y I_{D2} .
- Calcular el valor medio y rms de la corriente por T4 y D2.

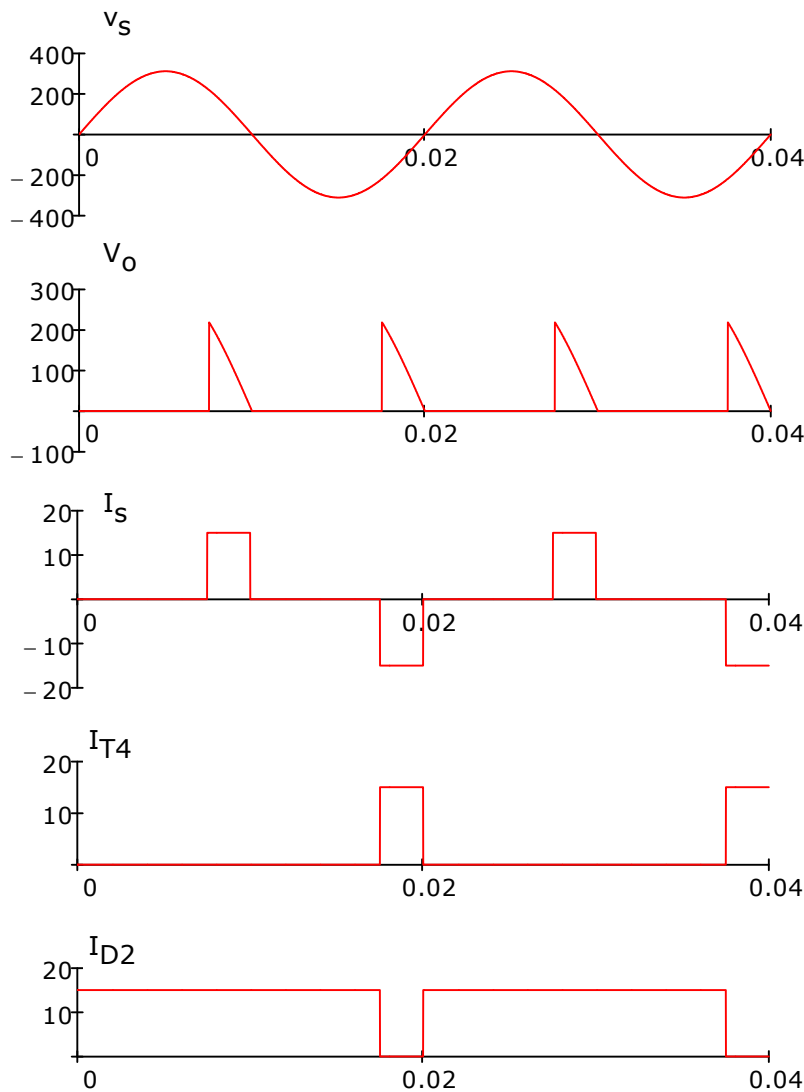


$$\alpha := \frac{135}{180} \cdot \pi \quad I_O := 15 \text{ A} \quad V_S := 220 \text{ V}$$

$$V_O := \frac{2}{2 \cdot \pi} \left(\int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} \cdot V_S \cdot \sin(\omega t) d\omega t \right) = 29.007 \text{ V}$$

$$R := \frac{V_O}{I_O} = 1.934 \text{ A} \quad 220 \cdot \sqrt{2} \frac{(1 + \cos(\alpha))}{\pi \cdot I_O} = 1.934 \text{ A}$$

- Grafique las formas de onda de V_s , V_o , I_s , I_{T4} y I_{D2} .



c) Calcular el valor medio y rms de la corriente por T4 y D2.

$$I_{T4_av} := I_o \cdot \frac{360 - 315}{360} = 1.875$$

$$I_{D2_av} := I_o \cdot \frac{315 - 0}{360} = 13.125$$

$$I_{T4_rms} := I_o \cdot \sqrt{\frac{360 - 315}{360}} = 5.303$$

$$I_{D2_rms} := I_o \cdot \sqrt{\frac{315 - 0}{360}} = 14.031$$

Problema 3

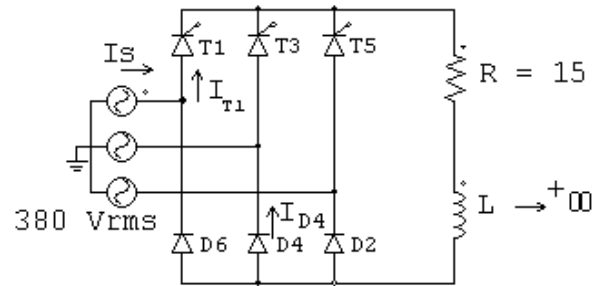
Para el rectificador puente trifásico semi-controlado de la figura, que trabaja con $\alpha = 30^\circ$, se pide:

- Calcular el valor medio del voltaje de salida
- Si el tiristor T3 falla quedando en circuito abierto, dibuje las formas de onda de V_o , I_{D4} , I_{T1} e I_s .

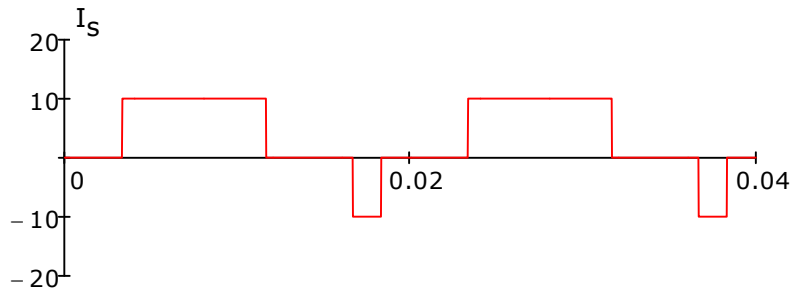
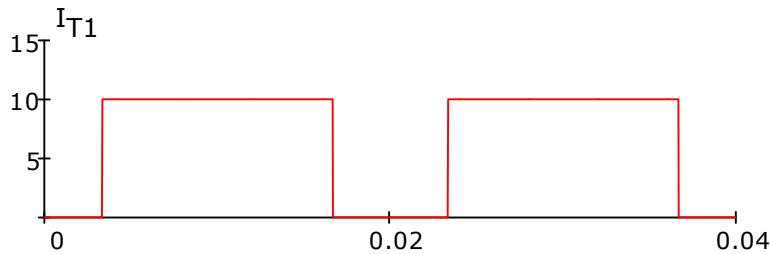
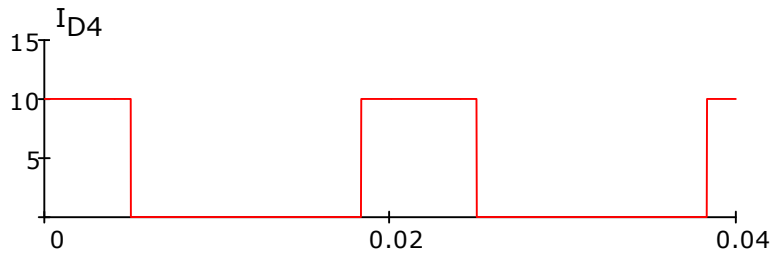
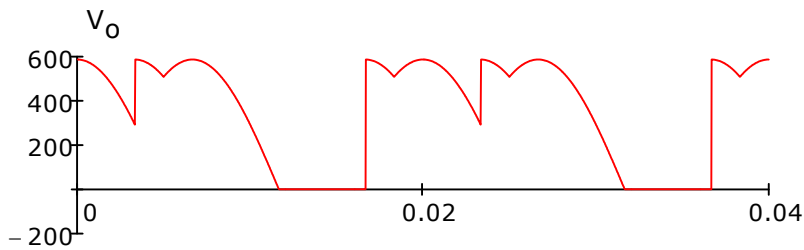
$$V_{LL} := 380 \quad \alpha := \frac{\pi}{6}$$

- Calcular el valor medio del voltaje de salida

$$V_{o, \text{avg}} := \frac{1.35 \cdot V_{LL} \cdot (1 + \cos(\alpha))}{2} = 478.636$$



- Si el tiristor T3 falla quedando en circuito abierto, dibuje las formas de onda de V_o , I_{D4} , I_{T1} e I_s .





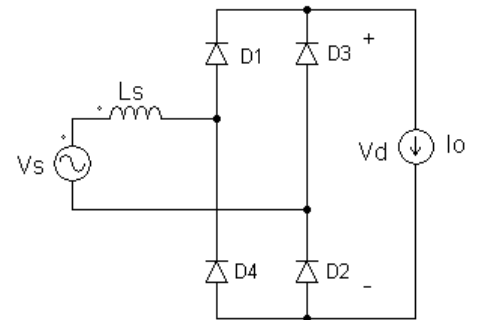
**ESCUELA DE INGENIERÍA
ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
UNIVERSIDAD DE TARAPACÁ**

**PRIMERA PRUEBA
IE 458 ELECTRÓNICA DE POTENCIA
PRIMER SEMESTRE 2013**

Tiempo: 1:30 horas.

Problema 1 (2.0 puntos)

En el rectificador monofásico de la figura, $V_s=120V$ efectivos a 50Hz, $L_s=1mH$ e $I_d=10A$. Calcular el ángulo de conmutación μ , la tensión media en la carga V_d , y la potencia media entregada a la carga P_d . ¿Cuál es el porcentaje de caída de tensión, en la tensión media en la carga V_d , debido a L_s ?

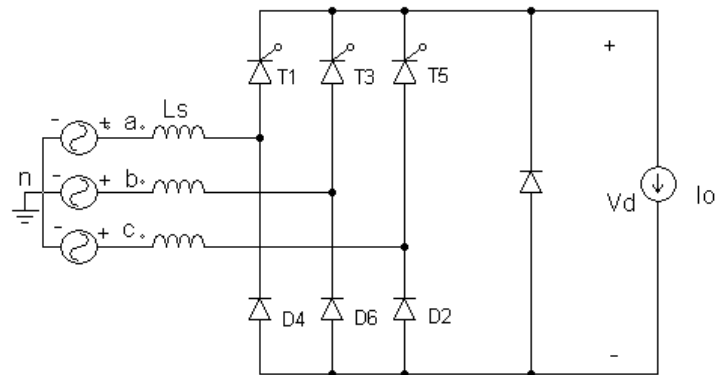


Problema 2 (2.0 puntos)

Considere el convertidor trifásico semicontrolado de la figura. Asuma $L_s = 0$

(a) Calcule el ángulo de retardo α para el cual $V_d=0.933V_{do}$

(b) Dibuje la forma de onda de E_d e identifique los intervalos de conducción de cada dispositivo.

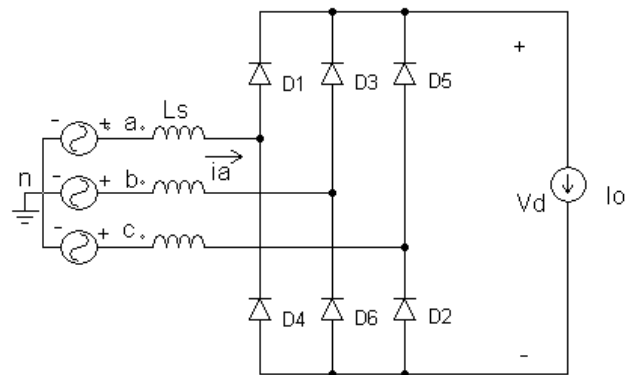


Problema 3 (2.0 puntos)

En el rectificador trifásico de la figura.

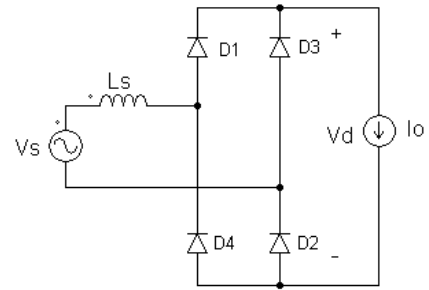
(a) Obtener la expresión de μ (ángulo de conmutación).

(b) Para $V_{LL}=208V$, 50Hz, $L_s=2mH$ e $I_d=10A$, obtener las pérdidas de la tensión media debidas a la conmutación.



Problema 1

En el rectificador monofásico de la figura, $V_s=120\text{V}$ efectivo a 50Hz , $L_s=1\text{mH}$ e $I_d=10\text{A}$. Calcular el ángulo de conmutación μ , la tensión media en la carga V_d , y la potencia media entregada a la carga P_d . ¿Cuál es el porcentaje de caída de tensión, en la tensión media en la carga V_d , debido a L_s ?



Solución

$$V_s := 120 \quad f := 50 \quad L_s := 0.001 \quad I_d := 10$$

a) Calcular el ángulo de conmutación μ

$$\int_0^\mu \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(x) \, dx \rightarrow -\sqrt{2} \cdot V_s \cdot (\cos(\mu) - 1)$$

$$\int_{-I_d}^{I_d} \omega \cdot L_s \, dx \rightarrow 2 \cdot I_d \cdot L_s \cdot \omega$$

$$\mu := \arccos\left(1 - \frac{2 \cdot I_d \cdot L_s \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{\sqrt{2} \cdot V_s}\right) = 15.64 \cdot \text{deg}$$

b) La tensión media en la carga V_d

$$V_d := \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot V_s - \frac{2 \cdot I_d \cdot L_s \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{\pi} = 106.038 \text{ V}$$

$$\frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot V_s = 108.038$$

c) La potencia media entregada a la carga P_d

$$P_d := V_d \cdot I_d = 1060.38 \text{ W}$$

d) ¿Cuál es el porcentaje de caída de tensión, en la tensión media en la carga V_d , debido a L_s ?

$$A_\mu := \frac{2 \cdot I_d \cdot L_s \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{2\pi} = 1$$

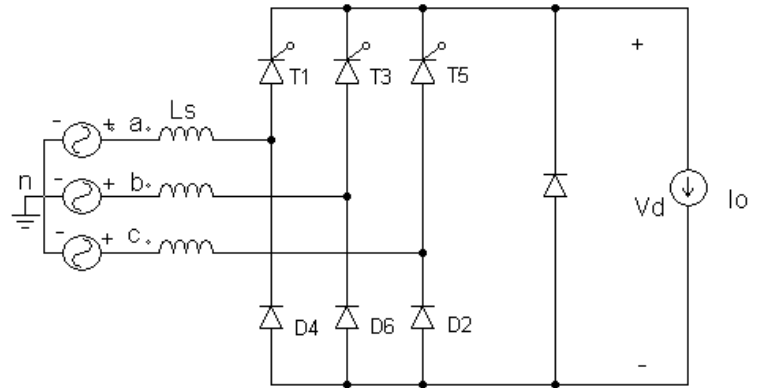
$$\Delta V_{L_ \%} := \frac{2 \cdot A_\mu}{\frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot V_s} \cdot 100 = 1.851201$$

Problema 2

Considere el convertidor trifásico semicontrolado de la figura.

Asuma que $L_s = 0$.

- Calcule el ángulo de retardo α para el cual $V_d = 0.933 V_{do}$
- Dibuje la forma de onda de V_d e identifique los intervalos de conducción de cada dispositivo.



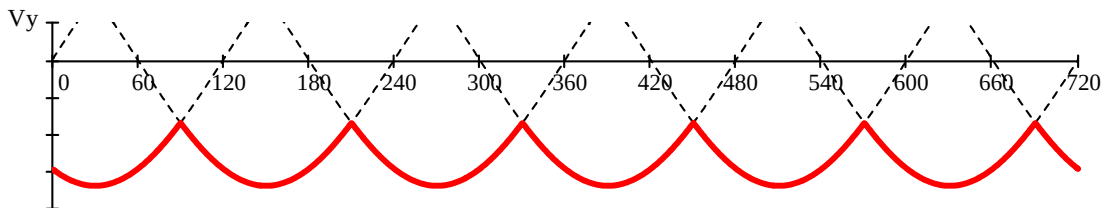
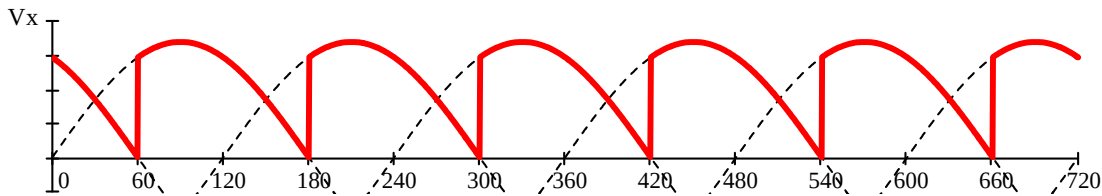
Solución

- Calcule el ángulo de retardo α para el cual $E_d = 0.933 E_{do}$

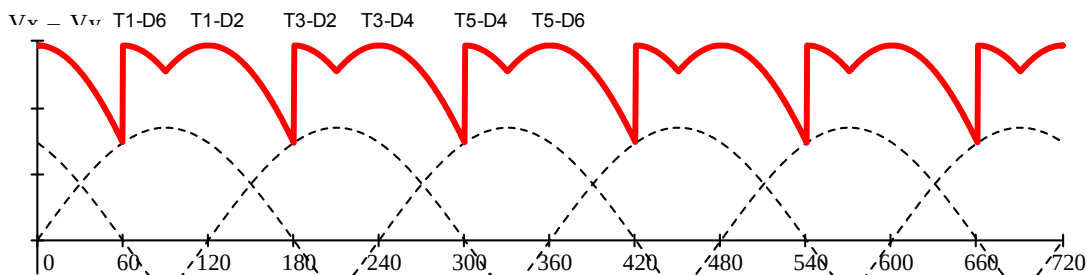
$$1.17 \cdot v_s \cdot (1 + \cos(\alpha)) = 2 \cdot 0.933 \cdot 1.17 \cdot V_s$$

$$\alpha := \arccos(2 \cdot 0.933 - 1) = 30.003^\circ \text{deg}$$

- Dibuje la forma de onda de V_d e identifique los intervalos de conducción de cada dispositivo.



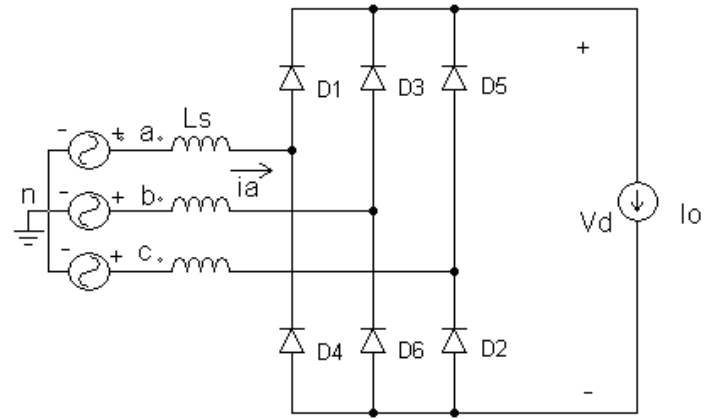
$V_d =$



Problema 3

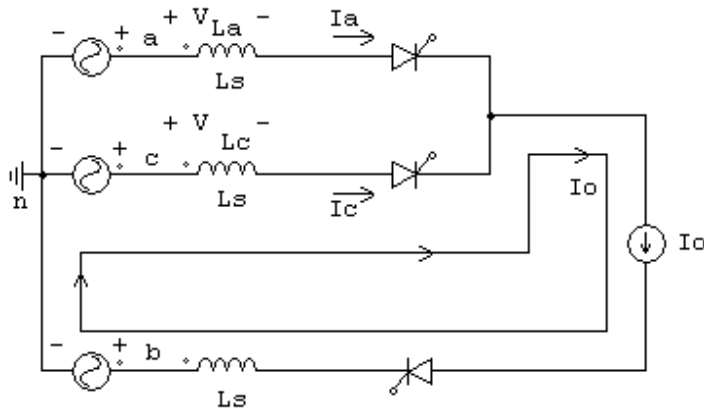
En el rectificador trifásico de la figura.

- Obtener la expresión de μ (ángulo de conmutación).
- Para $V_{LL}=208\text{V}$, 50Hz , $L_s=2\text{mH}$ e $I_o=10\text{A}$, obtener las pérdidas de la tensión media debidas a la conmutación.



- Obtener la expresión de μ (ángulo de conmutación).

$$\alpha := 0$$



$$\int_{\alpha}^{\alpha+\mu} (V_{an}(\omega t) - V_{cn}(\omega t)) d\omega t = 2\omega L_s \int_0^{I_o} dI_a$$

$$\sqrt{2}V_{LL} (\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \mu)) = 2\omega L_s I_o$$

$$\cos(\alpha + \mu) = \cos(\alpha) - \frac{2\omega L_s I_o}{\sqrt{2}V_{LL}}$$

$$\cos(\mu) = 1 - \frac{2\omega L_s I_o}{\sqrt{2}V_{LL}}$$

$$V_{d\alpha} = 3 \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_o$$

- Para $V_{LL}=208\text{V}$, 50Hz , $L_s=2\text{mH}$ e $I_o=10\text{A}$, obtener las pérdidas de la tensión media debidas a la conmutación.

$$L_s := 0.002 \quad I_o := 10 \quad f := 50 \quad V_{LL} := 208$$

$$V_o := \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL} = 280.899$$

$$\Delta V := \frac{3 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_s}{\pi} \cdot I_o = 6$$

$$\Delta V_{\%} := \frac{6}{V_o} \cdot 100 = 2.136 \%$$



**ESCUELA DE INGENIERÍA
ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
UNIVERSIDAD DE TARAPACÁ**

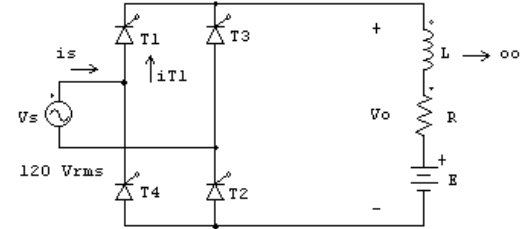
**PRIMERA PRUEBA
IE 458 ELECTRÓNICA DE POTENCIA
PRIMER SEMESTRE 2014**

Tiempo: 1:30 horas.

Problema 1 (2.0 puntos)

En el rectificador puente onda completa de la figura con $E = 48\text{ V}$, $R = 8\Omega$ y $\alpha = 30^\circ$.

- Dibuje las formas de onda de V_s , V_o , I_{T1} , e i_s .
- Calcular el valor medio y efectivos de las corrientes en los tiristores.
- Calcular la potencia suministrada por la red de alterna y la potencia recibida por la batería.
- Calcular el factor de distorsión armónica, factor de desplazamiento, y el factor de potencia a la entrada del rectificador.

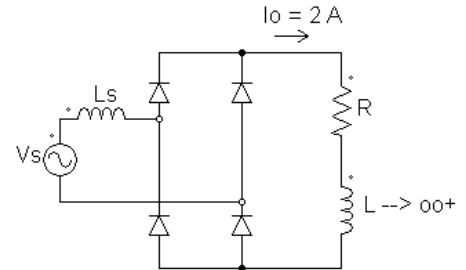


Problema 2 (2.0 puntos)

En el rectificador no controlado de la figura, la inductancia de carga es tan grande que la corriente de carga se asume constante, $I_o = 2\text{ A}$. Sabiendo que la potencia que entrega la fuente alterna cuando $L_s = 0$ es de 500 W y que cuando $L_s \neq 0$ es de 490 W .

Se pide:

- Calcular el voltaje efectivo de entrada al conversor, V_s .
- Calcular el valor de la inductancia de la fuente, L_s .
- Determine el ángulo de conmutación para ésta última condición, ($L_s \neq 0$).
- Determine el factor de potencia si se sabe que el factor de distorsión armónica total de la corriente de entrada es de $\text{THD} = 45\%$.
- Dibuje la onda de voltaje de salida del rectificador.

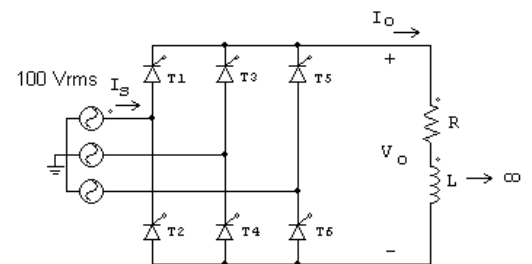


Problema 3 (2 puntos)

El rectificador de la figura opera con $R = 2\Omega$ y un ángulo de disparo de $\alpha = 60^\circ$.

Se pide:

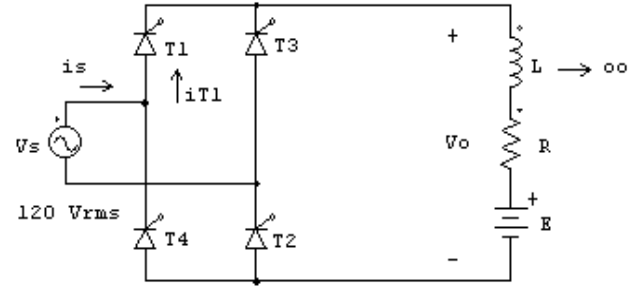
- Dibujar la forma de onda del voltaje en la carga
- Dibujar la forma de onda de la corriente i_s
- Determinar el factor de potencia con que trabaja el rectificador
- Determinar el factor de distorsión armónica, THD, de la corriente i_s .



Problema 1

En el rectificador puente onda completa de la figura con $E = 48 \text{ V}$, $R = 8 \Omega$ y $\alpha = 30^\circ$.

- Dibuje las formas de onda de V_s , V_o , i_{T1} , e i_s .
- Calcular el valor medio y efectivos de las corrientes en los tiristores.
- Calcular la potencia suministrada por la red de alterna y la potencia recibida por la batería.
- Calcular el factor de distorsión armónica, factor de desplazamiento, y el factor de potencia de entrada.



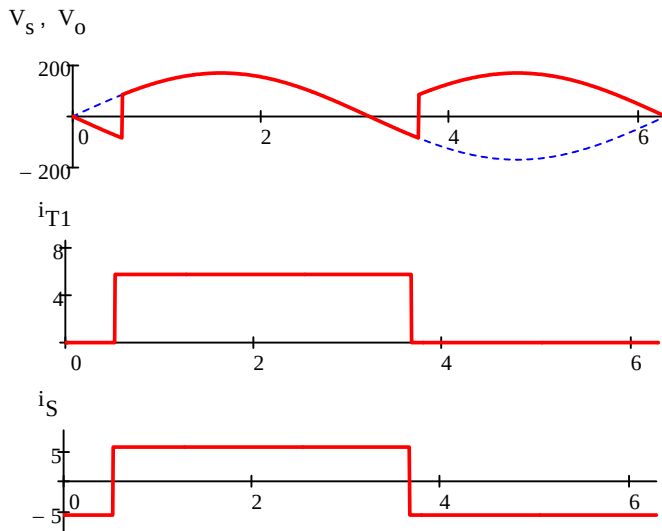
Solución

$$\alpha := \frac{\pi}{6} \quad E := 48 \text{ V} \quad R := 8 \Omega \quad V_s := 120 \text{ Vrms}$$

no hay cortes de corriente L de carga infinita

$$V_o := 0.9 \cdot V_s \cdot \cos(\alpha) = 93.531 \text{ V} \quad I_o := \frac{V_o - E}{R} = 5.691 \text{ A}$$

- Dibuje las formas de onda de V_s , V_o , i_{T1} , e i_s .



- Calcular el valor medio y efectivos de las corrientes en cada tiristor.

$$I_{T_av} := \frac{I_o}{2} = 2.846 \text{ A} \quad I_{T_RMS} := \sqrt{\frac{\pi}{2\pi}} \cdot I_o = 4.024 \text{ A}$$

- Calcular la potencia suministrada por la red de alterna y la potencia recibida por la batería.

$$P_{ac} := V_o \cdot I_o = 532.316 \text{ W} \quad P_{Bat} := E \cdot I_o = 273.184 \text{ W}$$

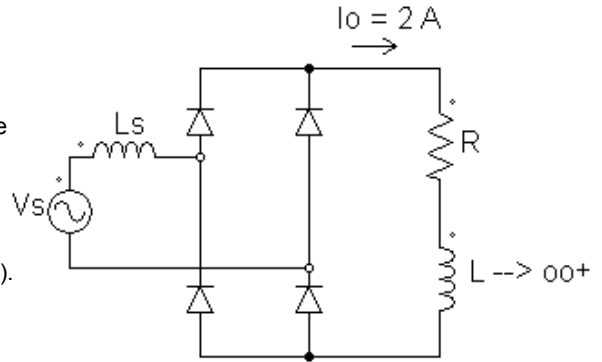
- Calcular el factor de distorsión armónica, factor de desplazamiento, y el factor de potencia de entrada.

$$I_s := I_o \quad I_{s1} := \frac{4}{\pi} \frac{I_o}{\sqrt{2}} = 5.124 \text{ A} \quad P_{dc} := V_o \cdot I_o = 532.316 \text{ W} \quad S := V_s \cdot I_s = 682.961 \text{ VAr}$$

$$THD\% := \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \cdot 100 = 48.343\% \quad DPF := \cos(\alpha) = 0.866 \quad fp := \frac{P_{dc}}{S} = 0.779 \text{ atraso}$$

Problema 2

En el rectificador no controlado de la figura, la inductancia de carga es tan grande que la corriente de carga se asume constante de valor $I_o = 2$ A. Sabiendo que la potencia que entrega la fuente alterna cuando $L_s = 0$ es de 500 W y que cuando $L_s \neq 0$ es de 490 W. Se pide:



- Calcular el voltaje efectivo de entrada al conversor, V_s .
- Calcular el valor de la inductancia de la fuente, L_s .
- Determine el ángulo de conmutación para ésta última condición, ($L_s \neq 0$).
- Determine el factor de potencia si se sabe que el factor de distorsión armónica total de la corriente de entrada es de $\text{THD} = 45\%$.
- Dibuje la onda de voltaje de salida del rectificador.

Solución

- Calcular el voltaje efectivo de entrada al conversor V_s , sabiendo que cuando $L_s = 0$ la potencia que entrega la fuente es de 396.14 W.

$$P_o := 500 \quad I_o := 2 \quad P_{ac} = P_o = V_o \cdot I_o = \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{2} V_s \cdot I_o \quad V_s := \frac{P_o}{\frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot I_o} = 277.68$$

- Calcular el valor de la inductancia de la fuente L_s , si la potencia entregada por la fuente cambia a 490 W con la presencia de L_s

$$P_o := 490 \quad \omega := 2 \cdot \pi \cdot 50 \quad P_{ac} = P_o = V_o \cdot I_o \quad V_o := \frac{P_o}{I_o} = 245$$

$$V_o = \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot V_s - \frac{2}{\pi} \cdot \omega \cdot L_s \cdot I_o \quad V \quad L_s := \frac{\frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot V_s - V_o}{\frac{2}{\pi} \cdot \omega \cdot I_o} = 0.012 \text{ H}$$

- Determine el ángulo de conmutación para ésta última condición.

$$A_\mu = \int_0^\mu \sqrt{2} V_s \cdot \sin(\omega t) d\omega t = \sqrt{2} V_s \cdot (1 - \cos(\mu)) = 2 \cdot \omega \cdot L_s \cdot I_o \quad \mu := \arccos \left(1 - \frac{2 \cdot \omega \cdot L_s \cdot I_o}{\sqrt{2} V_s} \right) = 16.26 \cdot \text{deg}$$

- Determine el factor de potencia si se sabe que el factor de distorsión armónica total de la corriente de entrada es de $\text{THD} = 45\%$.

$$\phi := \frac{\mu}{2} \quad \text{DPF} := \cos(\phi) = 0.99 \quad \text{THD} := 0.45$$

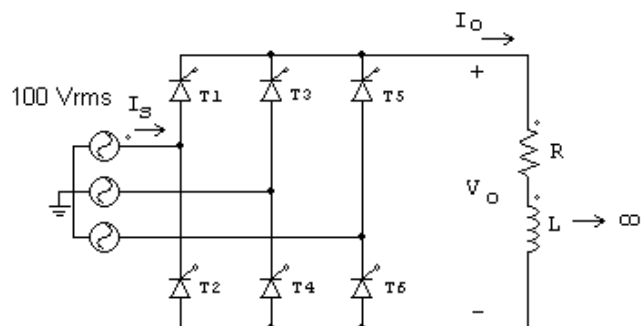
$$\text{FP} := \frac{\text{DPF}}{\sqrt{\text{THD}^2 + 1}} = 0.903 \text{ en atraso}$$

Problema 3

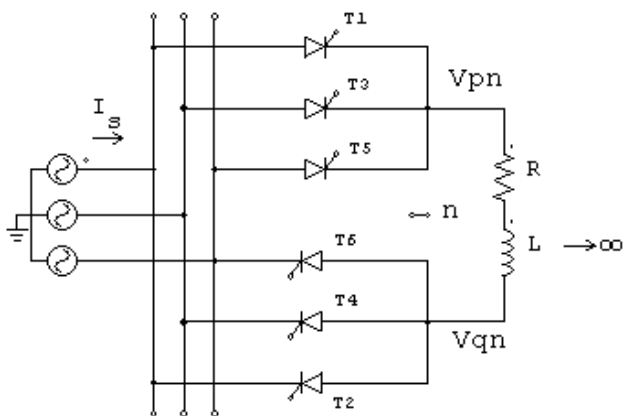
El rectificador de la figura opera con $R = 2 \Omega$ y un ángulo de disparo de $\alpha = 60^\circ$.

Se pide:

- Dibujar la forma de onda del voltaje en la carga
- Dibujar la forma de onda de la corriente i_s
- Determinar el factor de potencia con que trabaja el rectificador
- Determinar el factor de distorsión armónica, THD, de la corriente i_s .



$$\alpha := \frac{\pi}{6} \quad R := 2$$



$$V_{LL} := 100 \cdot \sqrt{3} \text{ V}$$

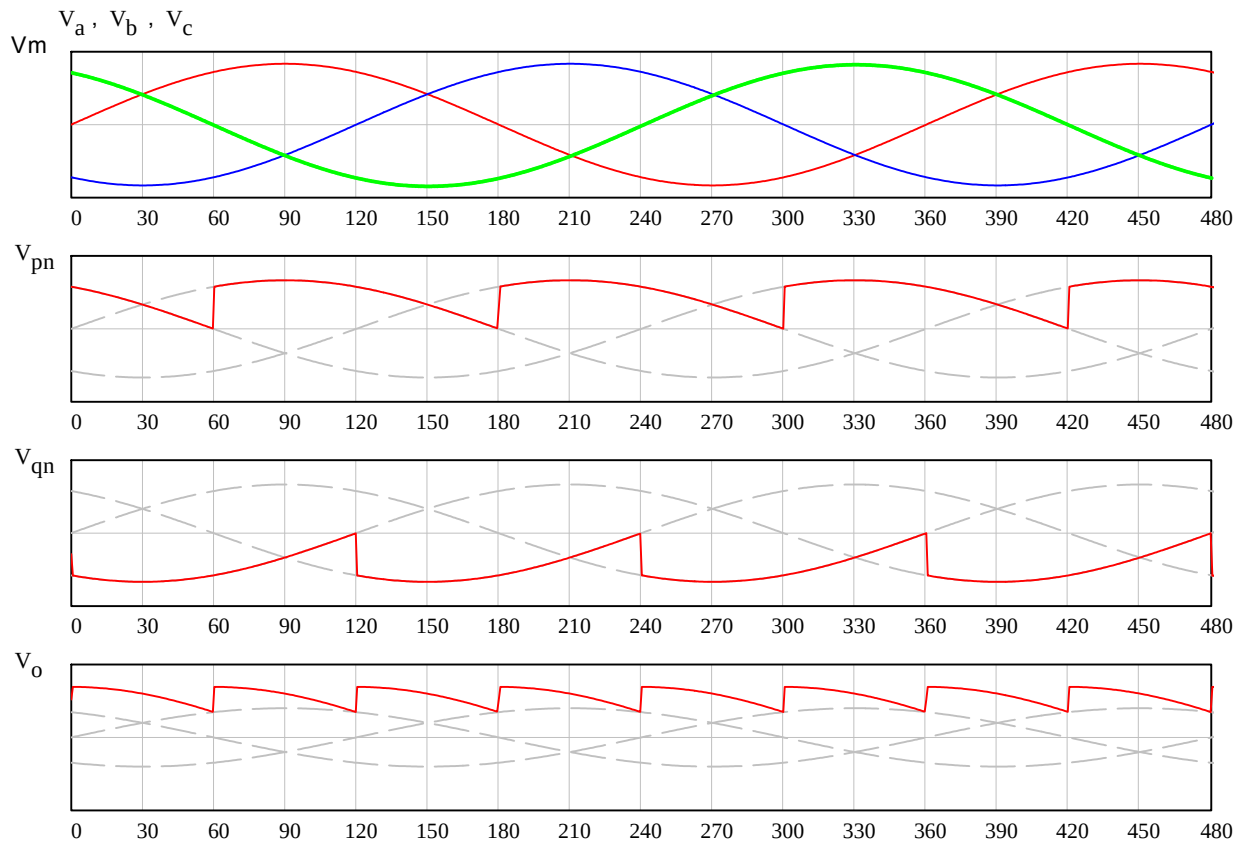
$$V_o := 1.35 \cdot V_{LL} \cdot \cos(\alpha) = 202.5 \text{ V}$$

$$I_o := \frac{V_o}{R} = 101.25 \text{ A}$$

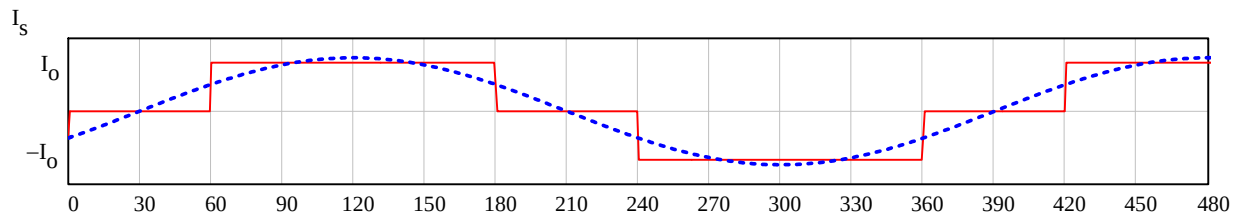
Solución

- Dibujar la forma de onda del voltaje en la carga

$$V_o = V_{pn} - V_{qn}$$



b) Dibujar la forma de onda de la corriente i_s



c) Determinar el factor de potencia con que trabaja el rectificador

$$I_{s_RMS} := \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_o = 82.67 \quad I_{s1_RMS} := \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot I_o = 78.944 \quad \text{DPF} := \cos(\alpha) = 0.866$$

$$fp := \frac{I_{s1_RMS}}{I_{s_RMS}} \cdot \text{DPF} = 0.827 \text{ en atraso}$$

d) Determinar el factor de distorsión armónica, THD, de la corriente i_s .

$$\text{THD} := \sqrt{\frac{I_{s_RMS}^2 - I_{s1_RMS}^2}{I_{s1_RMS}^2}} \cdot 100 = 31.08\%$$



SEGUNDA PRUEBA

IE 458 ELECTRÓNICA DE POTENCIA

PRIMER SEMESTRE 2009

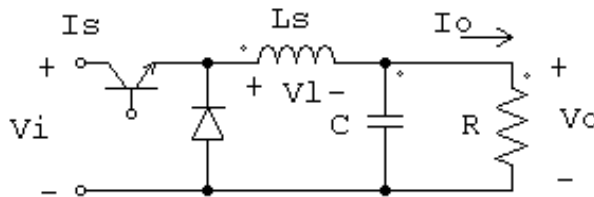
Tiempo: 1:30 horas.

Problema 1 (2.0 puntos)

Para el convertidor de la figura y los datos indicados, se pide:

$$V_i = 48 \text{ V} \quad D = 0.375 \quad L = 97.5 \mu\text{H} \quad C = 100 \mu\text{F} \quad f = 40 \text{ kHz} \quad R = 10 \Omega$$

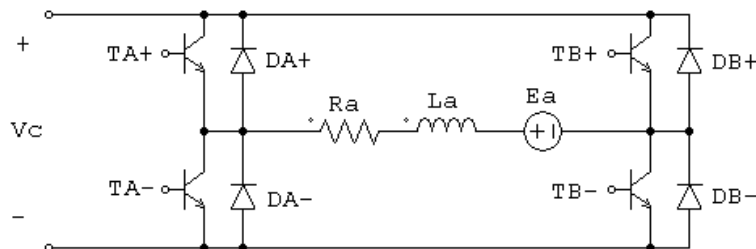
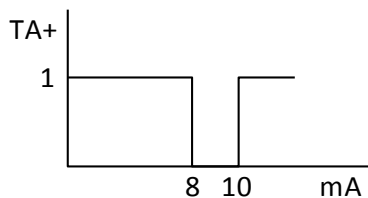
- Calcular la tensión media de salida
- La corriente máxima y la corriente mínima por la bobina
- El rizado de la tensión de salida
- En las condiciones de carga dadas determinar la inductancia crítica



Problema 2 (4.0 puntos)

El chopper de la figura alimenta una carga $R_a=10[\text{ohm}]$, $L_a=50[\text{mH}]$, $E_a=200[\text{V}]$. El chopper se alimenta desde un rectificador puente trifásico no controlado, filtro capacitivo, que toma energía desde una red $380[\text{V}]/50[\text{Hz}]$. Asumiendo que el rizado cero en el enlace en continua y que el chopper opera con modulación por ancho de pulso bipolar, se pide:

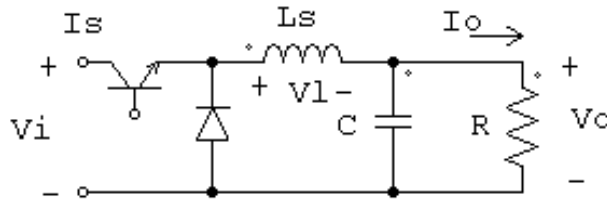
- Dibujar el voltaje de carga para t entre 0 y 60 ms.
- Determinar el voltaje medio en la carga.
- Dibujar la corriente de carga para t entre 0 y 60 ms.
- Determinar la corriente media en la carga.
- ¿En qué cuadrante opera el conversor?
- Dibujar la corriente por cada uno de los dispositivos semiconductores, $TA+$, $TA-$, $DA+$, $DA-$, $TB+$, $TB-$, $DB+$ y $DB-$



Problema 1

Para el convertidor de la figura, con ciclo de trabajo $D=0.65$, se pide:

- Calcular la tensión media de salida
- La corriente máxima y la corriente mínima por la bobina
- El rizado de la tensión de salida
- En las condiciones de carga dadas determinar la inductancia crítica



$$V_i := 48 \quad D := 0.375 \quad \underline{L} := 97.5 \cdot 10^{-6} \quad \underline{C} := 100 \cdot 10^{-6} \quad f := 40000 \quad \underline{R} := 10 \quad T_s := \frac{1}{f}$$

a) $V_o := D \cdot V_i = 18$

b) $I_o := \frac{V_o}{R} = 1.8$

$$\Delta I_L := \frac{D \cdot (1 - D)}{L} V_i \cdot T_s = 2.885$$

$$I_{\max} := I_o + \frac{1}{2} \cdot \Delta I_L = 3.242$$

$$I_{\min} := I_o - \frac{1}{2} \cdot \Delta I_L = 0.358$$

c) $\Delta V_o_{V_o} := \frac{1}{8} \frac{(1 - D)}{C \cdot L \cdot f^2} \cdot 100 = 0.501 \%$

d) $I_{\min} = 0$

$$I_o - \frac{1}{2} \cdot \Delta I_L =$$

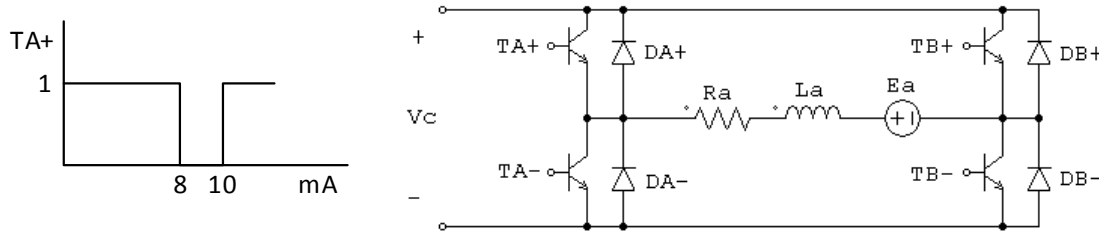
n

$$L_{\text{crit}} := \frac{V_o \cdot (1 - D) T_s}{2 I_o} = 7.812 \times 10^{-5} \quad 78 \mu\text{H}$$

Problema 2

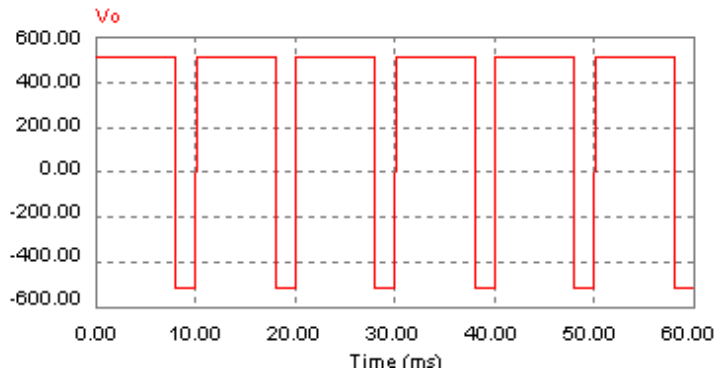
El chopper de la figura alimenta una carga $R_a=10[\text{ohm}]$, $L_a=50[\text{mH}]$, $E_a=200[\text{V}]$. El chopper se alimenta desde un rectificador puente trifásico no controlado, filtro capacitivo, que toma energía desde una red $380[\text{V}]/50[\text{Hz}]$. Asumiendo que el ripple cero en el enlace continuo y que el chopper opera con modulación por ancho de pulso bipolar, determine:

- Dibuje el voltaje de carga para t entre 0 y 60 ms.
- Determine el voltaje medio en la carga.
- Dibuje la corriente de carga para t entre 0 y 60 ms.
- Determine la corriente media en la carga.
- ¿En que cuadrante opera el conversor?
- Dibuje la corriente por cada uno de los dispositivos semiconductores, $TA+$, $TA-$, $DA+$, $DA-$, $TB+$, $TB-$, $DB+$ y $DB-$.



$$R_a := 10 \quad L_a := 50 \cdot 10^{-3} \quad E_a := 200 \quad V_c := 1.35 \cdot 380 \quad \tau := \frac{L_a}{R_a} = 5 \times 10^{-3} \quad T_s := \frac{1}{100} \quad D := 0.8$$

- a) Dibuje el voltaje de carga para t entre 0 y 30 ms.

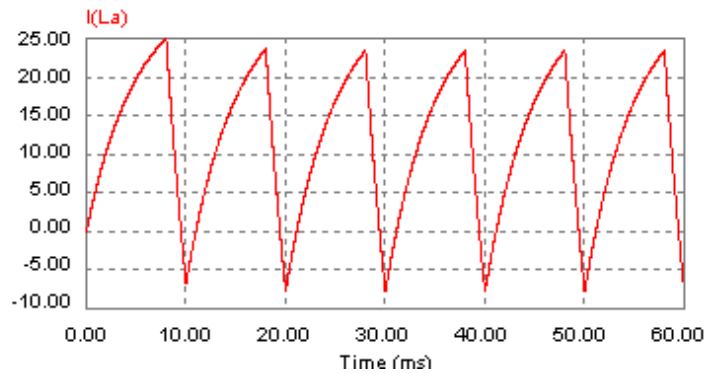


- b) Determine el voltaje medio en la carga.

$$V_o := 0.6 \cdot V_c = 307.8$$

- c) Dibuje la corriente de carga para t entre 0 y 30 ms.

$$\begin{pmatrix} I_{\max} \\ I_{\min} \end{pmatrix} := \begin{bmatrix} 1 & -e^{-\frac{D \cdot T_s}{\tau}} \\ -\frac{(T_s - D \cdot T_s)}{\tau} & 1 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \frac{V_c - E_a}{R_a} \left(1 - e^{-\frac{D \cdot T_s}{\tau}} \right) \\ -\frac{V_c + E_a}{R_a} \left(1 - e^{-\frac{(T_s - D \cdot T_s)}{\tau}} \right) \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 23.402 \\ -7.819 \end{pmatrix}$$



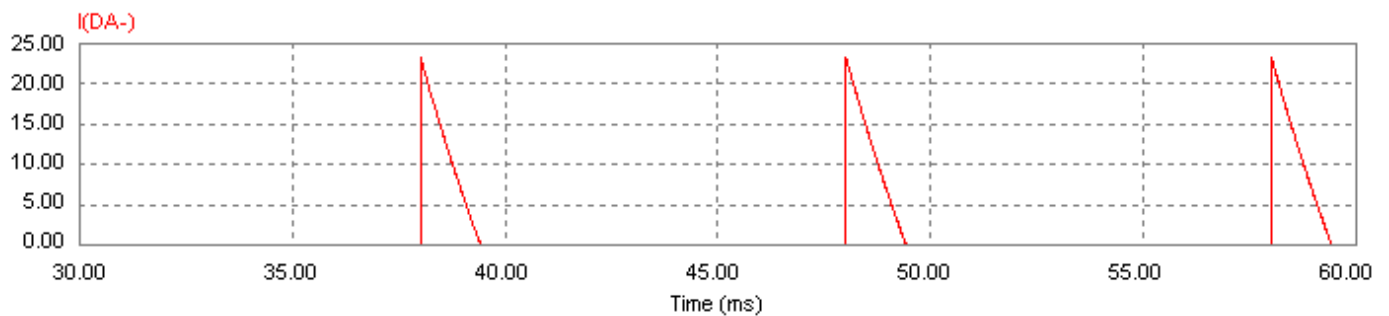
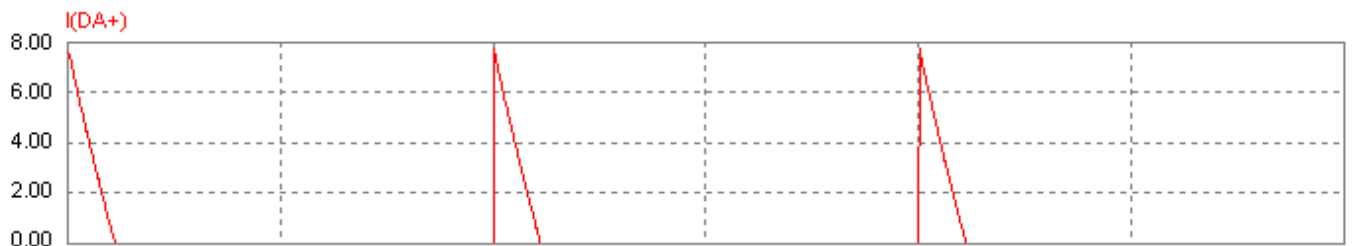
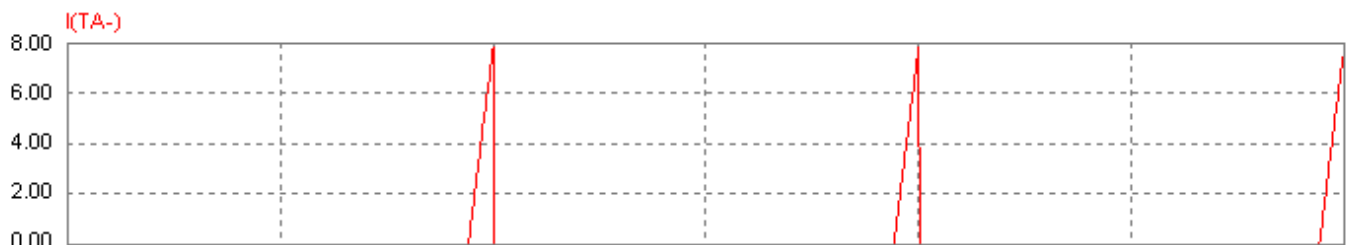
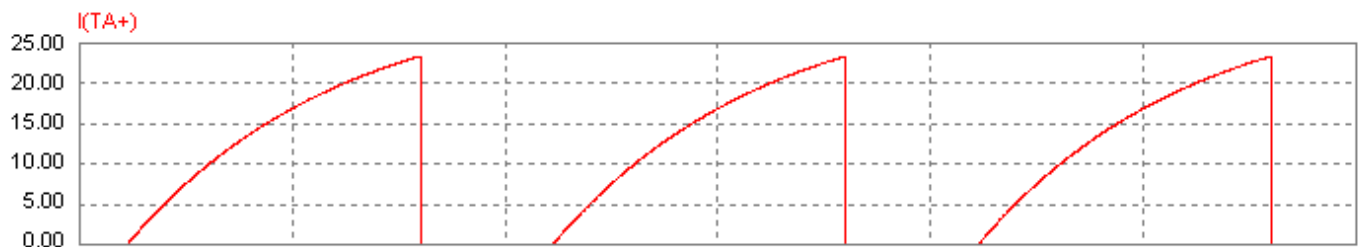
d) Determine la corriente media en la carga.

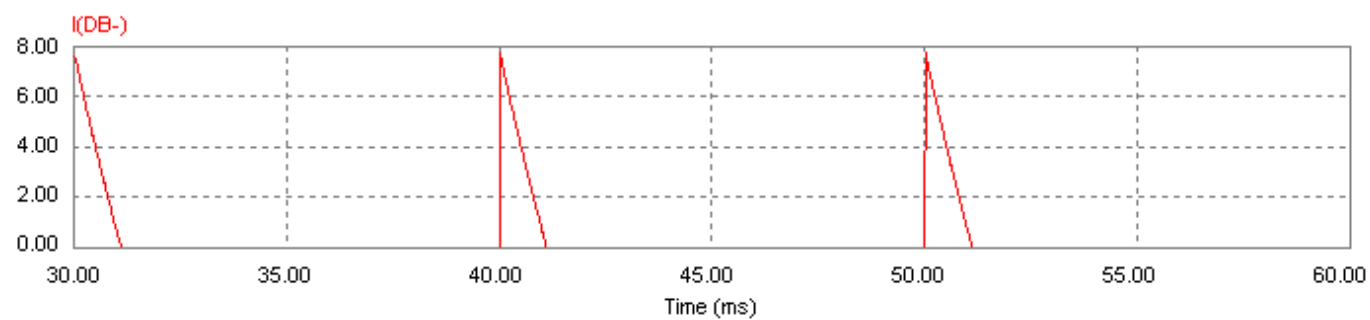
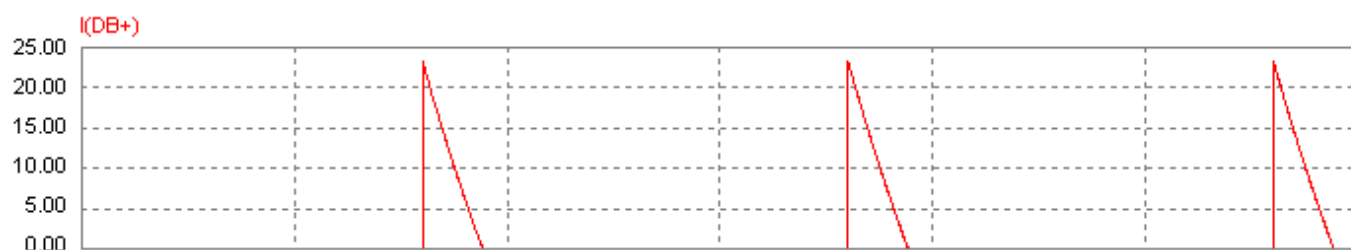
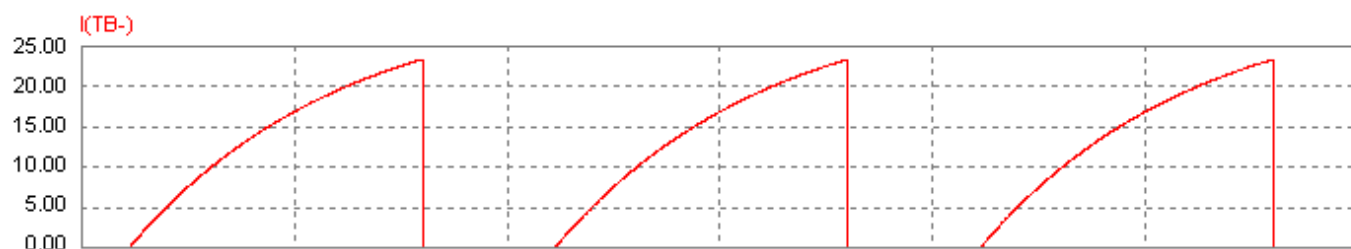
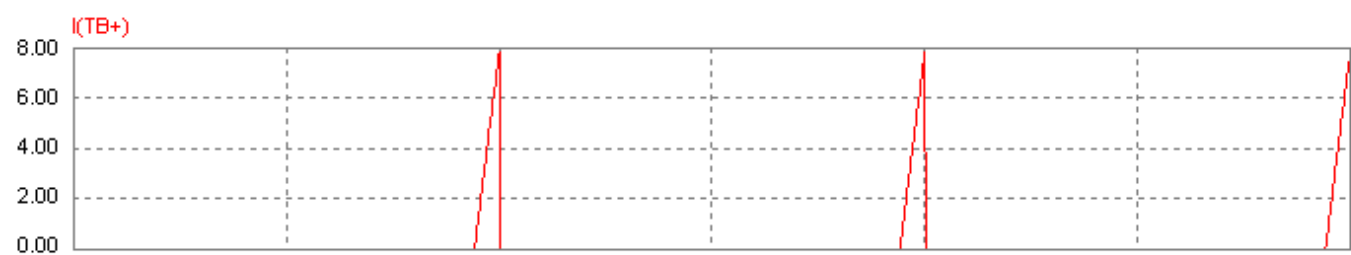
$$I_o := \frac{V_o - E_a}{R_a} = 10.78$$

e) ¿En que cuadrante opera el conversor?

El conversor opera en el cuadrante I ($V_o > 0$, $I_o > 0$)

f) Dibuje la corriente por cada uno de los dispositivos semiconductores, TA+, TA-, DA+, DA-, TB+, TB-, DB+ y DB-







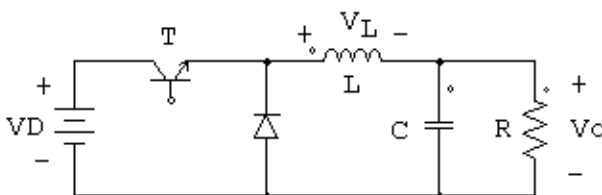
SEGUNDA PRUEBA
IE 458 ELECTRÓNICA DE POTENCIA
PRIMER SEMESTRE 2010

Tiempo: 1:30 horas.

Problema 1 (3.5 puntos)

Se dispone de un convertidor Buck donde el transistor es conmutado a una frecuencia de 10 kHz.

- Si se desea proporcionar una tensión regulada de 12 V a la salida a partir de una entrada que puede variar entre 15 y 18V, y la carga del circuito nunca será superior a $100\ \Omega$ e inferior a $10\ \Omega$, calcule el mínimo valor de L que garantice que el convertidor siempre funcione en zona continua.
- A continuación se utiliza un elemento inductivo de valor 10 mH y se mantiene el resto de los datos empleados en la pregunta anterior. Obtenga los valores máximos de tensión y corriente que soporta el interruptor T en tales condiciones
- Calcule el mínimo valor de capacidad C que habría que emplear si se trabaja con los siguientes datos, $L=100\ \mu\text{H}$, $V_d=15\ \text{V}$, $V_o=12\ \text{V}$, $R=50\ \Omega$ y se desea que el rizado de la tensión de salida pico a pico sea inferior a 20 mV.



Problema 2 (2.5 puntos)

Un inversor monofásico tipo onda cuadrada con cancelación de voltaje alimenta una carga puramente inductiva de 10 mH con un voltaje efectivo de 150 V y frecuencia de 50 Hz. El voltaje de entrada al inversor es de 210 V

- Dibuje el circuito conversor.
Para la situación de régimen permanente.
- Dibuje a escala la forma de onda del voltaje en la carga.
- Dibuje a escala la forma de onda de la corriente en la carga indicando que componente está en conducción a cada intervalo.

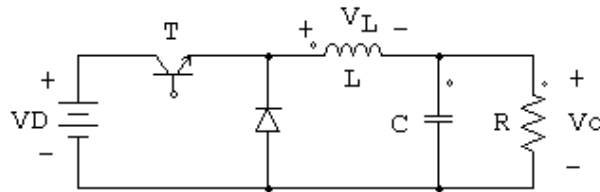
Problema 1

Se dispone de un convertidor Buck donde el transistor es conmutado a una frecuencia de 10 kHz.

a) Si se desea proporcionar una tensión regulada de 12 V a la salida a partir de una entrada que puede variar entre 15 y 18V, y la carga del circuito nunca será superior a 100 Ω e inferior a 10 Ω , calcule el mínimo valor de L que garantice que el convertidor siempre funcione en zona continua.

b) A continuación se utiliza un elemento inductivo de valor 10 mH y se mantiene el resto de los datos empleados en la pregunta anterior. Obtenga los valores máximos de tensión y corriente que soporta el interruptor T en tales condiciones

c) Calcule el mínimo valor de capacidad C que habría que emplear si se trabaja con los siguientes datos, L=100 uH, Vd=15 V, Vo=12 V, R=50 Ω y se desea que el rizado de la tensión de salida pico a pico sea inferior a 20 mV.



Solución

a) Si se desea proporcionar una tensión regulada de 12 V a la salida a partir de una entrada que puede variar entre 15 y 18V, y la carga del circuito nunca será superior a 100 Ω e inferior a 10 Ω , calcule el mínimo valor de L que garantice que el convertidor siempre funcione en zona continua.

$$I_{oB} \leq I_o \quad \frac{12}{18} \leq D \leq \frac{12}{15} \quad T_s := \frac{1}{10000}$$

Peor condición se obtiene para Io más bajo y VD más alto, es decir:

$$I_o := \frac{12}{100} = 0.12 \text{ A} \quad V_D := 18 \text{ V}$$

de la condición de borde del conversor obtenemos LB

$$k := \frac{1}{8} \quad L_B := k \frac{V_D \cdot T}{I_o} = 1.875 \times 10^{-3} \text{ H}$$

b) A continuación se utiliza un elemento inductivo de valor 10 mH y se mantiene el resto de los datos empleados en la pregunta anterior. Obtenga los valores máximos de tensión y corriente que soporta el interruptor T en tales condiciones

$$V_{Tmax} := 18 \text{ V}$$

La corriente máxima que soporta el interruptor se obtiene para R = 10

$$L := 0.010 \quad R := 10 \quad V_o := 12 \quad D := \frac{12}{18}$$

$$\Delta i_L := \frac{V_o}{L} (1 - D) \cdot T = 0.04 \quad I_{Tmax} := \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \cdot \Delta i_L = 1.22 \text{ A}$$

c) Calcule el mínimo valor de capacidad C que habría que emplear si se trabaja con los siguientes datos, $L=100 \text{ uH}$, $V_d=15 \text{ V}$, $V_o=12 \text{ V}$, $R=50 \Omega$ y se desea que el rizado de la tensión de salida pico a pico sea inferior a 20 mV .

$$L := 0.0001 \text{ H} \quad V_D := 15 \text{ V} \quad V_o := 12 \text{ V} \quad R := 50 \Omega \quad I_o := \frac{V_o}{R} = 0.24 \text{ A} \quad \Delta V_o := 0.02 \text{ V}$$

Verificamos operación del convector

$$k := \frac{L \cdot I_o}{V_D \cdot T} = 0.016$$

como $k < 0.125$ entonces operación en MCD

En MCD

$$V_o = \frac{V_D}{1 + \frac{2 \cdot L \cdot I_o}{V_D \cdot D^2 \cdot T}}$$

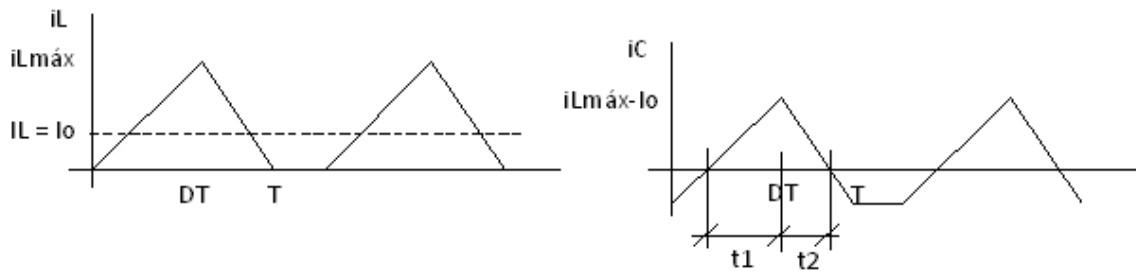
entonces

$$D := \sqrt{\frac{2 \cdot L \cdot I_o}{V_D \cdot T \cdot \left(\frac{V_D}{V_o} - 1 \right)}} = 0.358$$

Así

$$i_{L\max} := \frac{V_D - V_o}{L} \cdot D \cdot T = 1.073$$

$$I_L := I_o = 0.24$$



de la figura

$$i_{L\max} - I_o = \frac{V_D - V_o}{L} t_1$$

$$i_{L\max} - I_o = \frac{V_o}{L} t_2$$

de donde

$$t_1 := \frac{L}{V_D - V_o} (i_{L\max} - I_o) = 2.778 \times 10^{-5} \text{ s}$$

$$t_2 := \frac{L}{V_o} (i_{L\max} - I_o) = 6.944 \times 10^{-6} \text{ s}$$

se requiere

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} \leq 0.02$$

de manera que

$$C := \frac{(i_{L\max} - I_o)(t_1 + t_2)}{2 \cdot 0.02} = 7.233 \times 10^{-4} \text{ F}$$

Problema 2

Un inversor monofásico tipo onda cuadrada con cancelación de voltaje alimenta una carga puramente inductiva de 10 mH con un voltaje efectivo de 150 V y frecuencia de 50 Hz. El voltaje de entrada al inversor es de 210 V.

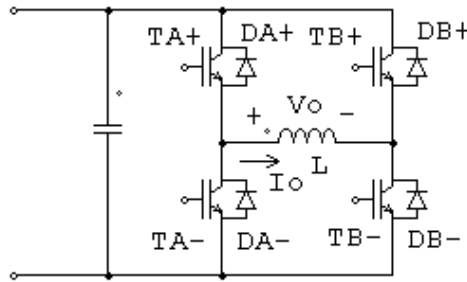
a) Dibuje el circuito conversor.

Para la situación de regimen permanente.

b) Dibuje a escala la forma de onda del voltaje en la carga.

c) Dibuje a escala la forma de onda de la corriente en la carga indicando que componente está en conducción a cada intervalo.

a)



b)

$$V_d := 210$$

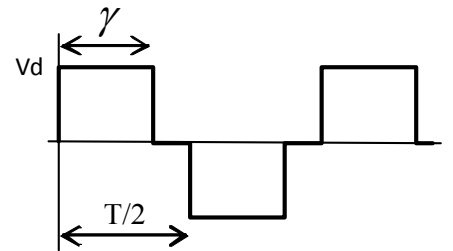
$$V_o := 150$$

$$V_{o_rms} := \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_o^2 dt} = 150 \quad V$$

$$210 \sqrt{\frac{\gamma}{180}} = 150 \quad \gamma := 0.51 \cdot \frac{T}{2}$$

$$\gamma := \left(\frac{V_o}{V_d} \right)^2 \cdot 180 = 91.837$$

$$\alpha := \left[1 - \left(\frac{V_o}{V_d} \right)^2 \right] 180 = 88.163$$

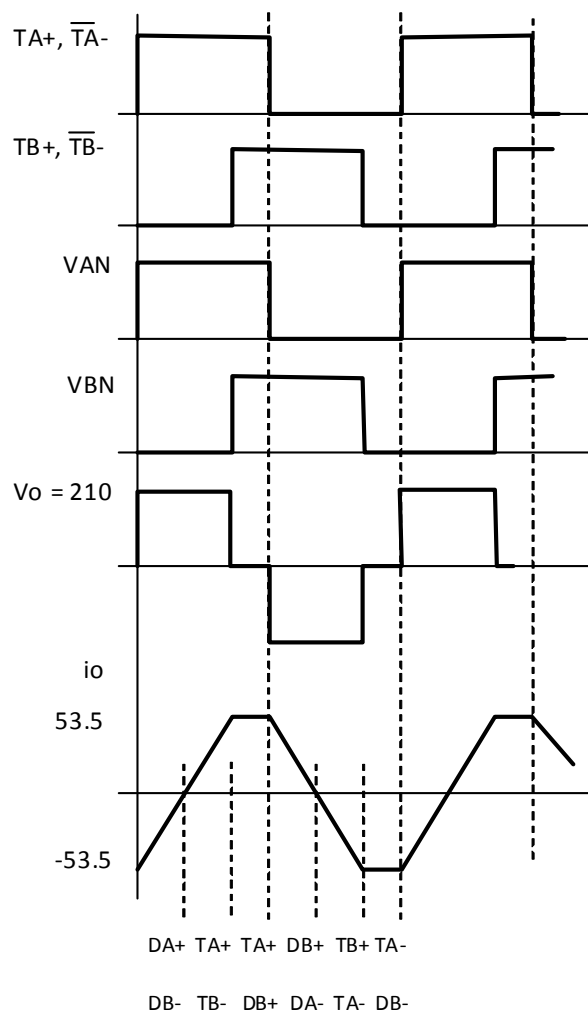


c)

$$T := \frac{1}{50}$$

$$L := 10 \cdot 10^{-3}$$

$$\Delta i_L := \frac{V_d \cdot 0.51 \cdot \frac{T}{2}}{L} = 107.1$$





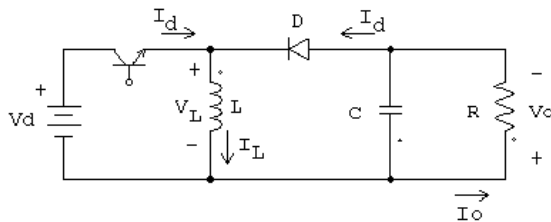
SEGUNDA PRUEBA

**IE 458 ELECTRÓNICA DE POTENCIA
PRIMER SEMESTRE 2012**

Tiempo: 1:30 horas.

Problema 1 (2 puntos)

El convertidor de la figura opera en MCC, todos los componentes son ideales. El ciclo de trabajo se ajusta para que $V_o = 0.333 V_d$.



$$V_d = 50 \text{ V}$$

$$R = 5 \Omega$$

$$L = 150 \text{ mH}$$

$$C = 220 \mu\text{F}$$

$$f_s = 25 \text{ kHz}$$

- Deduzca una expresión para el voltaje de salida como una función del voltaje de la fuente y el ciclo de trabajo
- Determine el valor medio de la corriente de carga
- Determine el valor medio de la corriente de la fuente
- Determine el valor pico a pico de la corriente en el inductor
- Dibuje el voltaje en el inductor para un período
- Dibuje la corriente en el inductor para un período
- Dibuje la corriente en la fuente para un período
- Encuentre el mínimo valor que puede darse a la inductancia que mantiene al conversor operando en MCC
- Muestre que el rizado del voltaje puede expresarse como

$$\Delta V_o = \frac{DT_s}{C} \frac{V_o}{R}$$

- Dibuje el voltaje de salida mostrando claramente el instante en que se alcanzan los valores máximos y mínimos

Problema 2 (2 puntos)

Un convertidor Buck, formado por componentes ideales, alimenta una carga de 10W en 5V a partir de una fuente de 24V. La inductancia es de 5 μH y el condensador es de 47 μF . Trabaja a 100 kHz. Para esta condición de operación, calcular el rizado pico a pico de la tensión de salida.

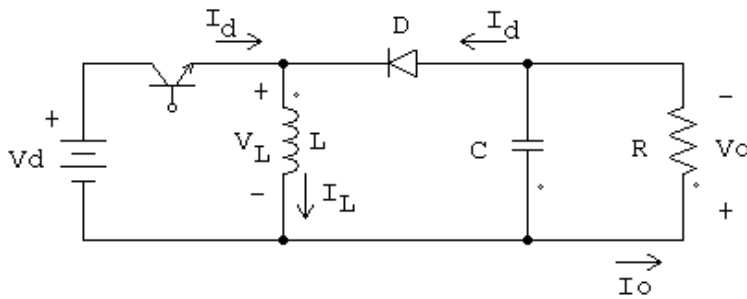
Problema 3 (2 puntos)

Un inversor monofásico tipo onda cuadrada con cancelación de voltaje alimenta una carga inductiva de 15 mH con un voltaje efectivo de 150 V y frecuencia de 50 Hz. El voltaje de entrada al inversor es de 200 V. Considere que el inversor opera en régimen permanente.

- Dibuje el circuito eléctrico de este conversor.
- Dibuje a escala la forma de onda del voltaje en la carga.
- Dibuje a escala la forma de onda de la corriente en la carga, indicando que componente está en conducción a cada intervalo.

Problema 1

El convertidor que se muestra en la figura opera en MCC, todos los componentes son ideales. El ciclo de trabajo se ajusta para que $V_o = 0.333 V_d$.



$$\begin{aligned} V_d &= 50 \text{ V} \\ R &= 5 \text{ } \Omega \\ L &= 150 \text{ mH} \\ C &= 220 \text{ } \mu\text{F} \\ f_s &= 25 \text{ kHz} \end{aligned}$$

- Deduzca una expresión para el voltaje de salida como una función del voltaje de la fuente y el ciclo de trabajo
- Determine el valor medio de la corriente de carga
- Determine el valor medio de la corriente de la fuente
- Determine el valor peak-to-peak de la corriente en el inductor
- Dibuje el voltaje en el inductor para un período
- Dibuje la corriente en el inductor para un período
- Dibuje la corriente en la fuente para un período
- Encuentre el mínimo valor que puede darse a la inductancia que mantiene al conversor operando en MCC
- Muestre que el rizado del voltaje puede expresarse como

$$\Delta V_o = \frac{DT_s V_o}{C R}$$

- Dibuje el voltaje de salida mostrando claramente el instante en que se alcanzan los valores máximos y mínimos

Solución

- Derive una expresión para el voltaje V_o de salida como una función del voltaje V_d de la fuente y del ciclo de trabajo D .

Igualando a cero los volt-segundo por período en la inductancia

$$V_d \cdot DT_s - V_o(1 - D)T_s = 0$$

$$V_o = \frac{D}{1 - D} V_d$$

$$\text{b) Para } D := \frac{0.333}{1.333} = 0.25 \quad V_d := 50 \quad R := 5 \quad f_s := 25000 \quad L := 150 \cdot 10^{-3} \quad C := 220 \cdot 10^{-6} \quad T_s := \frac{1}{f_s}$$

$$V_o := \frac{D}{1 - D} V_d = 16.65 \quad I_o := \frac{V_o}{R} = 3.33$$

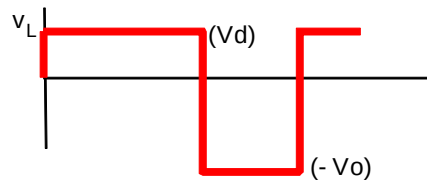
- el valor medio de la corriente de la fuente

$$I_d := \frac{D}{1 - D} \cdot I_o = 1.109$$

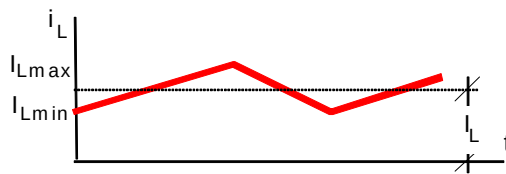
d) el valor peak-to-peak de la corriente en el inductor

$$\Delta i_L := \frac{V_d}{L} \cdot D \cdot T_s = 3.331 \times 10^{-3}$$

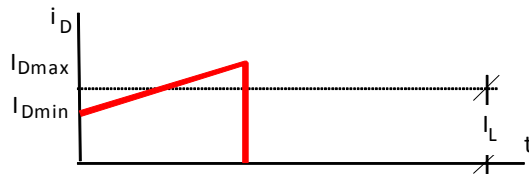
e) voltaje en el inductor para un período



f) corriente en el inductor para un período



g) corriente en la fuente para un período



h) El minimo valor de L que mantiene operando el conversor en MCC es

$$\Delta I_L = \frac{V_d}{L} \cdot D \cdot T_s$$

en condiciones de borde

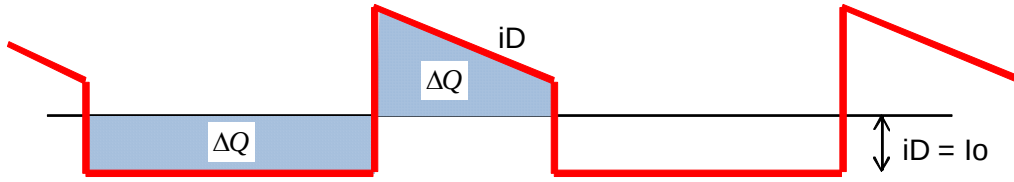
$$I_O = (1 - D)I_L$$

$$I_L = \frac{1}{2} \cdot \Delta I_L = \frac{V_d}{2L} \cdot D \cdot T_s = (1 - D) \cdot \frac{V_O \cdot T_s}{2L}$$

$$\frac{V_d \cdot T_s}{8 \cdot I_O} = 7.508 \times 10^{-5}$$

$$L_{crit} := \frac{(1 - D)^2}{2 \cdot f_s} R = 5.628 \times 10^{-5}$$

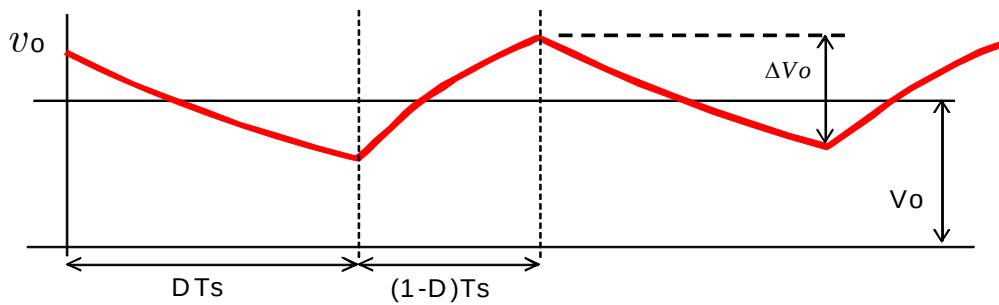
i) Muestre que el rizado puede expresarse como:



$$\Delta V_o = \frac{D \cdot T_s}{C} \cdot \frac{V_o}{R}$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_0 \cdot D \cdot T_s}{C} = \frac{D \cdot T_s}{C} \cdot \frac{V_o}{R}$$

j) Calcular el voltaje de rizado y graficar $v_o(t)$, indicando donde se alcanzan los valores mínimos y máximos



$$\Delta V_o := \frac{D \cdot T_s}{C} \cdot \frac{V_o}{R} = 0.151$$

Problema 2

Un convertidor Buck está formado por componentes ideales, una inductancia de 5 μH y un condensador ideal de 47 μF . Alimenta una carga de 10W en 5V a partir de una fuente de 24V. Trabaja a 100 kHz. Calcular el rizado pico a pico de la tensión de salida.

Solución

$$\begin{aligned} V_o &:= 5 & P_o &:= 10 & V_{in} &:= 24 & I_o &:= \frac{P_o}{V_o} = 2 & L &:= 5 \cdot 10^{-6} & C &:= 47 \cdot 10^{-6} & T_s &:= \frac{1}{100000} \\ R &:= \frac{V_o^2}{P_o} \end{aligned}$$

Verificamos el modo de conducción del conversor

$$k := \frac{L \cdot I_o}{V_{in} \cdot T_s} = 0.042 \qquad k < \frac{1}{8}, \text{ es decir, el conversor opera en MCD}$$

De la condición de balance de potencia por periodo

$$\frac{V_{in}(V_{in} - V_o) \cdot D^2 \cdot T_s}{2L} = \frac{V_o^2}{R}$$

de donde

$$D := \sqrt{\frac{2 \cdot V_o^2 \cdot L}{R \cdot T_s \cdot [V_{in} \cdot (V_{in} - V_o)]}} = 0.148$$

$$\delta := \left(\frac{V_{in}}{V_o} - 1 \right) \cdot D = 0.563$$

$$\Delta i_L := \frac{(V_{in} - V_o)}{L} \cdot D \cdot T_s = 5.627$$

finalmente

$$\Delta Q := \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2} \cdot \Delta i_L \cdot (D + \delta) \cdot T_s$$

$$\Delta V_o := \frac{\Delta Q}{C} = 0.213$$

Problema 3

Un inversor monofásico tipo onda cuadrada con cancelación de voltaje alimenta una carga puramente inductiva de 15 mH con un voltaje efectivo de 150 V y frecuencia de 50 Hz. El voltaje de entrada al inversor es de 200 V

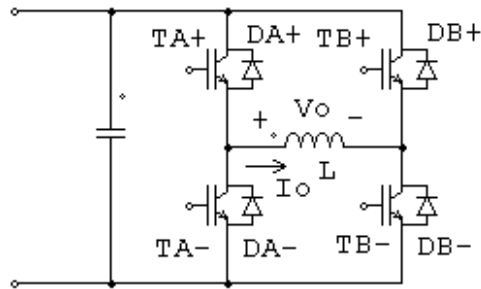
a) Dibuje el circuito conversor.

Para la situación de regimen permanente.

b) Dibuje a escala la forma de onda del voltaje en la carga.

c) Dibuje a escala la forma de onda de la corriente en la carga indicando que componente está en conducción a cada intervalo.

a)



b)

$$V_d := 200$$

$$V_o := 150$$

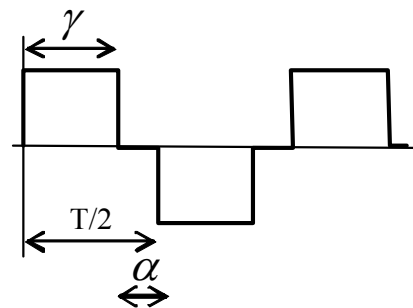
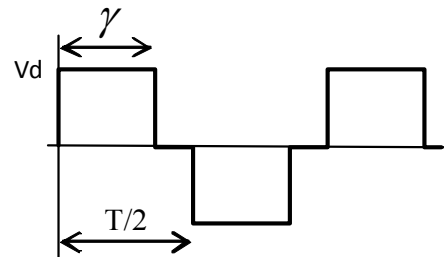
$$V_{o_rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_o^2 dt} = 150 \text{ V}$$

$$200 \sqrt{\frac{\gamma}{180}} = 150$$

$$\gamma = 0.563 \cdot \frac{T}{2}$$

$$\gamma := \left(\frac{V_o}{V_d} \right)^2 \cdot 180 = 101.25$$

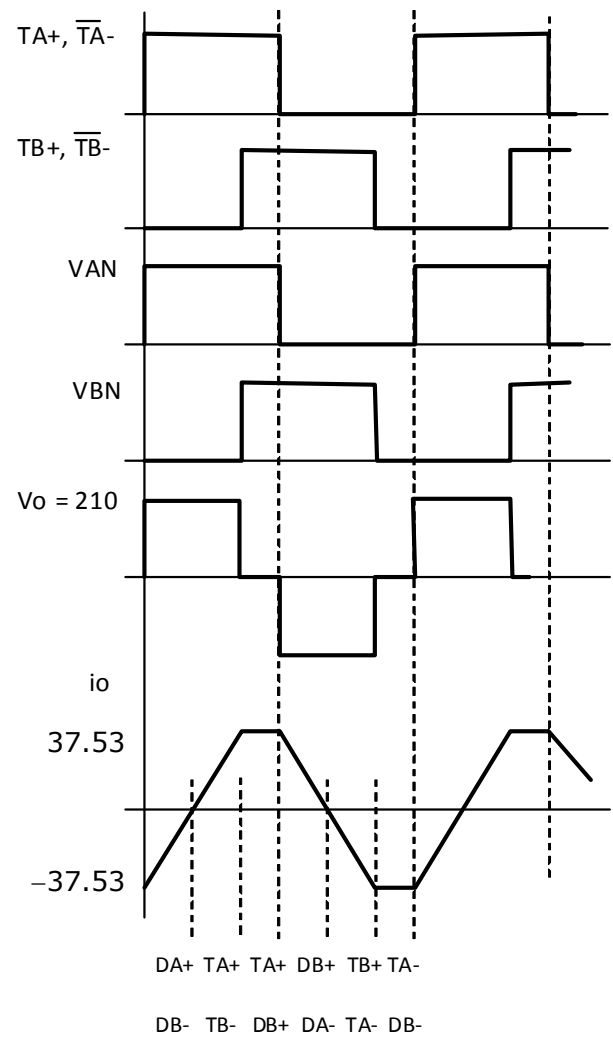
$$\alpha := \left[1 - \left(\frac{V_o}{V_d} \right)^2 \right] 180 = 78.75$$



c)

$$T_{\text{sw}} := \frac{1}{50} \quad L := 15 \cdot 10^{-3}$$

$$\Delta i_L := \frac{V_d \cdot 0.563 \cdot \frac{T}{2}}{L} = 75.067$$





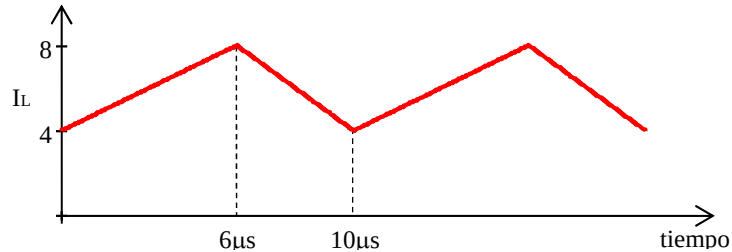
**ESCUELA DE INGENIERÍA
ELÉCTRICA Y ELECTRONICA
UNIVERSIDAD DE TARAPACÁ**

**SEGUNDA PRUEBA
IE 458 ELECTRONICA DE POTENCIA
PRIMER SEMESTRE 2013**

Tiempo: 1:30 horas.

Problema 1 (2.0 puntos)

Dado un convertidor buck ideal, con $V_{in} = 20$ V y la siguiente onda de la corriente del inductor



Determinar:

- (a) el ciclo de trabajo y la frecuencia de conmutación
- (b) la tensión de salida promedio
- (c) la inductancia del circuito
- (d) la resistencia de carga para el punto de funcionamiento representado
- (e) la resistencia de carga que transita al convertidor al modo de conducción discontinua.

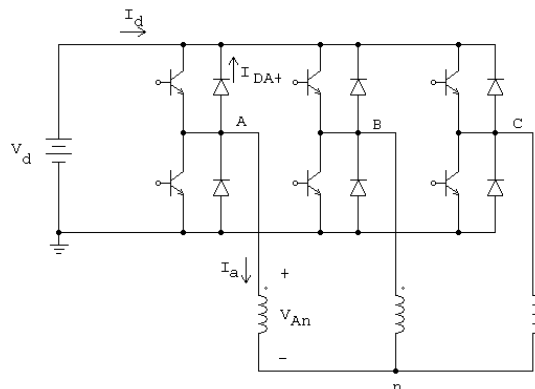
Problema 2 (2.0 puntos)

Se utiliza un convertidor boost para mantener una tensión constante de 50 V a través de una resistencia de carga que puede variar entre 10-100 Ω . El voltaje de entrada varía entre 20-40 V. Seleccione los valores de L y C de manera que el convertidor opere sólo en el modo de conducción continua para todas las condiciones y un rizado de tensión de salida menor o igual a 2% del voltaje medio de salida. La frecuencia de operación es de 200 kHz.

Problema 3 (2.0 puntos)

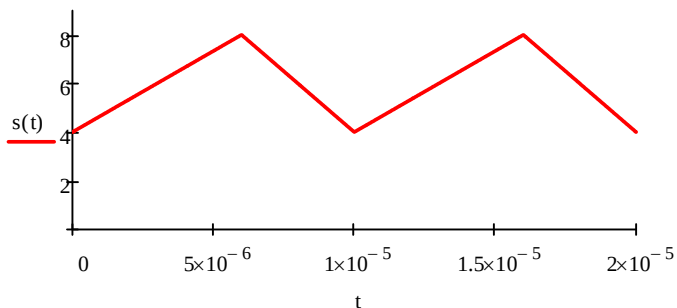
En el inversor puente trifásico onda cuadrada de la figura, considere que la carga es inductiva pura y totalmente balanceada conexión en estrella y con neutro n. Para la condición de estado estacionario dibuje las formas de onda de:

- (a) voltaje en la fase a de la carga, V_{an}
- (b) corriente en la fase a de la carga, I_a
- (c) corriente por el diodo, I_{DA+}
- (d) corriente que entrega la fuente, I_d



Problema 1

Dado un conversor buck ideal, con $V_{in} = 20 \text{ V}$ y la siguiente onda de la corriente del inductor



Determinar:

- el ciclo de trabajo y la frecuencia de conmutación
- la tensión de salida promedio
- la inductancia del circuito
- la resistencia de carga para el punto de funcionamiento representado
- la resistencia de carga que transita al convertidor al modo de conducción discontinua.

$$V_{in} := 20 \quad \Delta I_L := 4$$

- el ciclo de trabajo y la frecuencia de conmutación

$$D := \frac{6}{10} = 0.6 \quad f_s := \frac{1}{10 \cdot 10^{-6}} = 100 \times 10^3 \quad T_s := \frac{1}{f_s}$$

- la tensión de salida promedio

$$V_o := D \cdot V_{in} = 12$$

- la inductancia del circuito

$$L := \frac{V_{in} - V_o}{\Delta I_L} \cdot D \cdot T_s = 1.2 \times 10^{-5}$$

- la resistencia de carga para el punto de funcionamiento representado

$$I_L := \frac{(4 + 8)}{2} = 6 \quad I_o := I_L \quad R := \frac{V_o}{I_o} = 2$$

- la resistencia de carga que transita al convertidor al modo de conducción discontinua.

$$\text{El paso al DCM ocurre} \quad I_{LB} := \frac{\Delta I_L}{2} = 2 \quad R := \frac{V_o}{I_{LB}} = 6 \quad R \geq 6$$

Problema 2

Se utiliza un convertidor boost para mantener una tensión constante de 50 V a través de una resistencia de carga que puede variar entre 10-100 Ω . El voltaje de entrada varía entre 20-40 V. Seleccione los valores de L y C de manera que el convertidor opere sólo en el modo de conducción continua para todas las condiciones y un rizado de tensión de salida menor o igual a 2% del voltaje medio de salida. La frecuencia de operación es de 200 kHz.

$$\underline{V_o} := 50 \quad \underline{f_s} := 200 \cdot 10^3 \quad \underline{T_s} := \frac{1}{f_s} = 5 \times 10^{-6}$$

Peor caso

$$\underline{R} := 100 \quad \underline{I_o} := \frac{V_o}{R} = 0.5 \quad \underline{V_{in}} := 40 \quad \underline{D} := 1 - \frac{V_{in}}{V_o} = 0.2 \quad \underline{I_L} := \frac{V_o \cdot I_o}{V_{in}} = 0.625$$

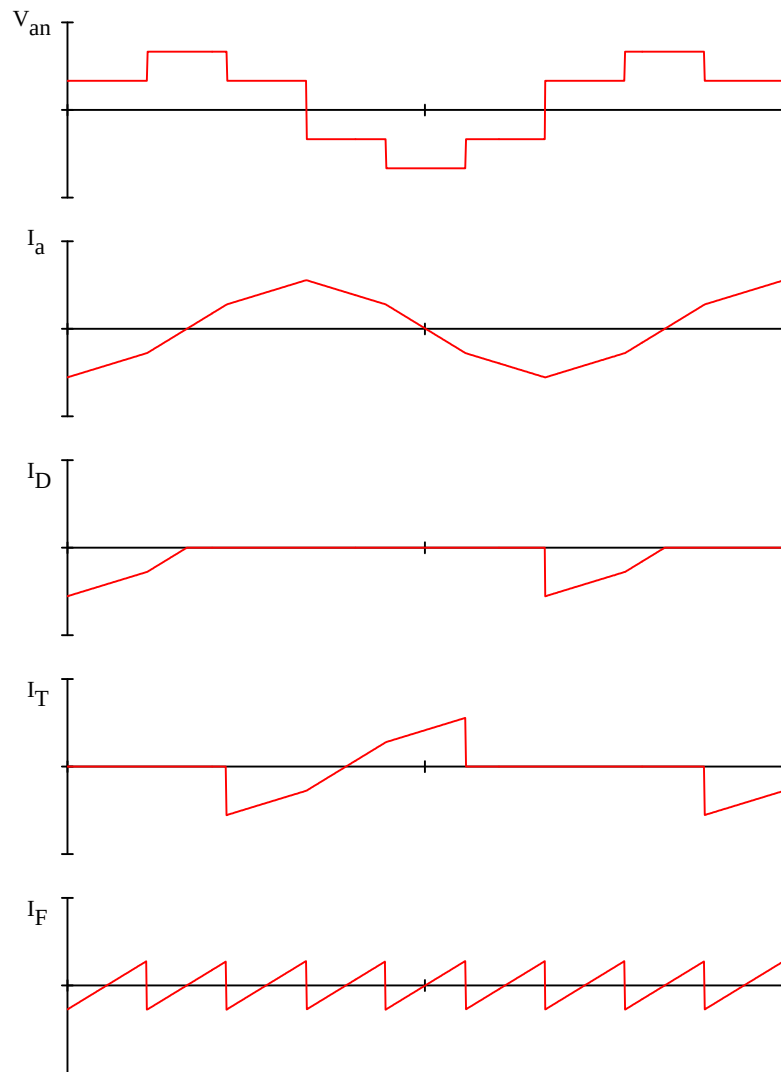
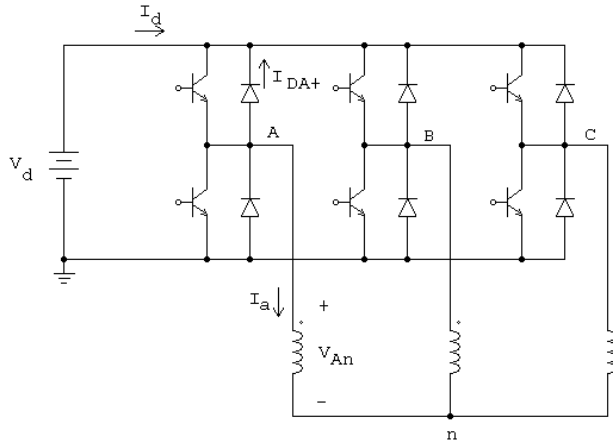
$$\underline{L_B} := \frac{V_o - V_{in}}{2I_L} \cdot (1 - D) \cdot T_s = 3.2 \times 10^{-5}$$

$$\underline{C} := \frac{D \cdot T_s}{R \cdot 0.02} = 5 \times 10^{-7}$$

Problema 3

En el inversor puente trifásico onda cuadrada de la figura, considere que la carga es inductiva pura y totalmente balanceada conexión en estrella y con neutro n . Para la condición de estado estacionario dibuje las formas de onda de:

- Voltaje en la fase a de la carga, V_{an}
- Corriente en la fase a de la carga, i_a
- Corriente por el diodo, i_{DA+}
- Corriente que entrega la fuente, i_d





**ESCUELA DE INGENIERÍA
ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
UNIVERSIDAD DE TARAPACÁ**

**SEGUNDA PRUEBA
IE 458 ELECTRÓNICA DE POTENCIA
PRIMER SEMESTRE 2014**

Tiempo: 1:30 horas.

Problema 1 (1.5 puntos)

Un convertidor elevador tiene los siguientes parámetros: $V_s = 20 \text{ V}$, $D = 0.5$, $R = 12 \Omega$, $L = 65 \mu\text{H}$, $C = 200 \mu\text{F}$, y trabaja con una frecuencia de conmutación de 40 kHz .

- Determinar la tensión de salida.
- Determinar la corriente media, máxima y mínima en el inductor.
- Determinar el rizado de la tensión de salida.
- Determinar la corriente media en el diodo.

Problema 2 (1.5 puntos)

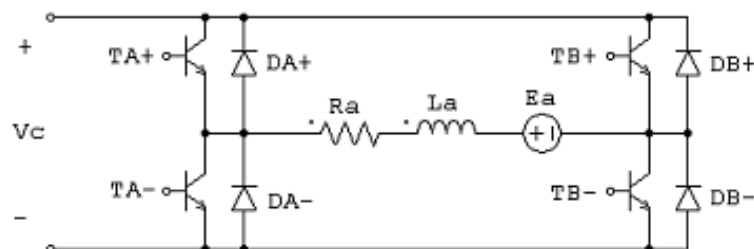
Un convertidor buck-boost opera en el modo de conducción continua y se regula para generar una salida constante de 24 V DC a partir de una fuente de DC que varía en el rango de $12 \leq V_{in} \leq 36 \text{ V}$. La resistencia de carga es de 8Ω , el valor de la inductancia es de $80 \mu\text{H}$ y el valor del condensador es de $50 \mu\text{F}$. La frecuencia de conmutación es de 100 kHz . Calcular:

- El rango en que varía el ciclo de trabajo del transistor.
- El rizado máximo pico a pico de la corriente en el inductor.
- La componente DC máxima de la corriente en el inductor.
- El voltaje de rizado máximo de salida.
- El voltaje de bloqueo (estado off) del transistor.

Problema 3 (3 puntos)

El conversor dc-dc puente H de la figura alimenta una carga $R_a=15 \Omega$, $L_a=50 \text{ mH}$, $E_a=180 \text{ V}$. El conversor se alimenta desde un rectificador puente trifásico no controlado, filtro capacitivo, que toma energía desde una red $380 \text{ V} / 50 \text{ Hz}$. Asumiendo que el rizado es cero en el enlace continuo y que el conversor opera con modulación por ancho de pulso bipolar. Se pide:

- Dibujar el voltaje de carga para t entre 0 y 30 ms .
- Determine el voltaje medio en la carga.
- Dibuje la corriente de carga para t entre 0 y 30 ms .
- Determine la corriente media en la carga.
- ¿En qué cuadrante opera el conversor?
- Dibuje la corriente por cada uno de los dispositivos semiconductores, $TA+$, $TA-$, $DA+$, $DA-$, $TB+$, $TB-$, $DB+$ y $DB-$.



Problema 1

Un convertidor elevador tiene los siguientes parámetros: $V_s = 20 \text{ V}$, $D = 0.5$, $R = 12 \text{ } \Omega$, $L = 65 \text{ } \mu\text{H}$, $C = 200 \text{ } \mu\text{F}$, y trabaja con una frecuencia de conmutación de 40 kHz .

- Determinar la tensión de salida.
- Determine la corriente media, máxima y mínima en el inductor.
- Determinar el rizado de la tensión de salida.
- Determine la corriente media en el diodo.

$$V_s := 20 \cdot \text{V} \quad D := 0.50 \quad R_0 := 12 \cdot \Omega \quad \underline{\underline{L}} := 65 \cdot \mu\text{H} \quad C_0 := 200 \cdot \mu\text{F} \quad f_s := 40 \cdot \text{kHz} \quad T_s := \frac{1}{f_s} = 25 \cdot \mu\text{s}$$

- Determinar la tensión de salida.

$$V_0 := V_s \cdot \frac{1}{1 - D} = 40 \text{ V} \quad \text{Asumiendo MCC, se debe demostrar !!}$$

- Determine la corriente media, máxima y mínima en el inductor.

$$P_0 := \frac{V_0^2}{R_0} = 133.333 \text{ W}$$

$$P_s := P_0 = 133.333 \text{ W}$$

$$I_s := \frac{P_s}{V_s} = 6.667 \text{ A} \quad I_L := I_s = 6.667 \text{ A} \quad I_o := I_s \cdot (1 - D) = 3.333 \text{ A} \quad \frac{V_0}{R_0} = 3.333 \text{ A}$$

$$\Delta I_L := \frac{V_s}{L} \cdot D \cdot T_s = 3.846 \text{ A}$$

$$I_{L\max} := I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = 8.59 \text{ A}$$

$$I_{L\min} := I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = 4.744 \text{ A} \quad > 0, \text{ efectivamente, el conversor está en MCC !!}$$

- Determinar el rizado de la tensión de salida.

$$\Delta V_0 := \frac{D \cdot V_0}{R_0 \cdot C_0 \cdot f_s} = 208.333 \cdot \text{mV}$$

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = 0.00521 \quad \text{esta ondulación en por unidad}$$

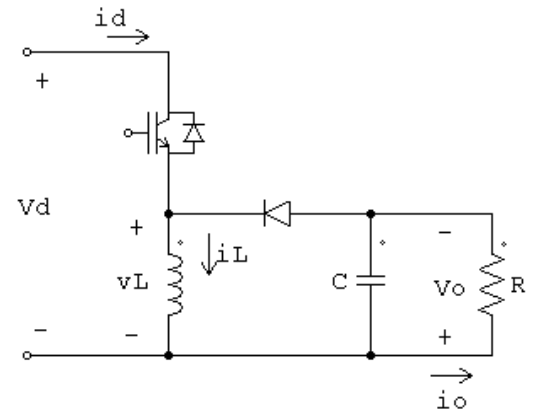
- Determine la corriente media en el diodo.

$$I_{D\text{med}} := I_L \cdot (1 - D) = 3.333 \text{ A}$$

Problema 2

Un convertidor buck-boost opera en el modo de conducción continua y se regula para generar una salida constante de 24 V DC a partir de una fuente de DC que varía a lo largo del rango de $12 \leq V_{in} \leq 36$ V. La resistencia de carga es de 8Ω , el valor de la inductancia es de $80 \mu\text{H}$ y el valor del condensador es de $50 \mu\text{F}$. La frecuencia de conmutación es de 100 kHz . Calcular:

- El rango en que varía el ciclo de trabajo del transistor.
- El rizado máximo pico a pico de la corriente en el inductor.
- La componente DC máxima de la corriente en el inductor.
- El voltaje de rizado máximo de salida.
- El voltaje de bloqueo (estado off) del transistor.



$$V_0 := 24 \quad V_{i_m\acute{a}x} := 36 \quad V_{i_m\acute{i}n} := 12 \quad T_s := \frac{1}{100000} \quad R := 8 \quad L := 80 \cdot 10^{-6} \quad C := 50 \cdot 10^{-6} \quad I_o := \frac{24}{8}$$

- El rango en que varía el ciclo de trabajo del transistor.

$$\frac{V_0}{V_0 + V_{i_m\acute{a}x}} \leq D \leq \frac{V_0}{V_0 + V_{i_m\acute{i}n}}$$

$$D_{\min} := \frac{V_0}{V_0 + V_{i_m\acute{a}x}} = 0.4$$

$$D_{\max} := \frac{V_0}{V_0 + V_{i_m\acute{i}n}} = 0.667$$

- El rizado máximo pico a pico de la corriente en el inductor.

$$\Delta i_{L_m\acute{a}x} := \frac{V_{i_m\acute{a}x}}{L} \cdot D_{\min} \cdot T_s = 1.8$$

- La componente DC máxima de la corriente en el inductor.

$$I_L := \frac{I_o}{1 - D_{\max}} = 9$$

- El voltaje de rizado máximo de salida.

$$\Delta V_0 := \frac{V_0}{R} \cdot D_{\max} \cdot \frac{T_s}{C} = 0.4$$

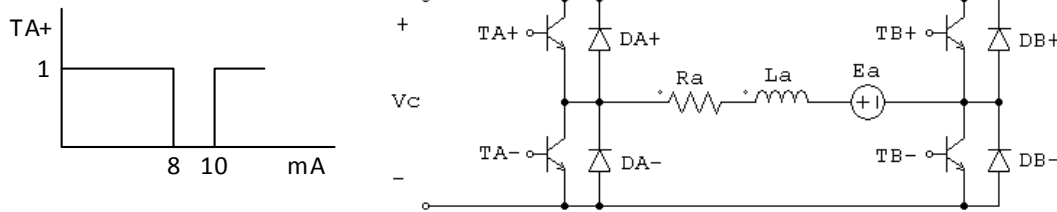
- El voltaje de bloqueo (estado off) del transistor.

$$V_T := 36 + 24 = 60$$

Problema 3

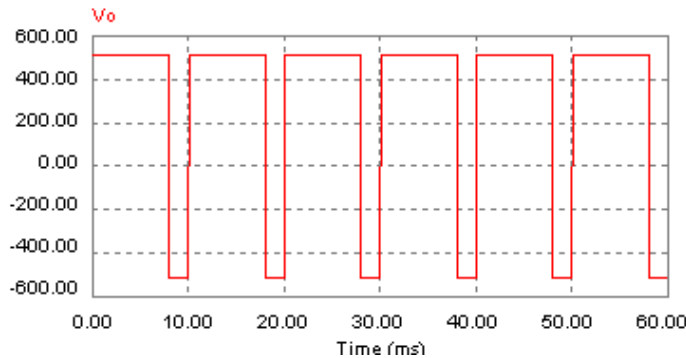
El chopper de la figura alimenta una carga $R_a=18[\text{ohm}]$, $L_a=50[\text{mH}]$, $E_a=180[\text{V}]$. El chopper se alimenta desde un rectificador puente trifásico no controlado, filtro capacitivo, que toma energía desde una red $380[\text{V}]/50[\text{Hz}]$. Asumiendo que el rizado es cero en el enlace continuo y que el chopper opera con modulación por ancho de pulso bipolar, determine:

- Dibuje el voltaje de carga para t entre 0 y 30 ms.
- Determine el voltaje medio en la carga.
- Dibuje la corriente de carga para t entre 0 y 30 ms.
- Determine la corriente media en la carga.
- ¿En que cuadrante opera el convertidor?
- Dibuje la corriente por cada uno de los dispositivos semiconductores, $TA+$, $TA-$, $DA+$, $DA-$, $TB+$, $TB-$, $DB+$ y $DB-$.



$$R_a := 15 \quad L_a := 50 \cdot 10^{-3} \quad E_a := 180 \quad V_c := 1.35 \cdot 380 \quad \tau := \frac{L_a}{R_a} = 3.333 \times 10^{-3} \quad T_s := \frac{1}{100} \quad D := 0.8$$

- Dibuje el voltaje de carga para t entre 0 y 30 ms.

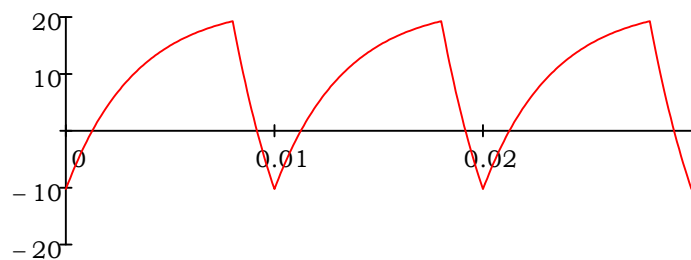


- Determine el voltaje medio en la carga.

$$V_o := 0.6 \cdot V_c = 307.8$$

- Dibuje la corriente de carga para t entre 0 y 30 ms.

$$\begin{pmatrix} I_{\max} \\ I_{\min} \end{pmatrix} := \begin{bmatrix} 1 & -e^{-\frac{D \cdot T_s}{\tau}} \\ -e^{-\frac{(T_s - D \cdot T_s)}{\tau}} & 1 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \frac{V_c - E_a}{R_a} \left(1 - e^{-\frac{D \cdot T_s}{\tau}} \right) \\ -\frac{V_c + E_a}{R_a} \left(1 - e^{-\frac{(T_s - D \cdot T_s)}{\tau}} \right) \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 19.254 \\ -10.278 \end{pmatrix}$$



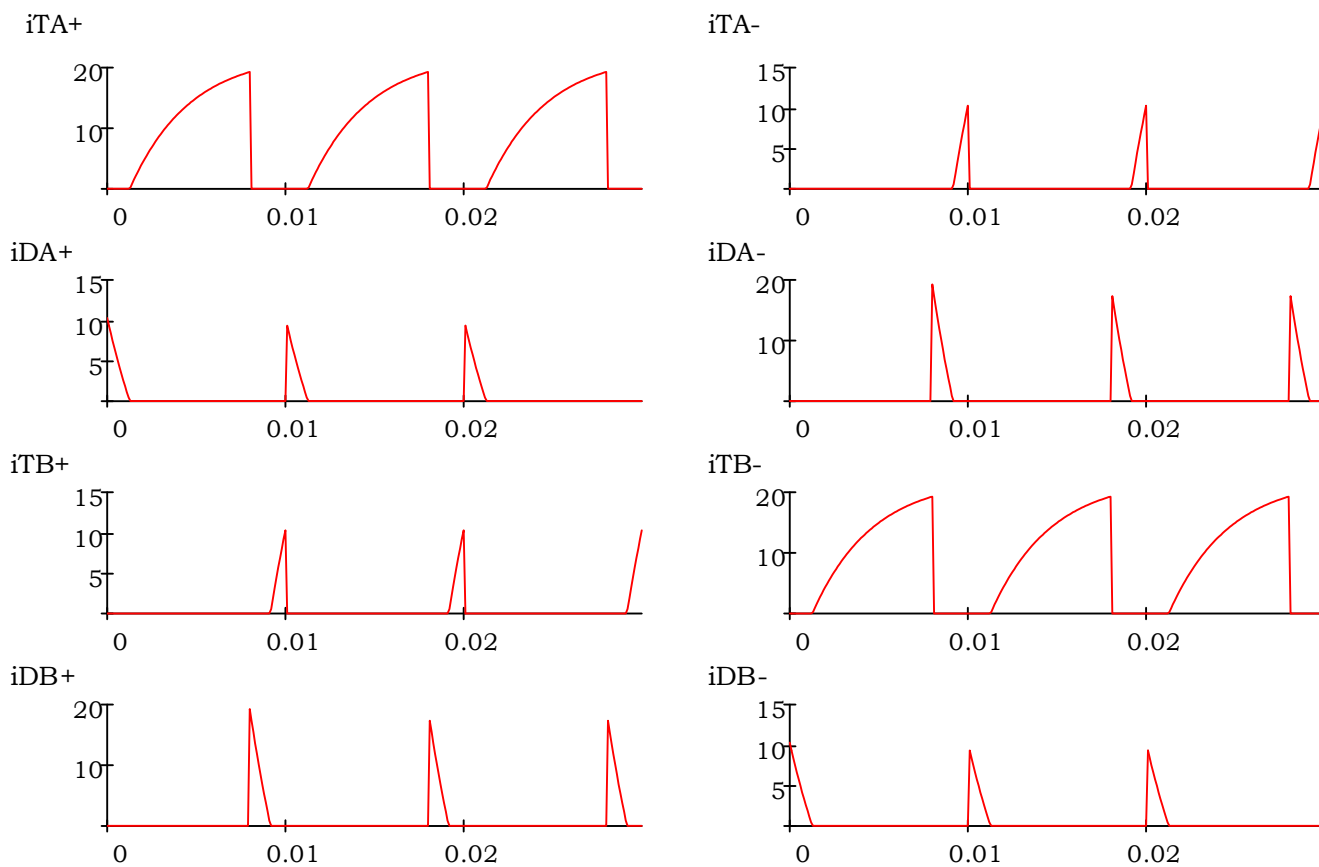
d) Determine la corriente media en la carga.

$$I_o := \frac{V_o - E_a}{R_a} = 8.52$$

e) ¿En que cuadrante opera el convertidor?

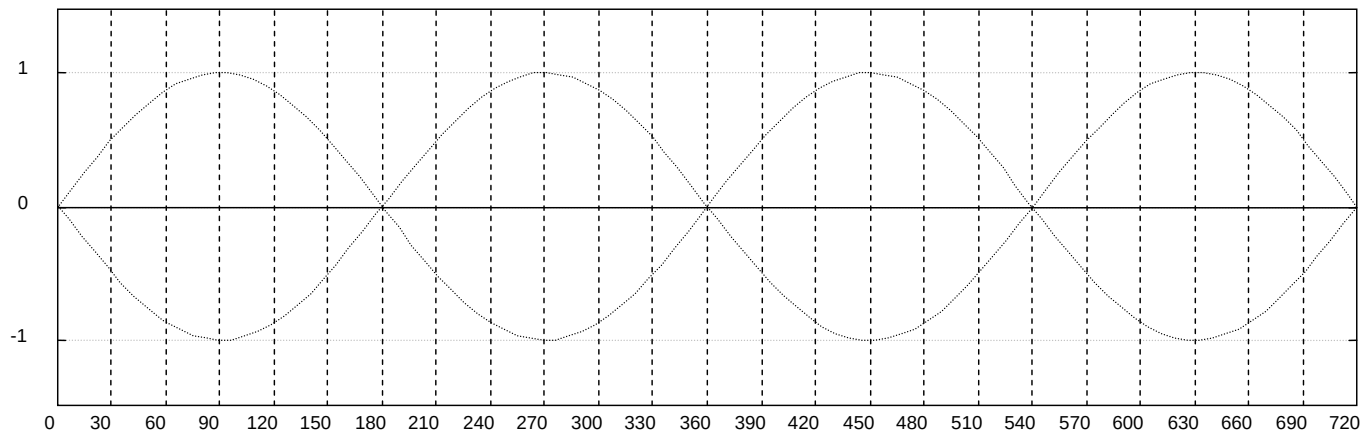
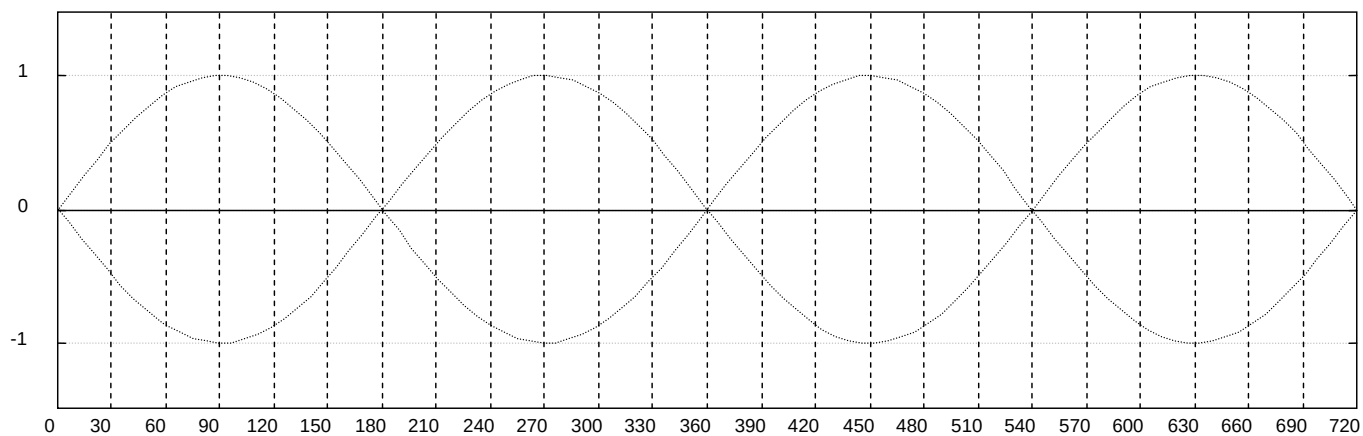
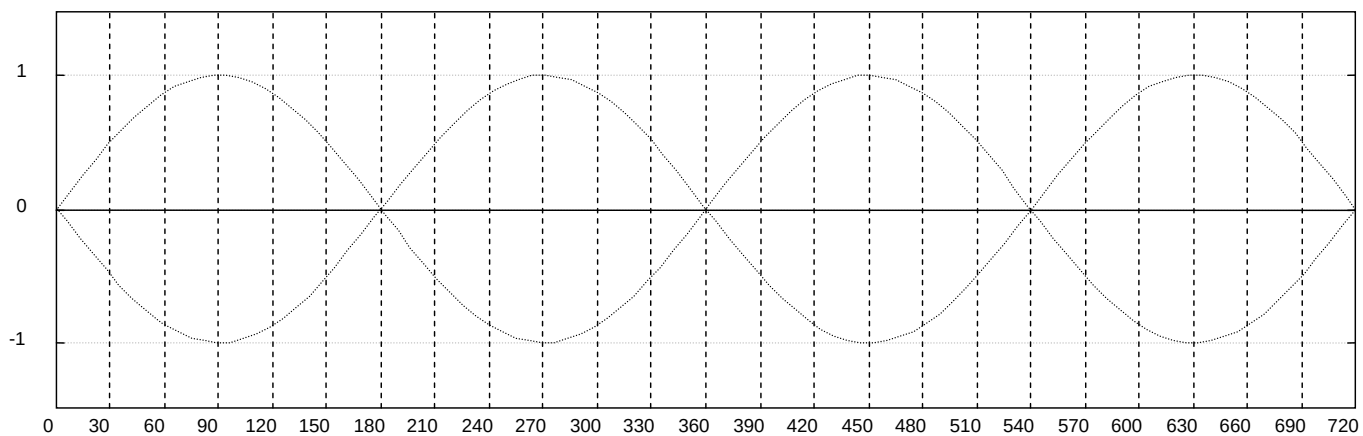
El convertidor opera en el cuadrante I ($V_o > 0$, $I_o > 0$)

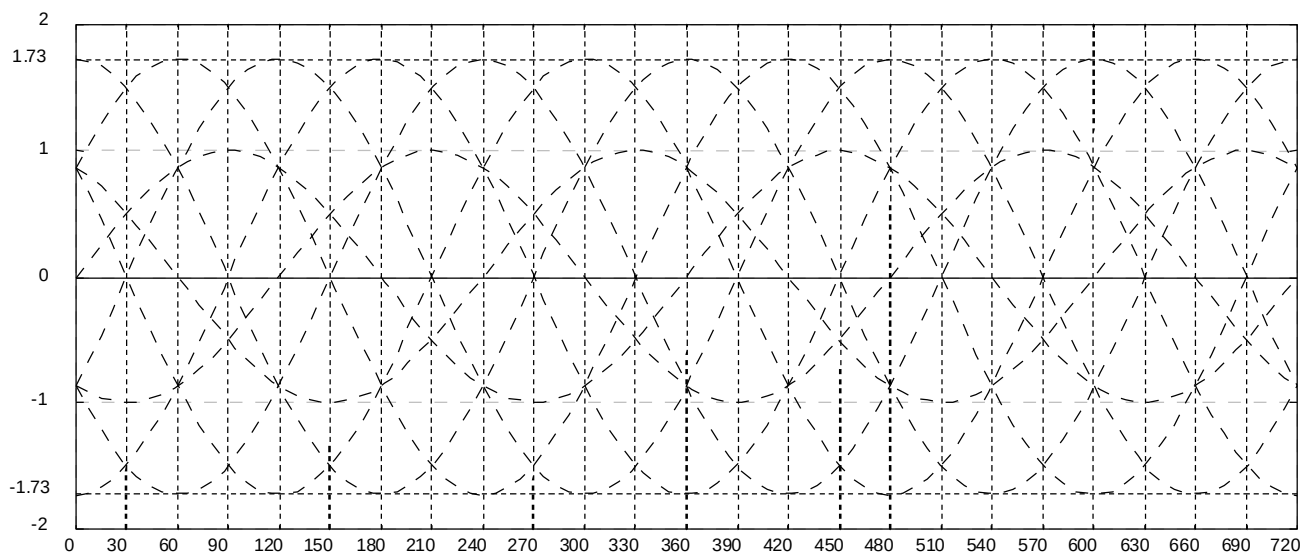
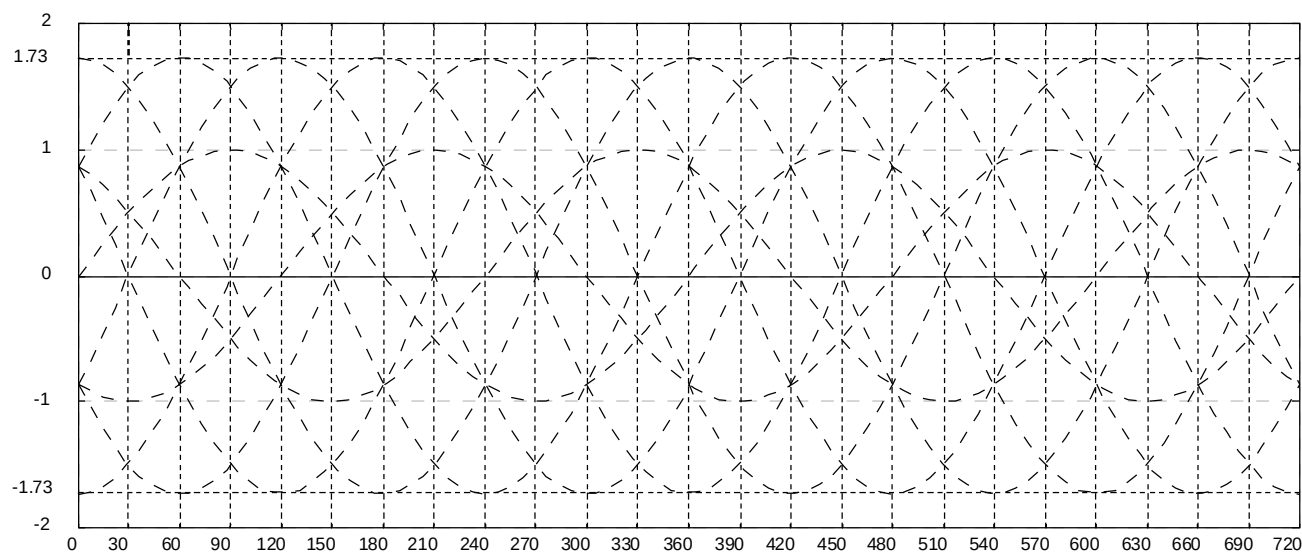
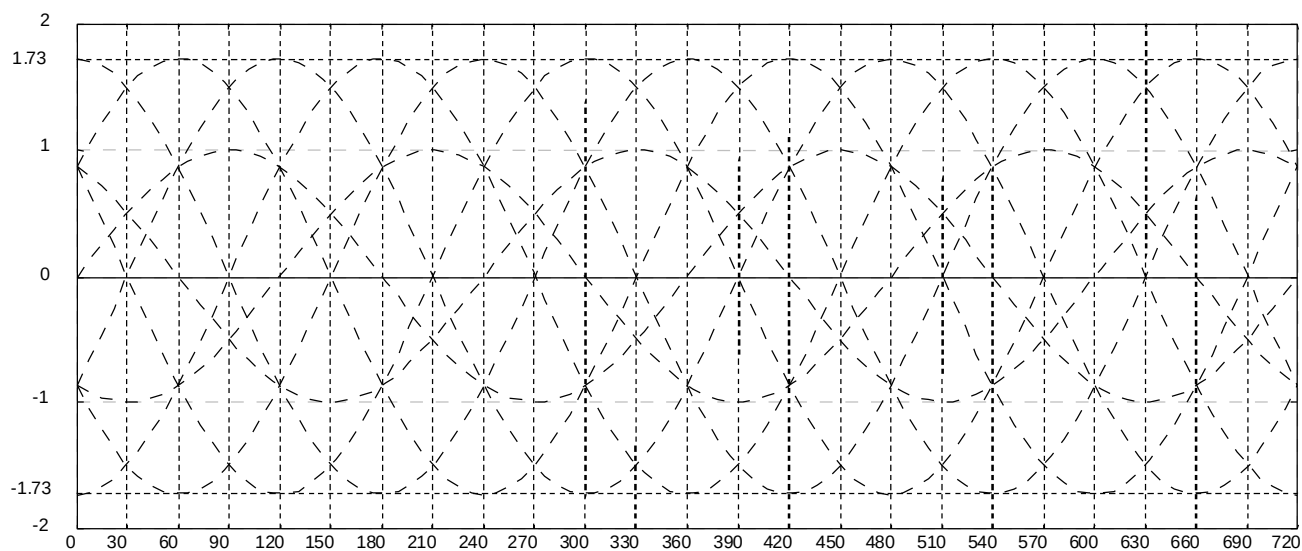
f) Dibuje la corriente por cada dispositivo semiconductor: TA+, TA-, DA+, DA-, TB+, TB-, DB+ y DB-



Anexo II

Plantilla rectificación





Anexo III

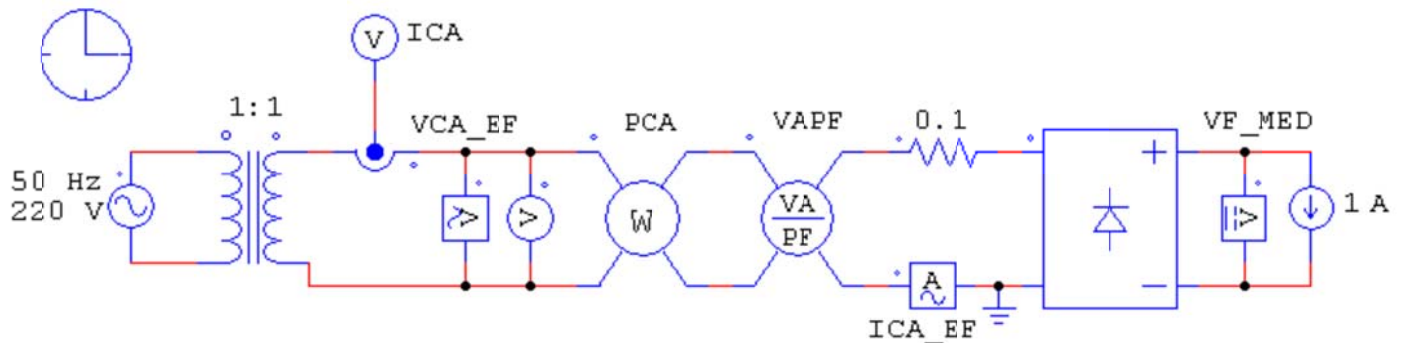
Simulación en PSIM



SIMULACIÓN EN PSIM

Rectificador monofásico no controlado

Parte 1: Montar el circuito que se indica:



En los instrumentos de medida que sea necesario, utilice frecuencia de corte = 20 Hz

Parte 2.1: Obtenga las formas de onda de las señales que se indica a continuación:

- Voltaje de entrada AC y RMS (VCA y VCA_EF)
- Voltaje medio de salida (VF_MED)
- Potencia activa de entrada (PCA)
- Corriente de entrada AC y RMS (ICA y ICA_EF)
- Factor de desplazamiento (VAPF_DPF)

Con auxilio del cursor y recordando que:

$$FP = \frac{PCA}{VCA_EF \times ICA_EF} = (\text{Factor de distorsión} \times \text{Factor de retraso})$$

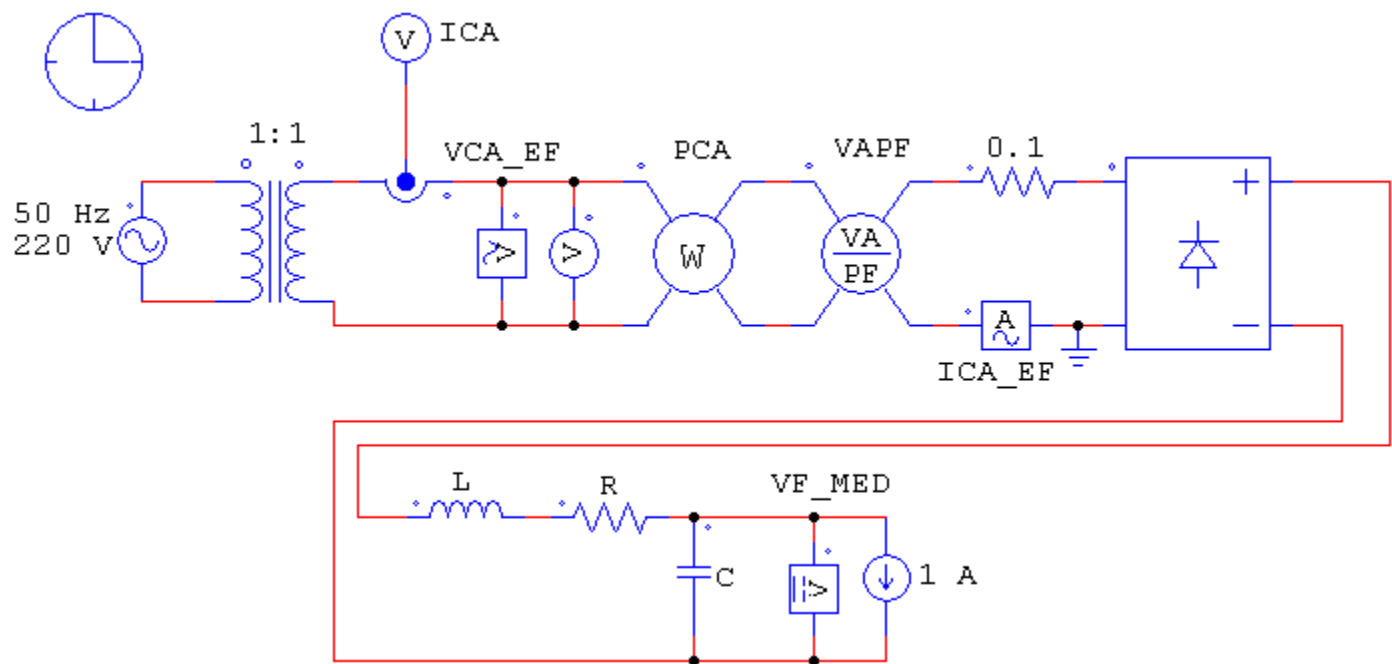
Completar la siguiente tabla:

PCA [W]	ICA_EF [A]	ICA_peak [A]	VCA_EF [V]	FP	VF_MED [V]	DPF

Indicaciones:

- Proporcione las formas de onda solicitadas en figuras apartes
- Emplee la capacidad de zoom para facilitar la lectura de las señales y comprender mejor el fenómeno.

Parte 1.3: A continuación, se analizara el comportamiento del circuito, cuando se inserta un inductor y un condensador en el lado DC.



Parte 1.4: Simule nuevamente el circuito para cada caso indicado en la tabla de abajo. Para ello, repita lo indicado en el punto 1.2 y llene la siguiente tabla.

Caso	L (mH)	Resistencia interna de L (Ω)	C (μF)
A1 (filtro capacitivo)	0.001	0.0001	1000
A2 (filtro capacitivo)	0.001	0.0001	2000
A3 (filtro capacitivo)	0.001	0.0001	5000
B1 (filtro LC)	2	0.23	1000
B2 (filtro LC)	6	0.23	1000
B3 (filtro LC)	10	0.23	1000
B4 (filtro LC)	30	0.23	1000

Caso	PCA [W]	ICA_EF [A]	ICA_peak [A]	VCA_EF [V]	EP	VF_MED [V]	DFP
Sin filtro							
A1							
A2							
A3							
B1							
B2							
B3							
B4							

Utilice el comando SWEEP y dibuje el espectro en frecuencia para los casos A1, A2 y A3, emplee el mismo sistema de ejes. Repita lo mismo para los casos B1, B2, B3 y B4.

Parte 1.5: ¿Qué acontece con los valores máximos de la corriente en la red a inicios de la conmutación?. ¿Qué problemas pueden ocurrir con valores muy altos de corriente peak?. Cómo se conoce en la literatura técnica a ésta corriente?. ¿Qué medidas se pueden tomar para disminuir su valor?.

Parte 1.6: ¿Qué sucede con el factor de potencia a medida que van cambiando los casos?. ¿Por qué? .Trazar la curva de variación del factor de potencia respecto a los cambios en el valor del condensador de filtro y una curva de variación del factor de potencia respecto a la variación del filtro inductivo.

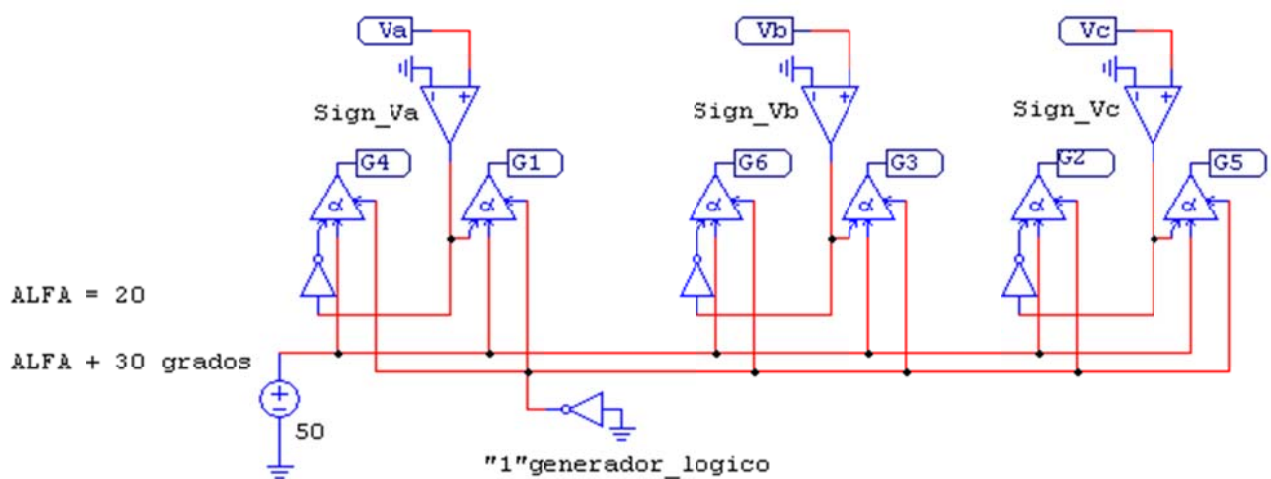
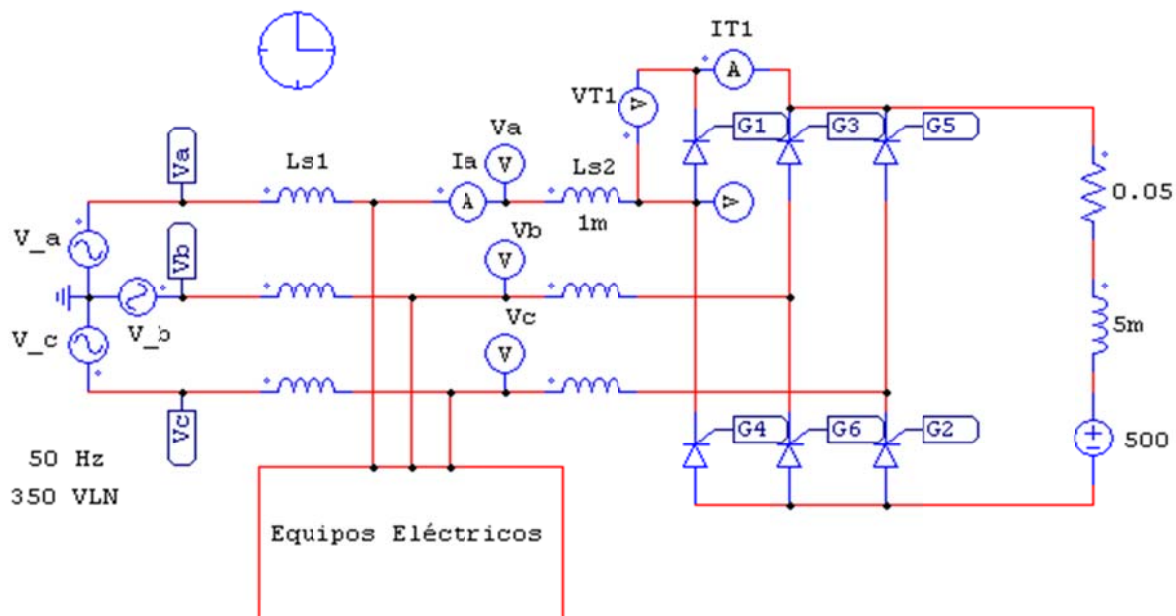


ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRONICA UNIVERSIDAD DE TARAPACÁ

SIMULACIÓN EN PSIM RECTIFICADOR TRIFASICO CONTROLADO

Parte 1:

Implemente el circuito de la figura.



Parte 1.1:

Con los parámetros indicados en el circuito y tomando $L_{s1} = 0.2$, obtenga las formas de onda de

- Voltaje de línea V_a , V_b y V_c
- Corriente de línea, I_a
- Corriente en los tiristores, I_T
- Voltaje de bloqueo en los tiristores V_{T1}
- Voltaje de carga, V_d .
- Encuentre el rango de valores de α para lo cual se cumple

$$V_d = 1.35 \cos(\alpha) - \frac{3}{\pi} \omega L_s I_d$$

Parte 1.2:

Como una manera de observar el efecto de la reactancia de la fuente en el voltaje del lado primario del transformador, el cual podría afectar el funcionamiento de otros equipos conectados, realice la siguiente prueba.

Simule la operación del rectificador cambiando el valor de L_{s1} , comenzando desde 1.4 mH hasta 0.2 mH, con saltos de 0.2. Para cada uno de estos casos, obtenga los gráficos de las tensiones línea neutro y línea a líneas.

(nota: se pide los voltajes que aparecerán entre las inductancias L_{s1} y L_{s2} en la figura, donde podría conectarse otro equipo).

Parte 1.3:

Considerando que el rectificador es de propósito general, para lo cual la norma exige un porcentaje de distorsión armónica en el voltaje de 5%, determine el valor de L_{s1} que de acuerdo a su juicio debiese especificarse. Recuerde que L_{s1} corresponde a la reactancia de la fuente, es decir, la reactancia de Thevenin vista aguas arriba desde los terminales del primario del transformador.

$$\text{Voltaje \%THD} = \frac{\left[\sum_{h \neq 1} (I_h \times \omega L_{s1})^2 \right]^{1/2}}{V_{\text{fase}}(\text{fundamental})} \times 100$$

Para ésta condición, calcular el valor efectivo de I_{s1} e I_s y el factor de potencia con que trabaja el rectificador.



SIMULACIÓN EN PSIM CIRCUITO Chopper

Parte 1:

Determine los valores de L y C para el filtro LC del circuito.

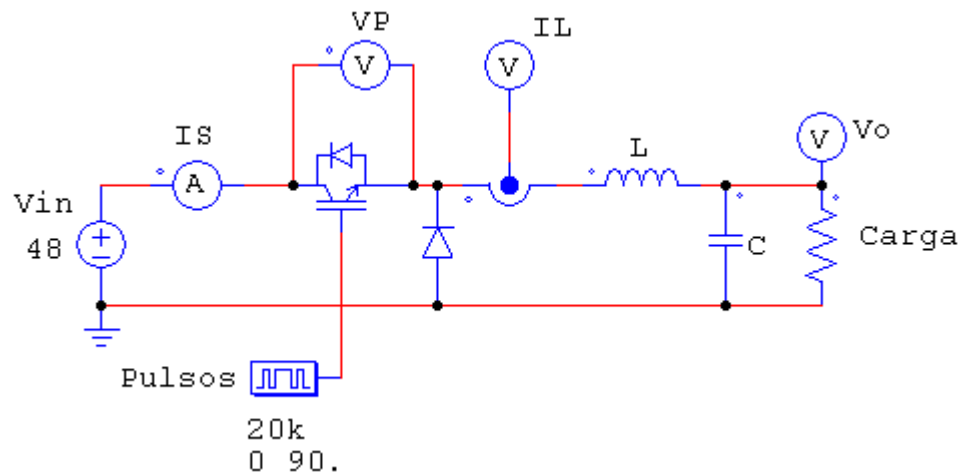
$$f_s = 20 \text{ kHz}$$

$$V_{in} = 48 \text{ V}$$

$$\text{Carga} = 5 \Omega$$

$$\frac{\Delta V}{V_0} = 2.5 \%$$

$$\frac{\Delta I_L}{I_L} = 5 \%$$



Parte 1.2:

Obtenga las formas de onda de V_{in} , I_s , V_o , I_L e V_P .

Parte 1.3:

Compare los resultados simulados de ΔI_L y ΔV_C con los valores calculados.

Parte 1.4:

Simule nuevamente el circuito con carga 2.5 a 10 Ω y comente el efecto de la variación de carga en el voltaje de salida y el rendimiento del equipo (P_{o_dc}/P_{in}).

Parte 1.5:

Simule el circuito para D (ciclo de trabajo) entre 0 y 1 con paso de 0.25, comente la influencia del ciclo de trabajo en el rizado de la corriente y el voltaje medio de salida.

Parte 1.6:

¿Cuál es la función del circuito?

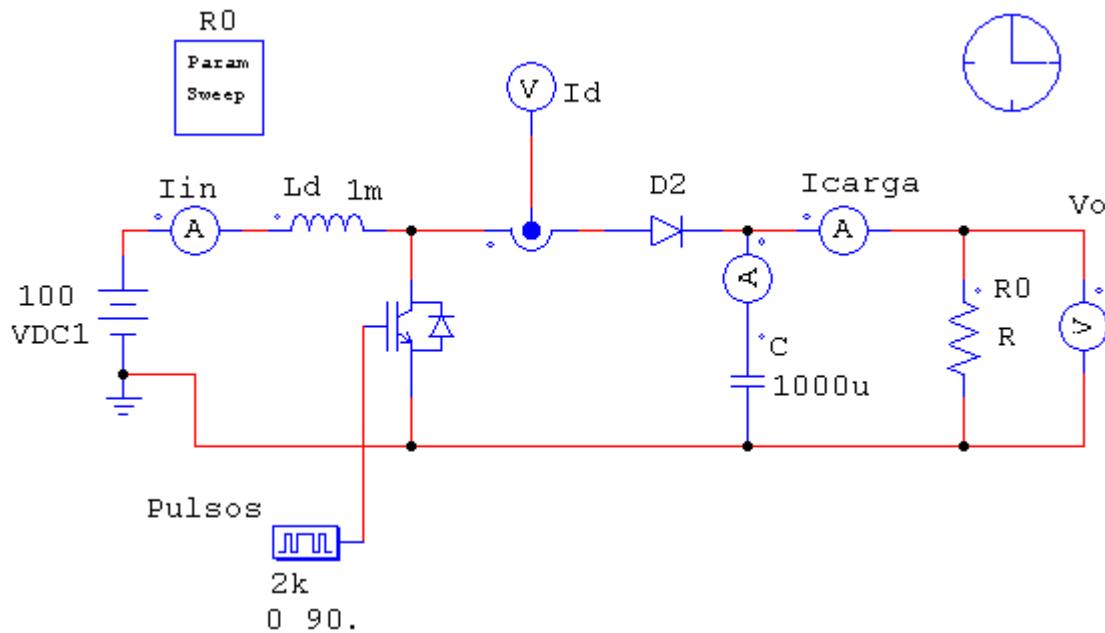
Parte 1.7:

¿Cuál es la función del diodo en este circuito?. (Este diodo es concebido muchas veces como un diodo volante).



SIMULACIÓN EN PSIM Conversor Elevador (boost)

Parte 1: Montar el circuito que se indica:



Parte 1.2:

Mantenga $L = 1\text{mH}$, varíe la carga de 15 a $40\ \Omega$ (con incrementos de 5 ohmios) y trazar las formas de onda que se indica a continuación:

- la tensión de salida (V_o)
- la corriente de entrada (I_{IN})
- Corriente de carga (I_{carga})
- la corriente del diodo (I_d)
- la corriente del condensador (I_c)

Parte 1.3:

Determinar la función y explicar el funcionamiento de éste circuito?

Parte 1.4:

¿Para qué condición de carga el circuito pasa del modo de operación continua al modo de operación discontinua?

Parte 1.5:

Mediante simulación, determinar la ondulación (rizado) en el voltaje de salida para el modo de conducción continua y compárelos con los valores calculados teóricamente.

Parte 1.6: Ejercicio teórico

Queremos usar un convertidor “boost” para aumentar el voltaje proveniente de un sistema de batería de 48 V a 155 V. Teniendo en cuenta que la potencia de carga es de 500 W y la frecuencia de conmutación es de 2 kHz, calcular:

- a) El ciclo de trabajo requerido
- b) El valor de L para $\Delta I_L / I_L = 0,2$
- c) El valor de C, de manera que la "ondulación" en la tensión de salida sea de 1%

A continuación:

- Simule el circuito especificado y compruebe los resultados esperados.
- Realice una lista de materiales necesarios para construir éste circuito, el código que lo define, cantidad, fabricante, y precio de cada componente.

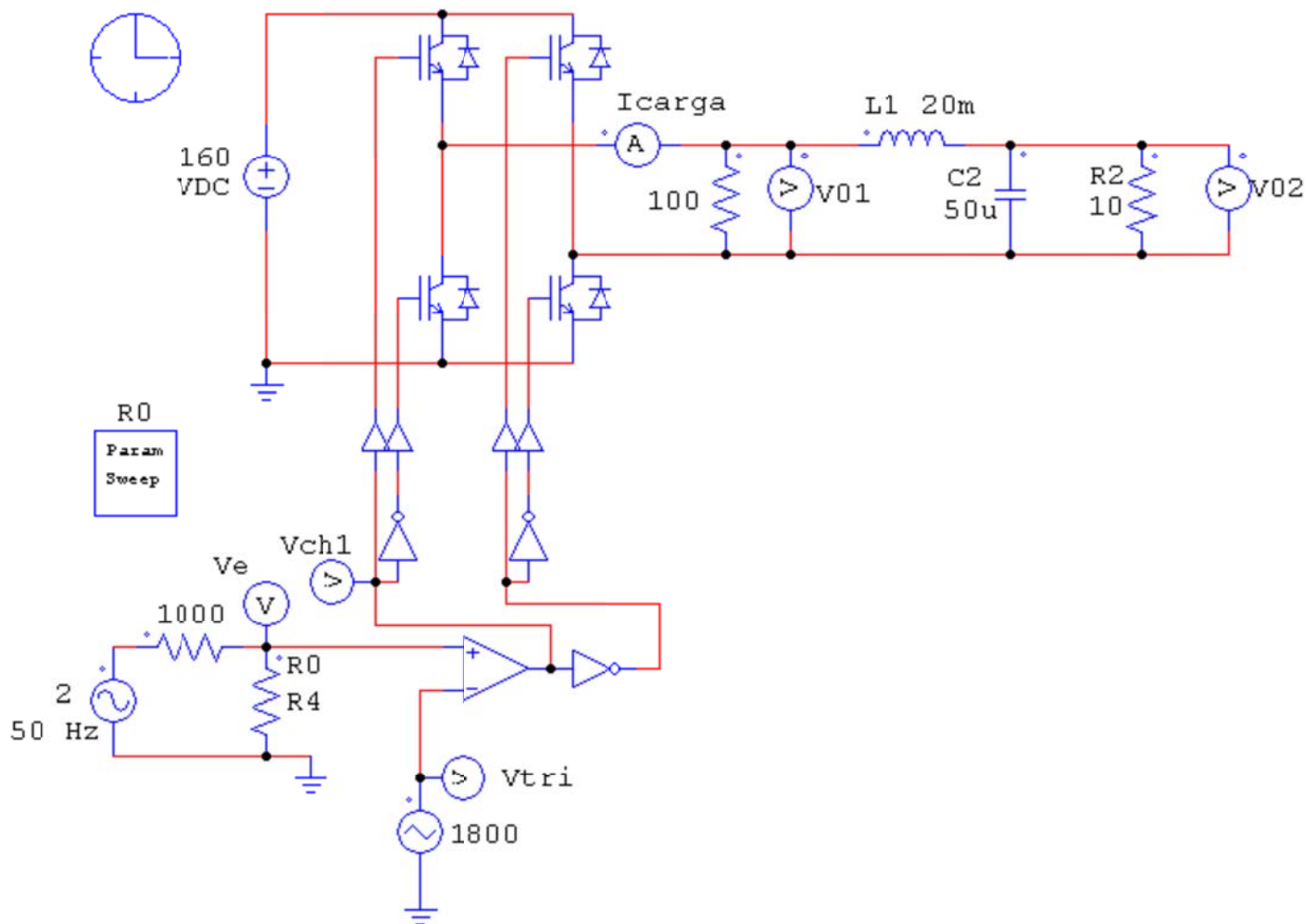
Parte 1.7:

Indique algunas ventajas y desventajas del conversor “boost”



SIMULACIÓN EN PSIM INVERSOR ESTÁTICO MONOFÁSICO

Parte 1: Montar el circuito y realice su simulación:



Parte 1.2:

Mostrar las formas de onda siguientes:

- a) Voltaje v_{tri} y voltaje de entrada V_e .
- b) Voltaje de comando del "switch" (V_{ch1}) para $R_4 = 800 \Omega$.
- c) Voltaje en la salida del puente inversor (V_{O1}) para $R_4 = 800 \Omega$.
- d) Voltaje de salida (V_{O2}) para diferentes valores del índice de modulación m_a .

OBS: Para visualizar mejor los detalles del voltaje de salida (V_{O2}), seleccionar "zoom" para que en la pantalla aparezca sólo un ciclo de la senoide.

Parte 1.3: Calcular el valor del rizado en el voltaje de salida del inversor, valor "peak-to-peak", correspondiente a la frecuencia de conmutación cuando $R4 = 200 \Omega$.

Parte 1.4: Cambiar la frecuencia de conmutación a 900 Hz y 7200 Hz, y repetir el punto 1.3. Analizar la influencia de la frecuencia de conmutación en el rendimiento y las características del circuito.

Parte 1.5: Para la frecuencia de conmutación de 7200 Hz, cuál es el valor efectivo del voltaje de salida (V_{O2}) cuando $R4 = 800 \Omega$?. Compare éste valor con el valor teórico.

Parte 1.7: Cambiar el valor del inductor de salida a 10 mH y repita la parte 1,5. Comente la razón de las diferencias observadas.

Parte 1.8 Calcular el índice de modulación m_a para todos los valores de resistencia $R4$ simulados.

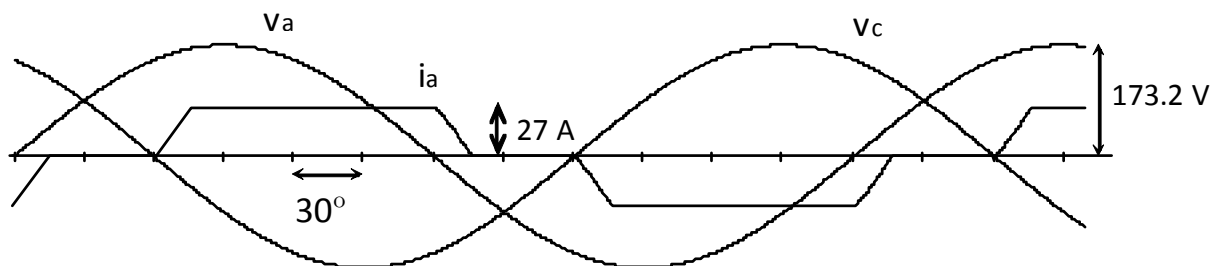
Anexo IV

Problemas resueltos

Problema 1

Un rectificador controlado puente onda completa presenta las siguientes variables de voltaje y corriente en el lado alterno. Se pide:

- Determinar el valor medio del voltaje de salida del rectificador
 - Determinar la potencia activa y reactiva en el lado alterno del rectificador
- Indique sus consideraciones realizadas.



Solución:

$$f := 50 \text{ Hz}$$

$$\omega := 2 \cdot \pi \cdot f$$

De la figura

$$\alpha := 30 \cdot \text{deg}$$

$$\mu := 15 \cdot \text{deg}$$

$$I_d := 27 \text{ A}$$

$$V_{LN} := \frac{173.205}{\sqrt{2}} \text{ V}$$

$$V_{LL} := \sqrt{3} \cdot V_{LN} = 212.1 \text{ V}$$

- Valor medio del voltaje de salida del rectificador

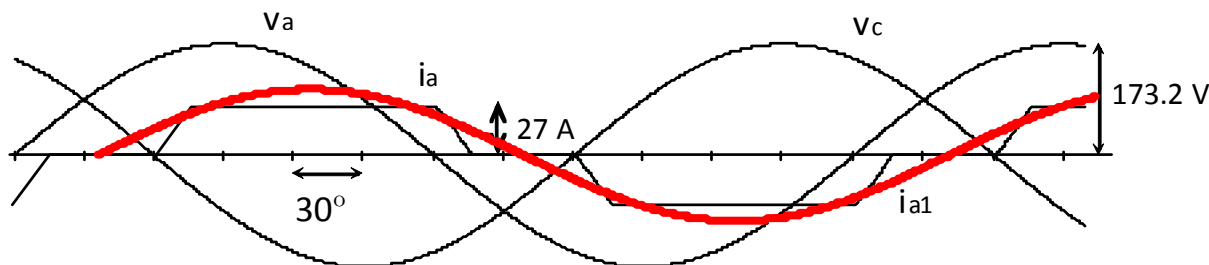
De la caída de voltaje en la reactancia de la fuente, ecuación para el cálculo del ángulo de conmutación, se obtiene

$$L_s := \frac{\sqrt{2} \cdot V_{LL} \cdot (\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \mu))}{2\omega \cdot I_d} = 2.81 \times 10^{-3} \text{ H}$$

finalmente

$$V_d := 1.35 \cdot V_{LL} \cdot \cos(\alpha) - \frac{3}{\pi} \cdot \omega \cdot L_s \cdot I_d = 225.247 \text{ V}$$

- Potencia activa y reactiva en el lado alterno



$$\phi := \alpha + \frac{1}{2} \mu = 37.5 \cdot \text{deg}$$

$$P_{dc} := V_d \cdot I_d = 6081.67 \text{ W}$$

$$\text{DPF} := \cos(\phi) = 45.456 \cdot \text{deg}$$

$$I_{s1} := \frac{P_{dc}}{\sqrt{3} \cdot V_{LL} \cdot \text{DPF}} = 20.8 \text{ A}$$

$$P := \sqrt{3} \cdot V_{LL} \cdot I_{s1} \cdot \text{DPF} = 6081.67 \text{ W}$$

$$Q := \sqrt{3} \cdot V_{LL} \cdot I_{s1} \cdot \sin(\phi) = 4666.6 \text{ VAR}$$

Problema 2

Un rectificador trifásico, puente onda completa, se alimenta a través de un transformador DY desde un sistema que presenta un voltaje fluctuante de $420V \pm 15\%$ rms línea a línea y 50Hz. El voltaje medio de salida (V_d) es constante e igual a 1kV.

Se pide:

- Determinar el valor más adecuado de la relación de espiras del transformador
- Calcular el rango de variación del ángulo de control α .
- Para la tensión de entrada máxima dibuje la forma de onda del voltaje de salida y el voltaje en uno de los tiristores.
- Representar la forma de onda de la corriente de fase en el primario del transformador (por ejemplo I_{p1}) para el voltaje de entrada máximo.

Se sabe
que

$$V_d := 1000$$

$$V_{LLp} := 420 \pm 15\%$$

La situación más apremiante es cuando el voltaje primario es el más bajo posible, por tanto para esta situación definimos $\alpha = 0^\circ$,

Cuando el voltaje primario sea más alto, el voltaje de salida lo regulamos con el aumento de α .

$$n := \frac{V_d}{1.35 \cdot V_{LLp} \cdot 0.85} = 2.075$$

Así, el valor más apropiado para la razón de vueltas es

$$n \geq 2.075$$

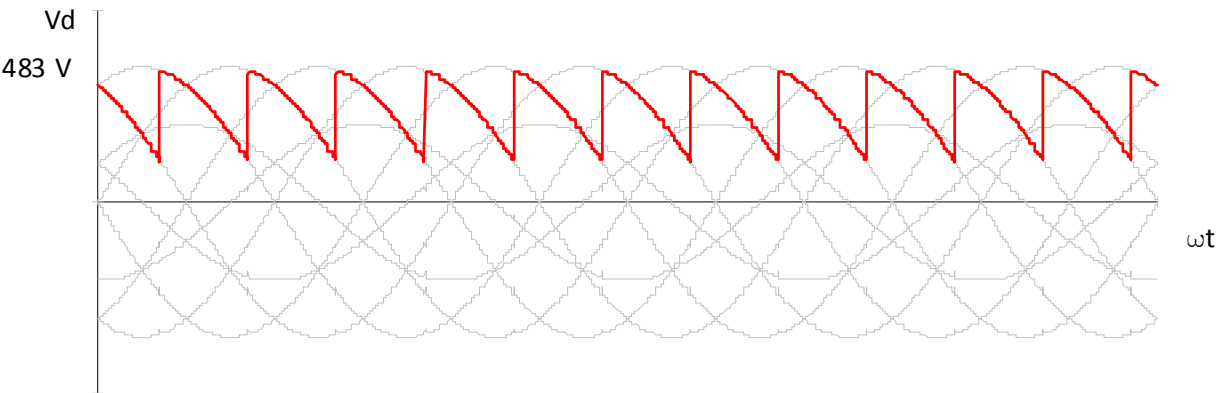
b) Rango de variación de α

Tomando $n = 2.075$, resulta

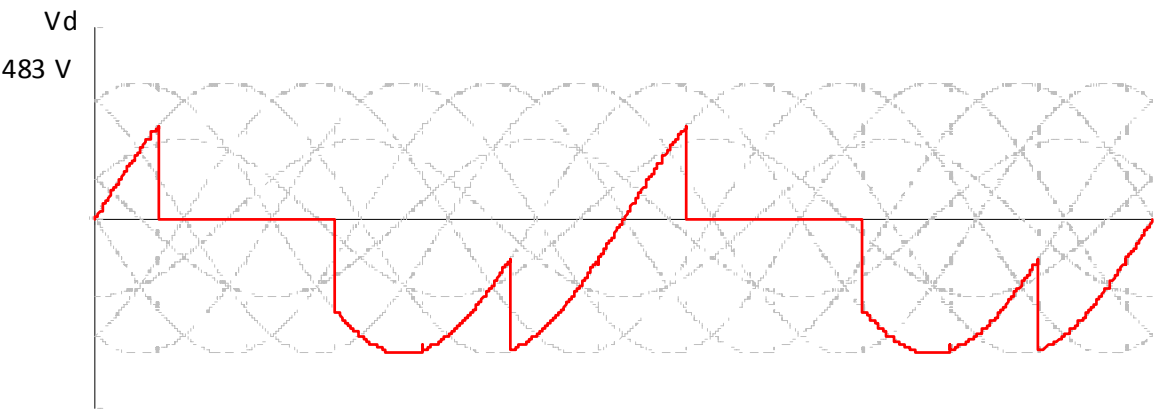
$$\alpha_1 := \arccos \left[\frac{V_d}{1.35 \cdot n \cdot V_{LLp} \cdot (0.85)} \right] = 0 \cdot \text{deg}$$

$$\alpha_2 := \arccos \left[\frac{V_d}{1.35 \cdot n \cdot V_{LLp} \cdot (1.15)} \right] = 42.343 \cdot \text{deg}$$

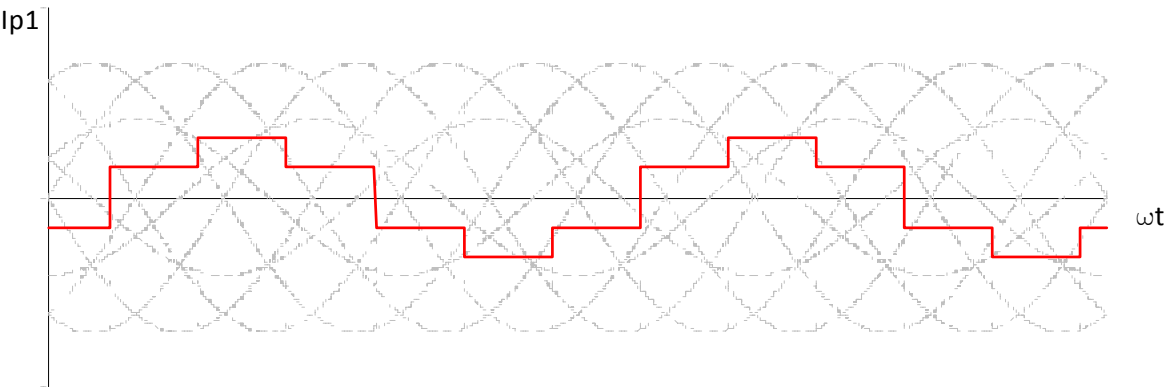
c) Forma de onda del voltaje de salida para voltaje máximo de entrada, $\alpha = 42.343$



Voltaje en uno de los tiristores, para voltaje máximo de entrada, $\alpha = 42.343$



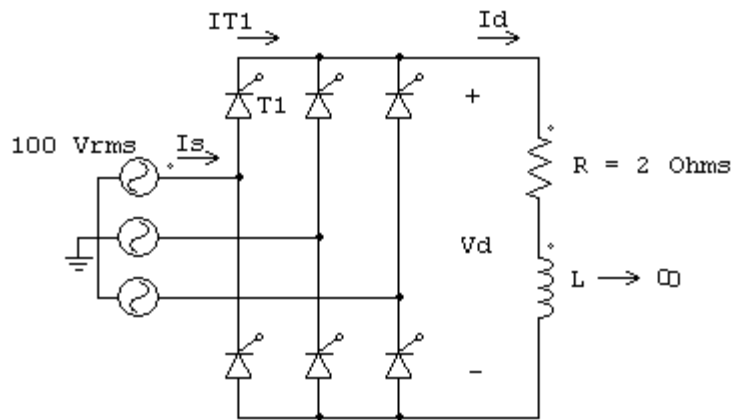
Corriente de línea
primaria



Problema 3

El rectificador de la figura opera con un ángulo de disparo de $\alpha = 60^\circ$. Determinar:

- El valor medio del voltaje en la carga
- La corriente efectiva en tiristores
- La corriente efectiva a la entrada del rectificador



- El valor medio del voltaje en la carga

$$\underline{V_d} := 1.35\sqrt{3} \cdot 100 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) = 116.91 \text{ V} \quad \underline{R} := 2 \quad \underline{I_d} := \frac{V_d}{R} = 58.457$$

- La corriente efectiva en tiristores

$$I_{T_rms} := \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 33.75$$

- La corriente efectiva a la entrada del rectificador

$$I_s := \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 47.73$$

Problema 4

La figura muestra la conexión serie de tres rectificadores monofásicos, estos se alimentan desde una red trifásica, a través, de un transformador trifásico. La carga requiere un voltaje medio de 400 V con una corriente perfectamente filtrada igual a 80 A.

La conexión serie de puentes se emplea para suministrar un voltaje mayor en la carga.

Se pide:

- ¿De cuantos pulsos es la configuración rectificadora?
- Dibuje el voltaje de carga
- Dibuje la corriente de entrada al transformador, i_y
- Especifique características de los diodos, considere un factor de seguridad igual a 2 para el voltaje
- Determine la potencia consumida por la carga
- Determine la razón de transformación del transformador
- Determine el factor de potencia con que trabaja el transform
- Determine la potencia del transformador

Datos:

$$V_{dc} = \frac{6}{2\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{2} \cdot 2 \cdot V_S \cdot \cos(\omega t) d\omega t \rightarrow \frac{6 \cdot \sqrt{2} \cdot V_S}{\pi}$$

$$V_{dc} := 400$$

$$I_{dc} := 80$$

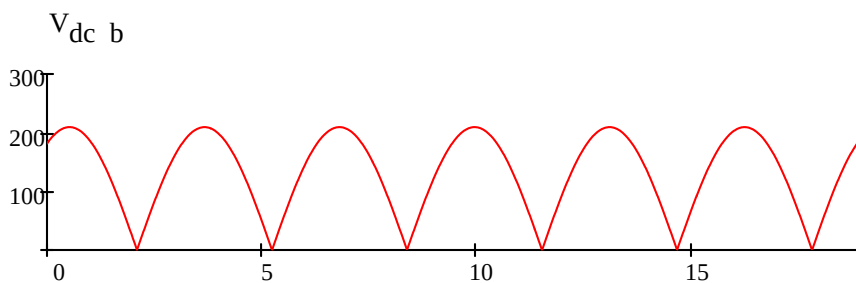
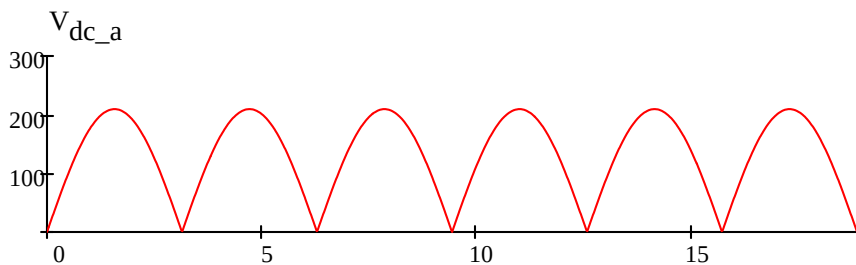
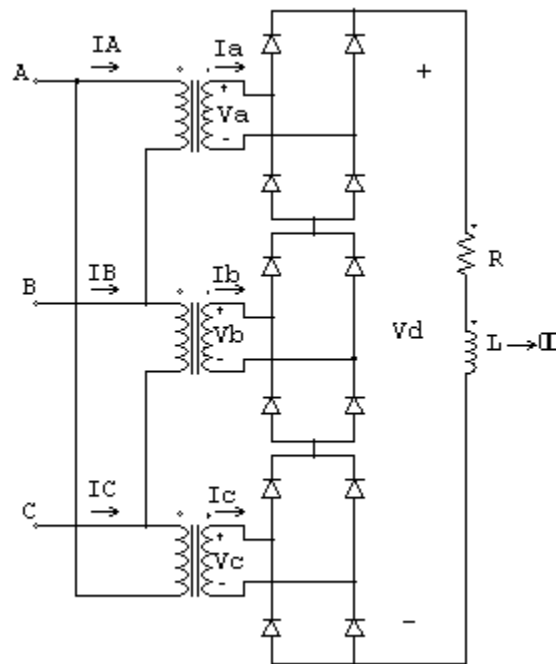
$$V_S := \frac{V_{dc} \cdot \pi}{6 \cdot \sqrt{2}} = 148.096$$

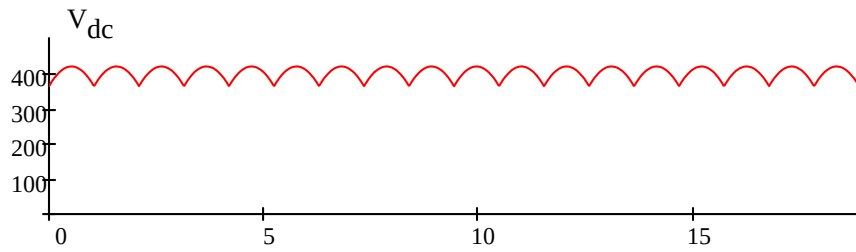
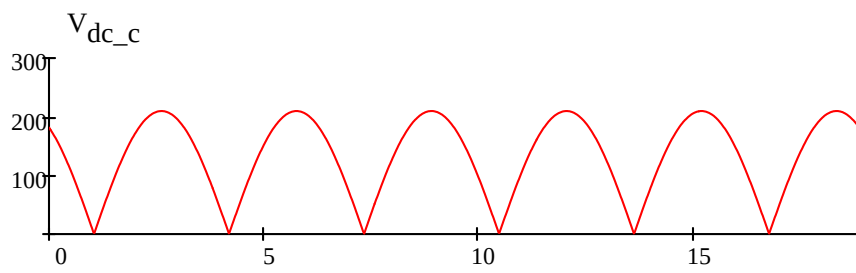
$$V_p := 380$$

- ¿De cuantos pulsos es la configuración rectificadora?

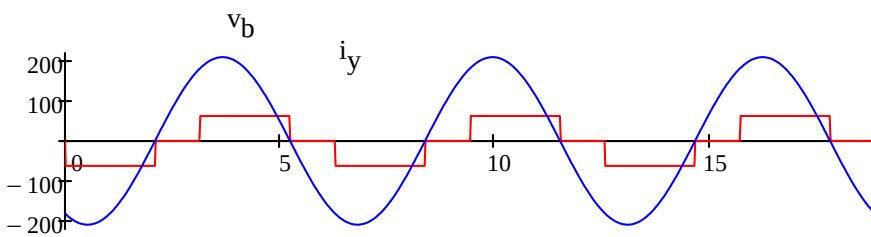
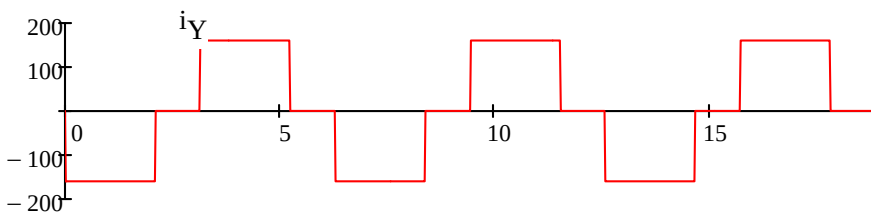
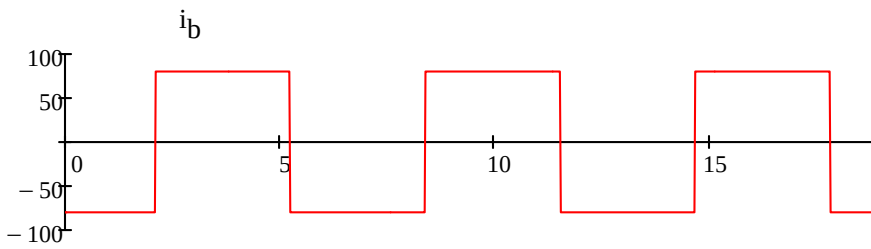
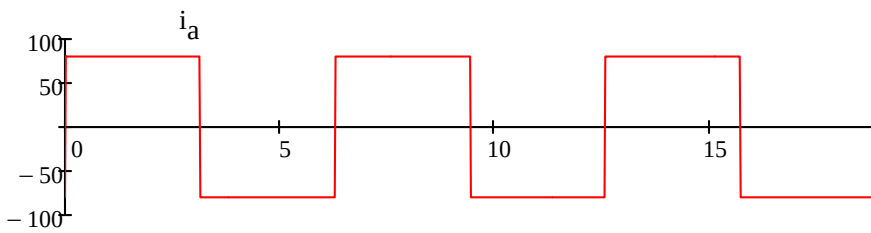
Configuración de 6 pulsos

- Dibuje el voltaje de carga





c) Dibuje la corriente de entrada al transformador, i_y



d) Especifique características de los diodos, considere un factor de seguridad igual a 2 para el voltaje

$$\begin{aligned} \text{Diodo } V_{AK} &:= 2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_s = 418.879 \text{ V} \\ \text{S: } I_{D_rms} &:= I_{dc} = 80 \text{ A} \end{aligned}$$

e) Determine la potencia consumida por la carga

$$P_{dc} := V_{dc} \cdot I_{dc} = 32000 \text{ W}$$

f) Determine la razón de transformación del transformador

$$a := \frac{V_p}{V_s} = 2.566$$

g) Determine el factor de potencia con que trabaja el transformador

$$I_{p_rms} := \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} \left(\frac{1}{a} i_y(\omega t) \right)^2 d\omega t} = 50.91 \text{ A}$$

$$\phi := \frac{\pi}{3}$$

$$I_{p1_rms} := \frac{1}{a} \frac{4 \cdot I_{dc}}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} - \frac{1}{2} \cdot \phi\right) = 24.31 \text{ A}$$

$$fp := \frac{V_p \cdot I_{p1_rms} \cdot \cos\left(\frac{\phi}{2}\right)}{V_p \cdot I_{p_rms}} = 0.413$$

h) Determine la potencia del transformador

$$I_{a_rms} := \frac{I_{dc}}{a}$$

$$S_{ac} := 3 \cdot V_p \cdot I_{a_rms} = 35543.06 \text{ kVA}$$

en terminos de las cantidades primarias

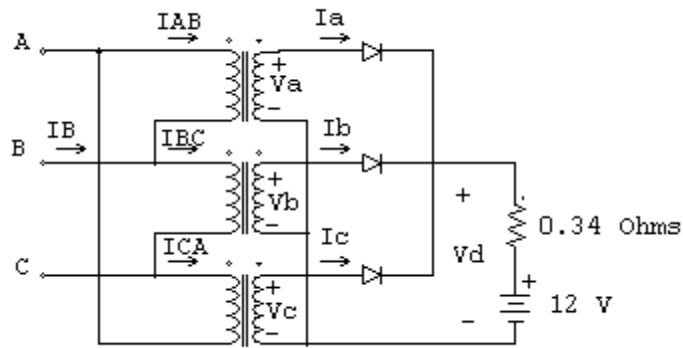
$$S_{ac} := 3 \cdot V_s \cdot I_{dc} = 35543.064 \text{ kVA}$$

en terminos de las cantidades secundarias

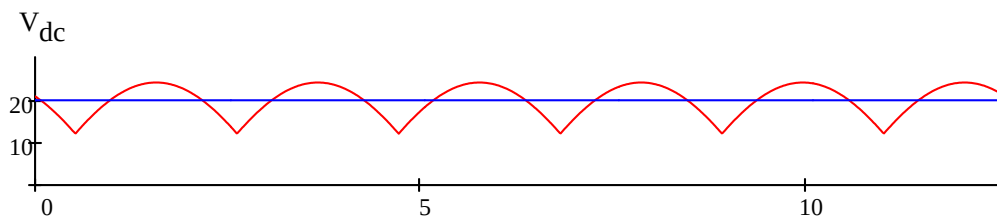
Problema 5

Un rectificador trifásico de 1/2 onda tiene como carga una batería de 12 V cuya resistencia interna es de 0.34 Ohms. El rectificador toma energía desde la red, mediante un transformador trifasico en conexión DY. El voltaje máximo, fasde neutro, en el lado secundario es e 24 V.

- Determine el valor medio del voltaje y de la corriente en la carga
- Corriente rms en los diodos
- Si la conexión del transformador se cambia por una YY, dibujar la forma de onda de la corriente en la carga y obtenga su valor medio.

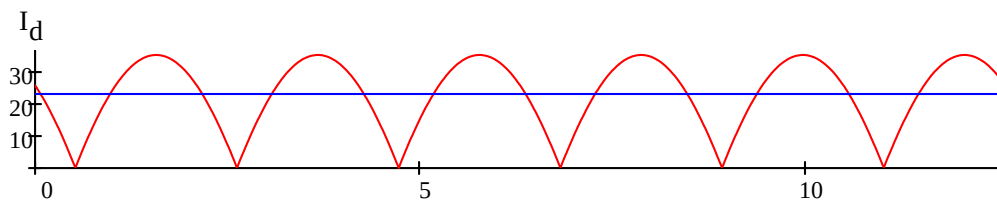


- Determine el valor medio del voltaje y de la corriente en la carga



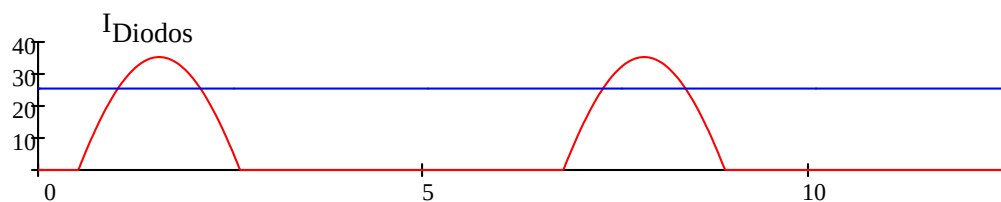
$$V_{d} := \frac{1}{\frac{4\pi}{6}} \left(\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega t) d\omega t \right) = 19.848$$

$$I_{d} := \frac{(V_d - 12)}{0.34}$$



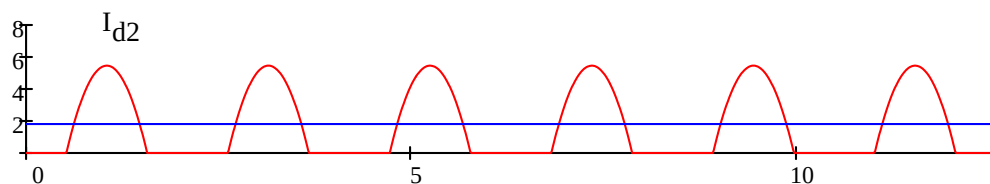
$$I_{d} := \frac{1}{\frac{4\pi}{6}} \left[\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \frac{(\sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega t) - 12)}{0.34} d\omega t \right] = 23.082$$

b) Corriente rms en los diodos



$$I_{\text{Diodos_rms}} := \sqrt{\frac{1}{\frac{4\pi}{6}} \cdot \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \left[\frac{(\sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega t) - 12)}{0.34} \right]^2 d\omega t} = 25.427$$

c) Si la conexión del transformador se cambia por una YY, dibujar la forma de onda de la corriente en la carga y obtenga su valor medio.



$$\alpha_1 := \arcsin\left(\frac{12 \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{2} V_s}\right) = 1.047$$

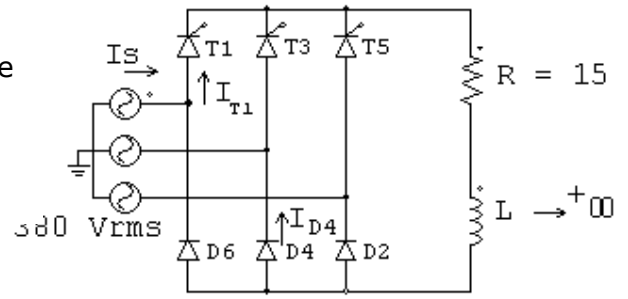
$$\alpha_2 := \pi - \arcsin\left(\frac{12 \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{2} V_s}\right)$$

$$I_{d2} := \frac{3}{2\pi} \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \left(\frac{\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot V_s \cdot \sin(\omega t) - 12}{0.34} \right) d\omega t \right] = 1.812$$

Problema 6

Para el rectificador puente trifásico semi-controlado de la figura se pide, $\alpha = 60^\circ$:

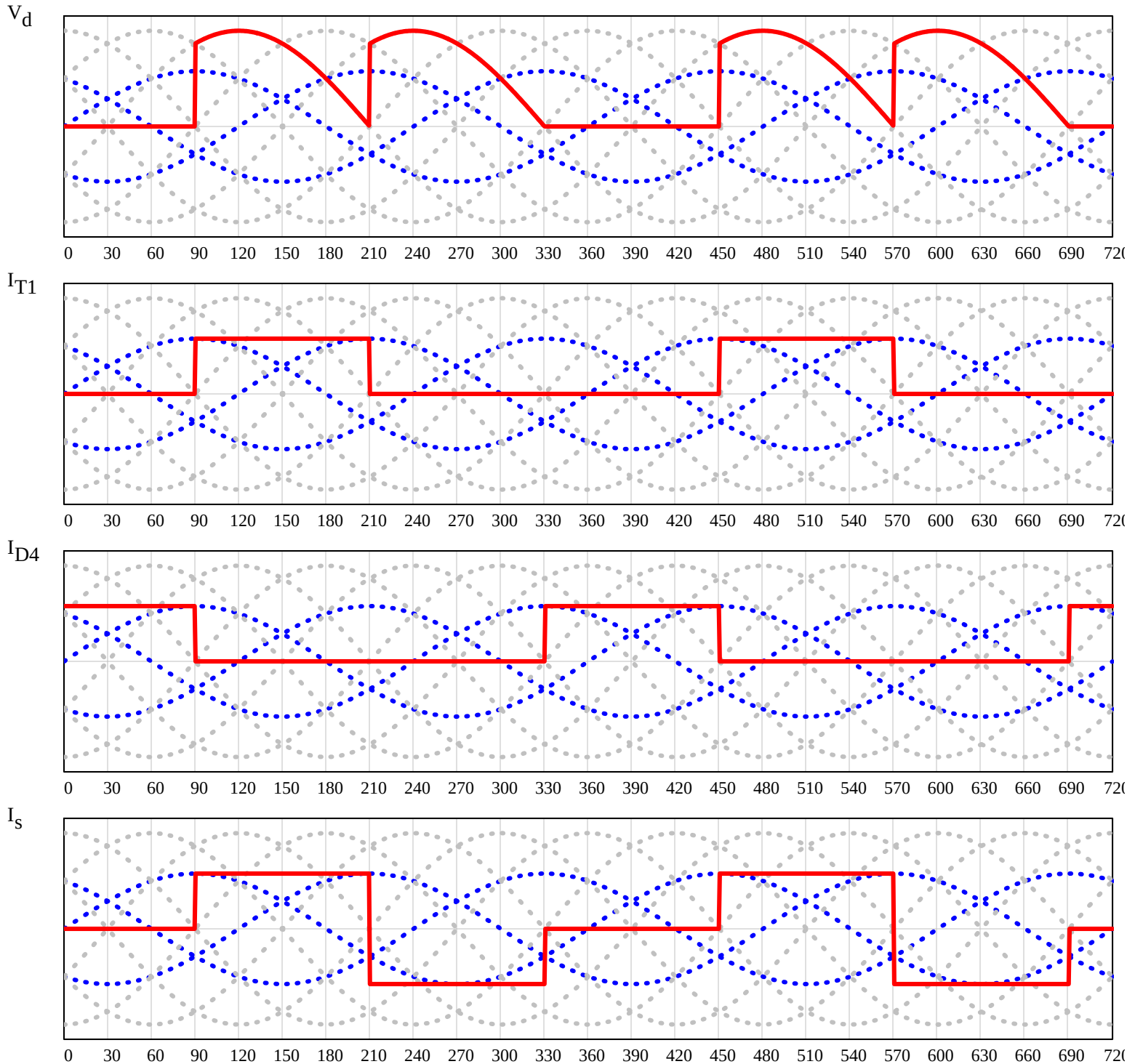
- Calcular el valor medio del voltaje de salida
- Si el tiristor T5 falla quedando en circuito abierto, dibuje las formas de onda de V_o , I_{D4} , I_{T1} e I_s .



- Calcular el valor medio del voltaje de salida

$$\alpha := \frac{\pi}{3} \quad V_{LL} := 380 \quad R := 15 \quad V_o := \frac{3}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{LL} \cdot (1 + \cos(\alpha)) = 384.885 \quad I_o := \frac{V_o}{R} = 25.659$$

- Si el tiristor T5 falla quedando en circuito abierto, dibuje las formas de onda de V_d , I_{D4} , I_{T1} e I_s para $\alpha = 60^\circ$



Problema 7

Con un puente rectificador trifásico completamente controlado se alimenta un conjunto de baterías conectadas en serie dando 450 V ($V_{BAT} = 450$ V). El rectificador está conectado a una red trifásica de 380 V. Entre las baterías y el rectificador se ha colocado una bobina con una inductancia "suficientemente" grande para garantizar corriente ininterrumpida. La resistencia de la bobina es de 0.5 Ω .

1. Si se quiere entregar una potencia de 45 kW a las baterías, ¿cuánto debe valer el ángulo de disparo del rectificador?
¿Cuánto vale el factor de potencia de la instalación?
2. Dibujar acotando convenientemente, (a) la tensión de la fase "a" de la red, (b) la tensión compuesta v_{ab} , (c) la corriente de fase "a" de la red y (d) la corriente de un tiristor del puente rectificador para:
 - a) Ángulo de disparo cero grados
 - b) Ángulo de disparo en el apartado anterior (1).
3. Calcular la corriente máxima, media y eficaz de un tiristor en el caso del apartado (1).
Calcular el valor de la inductancia mínima necesaria para mantener conducción ininterrumpida en el caso del apartado (1).

a) $V_{BAT} := 450$ $V_{LL} := 380$ $R_L := 0.5$ $P_o := 45000$

$$I_d := \frac{P_o}{V_{BAT}} = 100$$

$$\frac{380 \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 310.269$$

$$V_d := V_{BAT} + R_L \cdot I_d = 500$$

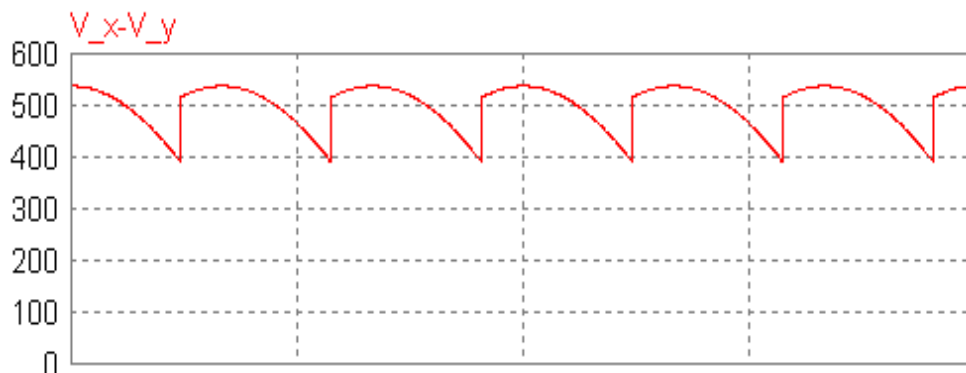
$$\alpha := \arccos\left(\frac{V_d}{\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot 380}\right) = 13.014^\circ \text{ deg}$$

$$I_s := \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 81.65$$

$$I_{s1} := \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot I_d = 77.97$$

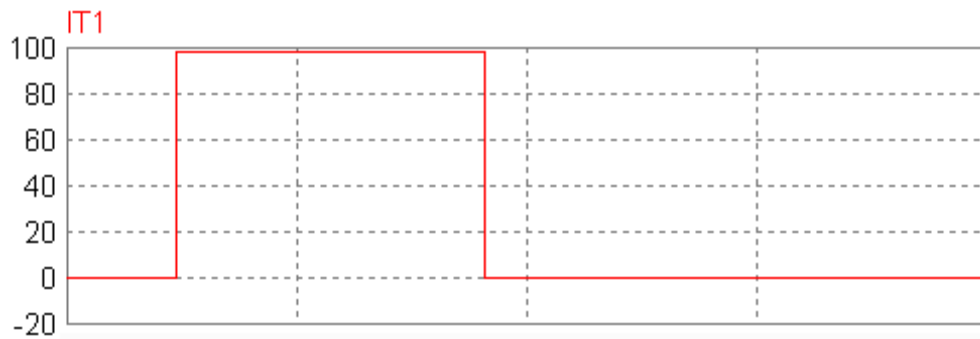
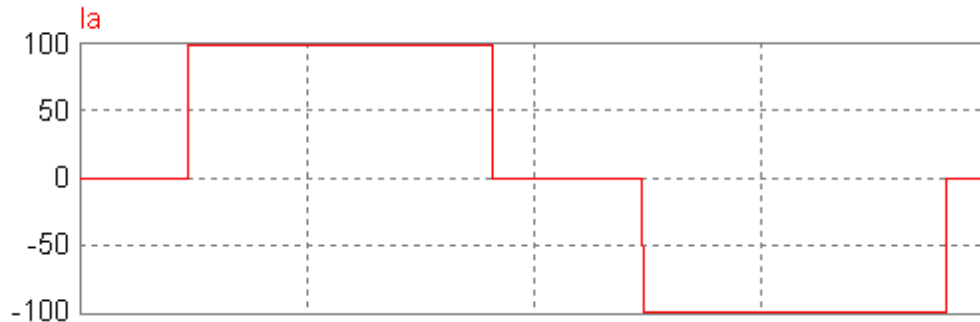
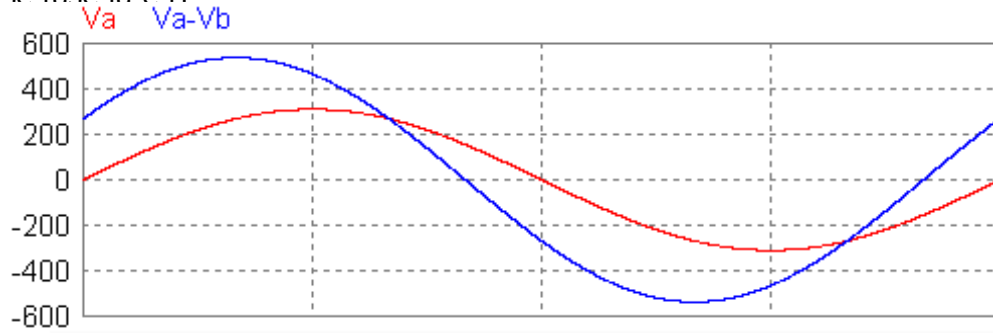
$$\phi := \alpha$$

$$F_p := \frac{I_{s1}}{I_s} \cdot \cos(\phi) = 0.93$$



b) Tensión de fase Van, Voltaje entre línea Vab, La corriente

se fase ia e iT



c) $i.T_{max} = 100 \text{ A}$

$i.T_{med} = 33.3 \text{ A}$

$i.T_{rmax} = 57.7 \text{ A}$

d) Voltaje de salida del conversor

$$V_o(t) = \frac{3 \cdot V_{LL_m\acute{a}x}}{\pi} + \frac{6 \cdot V_{LL_m\acute{a}x}}{\pi \cdot (n^2 - 1)} \quad n = 6, 18, \dots$$

Considerando unicamente el armónico sexto

$$V_{o1} := \frac{6 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{LL}}{\pi \cdot (36 - 1)} = 29.325$$

$$\Delta I_L := 50$$

$$Z_6(L) := 0.5 + 2 \cdot \pi \cdot 6 \cdot 50 \cdot L$$

$$L := \frac{\sqrt{\left(\frac{V_{o1}}{\Delta I_L}\right)^2 - 0.5^2}}{(2 \cdot \pi \cdot 6 \cdot 50)} = 1.626 \times 10^{-4}$$

$$\frac{6}{\pi \cdot (36 - 1)} = 0.055$$

Problema 8

Un puente trifásico, $V_{LL} = 460 \text{ V (rms)}$ a 50 Hz , y $L_s = 5 \text{ mH}$, el ángulo de retraso es de $\alpha = 30^\circ$, El convertor suministra una potencia de 5 kW . Asuma corriente continua de salida.

- Calcule el ángulo de conmutación, μ
- Dibuje las formas de onda de las variables del convertor, v_d , i_s
- Calcule el desplazamiento de fase, DPF
- El factor de distorsión armónica, THD de la corriente de entrada
- El factor de potencia de operación de éste convertor

a) $V_{LL} := 460$ $f := 50$ $L_s := 0.005$ $\alpha := 30 \cdot \text{deg}$ $P_o := 5000$ $\omega := 2 \cdot \pi \cdot f$

$$V_d = \frac{3}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{LL} \cdot \cos(\alpha) - \frac{3}{\pi} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \frac{P_o}{V_d}$$

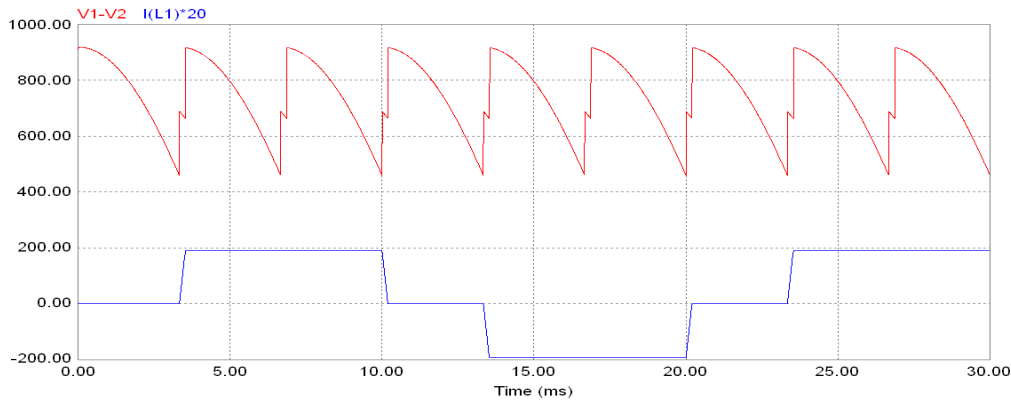
$$V_d := \frac{\sqrt{3} \cdot \sqrt{3 \cdot V_{LL}^2 + 3 \cdot V_{LL}^2 \cdot \cos(2 \cdot \alpha) - 8 \cdot \pi^2 \cdot L_s \cdot P_o \cdot f} + 3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{LL} \cdot \cos(\alpha)}{2 \cdot \pi} = 523.669$$

$$I_d := \frac{P_o}{V_d} = 9.548$$

$$\cos(\alpha + \mu) = \cos(\alpha) - \frac{2 \cdot \omega \cdot L_s}{\sqrt{2} V_{LL}} \cdot I_d = 0.82$$

$$\mu := \arccos\left(\cos(\alpha) - \frac{2 \cdot \omega \cdot L_s}{\sqrt{2} V_{LL}} \cdot I_d\right) - \alpha = 4.924 \cdot \text{deg}$$

b)



c) $\text{DPF} := \frac{1}{2} \cdot (\cos(\alpha) + \cos(\alpha + \mu)) = 48.299 \cdot \text{deg}$

d) con $L_s = 0$ $I_{s1} := \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d = 7.796$ $I_{s1} := \frac{3}{\pi} \cdot I_s = 7.445$ $\% \text{THD} := \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \cdot 100 = 31.084$

con $L_s < 0$ $f_p = \frac{I_{s1}}{I_s} \cdot \text{DPF}$ $I_{s1} := \sqrt{\frac{P_o}{\sqrt{3} \cdot 460 \cdot \frac{\text{DPF}}{I_s}}} = 7.618$ $\% \text{THD} := \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \cdot 100 = 21.725$

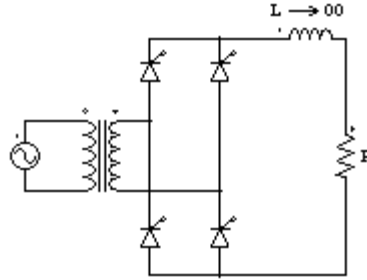
e) $f_p := \frac{I_{s1}}{I_s} \cdot \text{DPF} = 0.824$

Problema 9

El conversor de la figura suministra una carga de 1 kW. El transformador tiene una capacidad de 1.5 kVA con un voltaje en el lado de la fuente de 120 V y utilizado en 60 Hz. La reactancia del transformador es de 8% en base propia. El voltaje nominal de la fuente es de 115 V y esta variando en un rango de -10% y +5%. Se asume que L es suficientemente grande para considerar que I_d es constante.

a) Determine la razón mínima de vueltas del transformador si el voltaje dc de carga es un voltaje regulado en un valor constante de 100V.

b)Cuál es el valor de α cuando V_s es de 115 V +5%.



$$X_s := 8 \quad V_n := 120 \quad S_T := 1.5 \text{ kVA}$$

$$P_d := 1000 \quad I_d := 10 \quad V_s := 115 \quad V_{s_min} := V_s \cdot 0.9 = 103.5 \quad V_{s_max} := V_s \cdot 1.05 = 120.75 \quad w := 2 \cdot \pi \cdot 60 = 376.991$$

Calculo de L_s

$$L_s := \frac{X_s}{100} \cdot \frac{V_n^2}{S_T \cdot 1000} \cdot \frac{1}{w} = 2.037 \times 10^{-3}$$

razon de transformación minima

$$V_d = \frac{0.9}{a} \cdot V_{s_min} \cdot \cos(\alpha) - \frac{2}{\pi} w \cdot L_s \cdot I_d$$

sustituyendo con

$$\alpha := 0 \quad V_d := 100$$

$$a_{min} := \frac{0.9 \cdot V_{s_min} \cdot \cos(\alpha)}{V_d + \frac{2}{\pi} w \cdot L_s \cdot I_d} = 0.888$$

b) Con

$$V_{s_max} = 120.75$$

$$\alpha := \arccos \left(\frac{V_d + \frac{2}{\pi} w \cdot L_s \cdot I_d}{\frac{0.9}{a_{min}} \cdot V_{s_max}} \right) = 31.003 \cdot \text{deg}$$

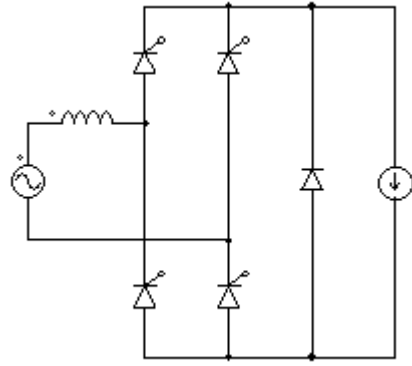
Problema 10

Para el circuito de la figura.

a) Para $\alpha = \pi/2$, la potencia entregada por el generador es de 1KW, calcule la corriente que circula por la carga. (0.5 puntos)

b) En las condiciones del apartado anterior, obtenga el valor medio y eficaz de la corriente en T1. (0.5 puntos).

Datos: $V_{s_rms} = 180$ V, $f = 50$ Hz, $L_s = 0$.



Solución

a)

$$\frac{1}{\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega T) \, d\omega T \rightarrow 0.83600800786016996002 \cdot V_s$$

$$V_s := 180 \quad \alpha := \frac{\pi}{2} \quad P := 1000$$

$$V_d := \frac{\sqrt{2} \cdot V_s \cdot (\cos(\alpha) + 1)}{\pi} = 81.028$$

$$I_d := \frac{P}{V_d} = 12.341$$

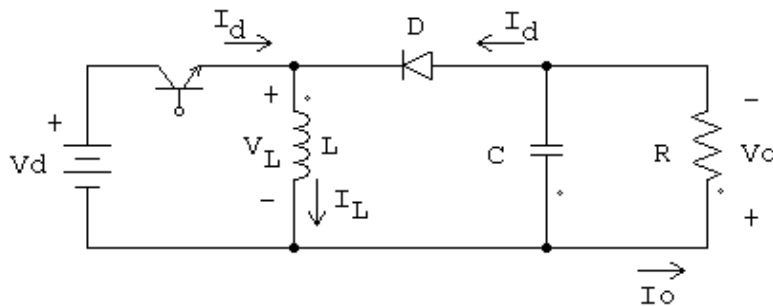
b)

$$I_{T1} := \frac{I_d}{4} = 3.085$$

$$I_{T1_rms} := \frac{I_d}{2} = 6.171$$

Problema 1

El convertidor que se muestra en la figura opera en MCC, todos los componentes son ideales. El ciclo de trabajo se ajusta para que $V_o = 0.5 V_d$.



$$V_d = 50 \text{ V}$$

$$R = 5 \text{ } \Omega$$

$$L = 150 \text{ mH}$$

$$C = 220 \text{ } \mu\text{F}$$

$$f_s = 25 \text{ kHz}$$

- Muestre que el valor medio del voltaje en la inductancia es cero
- Deduzca una expresión para el voltaje de salida como una función del voltaje de la fuente y el ciclo de trabajo
- Determine el valor medio de la corriente de carga
- Determine el valor medio de la corriente de la fuente
- Determine el valor peak-to-peak de la corriente en el inductor
- Dibuje el voltaje en el inductor para un período
- Dibuje la corriente en el inductor para un período
- Dibuje la corriente en la fuente para un período
- Encuentre el mínimo valor que puede darse a la inductancia que mantiene al conversor operando en MCC
- Muestre que el rizado del voltaje puede expresarse como

$$\Delta V_o = \frac{DT_s V_o}{C R}$$

- Calcule el rizado del voltaje en la carga cuando la inductancia es la encontrada en la pregunta (i)
- Dibuje el voltaje de salida mostrando claramente el instante en que se alcanzan los valores máximos y mínimos

Solución

- Muestre que el valor medio del voltaje en la inductancia es cero

En MCC se sabe que

$$i(t_0 + T_s) = i(t_0)$$

además

$$v_L = L \cdot \frac{d}{dt} i_L$$

$$i(t_0 + T_s) = i(t_0) + \frac{1}{L} \int_{t_0}^{t_0 + T_s} v_L dt$$

de donde

$$\frac{1}{L} \int_{t_0}^{t_0 + T_s} v_L dt = 0$$

b) Derive una expresión para el voltaje V_o de salida como una función del voltaje V_d de la fuente y del ciclo de trabajo D .

Igualando a cero los volt-segundo por período en la inductancia

$$V_d \cdot D T_s - V_o (1 - D) T_s = 0$$

$$V_o = \frac{D}{1 - D} V_d$$

c) Para $D := \frac{1}{3} = 0.333$ $V_d := 50$ $R := 5$ $f_s := 25000$ $L := 150 \cdot 10^{-3}$ $C := 220 \cdot 10^{-6}$ $T_s := \frac{1}{f_s}$

$$V_o := \frac{D}{1 - D} V_d = 25$$

$$I_o := \frac{V_o}{R} = 5$$

$$I_d := \frac{D}{1 - D} \cdot I_o = 2.5$$

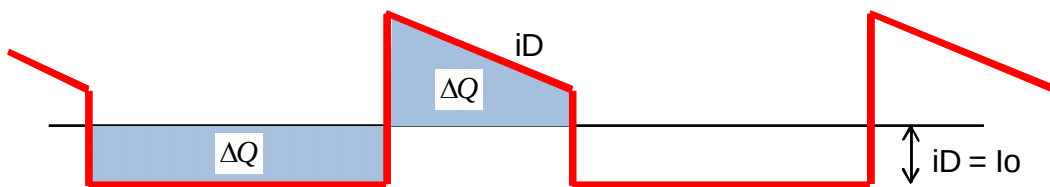
d) El minimo valor de L que mantiene operando el conversor en MCC es

$$\Delta I_L = \frac{V_d}{L} \cdot D \cdot T_s$$

en condiciones de borde

$$i_{Lmax} = 2I_L \quad L_{crit} := \frac{(1 - D)^2}{2 \cdot f_s} R = 4.444 \times 10^{-5}$$

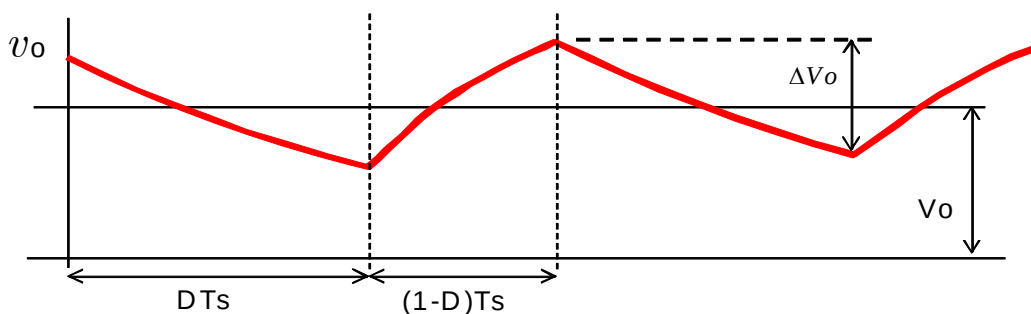
e) Muestre que el rizado puede expresarse como:



$$\Delta V_o = \frac{D \cdot T_s}{C} \cdot \frac{V_o}{R}$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o \cdot D \cdot T_s}{C} = \frac{D \cdot T_s}{C} \cdot \frac{V_o}{R}$$

f) Calcular el voltaje de rizado y graficar $v_o(t)$, indicando donde se alcanzan los valores mínimos y máximo



$$\Delta V_o := \frac{D \cdot T_s}{C} \cdot \frac{V_o}{R} = 0.303$$

Problema 2

Un conversor buck-boost está operando en MCC estado estacionario bajo las siguientes condiciones: $V_{in}=14\text{ V}$, $V_o = 24\text{ V}$, $P_o = 21\text{ W}$, $\Delta i_L = 1.8\text{ A}$, $f_s = 200\text{ kHz}$. Asumiendo componentes ideales se pide:

- Determinar el valor de la inductancia L
- Dibujar la forma de onda de la señal de control, q
- Dibujar la forma de onda del voltaje en el diodo, v_A
- Dibujar la forma de onda del voltaje en la inductancia, v_L
- Dibujar la forma de onda de la corriente de rizado en la inductancia, i_{L_rizado}
- Dibujar la forma de onda de la corriente en la inductancia, i_L
- Dibujar la forma de onda de la corriente en el diodo, i_{diodo}
- Dibujar la forma de onda de la corriente en el condensador, i_C

$$V_o := 24 \quad V_{in} := 14 \quad P_o := 21 \quad \Delta i_L := 1.8 \quad f_s := 200$$

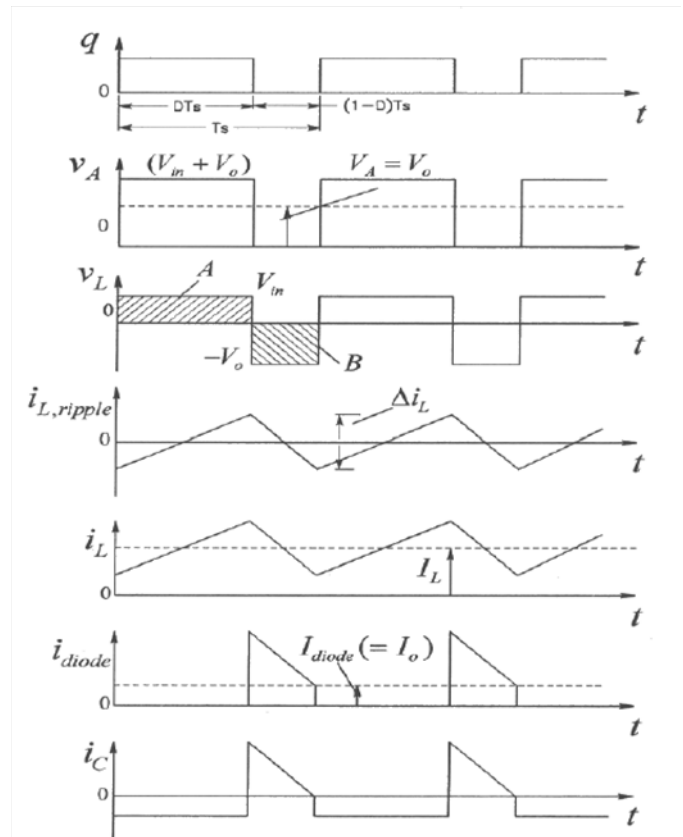
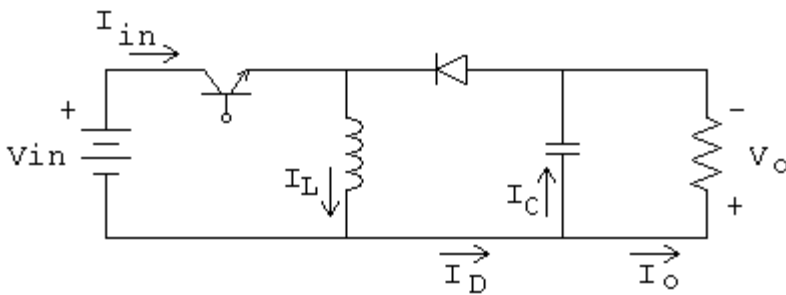
$$D := \frac{\frac{V_o}{V_{in}}}{1 + \frac{V_o}{V_{in}}} = 0.632$$

$$R := \frac{V_o^2}{P_o} = 27.429$$

$$T_s := \frac{1}{f_s} = 5 \times 10^{-3}$$

$$L_{crit} := (1 - D)^2 \cdot \frac{R \cdot T_s}{2}$$

$$L_s := 25 \cdot L_{crit} = 0.233$$



Problema 3

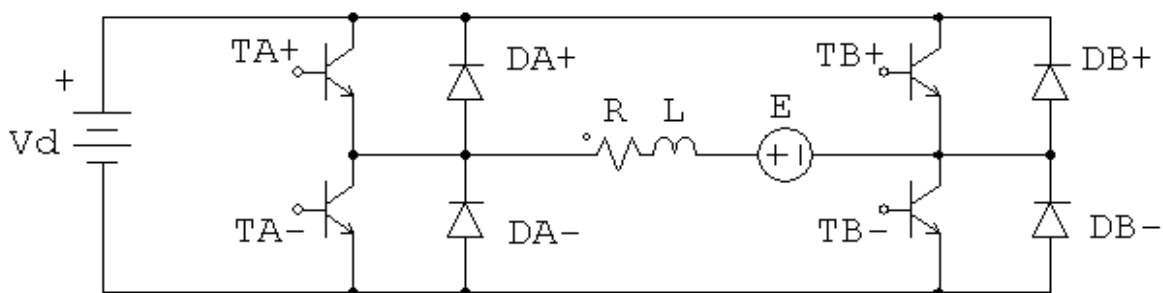
Considere el convertor dc-dc puente anda completa que emplea modulación por ancho de pulso (PWM), con voltaje switch unipolar.

a) Para la carga que se indica en la figura obtenga en forma analítica el valor de (V_o/V_d) que da un rizado máximo (peak-to-peak) en la corriente de salida I_o . Calcule el rizado en términos de V_d , L y f_s . Asuma que R_a es despreciable.

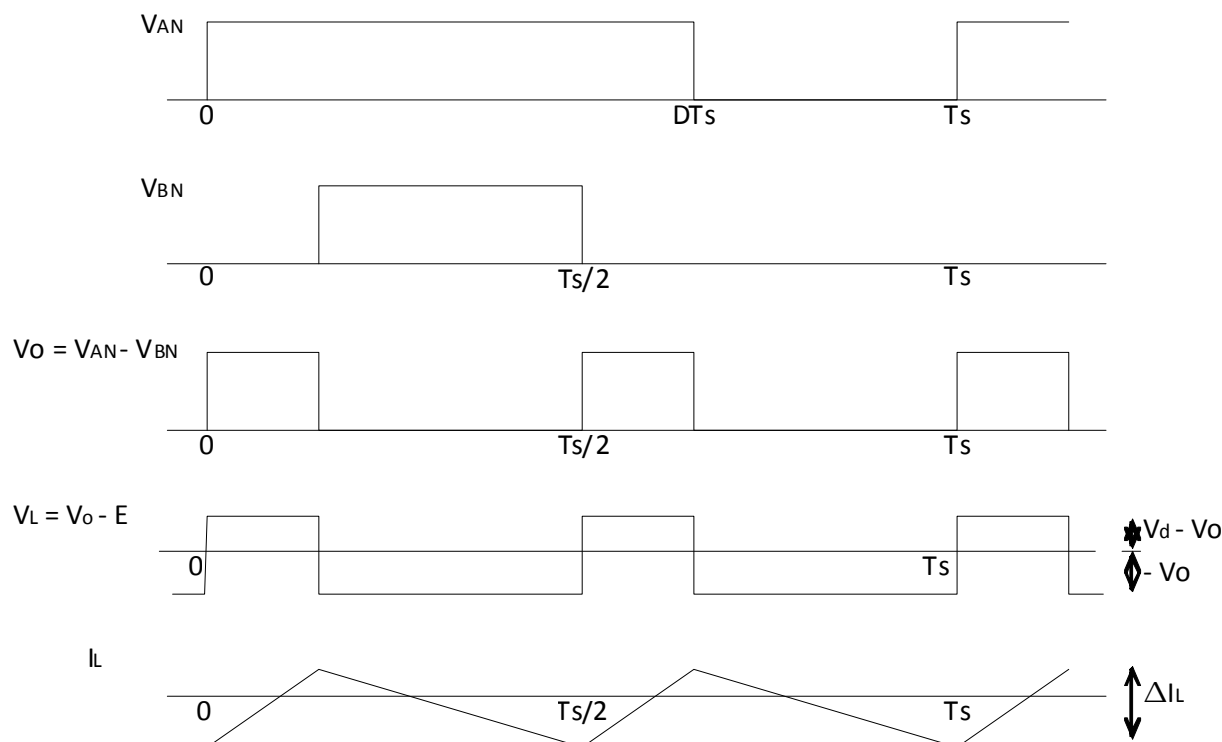
b) Considerando los siguientes datos: $V_d = 240$ V, $E = 98$ V, $R = 1$ Ω , $L = 15$ mH, $f_s = 500$ Hz y el ciclo de trabajo encontrado en (a)

i. Identifique el cuadrante en que trabaja el convertor

ii. Identifique los instantes en que conduce cada elemento durante un período



a) Para la carga que se indica en la figura obtenga en forma analítica el valor de (V_o/V_d) que da un rizado máximo (peak-to-peak) en la corriente de salida I_o . Calcule el rizado en términos de V_d , L y f_s . Asuma que R_a es despreciable.



De la figura

$$\Delta i_L = \frac{V_d - V_o}{L} \left(D - \frac{1}{2} \right) T_s$$

Pero como sabemos

$$\frac{V_o}{V_d} = 2D - 1$$

Entonces

$$\Delta i_L = \frac{V_d \left(1 - \frac{V_o}{V_d} \right)}{2L_f} \frac{V_o}{V_d} = \frac{V_d}{2L_f} \left(1 - \frac{V_o}{V_d} \right) \frac{V_o}{V_d}$$

Así

$$\frac{d\Delta i_L}{d\left(\frac{V_o}{V_d}\right)} = \frac{V_d}{2L_f} \left[1 - 2\left(\frac{V_o}{V_d}\right) \right] = 0 \quad \frac{V_o}{V_d} = 0.5$$

En términos del ciclo de carga D, el rizado máximo se obtiene para:

$$\Delta i_L = \frac{V_d}{L_f} (1 - D)(2D - 1)$$

$$\frac{d\Delta i_L}{dD} = \frac{V_d}{L_f} [3 - 4D] = 0 \quad D = \frac{3}{4}$$

b) Dado:

$$V_d := 240 \quad E := 98 \quad R := 1 \quad L := 0.015 \quad f_s := 500 \quad D := 0.75$$

$$V_o := (2D - 1)V_d = 120 \quad I_o := \frac{V_o - E}{R} = 22$$

i) Como $V_o = 120$ y $I_o = 22$, ambos positivos. Entonces el convertidor opera en el primer cuadrante

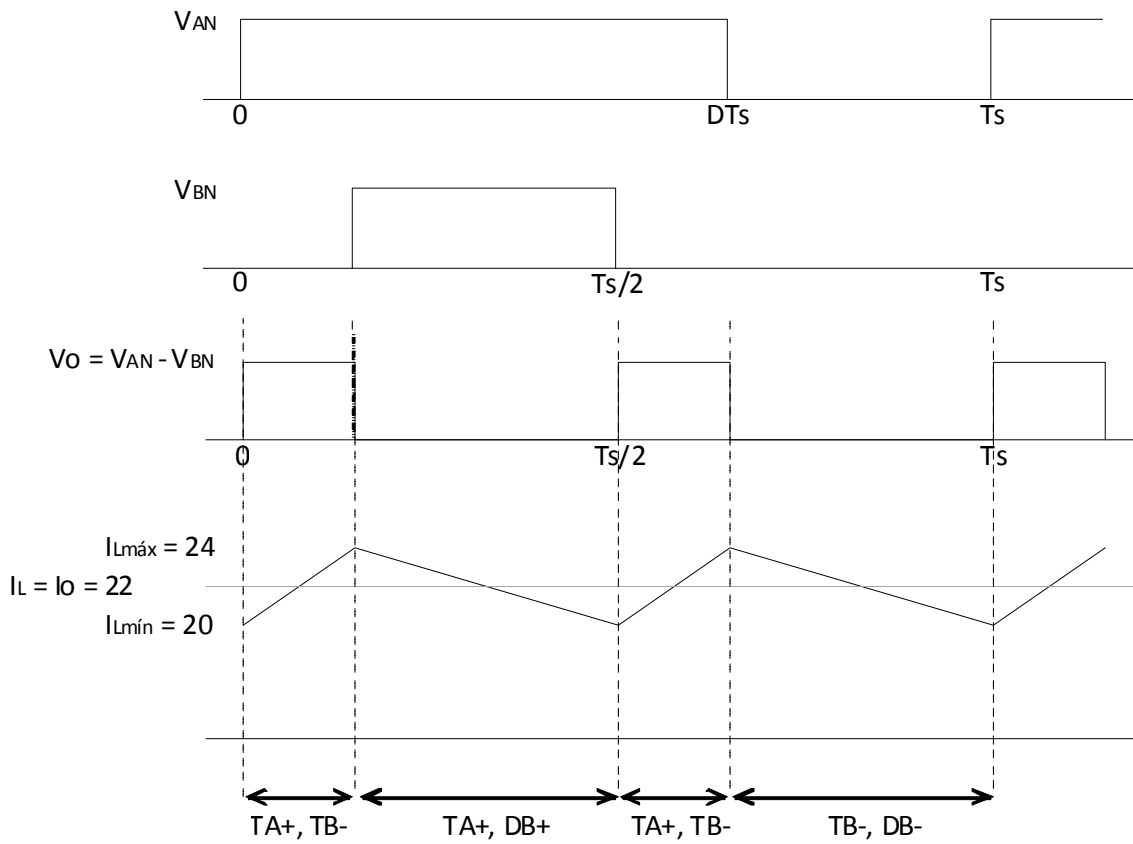
ii) Instantes de conducción de los dispositivos

$$I_L := I_0 = 22$$

$$\Delta i_L := \frac{V_d}{L \cdot f_s} (1 - D)(2D - 1) = 4$$

$$i_{L\max} := I_L + \frac{1}{2} \Delta i_L = 24$$

$$i_{L\min} := I_L - \frac{1}{2} \Delta i_L = 20$$



Problema 4

Se dispone de un convertidor Buck donde el transistor es conmutado a una frecuencia de 10 kHz.

- Si se desea proporcionar una tensión regulada de 12 V a la salida a partir de una entrada que puede variar entre 15 y 18V, y la carga del circuito nunca será superior a $100\ \Omega$ e inferior a $10\ \Omega$, calcule el mínimo valor de L que garantice que el convertidor siempre funcione en zona continua.
- A continuación se utiliza un elemento inductivo de valor 10 mH y se mantiene el resto de los datos empleados en la pregunta anterior. Obtenga los valores máximos de tensión y corriente que soporta el interruptor T en tales condiciones
- Calcule el mínimo valor de capacidad C que habría que emplear si se trabaja con los siguientes datos, $L=100\ \mu\text{H}$, $V_D=15\ \text{V}$, $V_O=12\ \text{V}$, $R=50\ \Omega$ y se desea que el rizado de la tensión de salida pico a pico sea inferior a 20 mV.

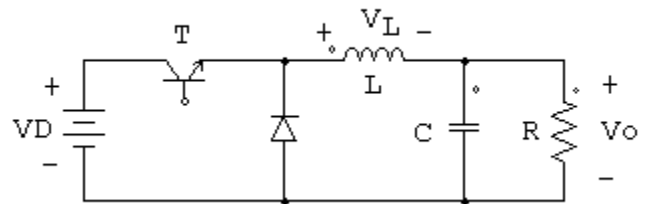
a) Para que el conversor opere siempre en MCC

$$I_{OB} \leq I_O$$

con D variando entre

$$\frac{12}{18} \leq D \leq \frac{12}{15}$$

La peor condición se obtiene para I_O más bajo y V_D más alto, es decir:



$$I_{O\min} := \frac{12}{100} = 0.12 \quad \text{A} \quad V_D := 18 \quad \text{V}$$

La condición de operación del conversor la obtenemos de

$$K := \frac{L \cdot I_O}{V_D \cdot T}$$

Para la condición de borde $K = \frac{1}{8}$

$$T := \frac{1}{10000} \quad K := \frac{1}{8}$$

$$L_B := \frac{K \cdot V_D \cdot T}{I_O} = 1.875 \times 10^{-3} \quad \text{H}$$

b) El voltaje máximo que soporta el interruptor es

$$V_{Tmax} := 18 \quad V$$

La corriente máxima que soporta el interruptor se obtiene para $R = 10$

$$L := 0.010$$

$$R := 10$$

$$V_o := 12$$

$$D := \frac{12}{18} = 0.667$$

$$\Delta i_L := \frac{V_o}{L} \cdot (1 - D) \cdot T = 0.04$$

$$I_{Tmax} := \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \Delta i_L = 1.22 \quad A$$

c) Calcule el mínimo valor de capacidad C que habría que emplear si se trabaja con los siguientes datos, $L=100 \mu H$, $V_d=15 V$, $V_o=12 V$, $R=50 \Omega$ y se desea que el rizado de la tensión de salida pico a pico sea inferior a 20 mV.

$$L := 100 \cdot 10^{-6}$$

$$V_D := 15$$

$$V_o := 12$$

$$R := 50$$

$$I_o := \frac{V_o}{R} = 0.24$$

$$\Delta V_o := 0.020$$

$$K := \frac{L \cdot I_o}{V_D \cdot T} = 0.016$$

Como $K < \frac{1}{8} = 0.125$ conversor en MCD

En MCD

$$V_o = \frac{V_D}{1 + \frac{2 \cdot L \cdot I_o}{V_D \cdot D^2 \cdot T}}$$

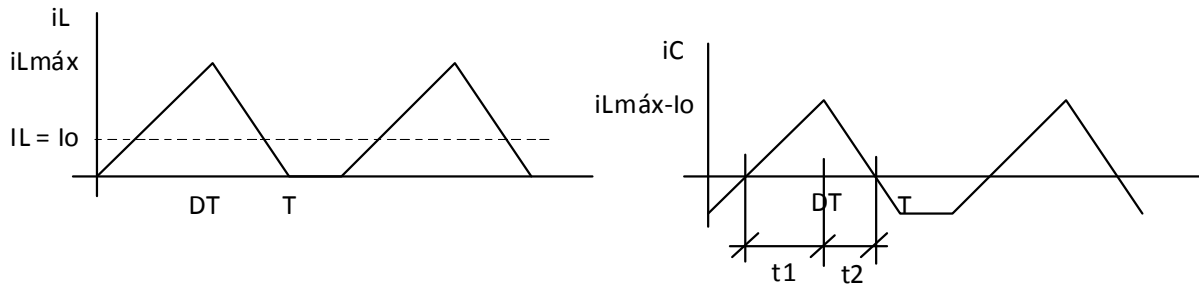
de donde

$$D := \sqrt{\frac{2 \cdot L \cdot I_o}{V_D \cdot T \cdot \left(\frac{V_D}{V_o} - 1 \right)}} = 0.358$$

Así

$$i_{Lmax} := \frac{V_D - V_o}{L} \cdot D \cdot T = 1.073$$

$$I_L = I_o$$



De la figura se deduce

$$i_{Lmax} - I_o = \frac{V_D - V_o}{L} t_1$$

$$i_{Lmax} - I_o = \frac{V_o}{L} t_2$$

de donde

$$t_1 := \frac{L}{V_D - V_o} (i_{Lmax} - I_o) = 2.778 \times 10^{-5} \quad s$$

$$t_2 := \frac{L}{V_o} (i_{Lmax} - I_o) = 6.944 \times 10^{-6} \quad s$$

se requiere

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} \leq 0.02$$

de manera que:

$$C := \frac{(i_{Lmax} - I_o) \cdot (t_1 + t_2)}{2 \cdot 0.02} = 7.233 \times 10^{-4}$$

Problema 5

Un inversor monofásico tipo onda cuadrada con cancelación de voltaje alimenta una carga puramente inductiva de 10 mH con un voltaje efectivo de 150 V y frecuencia de 50 Hz. El voltaje de entrada al inversor es de 210 V

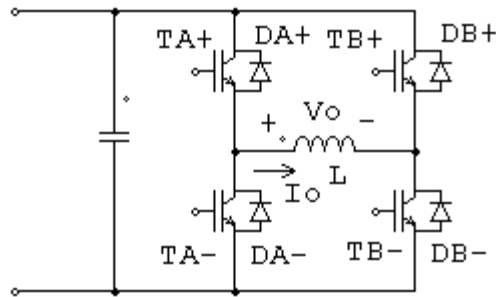
a) Dibuje el circuito conversor.

Para la situación de régimen permanente.

b) Dibuje a escala la forma de onda del voltaje en la carga.

c) Dibuje a escala la forma de onda de la corriente en la carga indicando que componente está en conducción a cada intervalo.

a)



b)

$$V_d := 210$$

$$V_o := 150$$

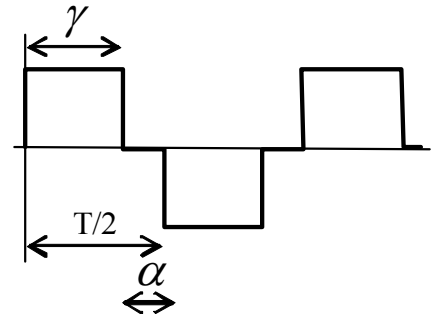
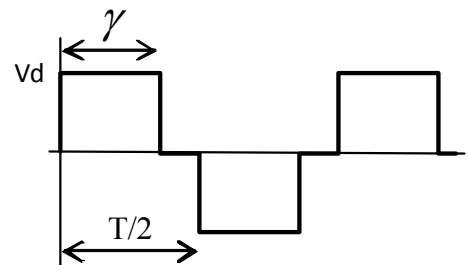
$$V_{o_rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_o^2 dt} = 150 \text{ V}$$

$$210 \sqrt{\frac{\gamma}{180}} = 150$$

$$\gamma = 0.51 \cdot \frac{T}{2}$$

$$\gamma := \left(\frac{V_o}{V_d} \right)^2 \cdot 180 = 91.837$$

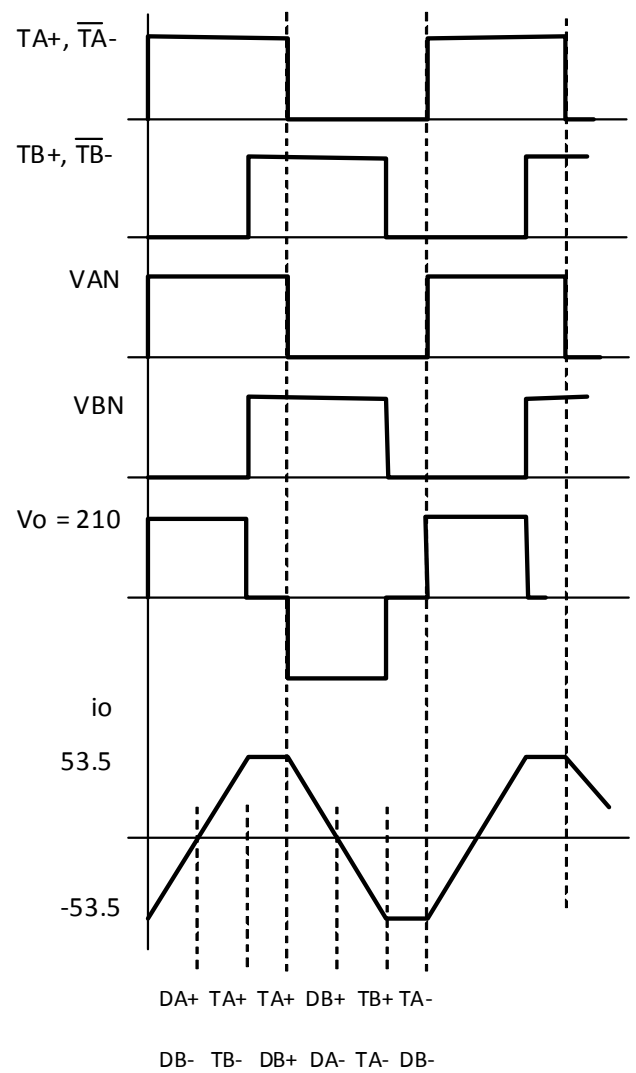
$$\alpha := \left[1 - \left(\frac{V_o}{V_d} \right)^2 \right] 180 = 88.163$$



c)

$$T_{\text{sw}} := \frac{1}{50} \quad L := 10 \cdot 10^{-3}$$

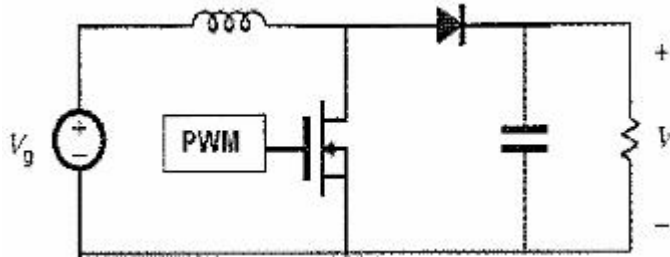
$$\Delta i_L := \frac{V_d \cdot 0.51 \cdot \frac{T}{2}}{L} = 107.1$$



Problema 6

Diseñar y simular un convertor Boost operando en el modo de conducción continua (MCC), con las siguientes especificaciones:

$$V_S := 3V \quad V_O := 5V \quad R := 1\Omega \quad \Delta V_{Vo} := 0.5 \quad L = 1.5L_c \quad f := 60000\text{Hz}$$



Operación en MCC

$$D := 1 - \frac{V_S}{V_O} = 0.4$$

$$L_c := \frac{(1-D)^2 \cdot D \cdot R}{2f} = 1.2 \times 10^{-6} \quad 1.2 \text{ uH}$$

$$L := 1.5 \cdot L_c = 1.8 \times 10^{-6} \quad 1.8 \text{ uH}$$

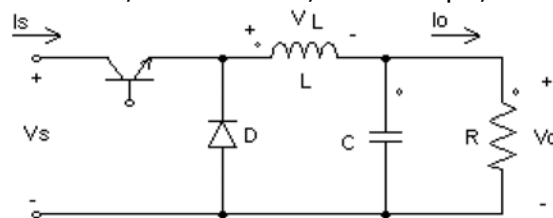
$$C := \frac{D}{R \cdot f \cdot \Delta V_{Vo}} = 1.333 \times 10^{-7} \quad 13.33 \text{ uF}$$

Problema 7

Para el convertidor de la Figura 1, con un ciclo de trabajo $D = 0.65$, se pide:

- Calcular la tensión media de salida.
- La corriente máxima y la corriente mínima por la bobina.
- El rizado en la tensión de salida.
- ¿Cuánto vale la corriente máxima por los interruptores?. Calcular el valor medio y el valor eficaz de la corriente por los interruptores.
- En las condiciones de carga del enunciado: ¿Cuánto vale la inductancia crítica para el convertidor?.
- Con la inductancia crítica calculada en el apartado anterior, ¿cuánto vale la corriente máxima por los interruptores?. ¿Y el rizado de la tensión de salida?.

Datos: $L = 250 \mu\text{H}$, $R = 10 \Omega$, $V_S = 24 \text{ V}$, $C = 75 \mu\text{F}$, frecuencia de conmutación (f_s) de 25 kHz.



Solución

Para el convertidor de la Figura 1, con un ciclo de trabajo $D = 0.65$, se pide:

$$L := 250 \cdot 10^{-6} \quad R := 10 \quad V_S := 24 \quad C := 75 \cdot 10^{-6} \quad f_s := 25000 \quad T := \frac{1}{f_s} \quad D := 0.6$$

Verificamos si el conversor opera en CCM

$$I_o := \frac{D \cdot V_s}{R} = 1.56 \quad K := \frac{L \cdot I_o}{V_s \cdot T} = 0.406 \quad K > 1/8 \implies \text{CCM}$$

a) Calcular la tensión media de salida.

$$V_o := D \cdot V_s = 15.6$$

b) La corriente máxima y la corriente mínima por la bobina.

$$I_{Lmax} := I_o + (1 - D) \cdot \frac{V_o \cdot T}{2 \cdot L} = 1.997 \quad I_{Lmin} := I_o - (1 - D) \cdot \frac{V_o \cdot T}{2 \cdot L} = 1.123$$

c) El rizado en la tensión de salida.

$$\Delta I_L := I_{Lmax} - I_{Lmin} = 0.874 \quad \Delta V_o := \frac{(1 - D) \cdot T^2}{8L \cdot C} \cdot V_o = 0.058$$

d) ¿Cuánto vale la corriente máxima por los interruptores?. Calcular el valor medio y el valor eficaz de la corriente por los interruptores.

$$I_{Tmax} := I_{Lmax} = 1.997 \quad I_{Trms} := \sqrt{D} I_o = 1.258$$

$$I_{Tav} := D \cdot I_o = 1.014$$

e) En las condiciones de carga del enunciado: ¿Cuánto vale la inductancia crítica para el convertidor?.

$$L_B := (1 - D) \frac{R \cdot T}{2} = 7 \times 10^{-5}$$

f) Con la inductancia crítica calculada en el apartado anterior, ¿cuánto vale la corriente máxima por los interruptores?. ¿Y el rizado de la tensión de salida?.

$$I_{Tmax} := I_o + (1 - D) \cdot \frac{V_o \cdot T}{2 \cdot L_B} = 3.12 \quad \Delta V_o := \frac{(1 - D) \cdot T^2}{8L_B \cdot C} \cdot V_o = 0.208$$

Problema 8

Para el convertidor de la figura 1, con frecuencia de conmutación (f_s) de 25 kHz.

a) Calcular la inductancia mínima para garantizar conducción continua en la bobina si la tensión de entrada puede estar entre 22 V y 26 V y la potencia de carga entre 20 W y 35 W. La tensión de salida se mantiene constante en 15 V.

b) Con el valor de inductancia calculada anteriormente, ¿Cuánto vale la intensidad máxima que deben soportar los interruptores en todo el margen de funcionamiento?.

Solución

Para el convertidor de la figura 1, con frecuencia de conmutación

(f_s) de 25 kHz:

$$V_{smin} := 22 \quad V_{smax} := 26 \quad P_{omin} := 20 \quad P_{omax} := 35 \quad f_s := 25000 \quad T := \frac{1}{f_s}$$

a) Calcular la inductancia mínima para garantizar conducción continua en la bobina si la tensión de entrada puede estar entre 22 V y 26 V y la potencia de carga entre 20 W y 35 W. La tensión de salida se mantiene constante en 15 V.

La situación crítica la obtenemos de (condición de menor corriente media en el elemento clave, inductancia

$$I_S := \frac{P_{\text{omin}}}{V_{S\text{max}}} = 0.769 \quad V_O := 15 \quad P_O := 20 \quad V_S := 26 \quad D := \frac{V_O}{V_S} = 0.577 \quad I_O := \frac{1}{D} \cdot I_S = 1.333$$

Para una conducción continua

$$I_O \geq \frac{D \cdot T}{2 \cdot L} (V_S - V_O) =$$

$$L_B := \frac{D \cdot T}{2 \cdot I_O} (V_S - V_O) = 9.519 \times 10^{-5}$$

b) Con el valor de inductancia calculada anteriormente, ¿Cuánto vale la intensidad máxima que deben soportar los interruptores en todo el margen de funcionamiento?.

$$I_{T\text{max}} := I_O + (1 - D) \cdot \frac{V_O \cdot T}{2 \cdot L_B} = 2.667$$

Problema 9

En el convertidor de la figura 1, se tiene:

$V_S = 60 \text{ V}$, $V_O = 25 \text{ V}$ (en valores medios), $R = 9 \Omega$, frecuencia de conmutación (f_s) 20 kHz , $L = 1 \text{ mH}$ y $C \text{ uF}$.

- Determinar el ciclo de trabajo (D).
- Determinar la corriente media por la bobina.
- Determinar el valor máximo y el valor eficaz de la corriente por la bobina.
- Determinar la corriente máxima por el diodo.
- Determinar la corriente media por el diodo.

Solución :

Para el convertidor de la Figura 1, con un ciclo de trabajo $D = 0.65$, se pide:

$$L := 1 \cdot 10^{-3} \quad R := 9 \quad V_S := 60 \quad V_O := 25 \quad C := 200 \cdot 10^{-6} \quad f_s := 20000 \quad T := \frac{1}{f_s}$$

- Determinar el ciclo de trabajo (D).

$$I_O := \frac{V_O}{R} = 2.778 \quad K := \frac{L \cdot I_O}{V_S \cdot T} = 0.926 \quad K > 1/8 \quad \text{CCM} \quad D := \frac{V_O}{V_S} = 0.417$$

- Determinar la corriente media por la bobina.

$$I_L := I_O = 2.778$$

- Determinar el valor máximo y el valor eficaz de la corriente por la bobina.

$$I_{L\text{max}} := I_O + (1 - D) \cdot \frac{V_O \cdot T}{2 \cdot L} = 3.142 \quad I_{L\text{min}} := I_O - (1 - D) \cdot \frac{V_O \cdot T}{2 \cdot L} = 2.41 \quad \Delta I_L := I_{L\text{max}} - I_{L\text{min}}$$

$$I_{L\text{rms}} := I_O \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{\Delta I_L}{I_O} \right)^2} = 2.809$$

- Determinar la corriente máxima por el diodo.

$$I_{D\text{max}} := I_{L\text{max}} = 3.142$$

- Determinar la corriente media por el diodo.

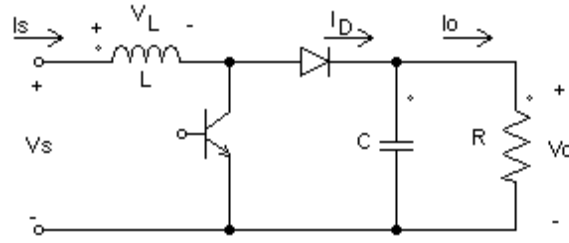
$$I_{Dav} := (1 - D) \cdot I_O = 1.62$$

Problema 10

En el convertidor de la figura 2 se pide:

- Determinar la tensión media de salida.
- Determinar la corriente media por la bobina. Determinar también la corriente máxima y la mínima por la bobina.
- Determinar la tensión de rizado a la salida.
- Determinar la corriente media por el diodo.

Datos: $V_s = 20$ V (constante), $D = 0.6$, $R = 12.5 \Omega$, $L = 65 \mu\text{H}$, $C = 200 \mu\text{F}$ y frecuencia de conmutación (f_s) 40 kHz.



Solución :

Para el convertidor de la Figura :

$$L := 65 \cdot 10^{-6} \quad R := 12.5 \quad V_s := 20 \quad D := 0.6 \quad C := 200 \cdot 10^{-6} \quad f_s := 40000 \quad T := \frac{1}{f_s}$$

- Determinar la tensión media de salida.

$$I_O := \frac{V_s}{R} = 1.6 \quad K := \frac{L \cdot I_O}{V_s \cdot T} = 0.528 \quad K > 1/8 \text{ CCM} \quad V_O := \frac{V_s}{1 - D} = 50$$

- Determinar la corriente media por la bobina. Determinar también la corriente máxima y la mínima por bobina

$$I_s := \frac{I_O}{1 - D} = 10 \quad I_L := I_s \quad I_{Lmax} := I_s + (1 - D) \cdot D \cdot \frac{V_O \cdot T}{2 \cdot L} = 12.27 \quad I_{Lmin} := I_s - (1 - D) \cdot D \cdot \frac{V_O \cdot T}{2 \cdot L} = 7.73$$

- Determinar la tensión de rizado a la salida.

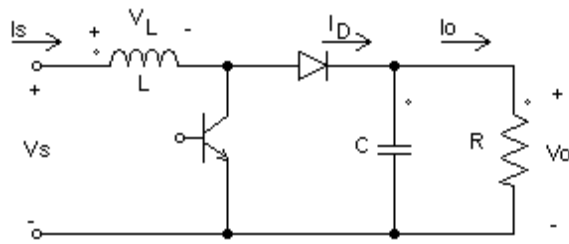
$$\Delta V_O := \frac{D \cdot T}{R \cdot C} \cdot V_O = 0.3$$

- Determinar la corriente media por el diodo.

$$I_D := I_O = 1.6$$

Problema 11

Se quiere diseñar un convertidor dc-dc elevador (ver figura 2) para una tensión de salida controlada de 50 V. La potencia que se tiene que entregar a la carga está entre 150 y 200 W y la tensión continua de entrada disponible puede variar entre 16 y 24 V. La frecuencia de conmutación será de 40 kHz. Calcular la inductancia mínima que garantice conducción continua en todo el margen de funcionamiento.



Solución :

Para el convertidor de la
Figura :

$$V_{smin} := 16 \quad V_{smax} := 24 \quad P_{omin} := 150 \quad P_{omax} := 200 \quad V_o := 50 \quad f_s := 40000 \quad T := \frac{1}{f_s}$$

La situación crítica la obtenemos de (condición de menor corriente media en el elemento

$$I_L := \frac{P_{omin}}{V_{smax}} = 6.25 \quad V_s := 24 \quad P_o := 150 \quad V_o := 50$$

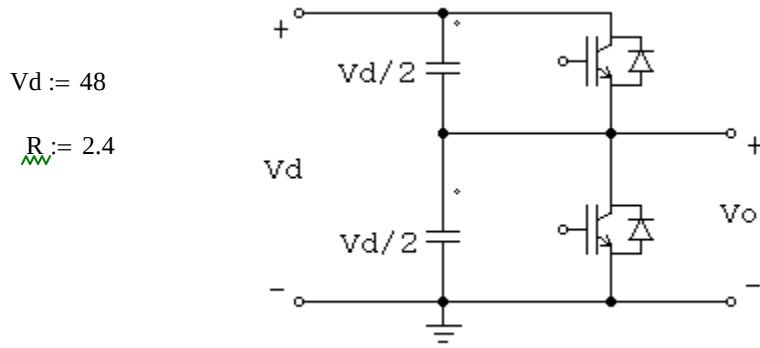
$$D := 1 - \frac{V_s}{V_o} = 0.52 \quad I_o := \frac{P_o}{V_o} = 3 \quad (1 - D) \cdot I_L = 3$$

$$L_B := (1 - D)^2 \cdot D \cdot \frac{V_o \cdot T}{2 \cdot I_o} = 2.496 \times 10^{-5}$$

$$I_L := (1 - D) \cdot D \cdot \frac{V_o \cdot T}{2 \cdot L_B} = 6.25$$

PROBLEMA 1

El inversor monofásico tiene una resistencia de carga de 2.4 Omhs y un voltaje de entrada de $V_d = 48$ V. Considerando una operación onda cuadrada, ángulo de conducción de los interruptores de 180 por ciclo, determinar.



a) Voltaje rms de salida a la frecuencia fundamental, V_{01}

$$V_o(t) := \left[\sum_{n=1,3,5..}^N \left(\frac{2}{n\pi} V_d \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t) \right) \right]$$

$$V_{01} := \frac{2}{\pi\sqrt{2}} V_d = 21.608$$

b) La potencia de salida, P_o

$$V_{0_rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_o^2 dt} \quad V_{0_rms} := 24$$

$$P_0 := \frac{V_{0_rms}^2}{R} = 240$$

c) La corriente media y corriente peak de cada IGBT

$$I_{o_peak} := \frac{24}{R} = 10$$

$$D := 0.5$$

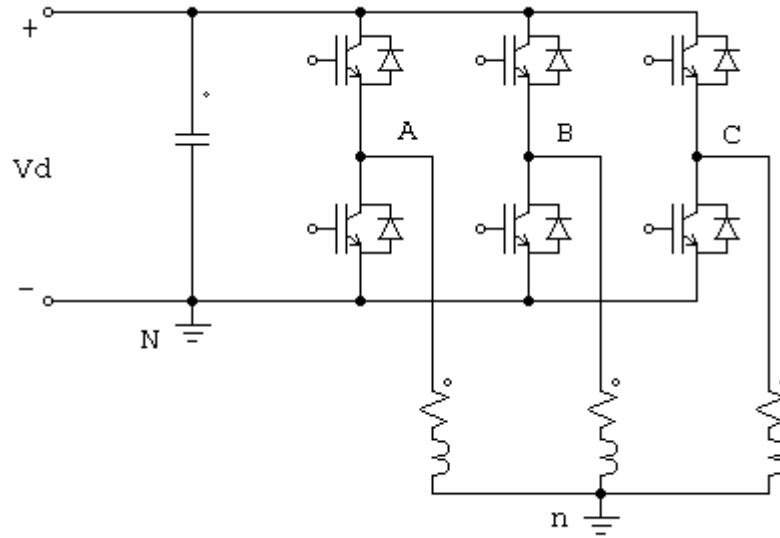
$$I_{0_med} := \frac{D \cdot V_d}{2 \cdot R} = 5$$

e) La distorsión armónica del voltaje total de salida

$$THD := \frac{\sqrt{V_{0_rms}^2 - V_{01}^2}}{V_{01}} = 0.483$$

PROBLEMA 2

El inversor trifásico de la figura tiene una carga conectada en estrella de $R = 5 \text{ Ohms}$ y $L = 23 \text{ mH}$. La frecuencia del inversor es $f_o = 60 \text{ Hz}$ y el voltaje dc de entrada es de $V_d = 220 \text{ V}$. El ángulo de conducción de cada dispositivo de conmutación es de 180° por ciclo



$$R := 5$$

$$L := 0.023$$

$$V_d := 220$$

Para el inversor onda cuadrada

a) Voltaje rms de línea

$$V_L = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_o^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_d = 0.816 V_d = 0.816 \cdot 220 = 179.63$$

b) El voltaje rms de fase, V_p

$$V_P := \frac{0.816 V_d}{\sqrt{3}} = 103.646$$

c) El voltaje rms de línea a la frecuencia fundamental

$$V_{L1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_d = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_d = 0.78 V_d = 171.6$$

d) El voltaje rms de fase a la frecuencia fundamental, V_{p1}

$$V_{P1} := \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_d = 99.035$$

e) La distorsión armónica de la corriente de línea, i_A

$$THD := \frac{\sqrt{0.64^2 + 0.33^2 + 0.13^2 + 0.10^2 + 0.06^2}}{14} = 0.053$$

f) Corriente de línea

$$I_L := \frac{\sqrt{14^2 + 0.64^2 + 0.33^2 + 0.13^2 + 0.10^2 + 0.06^2}}{\sqrt{2}} = 9.913$$

g) La potencia de carga, P_o

$$P_o := 3 \cdot I_L^2 \cdot R = 1474.1$$

h) La corriente dc promedio, I_d

$$I_d := \frac{P_o}{220} = 6.701$$

PROBLEMA 3

Se desea diseñar un inversor monofásico puente onda completa con modulación ancho de pulso (SPWM) bipolar. La tensión de entrada es de 96 V y alimenta una carga $R = 32 \, \Omega$, $L = 24 \, \text{mH}$ a 50 Hz, se pide:

- Índice de modulación de amplitud (ma) si la tensión de carga debe ser de 54 Vrms.
- Si el índice de modulación de frecuencia (mf) es 15, calcular el THD de la corriente de carga.
- Calcular, aproximadamente, la corriente máxima por los semiconductores del puente.
- Calcular la corriente media de entrada al inversor.

$$\underline{V_d} := 96 \quad \underline{R} := 32 \quad \underline{L} := 0.024 \quad f := 50$$

$$\text{a) } V_{01_rms} := 54 \quad ma := \frac{\sqrt{2} \cdot V_{01_rms}}{V_d} = 0.795$$

$$\text{b) } mf := 15$$

armónico fundamental

$$V_{01_rms} = 54$$

$$I_{01_rms} := \frac{V_{01_rms}}{\sqrt{R^2 + (2 \cdot \pi \cdot f \cdot L)^2}} = 1.643$$

armónicos importantes

$$mf - 2 = 13 \quad V_{013_rms} := \frac{0.22 \cdot V_d}{\sqrt{2}} = 14.934 \quad I_{013_rms} := \frac{V_{013_rms}}{\sqrt{R^2 + (2 \cdot \pi \cdot f \cdot 13L)^2}} = 0.145$$

$$mf = 15 \quad V_{015_rms} := \frac{0.818 \cdot V_d}{\sqrt{2}} = 55.528 \quad I_{015_rms} := \frac{V_{015_rms}}{\sqrt{R^2 + (2 \cdot \pi \cdot f \cdot 15L)^2}} = 0.472$$

$$mf + 2 = 17 \quad V_{017_rms} := \frac{0.22 \cdot V_d}{\sqrt{2}} = 14.934 \quad I_{017_rms} := \frac{V_{017_rms}}{\sqrt{R^2 + (2 \cdot \pi \cdot f \cdot 17L)^2}} = 0.113$$

$$\%THD := \frac{\sqrt{I_{013_rms}^2 + I_{015_rms}^2 + I_{017_rms}^2}}{I_{01_rms}} \cdot 100 = 30.861$$

$$\text{c) } I_{rms} := \sqrt{I_{01_rms}^2 + I_{013_rms}^2 + I_{015_rms}^2 + I_{017_rms}^2} = 1.719$$

$$\text{d) } \underline{I_d} := \frac{R \cdot I_{rms}^2}{V_d} = 0.985$$

$$V_{rms} := \sqrt{V_{01_rms}^2 + V_{013_rms}^2 + V_{015_rms}^2 + V_{017_rms}^2} = 80.283$$

PROBLEMA 4

Un inversor monofásico tipo onda cuadrada con cancelación de voltaje alimenta una carga puramente inductiva de 10 mH con un voltaje efectivo de 150 V y frecuencia de 50 Hz. El voltaje de entrada al inversor es de 210 V

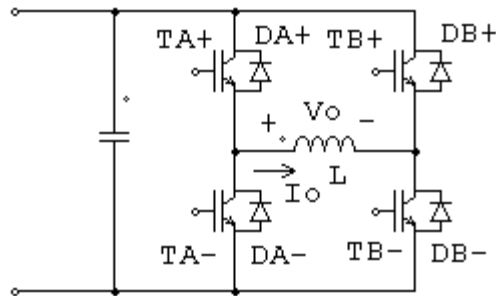
a) Dibuje el circuito conversor.

Para la situación de régimen permanente.

b) Dibuje a escala la forma de onda del voltaje en la carga.

c) Dibuje a escala la forma de onda de la corriente en la carga indicando que componente está en conducción a cada intervalo.

a)



b)

$$V_d := 210$$

$$V_o := 150$$

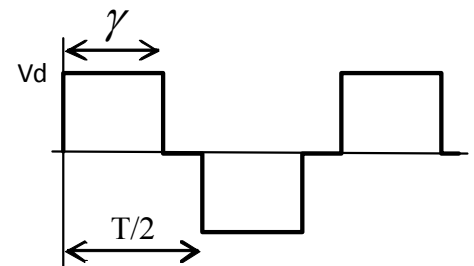
$$V_{o_rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_o^2 dt} = 150 \text{ V}$$

$$210 \sqrt{\frac{\gamma}{180}} = 150$$

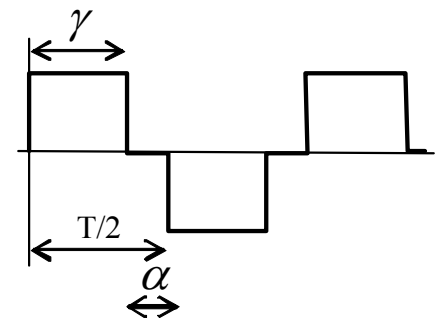
$$\gamma = 0.51 \cdot \frac{T}{2}$$

$$\gamma := \left(\frac{V_o}{V_d} \right)^2 \cdot 180 = 91.837$$

$$\alpha := \left[1 - \left(\frac{V_o}{V_d} \right)^2 \right] 180 = 88.163$$



$$\gamma := 0.51 \cdot \frac{T}{2}$$

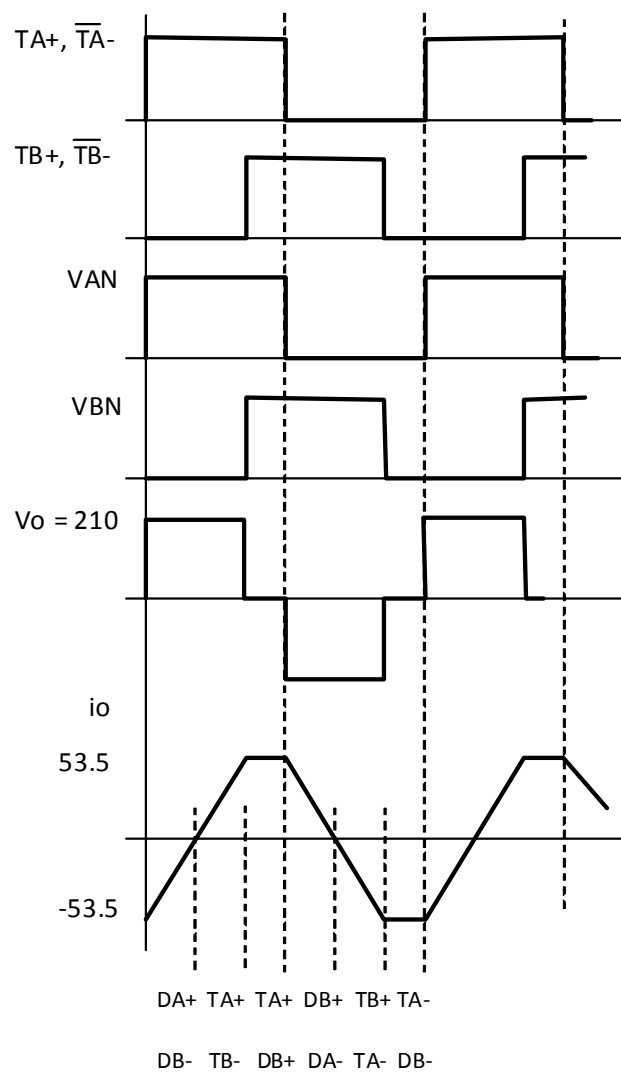


c)

$$T := \frac{1}{50}$$

$$L := 10 \cdot 10^{-3}$$

$$\Delta i_L := \frac{V_d \cdot 0.51 \cdot \frac{T}{2}}{L} = 107.1$$



PROBLEMA 5

Diseñe un inversor monofásico que opere con patrón de modulación PWM sinusoidal monopolar. El voltaje de salida debe ser de 120 Vrms a 60 Hz y el factor de distorsión armónica THD de la corriente de carga debe ser menor que 8 % cuando la carga es R=14Ω y L = 28 mH. Especifique:

- a) Voltaje continuo de entrada al inversor
- b) Índice de modulación de amplitud, ma
- c) Índice de modulación de frecuencia, mf

Las armónicas de voltaje presente en el inversor monofásico con modulación SPWM monopolar son:

	ma	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
h						
1		0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
2mf ± 1		0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
2mf ± 3			0.024	0.071	0.139	0.212
2mf ± 5					0.013	0.033
4mf ± 1		0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
4mf ± 3		0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
4mf ± 5				0.034	0.084	0.119
4mf ± 7					0.017	0.050

ORIGIN := 1

Nota: $\left(\hat{V}_{Ao}\right)_k / \frac{1}{2} V_d$ estabulado como función de ma

$R := 14$ $L := 0.028$ $f := 60$ $\omega := 2 \cdot \pi \cdot f$ $j := \sqrt{-1}$

Se busca el voltaje apropiado para la fuente Vd:

$$\begin{pmatrix} 0.2 & \frac{120 \cdot \sqrt{2} \cdot 2}{0.2} \\ 0.4 & \frac{120 \cdot \sqrt{2} \cdot 2}{0.4} \\ 0.6 & \frac{120 \cdot \sqrt{2} \cdot 2}{0.6} \\ 0.8 & \frac{120 \cdot \sqrt{2} \cdot 2}{0.8} \\ 1 & \frac{120 \cdot \sqrt{2} \cdot 2}{1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.2 & 1.697 \times 10^3 \\ 0.4 & 848.528 \\ 0.6 & 565.685 \\ 0.8 & 424.264 \\ 1 & 339.411 \end{pmatrix}$$

$V_d := 424.264$ para $ma := 0.8$

Se busca el indice de modulación de frecuencia que cumpla el requerimiento de THD < 0.008 para la corriente, debe ser impar mayor a 15:

$mf := 15$

$k := ma \cdot 5$

$$V_{ABh} := \begin{pmatrix} 0.2 & 0.4 & 0.6 & 0.8 & 1 \\ 0.190 & 0.326 & 0.370 & 0.314 & 0.181 \\ 0 & 0.0124 & 0.071 & 0.139 & 0.212 \\ 0 & 0 & 0 & 0.013 & 0.033 \\ 0.163 & 0.157 & 0.008 & 0.105 & 0.068 \\ 0.012 & 0.070 & 0.132 & 0.115 & 0.009 \\ 0 & 0 & 0.034 & 0.084 & 0.119 \\ 0 & 0 & 0 & 0.017 & 0.050 \end{pmatrix}$$

Con los datos se calcula el el THD:

$$T_{\text{THD}} := \begin{bmatrix} \begin{array}{c} \text{"fh"} \\ 1 \\ 2 \cdot \text{mf} - 5 \\ 2 \cdot \text{mf} - 3 \\ 2 \cdot \text{mf} - 1 \\ 2 \cdot \text{mf} + 1 \\ 2 \cdot \text{mf} + 3 \\ 2 \cdot \text{mf} + 5 \\ 4 \cdot \text{mf} - 5 \\ 4 \cdot \text{mf} - 3 \\ 4 \cdot \text{mf} - 1 \\ 4 \cdot \text{mf} + 1 \\ 4 \cdot \text{mf} + 3 \\ 4 \cdot \text{mf} + 5 \end{array} & \begin{array}{c} \text{"Voh"} \\ V_{ABh_{1,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d \\ V_{ABh_{4,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d \\ V_{ABh_{3,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d \\ V_{ABh_{2,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d \\ V_{ABh_{2,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d \\ V_{ABh_{3,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d \\ V_{ABh_{4,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d \\ V_{ABh_{7,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d \\ V_{ABh_{6,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d \\ V_{ABh_{5,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d \\ V_{ABh_{5,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d \\ V_{ABh_{6,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d \\ V_{ABh_{7,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d \end{array} & \begin{array}{c} \text{"ZAB"} \\ R + j \cdot \omega \cdot L \\ R + j \cdot \omega \cdot (2 \cdot \text{mf} - 5) \cdot L \\ R + j \cdot \omega \cdot (2 \cdot \text{mf} - 3) \cdot L \\ R + j \cdot \omega \cdot (2 \cdot \text{mf} - 1) \cdot L \\ R + j \cdot \omega \cdot (2 \cdot \text{mf} + 1) \cdot L \\ R + j \cdot \omega \cdot (2 \cdot \text{mf} + 3) \cdot L \\ R + j \cdot \omega \cdot (2 \cdot \text{mf} + 5) \cdot L \\ R + j \cdot \omega \cdot (4 \cdot \text{mf} - 5) \cdot L \\ R + j \cdot \omega \cdot (4 \cdot \text{mf} - 3) \cdot L \\ R + j \cdot \omega \cdot (4 \cdot \text{mf} - 1) \cdot L \\ R + j \cdot \omega \cdot (4 \cdot \text{mf} + 1) \cdot L \\ R + j \cdot \omega \cdot (4 \cdot \text{mf} + 3) \cdot L \\ R + j \cdot \omega \cdot (4 \cdot \text{mf} + 5) \cdot L \end{array} & \begin{array}{c} \text{"IhRMS"} \\ \frac{V_{ABh_{1,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d}{\sqrt{2} \cdot |R + j \cdot \omega \cdot L|} \\ \frac{V_{ABh_{4,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d}{\sqrt{2} \cdot |R + j \cdot \omega \cdot (2 \cdot \text{mf} - 5) \cdot L|} \\ \frac{V_{ABh_{3,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d}{\sqrt{2} \cdot |R + j \cdot \omega \cdot (2 \cdot \text{mf} - 3) \cdot L|} \\ \frac{V_{ABh_{2,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d}{\sqrt{2} \cdot |R + j \cdot \omega \cdot (2 \cdot \text{mf} - 1) \cdot L|} \\ \frac{V_{ABh_{2,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d}{\sqrt{2} \cdot |R + j \cdot \omega \cdot (2 \cdot \text{mf} + 1) \cdot L|} \\ \frac{V_{ABh_{3,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d}{\sqrt{2} \cdot |R + j \cdot \omega \cdot (2 \cdot \text{mf} + 3) \cdot L|} \\ \frac{V_{ABh_{4,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d}{\sqrt{2} \cdot |R + j \cdot \omega \cdot (2 \cdot \text{mf} + 5) \cdot L|} \\ \frac{V_{ABh_{7,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d}{\sqrt{2} \cdot |R + j \cdot \omega \cdot (4 \cdot \text{mf} - 5) \cdot L|} \\ \frac{V_{ABh_{6,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d}{\sqrt{2} \cdot |R + j \cdot \omega \cdot (4 \cdot \text{mf} - 3) \cdot L|} \\ \frac{V_{ABh_{5,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d}{\sqrt{2} \cdot |R + j \cdot \omega \cdot (4 \cdot \text{mf} - 1) \cdot L|} \\ \frac{V_{ABh_{5,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d}{\sqrt{2} \cdot |R + j \cdot \omega \cdot (4 \cdot \text{mf} + 1) \cdot L|} \\ \frac{V_{ABh_{6,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d}{\sqrt{2} \cdot |R + j \cdot \omega \cdot (4 \cdot \text{mf} + 3) \cdot L|} \\ \frac{V_{ABh_{7,k}} \cdot 0.5 \cdot V_d}{\sqrt{2} \cdot |R + j \cdot \omega \cdot (4 \cdot \text{mf} + 5) \cdot L|} \end{array} \end{bmatrix}$$

T =

	1	2	3	4
1	"fh"	"Voh"	"ZAB"	"lhRMS"
2	1	169.706	14+10.556i	6.844
3	25	2.758	14+263.894i	7.379·10 ⁻³
4	27	29.486	14+285.005i	0.073
5	29	66.609	14+306.117i	0.154
6	31	66.609	14+327.228i	0.144
7	33	29.486	14+348.34i	0.06
8	35	2.758	14+369.451i	5.274·10 ⁻³
9	55	17.819	14+580.566i	0.022
10	57	24.395	14+601.678i	0.029
11	59	22.274	14+622.789i	0.025
12	61	22.274	14+643.901i	0.024
13	63	24.395	14+665.012i	0.026
14	65	17.819	14+686.124i	0.018

$$\text{THD} := \frac{\sqrt{\sum_{i=3}^{14} (T_{i,4})^2}}{T_{2,4}} \cdot 100 = 3.484$$

$$V_{1\text{rms}} := \frac{120 \cdot \sqrt{2} \cdot 2}{\text{ma}} = 424.264$$

PROBLEMA 6

Se desea diseñar un inversor monofásico puente onda completa con modulación ancho de pulso (SPWM) bipolar. La tensión de entrada es de 96 V y alimenta una carga $R = 32 \, \Omega$, $L = 24 \, \text{mH}$ a 50 Hz, se pide:

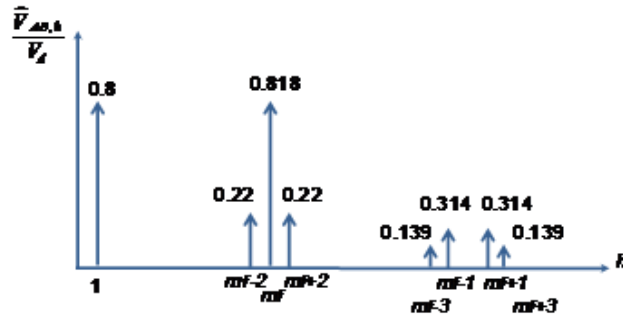
- Determinar el índice de modulación de amplitud (m_a) si la tensión de carga debe ser de 54 Vrms.
- Calcular el THD de la corriente de carga, si el índice de modulación de frecuencia (m_f) es 15.
- Calcular, aproximadamente, la corriente máxima por los semiconductores del puente.
- Calcular la corriente media de entrada al inversor.

$$V_{in} := 96$$

$$\omega := 2 \cdot \pi \cdot 50$$

$$L := 24 \cdot 10^{-3}$$

$$R := 32$$



a)

$$m_a := \frac{54 \cdot \sqrt{2}}{96} = 0.795$$

b)

$$f_1 := 1$$

$$Z_1 := 32 + j \cdot 1 \cdot \omega \cdot L$$

$$I_1 := \frac{0.8 \cdot 96}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{|Z_1|} = 1.652$$

$$f_{mf_2} := 13$$

$$Z_{13} := 32 + j \cdot 13 \cdot \omega \cdot L$$

$$I_{13} := \frac{0.22 \cdot 96}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{|Z_{13}|} = 0.145$$

$$f_{mf} := 15$$

$$Z_{15} := 32 + j \cdot 15 \cdot \omega \cdot L$$

$$I_{15} := \frac{0.818 \cdot 96}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{|Z_{15}|} = 0.472$$

$$f_{mf_c} := 17$$

$$Z_{17} := 32 + j \cdot 17 \cdot \omega \cdot L$$

$$I_{17} := \frac{0.22 \cdot 96}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{|Z_{17}|} = 0.113$$

$$THD := \frac{\sqrt{I_{13}^2 + I_{15}^2 + I_{17}^2}}{I_1} \cdot 100 = 30.687$$

c)

$$I_{sem_max} := I_1 \cdot \sqrt{2} = 2.336$$

d)

$$I_{O_rms} := \sqrt{I_1^2 + I_{13}^2 + I_{15}^2 + I_{17}^2} = 1.728$$

$$P_o := R \cdot I_{O_rms}^2$$

como se considera que el convertidor es ideal

$$P_{in} := P_o$$

$$I_{in} := \frac{P_o}{V_{in}} = 0.995$$

